

Se riduce il periodo il transitorio non finisce. Sol fronte positivo:

a $t=0^-$ $\Delta V_c(0^-) = 200\mu\text{s}$ $T = 600\mu\text{s} \rightarrow \frac{T}{2} = \tau$
 $N_{out}(0^-) = \sqrt{\exp(-\frac{T/2}{\tau})}$ $\Delta V_c(0^-) = -E - V^- e^{-\frac{t}{\tau}}$

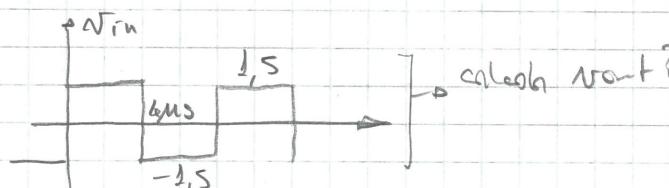
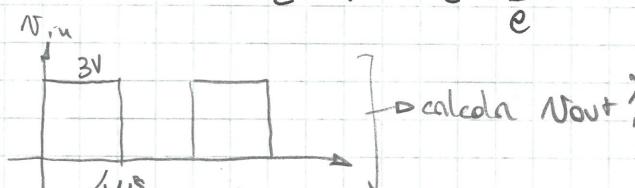
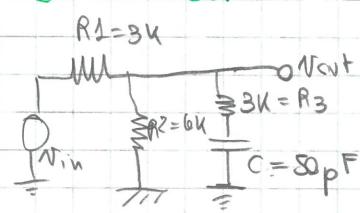
a $t=0^+$ $\Delta V_c(0^+) = E - V^+$ $\Delta V_c(0^+) = \Delta V_c(0^-) \rightarrow E - V^+ = -t - \frac{V^-}{e}$

Sol fronte neg:

a $t=0^-$ $N_{out}(0^-) = V^- e^{-\frac{T}{2} \cdot \frac{1}{\tau}}$

a $t=0^+$ $N_{out} = V^-$ $L - E - V^- = E - V^+ e^{-\frac{1}{\tau}}$ $V^+ = 1,46\text{V}$
 $E - V^+ = -E - \frac{V^-}{e}$ $V^- = -1,46\text{V}$

Ese x casa

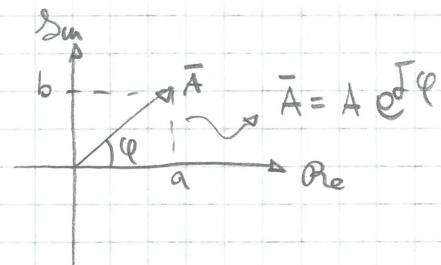


RAS

$$g(t) = \sqrt{2} \text{ Ampiezza} \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad \omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$$

Ampiezza efficace

$$\bar{A} = A e^{j\varphi} \quad A = \sqrt{a^2 + b^2} \quad \varphi = \arctg\left(\frac{b}{a}\right)$$

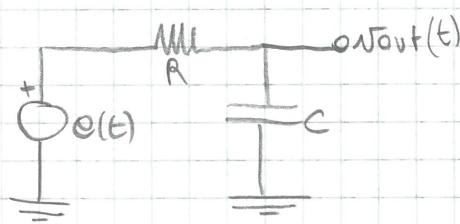


$$\circledast R \quad v(t) = R i(t) \quad \bar{V} = R \bar{I} \quad Z_R \stackrel{\Delta}{=} \frac{\bar{V}}{\bar{I}} = R$$

$$\circledast C \quad i(t) = C \frac{dv(t)}{dt} \quad \bar{I} = j\omega C \bar{V} \quad Z_C \stackrel{\Delta}{=} \frac{\bar{V}}{\bar{I}} = \frac{1}{j\omega C}$$

L'induttanza è analoga al condensatore

Circuito AC in RAS



$$e(t) = \sqrt{2} E \sin \omega t \quad Z_R = R \quad Z_C = \frac{1}{j\omega C}$$

$$\bar{V}_{out} = \frac{Z_C}{Z_R + Z_C} \cdot \bar{E} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \cdot \bar{E}$$

$$T(j\omega) = \frac{\bar{V}_{out}}{\bar{E}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad] \rightarrow \text{è la funzione di trasferimento}$$

La f dt è

- $|T(j\omega)| \rightarrow$ modulo o ampiezza di OUT
- $\arg[T(j\omega)] \rightarrow$ fase della f dt \rightarrow sfasamento tra OUT e IN

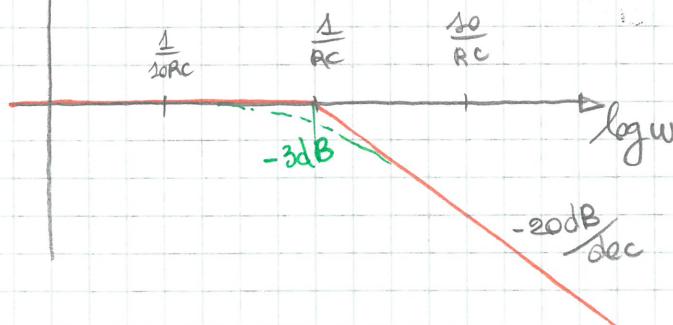
$$|T(j\omega)| = \left| \frac{1}{1 + j\omega RC} \frac{1 - j\omega CR}{1 + j\omega CR} \right| = \frac{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}}{1 + \omega^2 C^2 R^2} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}}$$

$$|T(j\omega)|_{dB} = 20 \log_{10} |T(j\omega)| = 20 \log_{10} \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}}$$

a) se $\omega \ll \frac{1}{RC}$ $\omega RC \ll 1$ $|T(j\omega)|_{dB} = 0$ (amplificazione unitaria)

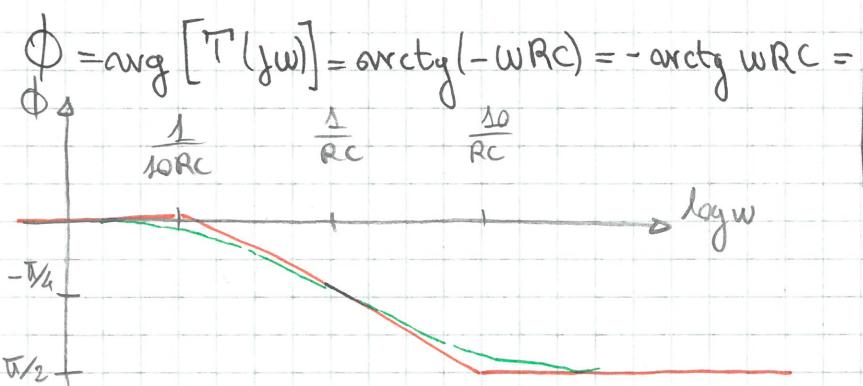
b) se $\omega = \frac{1}{RC}$ $20 \log_{10}(1/\sqrt{2})$ $|T(j\omega)|_{dB} \approx -3 dB$

c) se $\omega \gg \frac{1}{RC}$ $|T(j\omega)| \approx \frac{1}{\omega RC} = |T(j\omega)|_{dB} = -20 \log_{10} \omega RC$



Vediamo ora la fase:

$$\operatorname{Re}[T(j\omega)] = \frac{1}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \quad \operatorname{Im}[T(j\omega)] = \frac{-\omega R C}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \quad \text{perché } T(j\omega) = \frac{1 - j\omega R C}{1 + \omega^2 R^2 C^2}$$



$$\begin{cases} \text{se } \omega \ll \frac{1}{RC} & \phi = 0 \\ \text{se } \omega = \frac{1}{RC} & \phi = -\frac{\pi}{4} \\ \text{se } \omega \gg \frac{1}{RC} & \phi = -\frac{\pi}{2} \end{cases}$$

Semiconduttori

Sono materiali speciali, la cui resistività può essere più o meno variata a piacimento. Ci concentreremo sui materiali con le elettroni (IV gruppo $\rightarrow \frac{1}{2}$ effetto) disponibili per la conduzione.

Silicio e germanio sono ottimi, ma il silicio viene prediletto perché è facile ottenere l'ossido di silicio. Possono avere una selezione riunzione (etching) selettiva dell'ossido. Il silicio è più abbondante e il germanio quasi non lavora a temperatura ambiente.

Questi due semiconduttori sono puri (cristallo con 1 solo tipo).

Ci sono semiconduttori composti come AsGa (~~non~~ semic. del tipo 3-5) mettendo insieme 3-5 si ottiene 8 per l'effetto)

Ci sono anche semic. del tipo 2-6 (utilizzati molto nelle applicazioni di rivelazione e rilevazione di fotoni)

Venne utilizzato anche il carburo di silicio (SiC) che resiste molto bene ad alte temperature.

Oss: fosforo e arsenico hanno +1 elettrone rispetto al Si

il boro $\equiv -1 \equiv$ Si

Ibridizzazione degli orbitali del Silicio

Config elettronica ($Z=14$) = $1s^2 2s^2 2p^6$

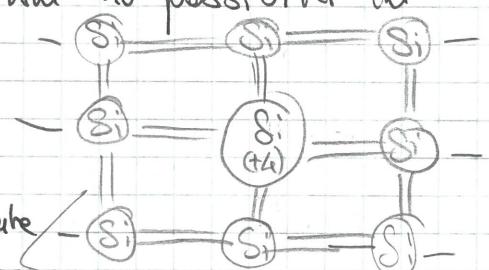
Ti avanza 4 elettroni. Per avere una situazione energeticamente favorita, accade un'ibridizzazione orbitale seconda un tetraedro (come il carbonio)

Tutti gli orbitali possono ospitare le elettroni, un avendo solo 4 elettroni, gli orbitali ospitano un elettrone ciascuno. (orbitali sp^3) \rightarrow 4 sp^3

Sotto l'azione di un campo elettrico (a 0K) non ho possibilità di una conduzione per un corrente elettrica.

Rappresentazione bidimensionale:

Metalli: elettroni liberi + banda di valenza parzialmente riempita



dove sottrarre = 1 elettrone per legame covalente

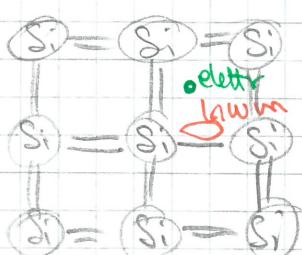
SemiMetalli: banda sup piena un parzialmente sovrapposta alla banda successiva

Isolanti: valenza piena e banda di conduzione vuota con gap energetico

Semiconduttori: come gli isolanti un gap ridotto \rightarrow alcuni elettroni possono saltare in conduzione (es: gap = 1,12 eV silicio, 0,67 eV Ge, 1,43 eV As)

Oss: il germanio ha metà energia di gap del silicio \rightarrow lavora male a t. ambiente

È possibile rompere un legame avendo un elettrone libero per la conduzione. Ottengo un elettrone (carica -) e un buco ("Hole", carica +)



Temperatura \uparrow legami rotti \uparrow aumento; portatori di carica liberi. $elettrone = n$, buco = p

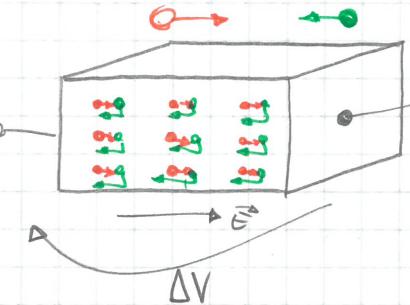
Quanti legami vengono rotti in funzione della temperatura?

1 cm³ di Si contiene 5×10^{22} atomi

distanza interatomica \rightarrow 0,5 nm = 5 Å

Un materiale intrinsecosco (es silicio) ha $n=p$.

Con materiali d'origine si può avere $n \neq p$



Ho il mio materiale intrinseco $n=p$

Applico una ^{dif di} potenziale ΔV

Le lacune si muovono nella direz. di \vec{E}

Gli elettroni fanno il contrario

Chiamo il flusso di portatori Φ_u (per unità di area e tempo)
 $= = = =$ lacune Φ_p (- - -)

Scrivo la densità di corrente $J = q \Phi_p - q \Phi_u$ in cui $q = \text{carica elem. positiva}$ ($1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$) $\bar{J}_p = q \Phi_p$ $\bar{J}_u = -q \Phi_u$

Def La velocità di deriva $\vec{N}_p = \mu_p \cdot \vec{E}$ $\vec{N}_u = \mu_u \vec{E}$] → velocità deriva lacune ed elettroni

a t ambiente $\mu_n = 1400 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ (a 300K) $\mu_p = 450 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ (a 300K) Qss:

$\mu_p \approx \frac{1}{3} \mu_n$ posso ricadurne J alla N-drift:

$$\bar{J} = q \Phi_p - q \Phi_u = q \cdot p N_p - q \cdot u N_u = q p \mu_p E + q u \mu_u E = (q \cdot p \mu_p + q u \mu_u) E$$

La condutibilità sarà $\sigma = q \mu_n n + q \mu_p p$ (è dipendente sia dagli elettroni che dalle lacune).

$$\text{Def resistività } \rho = \left(\frac{1}{\sigma} \right) = \frac{1}{q \mu_n n + q \mu_p p}$$

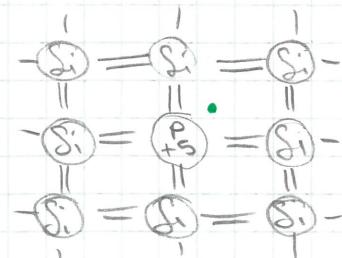
Sostituendo i valori a 300K $n = p = 1,45 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ $\sigma = 4,4 \cdot 10^6 \text{ S}^{-1} \text{ cm}^{-1}$
 $\rho = 2,5 \cdot 10^5 \Omega \cdot \text{cm}$ (@300K) → non è un buon conduttore il silicio puro

DOPAGGIAMENTO

• tipo n: aggiunge fosforo (V group). Senza rompere legami aggiunge un elettrone disponibile per condurre.

A fronte di $5 \cdot 10^{22}$ vengono aggiunti circa 10^{13} atomi di dopante.

Come concentrazione perciò abbiamo un livello molto basso.



L'arsenico è un po' più generale del fosforo. P quindi va meglio ad inserirsi nel reticolato.

As, P sono atomi donori (donors) (regolano atomi disponibili per la conduzione) $10^{14} \text{ cm}^{-3} \leq N_D \leq 10^{18} - 10^{20} \text{ cm}^{-3}$

Perciò n_i è la concentrazione intrinseca, N_D è la concentrazione dei donatori
 $N_D \gg n_i$ $n \approx N_D$ (è circa uguale perché ci sono le ordini di grandezza)

Le lacune sono di concentrazione n_i?

legge di azione di unesa

G(T) = tasso di generazione (di legami rotti)

R(T) = " = ricombinazione (" formanti) = n · p · r(T)

All'eq termodinamico $\rightarrow G(T) = R(T) \Rightarrow np = \frac{G(T)}{r(T)} = n_i^2 \rightarrow (1,45 \cdot 10^{10})^2$

costante dip. solo da T

La legge di azione di unesa vale sempre all'eq t.d.

Perciò $p = \frac{n_i^2}{n} \approx \frac{n_i^2}{N_D} \approx \frac{10^{20} \text{ cm}^{-3}}{10^{18} \text{ cm}^{-3}} \approx 100 \text{ lacune/cm}^3$

Nota: sono così poche le lacune che non contano praticamente niente, perciò elettroni: portatori maggioritari, lacune: portatori minoritari

In un semic di tipo "n" $\sigma = q \mu_{\text{in}} n + q \mu_{\text{pp}} p \approx q \mu_{\text{in}} N_D$

tipo p: (p-type doping). L'atomo di Boro nel silicio è un atomo

"accettore" di elettroni (è dovuto a una lacuna, se visto al contrario) \rightarrow ACCEPTOR.

la concentrazione è $10^{16} \text{ cm}^{-3} \leq N_A \leq 10^{19} - 10^{20} \text{ cm}^{-3}$

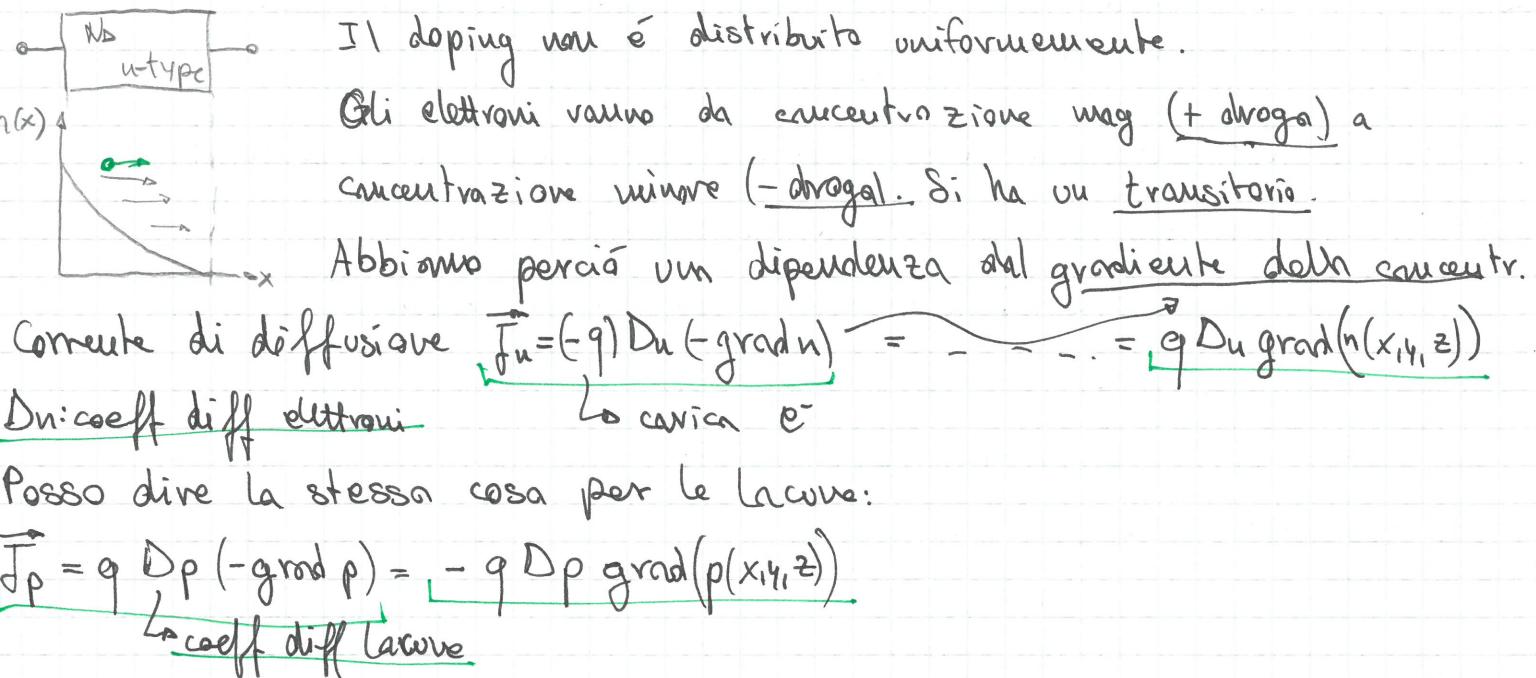
Gli elettroni sono i minoritari, perché:

$$p \approx N_A \rightarrow \text{legge az. unesa} \rightarrow n = \frac{n_i^2}{p} \approx \frac{n_i^2}{N_A}$$

Le lacune sono i portatori maggioritari

I diagrammi di Arrhenius mostrano la relazione delle concentrazioni rispetto alla temperatura.

Correnti di diffusione



Ci questo processo è analogo a qualsiasi altro processo diffusivo (industriale che si espande in un vaso, etc)

Nel Si $D_n = 32 \text{ cm}^2/\text{s}$ $D_p = 12 \text{ cm}^2/\text{s}$ Si ha la relz. di Einstein:

$$D_n = \mu_n \cdot \frac{k_B T}{q} \quad \text{tensione termica} \quad \Rightarrow \quad V_{th} \approx 25 \text{ mV}$$

$$D_p = \mu_p V_{th}$$

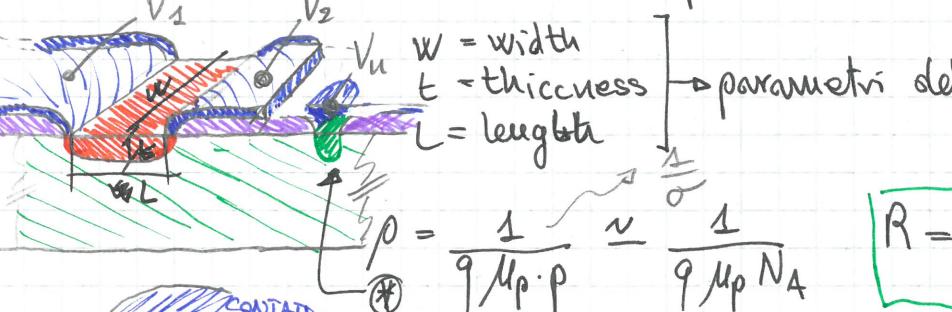
RESISTORE INTEGRATO



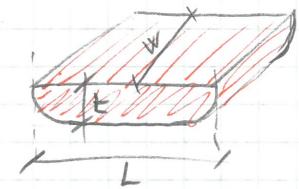
Considero uno substrato poco drogato (n-type) e realizzo una zona drogata al tipo p (rosso)

Ciò viene realizzato tramite ossidazione e photo-resist

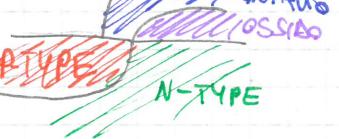
C'è dell'ossido residuo (SiO₂) dal processo di droggaggio



parametri del resistore



$$R = \rho \frac{L}{A_{ren}} = \frac{1}{q \mu_p N_A} \frac{L}{t \cdot W}$$



*espongo un piccolo contatto della zona n-type per ottenere il potenziale di riferimento V_u

I terminali del resistore sono V_1, V_2

$$N_A \cdot t = \text{Dose } D \quad (\text{concentraz. sup di accettori}) \rightarrow R = \frac{1}{q \mu_p D} \cdot \frac{L}{W}$$

$R_{\square} = \frac{1}{q \mu D}$ è la resistenza per quadro, mentre $\frac{L}{w}$ è il n° di quadri \rightarrow

Nota: nella microelettronica si cerca di inserire meno resistenze possibili.

Esse occupano spazio e sono difficili da realizzare.

Per occupare meno spazio si disponeggono i quadri con un serpentino per ottenere una forma \pm compatta (quadrotto).

Con $V_1 = 0V$ e V_2 che varia, dovrei avere:

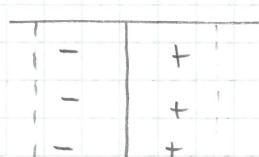
(Sotto un'opportuna tensione V_u)

GIUNZIONE PN (pn junction)

Prendiamo il caso in cui $N_A > N_D$

Porto a contatto i due blocchetti. Essendo un collegati ad un circuito esterno non si ha carica netta. Sicuramente all'inizio ho un gradiente di concentrazione \rightarrow corrente diffusiva

le lacune vanno nella n-type per portare carica positiva ($J_{p,diff}$).
gli elettroni = " p-type " = " negativi ($J_{n,diff}$)

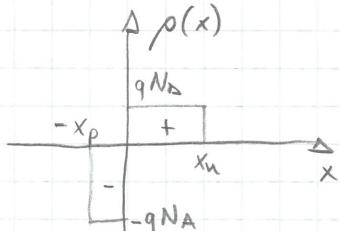


ZONA SUDATATA

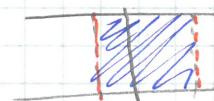
Viene a crearsi una zona sudata o di carica spaziale (depletion region / space charge region).

Ho cariche fisse che non possono muoversi. Un se ho un certo distrib. di carica assunto ad un campo elettrico.

Queste sono cariche negative e positive fisse.



Per la neutralità di carica, queste due zone devono essere equilibrate, perciò nel caso $N_A > N_D$ la zona spaziale è più estesa nel vettore n-type



$$|Q_{TOT}| = |Q_{p,TOT}| \quad qN_D A x_n = qN_A A x_p \quad x_n = \frac{N_A}{N_D} x_p$$

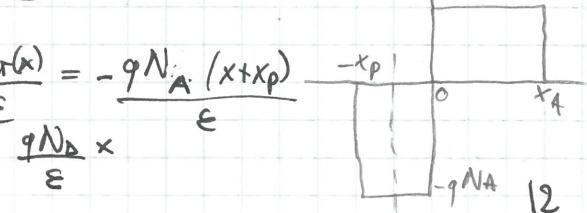
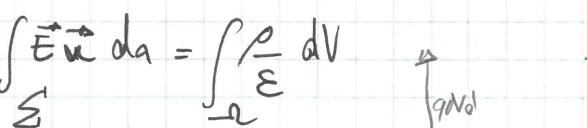
Calcolo il campo elettrico generato con Gauss

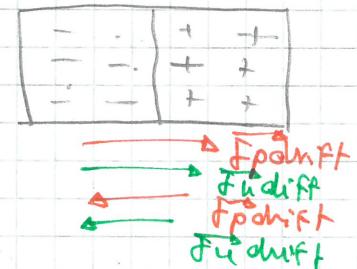
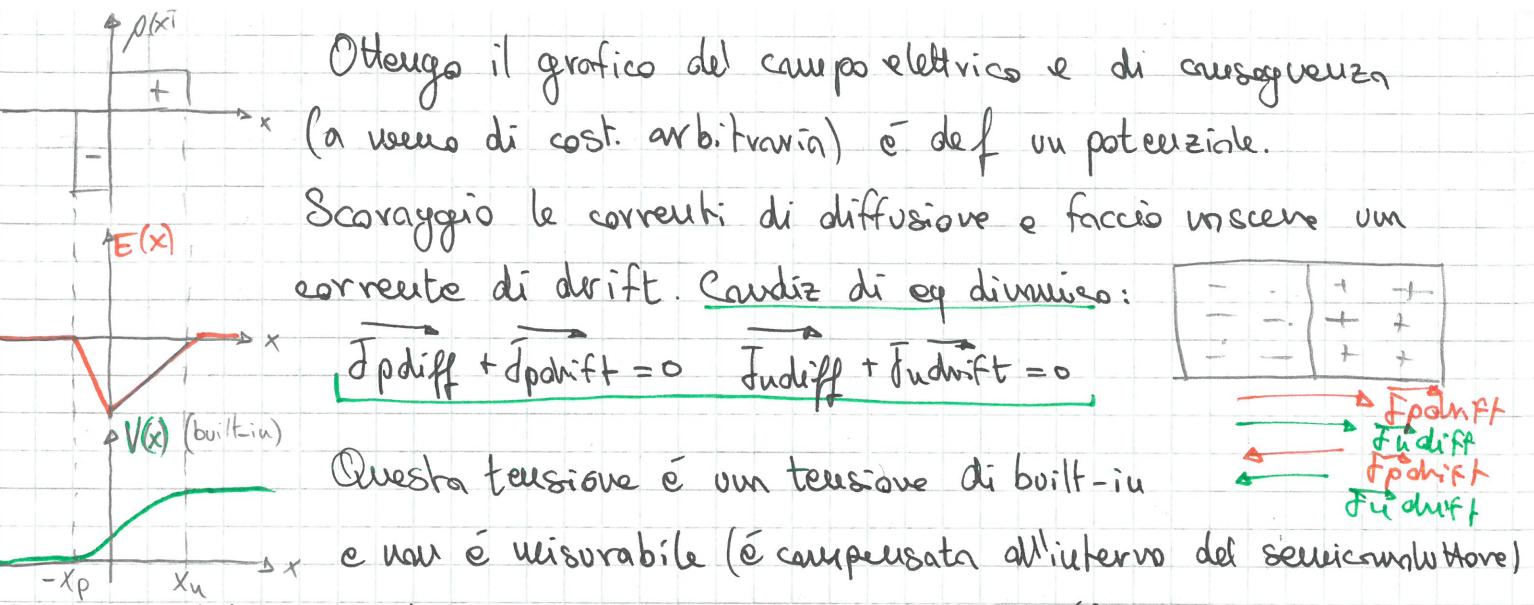
per $x \leq x_p$ $Q_{p,TOT}(x) = 0 \rightarrow E(x) = 0$

per $-x_p \leq x \leq 0$ $Q_{p,TOT}(x) = -qN_A \cdot A (x - (-x_p))$

per $0 \leq x \leq x_n$ $Q_{TOT}(x) = -qN_A \cdot A x_p + qN_D \cdot A x$

per $x \geq x_n$ $E(x) = 0$





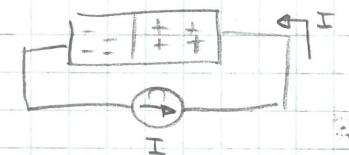
Questa tensione è una tensione di built-in

e non è misurabile (è compensata all'interno del semiconduttore)

Si perde dalla concentrazione del drogaggio e dalla diffusione dei portatori.
Tutto ciò avallizzato è stato il comportamento all'equilibrio.

Applicando una tensione vado ad incrementare o diminuire l'altezza della barriera di potenziale. Se \uparrow non passa corrente, se \downarrow passa molta corrente \Rightarrow
 \Rightarrow la giunzione può essere lineare.

Oss: La tensione built-in è normalmente $\approx 0,7V$

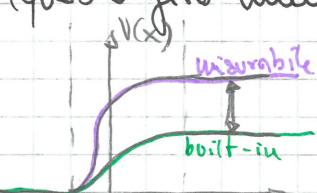


\uparrow barriera \rightarrow polarizzazione diretta, \downarrow barriera \rightarrow polarizzazione inversa.

Invece di polarizzare con un gen. di tensione, appliciamo per comodità un gen. di corrente (si avallizza poi attraverso la tensione)

Ho elettroni che lasciano la zona n e viceversa per le bucce che lasciano la zona p. Vado perciò ad incrementare la zona di svolazzamento.

Si incrementa l'ampiezza della barriera di potenziale. Si ottiene una tensione (questo giro misurabile) ai capi della giunzione. Terminale n è a potenziale più positivo rispetto al potenziale del terminale p.


Con una gen. tensione:

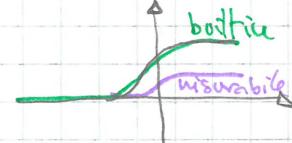


Tensione di breakdown $V_{BD} < 0$.

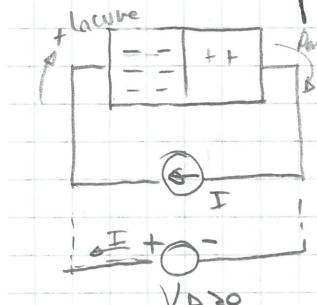
Se la tensione del gen. è in modulo maggiore di V_{BD} :

- posso avere un BD di tipo zener (effetto zener): la tensione applicata genera un campo elettrico troppo elevato in grado di rompere legami covalenti \rightarrow pur essendo in polarizzazione inversa scorre una corrente apprezzabile

- BD per moltiplicazione a valanga: il campo elettrico diventa sufficiente per accelerare l'elettrone che sbatte suln zona di sottoservento \rightarrow viene liberato un altro elettrone che sbatte a sua volta. Il processo si ripete. Il comportamento in temperatura dei BD a valanga è invece \neq diverso a seconda del BD. I diodi fatti apposta per lavorare in BD, altrimenti se la potenza vma viene limitata, si può rompere la giunzione.

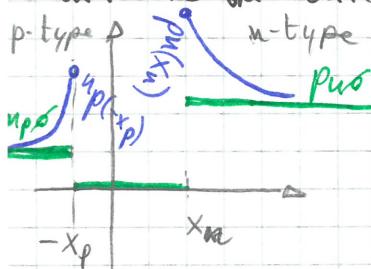


Vediamo la polarizzazione diretta:



Il potenziale si abbassa perché la regione p si stringe; la tensione è quella misurata con la zona p a $pot > pot$ zona n.

Applicando il gen di tensione aiuto ad aumentare la corrente di diffusione. Sappiamo che $N_A > N_D$ le lacune



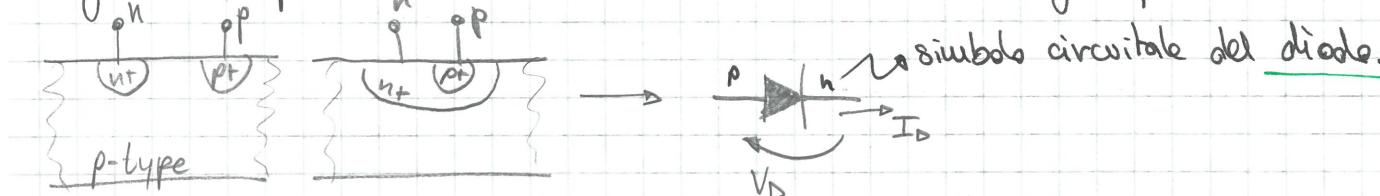
Nella zona n-type i minoritari sono le lacune. $\rightarrow P_n \neq$

Viceversa per gli elettroni in zona p $\rightarrow N_p \neq$
Ai bordi ottengo un cambiamento. Verso $-x_p$ ottengo un eccesso di portatori esponenziale. Uguale per x_n

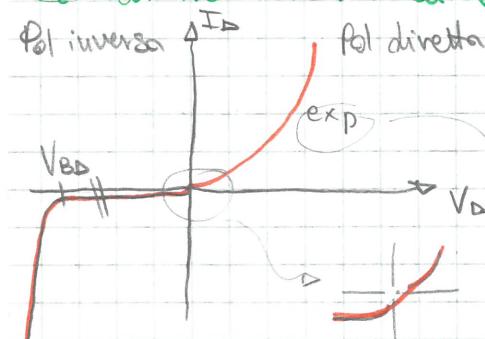
Questo eccesso di portatori fa sì che aumenti la corrente diffusiva (dipende dal gradiente della concentrazione) rendendole apprezzabili.

A causa dell'esponenziale, basta cambiare di poco la tensione per capire della giunzione per avere un grossa variaz di corrente diffusiva.

La giunzione pu formare un diodo, realizzato con tecnologia planare



Caratteristica i-v di un diodo a giunzione



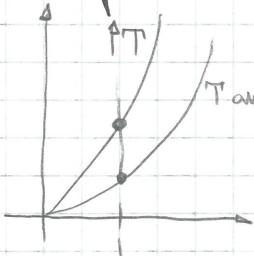
In pol inverso la corrente è trascurabile ($\sim nA$) e non dipende dalla tensione

$$\text{L'equazione exp è } I_D = I_s \left[\exp \left(\frac{V_D}{V_{th}} \right) - 1 \right]$$

I_s : corrente di saturazione inversa

Si assume per convenzione $0,7V$ la tensione in cui si ha una corrente apprezzabile \rightarrow tensione di TURN-ON

A temperatura più alta dell'ambiente, la caratteristica exp tratta a sx:



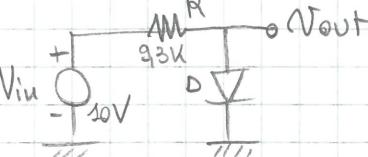
Ha un aumento di $\approx 100 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$ oppure $-2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$

Possiamo ottenere un termometro in base alla giunzione pn a causa della forte dipendenza della caratteristica dalla T

Potenza dissipata dal diodo pol inv now

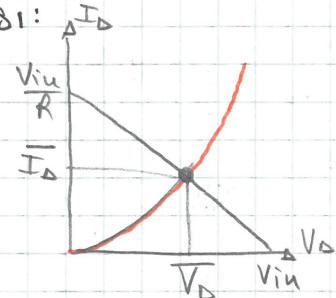
$$\text{pol diretta } P_D = 0,7 \cdot i_D$$

Analizziamo un circuito con un diodo: Tecniche di analisi:



1. metodo grafico:

$$\text{Calcola } I_{cc} = \frac{V_{in}}{R} \quad I_0 = 0 \text{ A} \quad V_0 = V_{in}$$



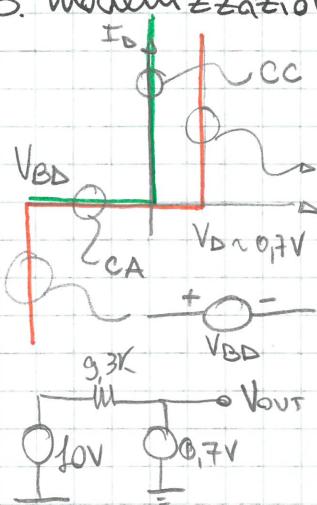
2. metodo analitico:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{in} - V_{out} = R \cdot I \\ \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I = I_s \left(\exp \left(\frac{V_D}{V_{th}} \right) - 1 \right) \end{array} \right. \rightarrow \text{eq trascendente}$$

Questi due metodi non forniscono risultati usabili o precisi.

3. modellizzazione del diodo



caratteristica verde: se le tensioni nel circuito sono $\gg 0,7\text{V}$

Guardando l'esercizio

$$I = \frac{10 - 0,7}{3,3k} = 1\text{mA} \quad \text{NB: devo verificare che la corrente}$$

sia sempre compatibile con la polarizzazione scelta

Perciò guardare sempre le ipotesi;

Diodo zener

È progettato per lavorare in BD. Il datasheet indica le diverse tensioni
 V_z : tensione di BD per effetto zener



simbolo dello zener

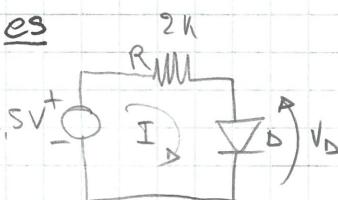
es:



Suppongo ideale spento per $H_p \rightarrow V_D = -9V$

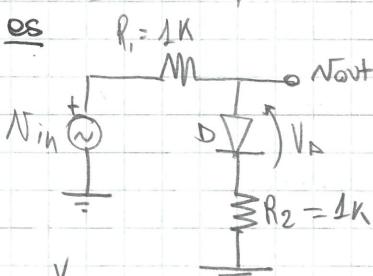
Dato che $V_D < 0$ è in polariz. inversa, perciò la supposizione del diodo in c.a. è corretta

es



Per H_p suppongo polarizz. diretta. Sost con ~~caso~~ gen. tensione da $0,7V \Rightarrow I = \frac{2,5-0,7}{2k} = 900\mu A$

es



$N_{in} = 5V 100Hz$ SINUSOIDALE (nel caso non fossi tardi)

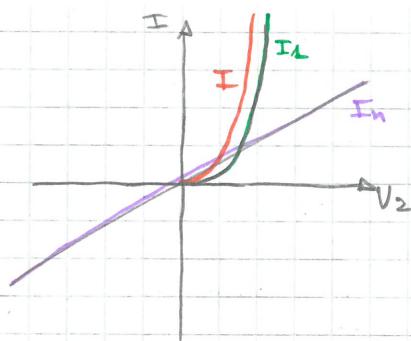
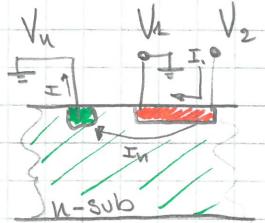
$$D \text{ è ON se } V_{out} \geq 0,7V \rightarrow V_{out} = \frac{R_2}{R_1+R_2} N_{in} + 0,7 \frac{R_1}{R_1+R_2} = \frac{N_{in}}{2} + \frac{0,7}{2} = \text{se } N_{in} = 0,7V \rightarrow V_{out} = 0,7 \\ \text{se } N_{in} = 5V \rightarrow V_{out} = 2,85V$$

Nel caso di $V_{BD} = -4V$ allora per $N_{in} \leq -4V$ allora
 \rightarrow il diodo è in BD \rightarrow sost con gen di tensione da
 $-4V$ opportunamente orientato.

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1+R_2} N_{in} - 4 \frac{R_1}{R_1+R_2} = \frac{N_{in}}{2} - 2V = \begin{cases} N_{in} = -4V & V_{out} = -4V \\ N_{in} = -5V & V_{out} = -4,5V \end{cases}$$

Punto

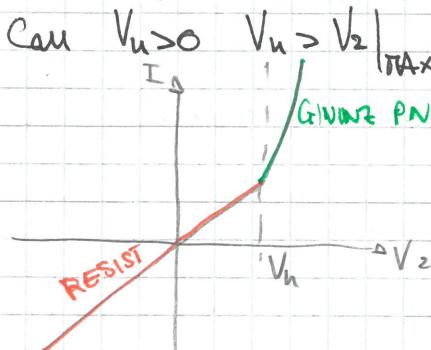
~~MOS TRANSISTOR~~



Ho un resistore integrato, quando $V_2 > 0$ abbiamo un polo diretta fornita dalla giunzione pu. $I = I_L + I_D$

Così $V_n > 0$ $V_n > V_2 \mid_{\text{MAX}}$:

Precisaz sulla giunzione pu e la tensione di riferimento V_n

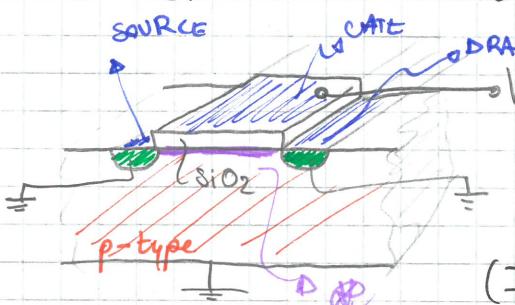


MOS TRANSISTOR

Mosfet metal oxide Semiconductor (Silicon) Field Effect Transistor

In presenza di bassa potenza in ingresso, preleva potenza dall'alimentazione per fornire elevata potenza in uscita.

Essi esistono ad arricchimento (enhancement) a canale n e a canale p.



Metto Source,drain a massa e V_g sul gate

I valori caratteristici sono:

$V_g = \text{tensione gate}$ $I_g = \text{corrente gate}$

($I_g = 0A$ a causa dell'ossido)

$I_D = \text{corrente di drain}$ $I_S = \text{corrente source}$

$$V_{GS} \triangleq V_g - V_s \quad V_{DS} \triangleq V_d - V_s \quad V_{GD} \triangleq V_d - V_g$$

Al crescere di V_g richiamo elettroni mobili all'interfaccia ossido-Silicio. " " " " genero un campo \vec{E} che punta verso il venter.

Crea un zona svuotata all'interfaccia abbattendo lacune, la crescita è legata dalla radice della tensione (piccola variazione).

Ad un certo punto non cresce più la zona svuotata ma gli elettroni si accumulano ancora (in un pozzo exp) all'interfaccia

* Zona di inversione: si forma quando ~~$V_g = V_{Tn}$~~ $V_g = V_{Tn}$ detta tensione di soglia (Threshold voltage)

Si chiama strato inv perché gli elettroni, pure essendo minoritari nel p-type, sono abbondanti in quella zona, perciò è come se si invertisse il type, avendo un n-type nella zona di inv.

$$C_{GATE} = \frac{\epsilon_0}{t_{ox}} A_{GATE} = \epsilon_0 \epsilon_{Si} = 10^{-12} F/cm^2$$

$$= C_{ox} \cdot W \cdot L$$

$$\epsilon_0 \epsilon_{SiO_2} = \frac{1}{3} \epsilon_0 \epsilon_S$$

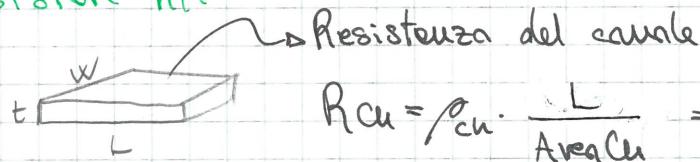
C_{GATE} : capacità di gate che si forma quando si

forma lo strato di inversione. Ho invece $C_{ox} = \frac{\epsilon_0}{t_{ox}}$ (capacità per unità di area)

$Q_n = C_{ox} (V_{GS} - V_{Tn})$ \hookrightarrow carica per unità di area \hookrightarrow mi dice quanti elettroni ci sono nello strato di inv.

Moltiplichiamo Q_n per l'area del transistore e ottieniamo gli elettroni tot. Però il primo "compito" assolto da un mos ~~è~~ è il condensatore.

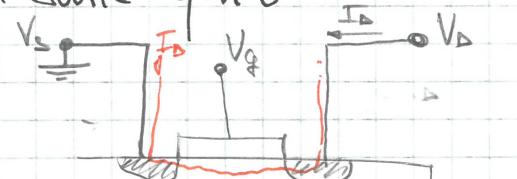
Resistore nMOS



$$R_{ch} = \rho_{ch} \cdot \frac{L}{\text{Area}_{ch}} = \rho_{ch} \cdot \frac{L}{Wt} \quad \rho_{ch} = \frac{1}{q \cdot \mu_n \cdot n}$$

n : concentrazione volumetrica degli ~~elettroni~~ elettroni nel canale

$$R_{ch} = \frac{1}{q \cdot \mu_n \cdot n t} \cdot \frac{L}{W} \quad \text{densità sup di carica nel canale } q \cdot n \cdot t$$



Ora pongo una tensione V_{DS} molto piccola

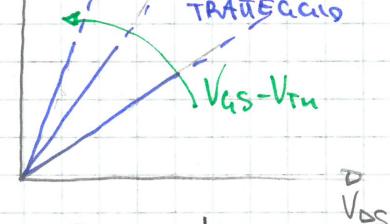
$$V_{DS} = I_D \cdot R_{ch} \quad I_D = \frac{V_{DS}}{R_{ch}} = V_{DS} \cdot \mu_n C_{ox} (V_{GS} - V_{Tn}) \cdot \frac{W}{L}$$

Rappresento quindi la caratteristica, il cui coeff regolare dipende dalla conduttanza nel canale.

La caratteristica è valida per V_{DS} molto piccole, per valori più grandi

non sarà più un regime ohmico, avremo una caratteristica diversa.

Per V_{DS} più grande, non avrò lo stesso potenziale lungo il canale, ma il potenziale varierà linearmente lungo il canale.



Introduco la coordinate spaziale y :

$$q(y) = \mu_n C_{ox} [V_{GS} - V(y) - V_{TN}]$$

\rightarrow carica per unità di area

La carica varia in base alla posizione nel canale, perciò il potenziale varia.

$$\begin{aligned} dR &= \frac{dy}{\mu_n C_{ox} [V_{GS} - V(y) - V_{TN}] W} \\ \int_0^{V_D} dV &= \int_0^{V_D} I_D dR \quad \rightarrow \quad \int_0^{V_D} dV = I_D \int_0^{V_D} dR \end{aligned}$$

sapendo che $dV = I_D \cdot \frac{dy}{\mu_n C_{ox} [V_{GS} - V(y) - V_{TN}] \cdot W}$

Posso scrivere l'int come:

$$\begin{aligned} \mu_n C_{ox} \cdot W \int_0^{V_D} [V_{GS} - V - V_{TN}] dV &= I_D \int_0^L dy \quad I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \int_{V_{GS}-V_D-V_{TN}}^{V_{GS}-V_D} x (-dx) = \\ x &= V_{GS} - V - V_{TN} \quad x = V_{GS} - V_{TN} \\ dx &= -dv \quad V = V_D \rightarrow x = V_{GS} - V_D - V_{TN} \\ &= \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \int_{V_{GS}-V_D-V_{TN}}^{V_{GS}-V_{TN}} x dx = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} [(V_{GS}-V_{TN})^2 - (V_{GS}-V_D-V_{TN})^2] = \\ &= \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} [(V_{GS}-V_{TN})^2 - (V_{GS}-V_{TN}) + 2(V_{GS}-V_{TN}) \cdot V_D - V_D^2] = \\ \Rightarrow I_D &= \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} [2(V_{GS}-V_{TN})V_{DS} - V_{DS}^2] \end{aligned}$$

Per $V_{DS} \ll 1 \rightarrow V_{DS}^2 = o(V_{DS}) \rightarrow I_D$ è dipendente lin, ottengo la 1° espressione

Per V_{DS} più grande ottengo I_D^{\oplus}

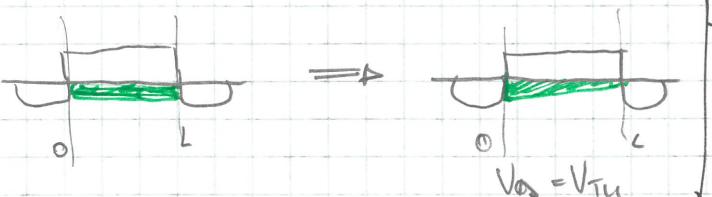
$$f(x) = ax^2 + bx + c \rightarrow X_V = \frac{-b}{2a} \text{ perciò:}$$

$$V_{DS} = \frac{\frac{3}{2}(V_{GS}-V_{TN}) \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}}{\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \cdot x} = V_{GS} - V_{TN} \quad V_D - V_S = V_G - V_S - V_{TN}$$

$$\oplus \quad V_D = V_{TN}$$

Il vertice della funzione si fa quando \oplus , ~~è~~ sul punto $y=L$ canica

La tensione in questa situazione è zero, perciò non ho zone di inversione:



\Rightarrow Il parallelo pipete diventa tetraedro
 \Rightarrow raddoppia la resistenza

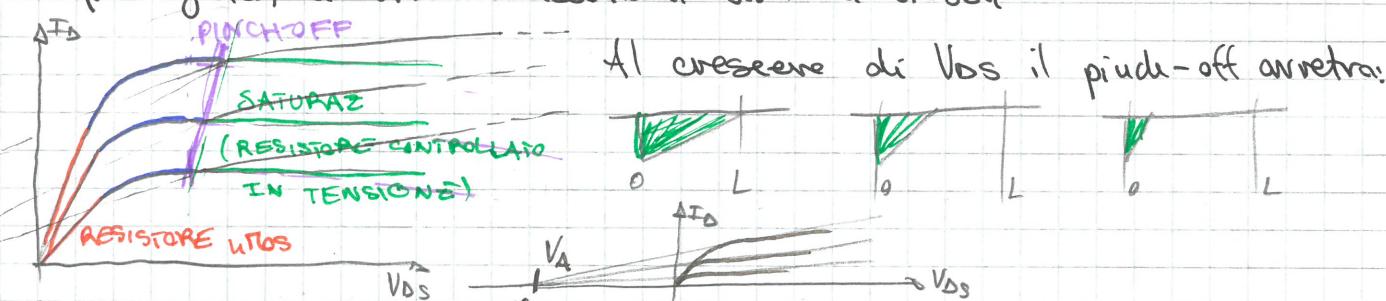
$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} [2(V_{GS} - V_{Th})^2 - (V_{GS} - V_{Th})^2] = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Th})^2$$

$V_{GS} - V_{Th} = V_{DS}$

I_D in saturazione

Come carica nel canale $\rightarrow 0$, ho raggiunto la condiz di piuchi-off (strizzamento)

In questa condizione gli elettroni che arrivano al piuchi-off vengono portati via dal campo elettrico creatosi in questa condizione. il numero riunite sempre uguali, la corrente assorbita sarà la stessa



V_A = tensione di early (<0) = intercetta delle rette segnate in \Rightarrow

le rette \Rightarrow sono l'andamento reale rispetto alle \equiv che rappresentano la saturaz

Se tengo conto di V_A allora $I_{D\text{sat}} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Th})^2 \left(1 + \frac{|V_{DS}|}{|V_A|}\right)$

* piccola dipendenza lineare

La zona ohmica è anche chiamata comportamento a triodo.

Vediamo ora le diff tra nMOS e pMOS:



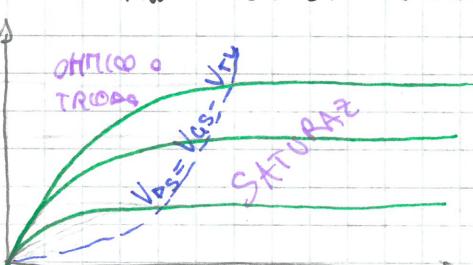
- $V_{Th} > 0$
- $V_{GS} < V_{Th} \rightarrow$ nMOS off $I_D = 0$
- $V_{GS} > V_{Th} \rightarrow$ nMOS on

$\xrightarrow{V_{GS} > V_{Th} \rightarrow (TRIODE)} I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[2(V_{GS} - V_{Th})^2 - (V_{DS} - V_{GS})^2 \right]$

$\xrightarrow{V_{GS} < V_{Th} \rightarrow PINCH-OFF (CAT)} I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Th})^2$

Oss: $K_n = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}$

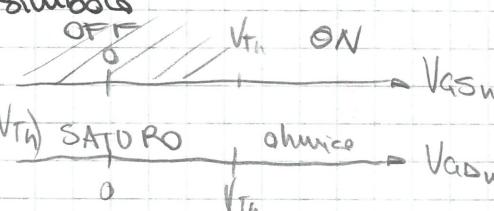
\hookrightarrow fattore di transconduttan



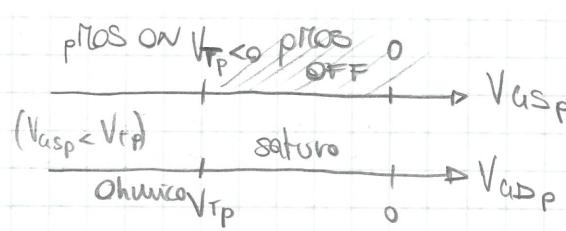
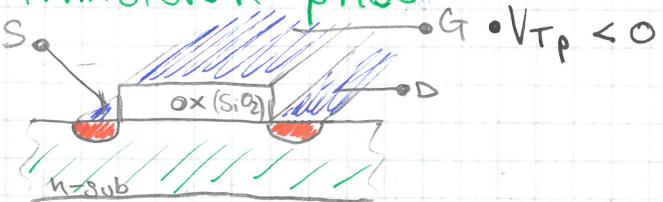
Passiamo al pMOS:

Il simbolo circuitale è:

Passo non inserire la freccia nel simbolo



TRANSISTOR pMOS



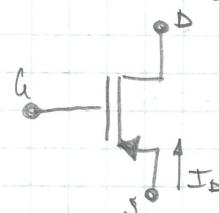
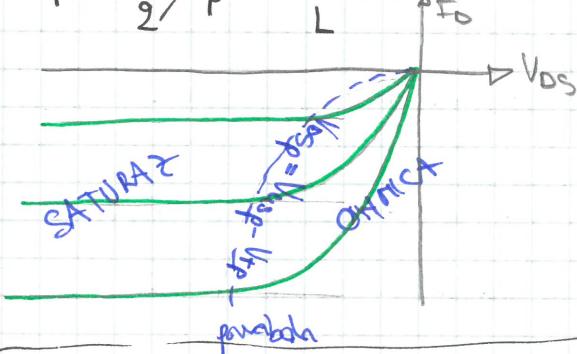
- $V_{GSp} > V_{Tp}$ pMOS off, $I_D = 0$

- $V_{GSp} < V_{Tp}$ pMOS on \rightarrow ohnico o triodo per $V_{DSp} < V_{Tp} \rightarrow I_D = -\frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} [2(V_{GSp} - V_{Tp})V_{DSp} - V_{DSp}^2]$

saturo $V_{DSp} > V_{Tp} \rightarrow I_D = -\frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GSp} - V_{Tp})^2$

$$K_p = -\frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L}$$

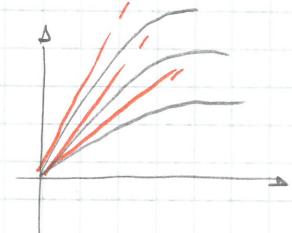
Vediamo la caratteristica:



~ molto usato in elettronica digitale

Si definisce Resistenza di canale: (per nMOS):

$$R_{DSon} = \left. \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D} \right|_{V_{DS}=0} = \left. \frac{1}{\frac{\partial I_D \text{ ohnico}}{\partial V_{DS}}} \right|_{V_{DS}=0} = \frac{1}{2(V_{GS} - V_{Th}) K_n}$$

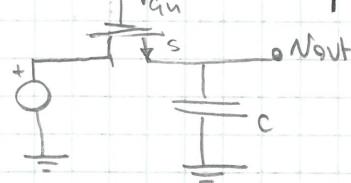


R_{DSon} è l'inverso della pendenza delle rette in rosso nel grafico

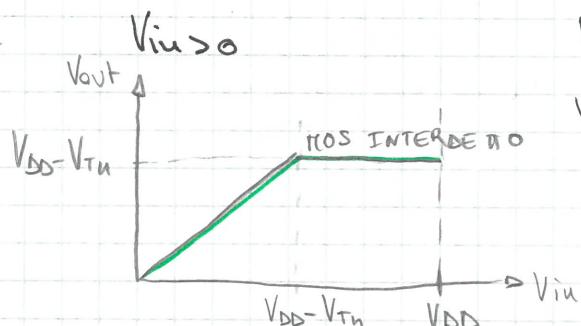
Perciò nMOS come interruttore:

- nMOS off \rightarrow interruttore aperto ($V_{GSn} < V_{Th}$) ($V_{GSn} < V_{Th}$)
- nMOS on \rightarrow inter. "reale" acceso ($V_{GSn} > V_{Th}$) ($V_{GSn} > V_{Th}$) ($V_{DSn} > V_{Th}$)

Vediamo un esempio: Considero tutti i transistori conclusi



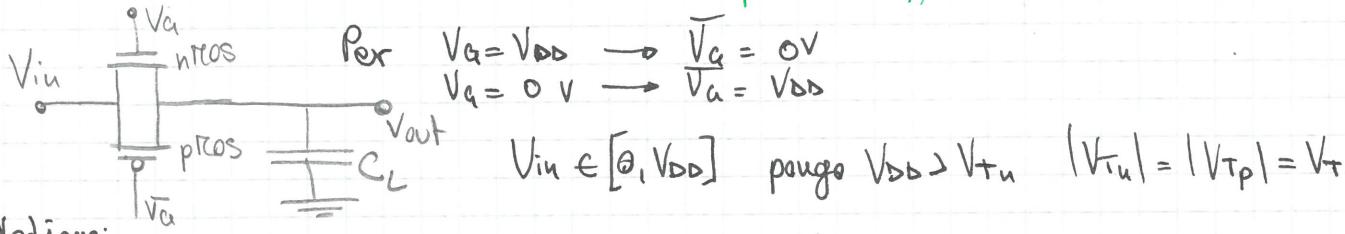
Così $V_{GSn} = V_{DD} > V_{Th}$



$V_a = 0$ no canale

$V_a = V_{DD}$ ha canale fatto source

Porta di trasmissione CMOS (C=complementary)



Vediamo:

• $V_G = 0V$, perciò $V_a = V_{DD} \rightarrow$ al variare V_G per $0 \leq V_G \leq V_{DD}$ il tensore di gate > ingresso

Non c'è speranza che si forni un canale di conduttoria nell'nMOS \rightarrow nMOS off

Per il pMOS invece, il gate è positivo, un source/drain varia da OV a $V_{DD} \geq 0$

perciò non riesce a chiudere lacuna \rightarrow pMOS off

Entrambi i MOS sono spenti \rightarrow circuito aperto (V_{out}/V_{in} sono scollegate).

• $V_a = V_{DD}$, $V_a = 0V$ 1) Suppongo ora che $V_{in} = 0V$, allora l'nMOS riesce a fare canale, perciò nMOS acceso (in condiz ohmiche). La tensione ai capi della capacità sarà quindi OV, come V_{in} (dopo essersi stabilitizzata avviamente), per quanto riguarda il pMOS, \exists in ingresso/uscita per cui ci sia canale \rightarrow pMOS off nMOS on, pMOS off $\rightarrow V_{out} = 0V$

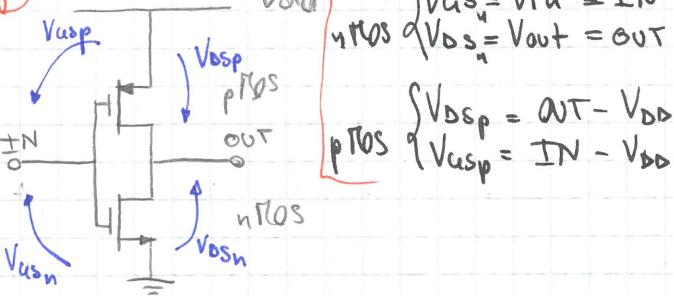
2) Poniamo $V_{in} = V_{DD}$ nMOS: Lato ingresso: non c'è canale un nel lato uscita c'è canale. L'nMOS resta acceso finché la tensione di uscita non raggiunge V_T per $V_{out} = V_{DD} - V_{Tn}$, $\#$ nMOS si spegne

Tengo d'occhio il pMOS. Il gate è più negativo dell'ingresso \rightarrow ha canale \rightarrow pMOS on.

Il pMOS è sempre acceso in zona ohmica/sat. L'uscita da OV sale, ad un certo punto si spegne e riunisce il pMOS acceso prima in sat e poi in zona ohmica.

L'uscita viene mantenuta a V_{DD} dal pMOS ohmico.

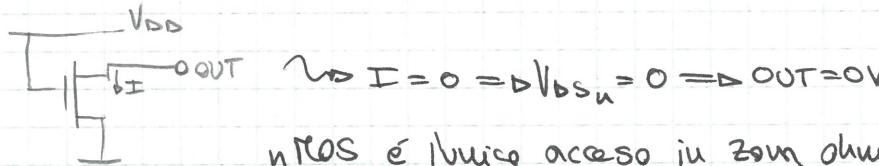
Inverter CROS



$$\begin{cases} V_{asu} = V_{in} = IN \\ pMOS \quad V_{dsu} = V_{out} = OUT \\ nMOS \quad V_{dsp} = OUT - V_{dd} \\ pMOS \quad V_{asp} = IN - V_{dd} \end{cases}$$

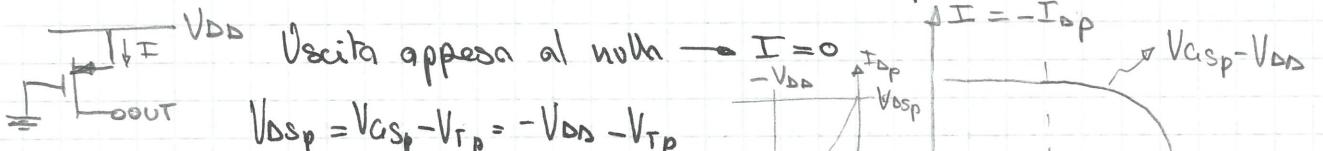
Dobbiamo verificare che sia veramente un inverter logico.
 "0" = 0V \rightarrow uscita logica
 "1" = V_{dd} \rightarrow uscita logica

$$IN = 1 \rightarrow V_{asu} = V_{dd} > V_T \rightsquigarrow nMOS \text{ on} \quad V_{asp} = 0 > V_T \rightsquigarrow pMOS \text{ off}$$



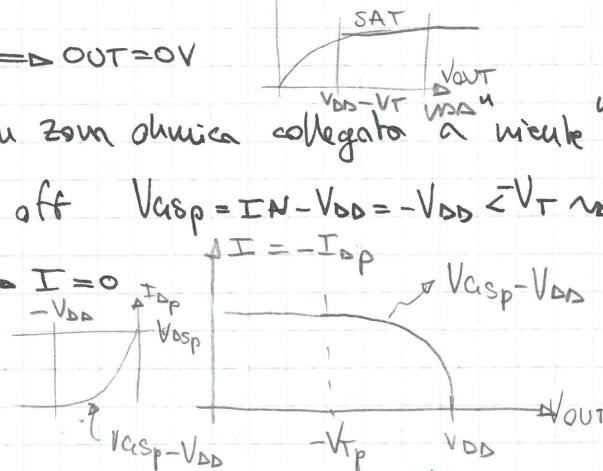
nMOS è l'unico acceso in zona ohmica collegato a niente

$$IN = 0 \rightarrow V_{asu} = 0 < V_T \rightsquigarrow nMOS \text{ off} \quad V_{asp} = IN - V_{dd} = -V_{dd} < V_T \rightsquigarrow pMOS \text{ on}$$



$$V_{asp} = V_{asp} - V_{tp} = -V_{dd} - V_{tp}$$

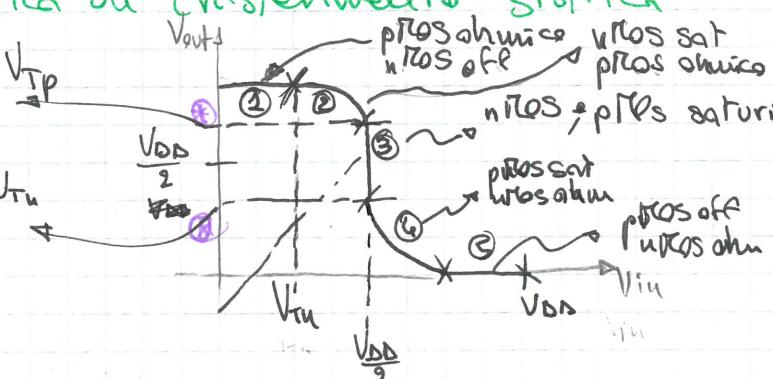
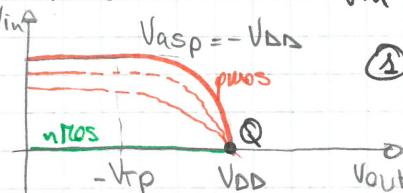
$$I = 0 \rightarrow OUT = V_{dd} = 1$$



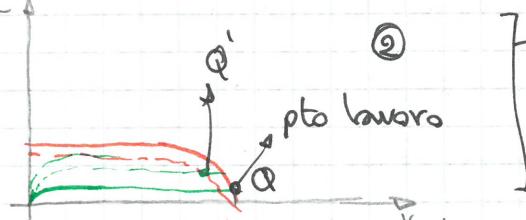
Inverter CROS: caratteristica di trasferimento statico

$$\text{Jedi } \times \quad (V_{in} = |V_{tp}| = V_T) \quad \frac{V_{dd}}{2} - V_{tp}$$

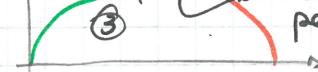
$$V_{in} = 0 \rightarrow V_{inu} = V_{tu}$$



Nel momento in cui $V_{inu} > V_{tu}$, nMOS si accende:



Le due caratteristiche rispettivamente si abbassano e si alzano fino a che il pMOS non entra in saturazione:



intervalli di V_{out} possibili per una data V_{in}

$$\text{per ricavare } V_{inu} \text{ si deve ricavare } I_{onu} = |I_{dp, sat}| \rightarrow K_u (V_{asu} - V_{tu})^2 = K_p (V_{asp} - V_{tp})^2 \Rightarrow K_u (V_{inu} - V_T)^2 = K_p [(V_{inu} - V_{dd}) + V_T]^2$$

Nota: non sto tenendo conto della ~~modulazione~~ di cui si parla. Faceva l'Hp ($K_u = |K_p|$),

ovvero che l'inverter sia simmetrico (transconduttorze uguali)

$$\frac{1}{2} \mu_n C_o x \left(\frac{W}{L} \right)_u = \frac{1}{2} \mu_p C_o x \left(\frac{W}{L} \right)_p \rightarrow \text{inverter simmetrico} \rightarrow \left(\frac{W}{L} \right)_p = \left(\frac{W}{L} \right)_u \cdot \frac{\mu_n}{\mu_p}$$

Dove quindi avere (per condizioni costruttive) il pMOS più grosso dell'nMOS 23

$$\text{Perciò, avendo inverter siamo } \frac{V_{IN}(V_{IN} - V_T)^2}{Kp} = V_{DD} [V_{IN} - V_{DD} + V_T]^2 \rightarrow$$

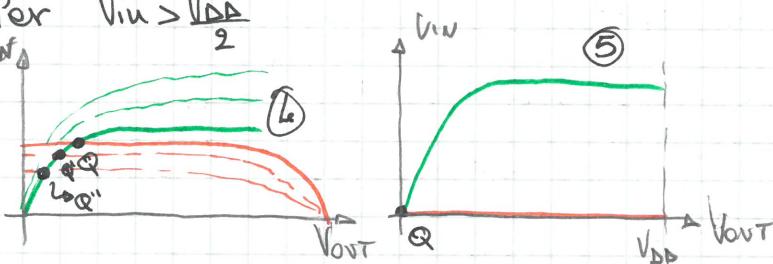
$$\rightarrow V_{IN} - V_T = -V_{IN} + V_{DD} - \frac{V_{DD}}{2} \quad V_{IN} = \frac{V_{DD}}{2}$$

Questo pto di intersezione si chiama SOGGLA LOGICA di un inverter, che è il valore di tensione al di sotto del quale l'uscita è bassa e viceversa.

Questo succede idealmente, senza disturbi e modulaz. di carica.

In realtà c'è una zona di "incertezza"

- Per $V_{IN} > \frac{V_{DD}}{2}$



Abbiamo che il pFOS va sempre verso lo spegnimento mentre l'hFBS è acceso in zona ohmica

- condiz sat per nFOS $V_{GDN} = V_{TN} \approx V_{IN} - V_{DN} = V_{TN} \rightarrow V_{IN} - V_{OUT} = V_{TN} \rightarrow$

$$\rightarrow V_{OUT} = V_{IN} - V_{TN} = \frac{V_{DD}}{2} - V_{TN} < \frac{V_{DD}}{2} \quad (*)$$

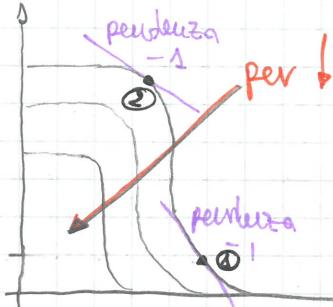
siamo alla soglia logica

- condiz sat per pFOS $V_{GDP} = V_{TP} \approx V_{UP} - V_{DP} = V_{TP} \rightarrow V_{IN} - V_{OUT} = V_{TP} \rightarrow$

$$\rightarrow V_{OUT} = \frac{V_{DD}}{2} - V_{TP} > \frac{V_{DD}}{2} \text{ perché } V_{TP} < 0 \quad (**)$$

Cosa succede se l'inverter non è simile?

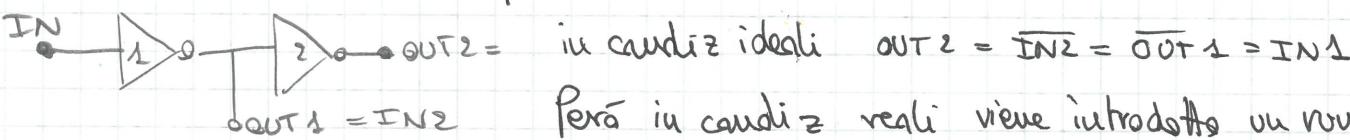
Effetto della tensione di Alimentazione



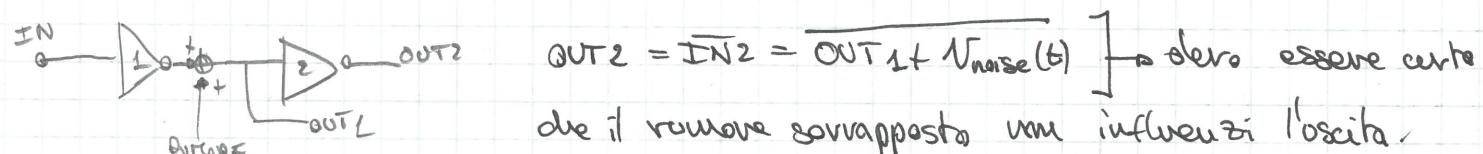
Ho un pto nella caratteristica in cui la pendenza è -1 (viene scelto -15° per comodità) per distinguere la soglia di commutazione. Verso quel pto la uscita cambia di poco. Una variazione maggiore e si supera la soglia

- ①: un valore di V_{IN} per livello logico basso $\frac{V_{IN_LOW}}{V_{IN_HIGH}}$
- ②: $V_{IN} \approx V_{DD}$

Questi valori sono utili per applicazioni come:



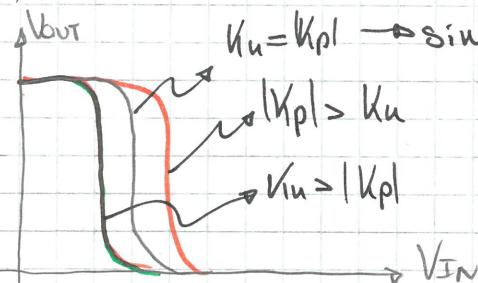
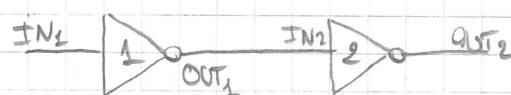
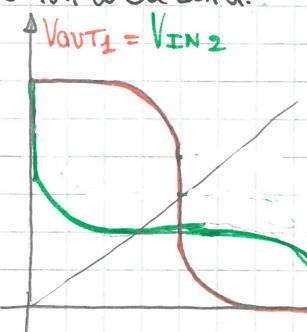
Perciò in condiz reali viene introdotto un rumore:



Per questo vengono sovrapposti rumore e tensione d'alimentazione.

Perciò entrano in gioco V_{IN_L} e V_{IN_H}

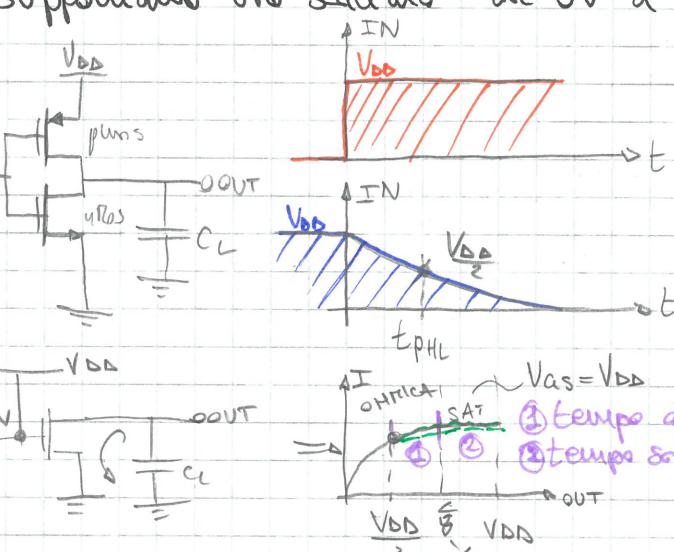
Si definiscono margini di ruvare (noise margins) i margini per cui l'uscita non viene influenzata.



Ecco cosa succede con lo spostamento della simmetria. Oltre a una avere più simmetria, ottengo spostamento dei margini di ruvare.

Analisi dinamica dell'inverter CMOS

Vediamo i tempi di commutazione. Prendiamo $V_{Tn} = |V_{tp}| = V_t$ $K_u = |K_{p1}|$
Supponiamo uno scalino da 0V a V_{DD} all'istante zero



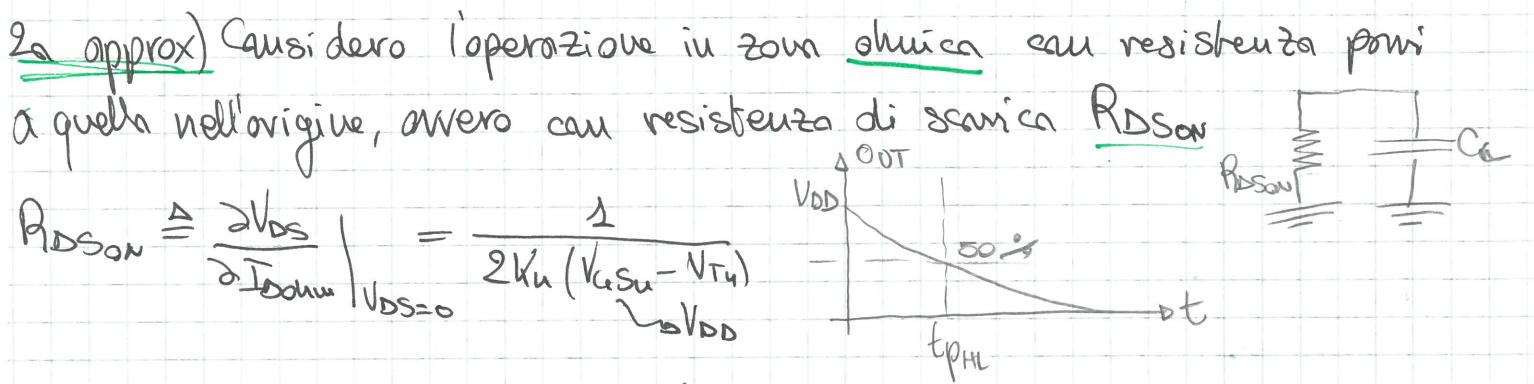
t_{PHL} : tempo di propagazione High-Low
: tempo per cui l'uscita raggiunge il 50% V_{DD}

$V_{AS} = V_{DD}$ Per $V_{DD} - V_{Tn}$ non ha ancora raggiunto $\frac{V_{DD}}{2}$,
il tempo di attesa è già in zona ohmica quando raggiunge t_{PHL} . Per trovare questo valore
bisogna sommare (e calcolare prima di tutto) i tempi di saturazione e
la zona ohmica prima di raggiungere $\frac{V_{DD}}{2}$. Si ricorre a delle stime,
approssimazioni, per cui si fa il calcolo di t_{PHL} senza passare per
il calcolo rigoroso:

a approx) Consideriamo che la capacità si scurda con la corrente costante
pari a quella di saturazione:

$$I_{SATn} = K_u (V_{ASn} - V_{Tn})^2 = K_u (V_{DD} - V_{Tn})^2 \Rightarrow t_{PHL} = \frac{Q_{50\%}}{I_{SATn}} = \frac{C_L \cdot \frac{V_{DD}}{2}}{K_u (V_{DD} - V_{Tn})^2}$$

(La tensione parciò diminuirebbe linearmente). Questo è un approx per difetto perché I_{SATn} è più grande di quello reale (il tempo diminuisce) 25

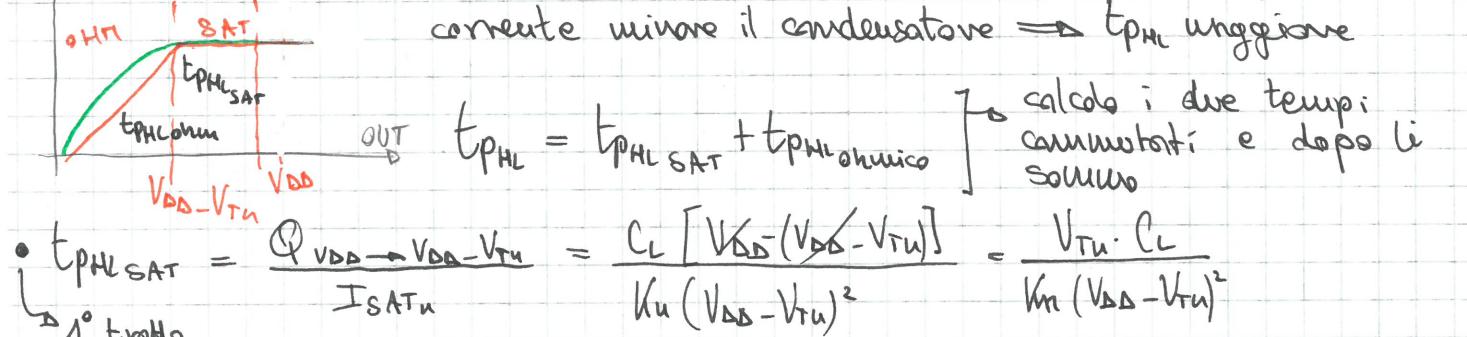


Ho la relazione $V_{\text{out}} = V_{DD} \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)$ in cui $\tau = R_{DSON} \cdot C_L$

$$\frac{V_{\text{out}}}{2} = V_{DD} \exp\left(-\frac{t_{PHL}}{\tau}\right) \quad t_{PHL} = \tau \ln 2 = 0,69 \tau$$

Il prezzo è che devo solo calcolare R_{DSON} un po' un'approx molto più alta rispetto alla 1^a approx. È sempre per difetto. Qui si stima più o meno l'ordine di grandezza della commutazione e è utile per comprendere altre commutazioni con la stessa R_{DSON}

3^a approx) Questa è un'approx per eccesso, è come se semicassasse con una corrente minore il condensatore $\Rightarrow t_{PHL}$ maggiore



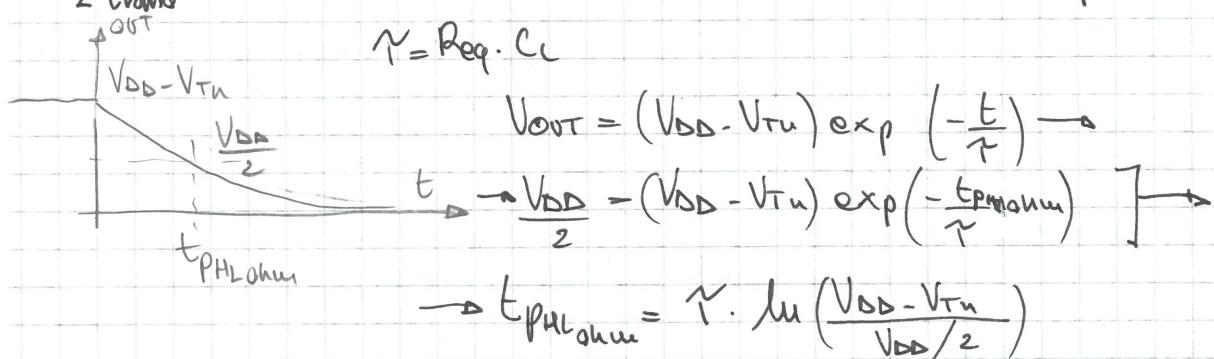
$$t_{PHL,SAT} = \frac{Q_{VDD \rightarrow VDD-VTs}}{I_{SATn}} = \frac{C_L [V_{DD} - (V_{DD} - V_{Ts})]}{K_u (V_{DD} - V_{Ts})^2} = \frac{V_{Ts} \cdot C_L}{K_u (V_{DD} - V_{Ts})^2}$$

1° tratto

$$t_{PHL,\text{ohmico}} = \frac{V_{DD}-V_{Ts}}{I_{SATn}} \quad \begin{array}{l} \text{salto di tensione (vedi grafico)} \\ \text{modellizza con resistenza come parola} \end{array}$$

$$R_{\text{eq}} = \frac{V_{DD}-V_{Ts}}{I_{SATn}}$$

2° tratto



$$t_{PHL,\text{TOT}} = \frac{C_L \cdot V_{Ts}}{K_u (V_{DD} - V_{Ts})^2} + \tau \ln\left(\frac{V_{DD} - V_{Ts}}{V_{DD}/2}\right)$$

Se $K_u = |K_p|$ $t_{PHL} = t_{PLH}$

Se $K_u > |K_p|$ $t_{PHL} < t_{PLH}$ e viceversa

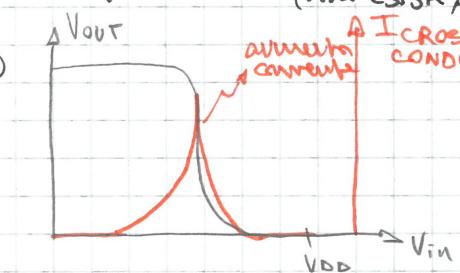
def Si definisce Ritardo di propagazione $T_p = \frac{t_{PHL} + t_{PLH}}{2}$ (propagation delay)

dissipazione di potenza inverter Cross

- ① $P_{STATICA} = 0$ non ho una dissipazione di potenza attraverso la porta
- Questo permette una tecnica sul wafer I_{DDQ} o quiescenza:
Porto gli ingressi ad opportuni livelli logici alti e bassi:
 - Se la corrente di quiescenza è bassa \rightarrow IC OK
 - se la corrente di quiescenza è alta \rightarrow IC rotto (curlo circ)

$$③ P_{DINAMICA} = P_{CARICA}^{(1)} + P_{SCARICA}^{(2)} + P_{CROSS-CONDUZIONE}$$

è legata all'ingresso ~~esiste~~ (non esiste) resistenza interna dell'inverter



- ② Durante la commutazione si ha uno scorrimento di corrente nell'inverter. Questa potenza dissipata è molto minore di quella ①

pertanto, in genere $P_1 \gg P_2$

ES: supponiamo di avere anche qui un 50% duty cycle

fronte positivo $IN = V_{DD} \rightarrow$ si scarica attraverso l'nfet

pertanto $E = \frac{1}{2} C_L V_{DD}^2$ dissipata attraverso nFet

fronte negativo $IN = 0V \rightarrow$ il pFet preleva corrente per alimentare C_L

$$E = \int i(t) \cdot V(t) dt = V_{DD} \int i(t) dt \quad Q \text{ è la carica sulla carica di } C_L$$

$$\text{essendo } C_L = \frac{Q}{V_{DD}} \rightarrow Q = C_L \cdot V_{DD} \Rightarrow E = V_{DD} \cdot \int i(t) dt = C_L \cdot V_{DD}^2$$

$\frac{1}{2} C_L V_{DD}^2$ = immagazzinata da C_L carica a V_{DD}

$\frac{1}{2} C_L V_{DD}^2$ = dissipata dal pFet per caricare C_L

$$P = C_L V_{DD}^2 \cdot \text{frequenza} \quad HF = \text{alta dissipazione}$$

\downarrow LF = bassa dissipazione

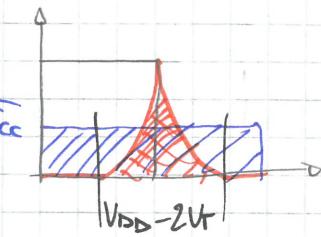
diminuisco capacità parassita

\rightarrow V_{DD} minima al quadrato, se alimenta a L voltage ha meno potenza

potenza

Vediamo la potenza di cross condutzione, stimandola. Spostiamoci
l'area della cuspidate della corrente di cross condutzione

$$I_{\text{picco}}^{\text{cross-cond}} = K_n \left(\frac{V_{DD}}{2} - V_T \right)^2 \rightarrow I_{SAT}$$



$$\overline{I}_{CC} V_{DD} = \frac{1}{2} I_{\text{picco}}^{\text{cc}} (V_{DD} - 2V_T) \quad \overline{I}_{CC} = \frac{1}{2} I_{\text{picco}}^{\text{cc}} \frac{V_{DD} - 2V_T}{V_{DD}}$$

$$\overline{P}_{CC} = \overline{I}_{CC} \cdot V_{DD} \cdot \frac{2T_p}{T} \quad \begin{matrix} \text{in due fronti per periodo} \\ \text{suppongo che con due tempi di propagazione} \\ \text{periodo medio copri la durata del fronte di commutazione} \end{matrix}$$

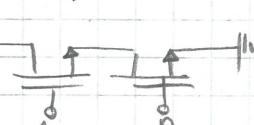
~~escludendo la durata~~

$2T_p \approx$ durata del fronte

Porte logiche elementari CMOS

$\bar{Y} = (A, B, C, \dots)$ come faccio a sapere come connettere gli NMOS della rete
di pull-down? Considero per esempio $Y = \bar{A}\bar{B} \rightarrow \bar{Y} = \bar{\bar{A}}\bar{B} = A\bar{B}$ \Rightarrow i PMOS devono

essere in serie

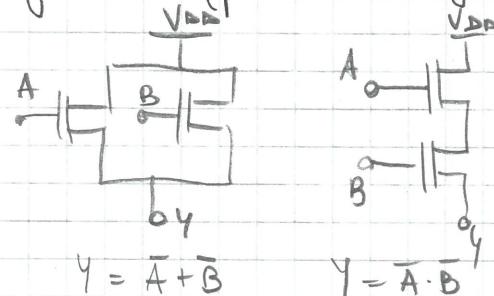


Analogamente, se ho $Y = \bar{A}B$ $\bar{Y} = A + B$

Ovviamente in Logica CMOS $P_{STATICA} = 0$, ovvero

\exists corrente tra in e out \rightarrow grande vantaggio rispetto a TTL

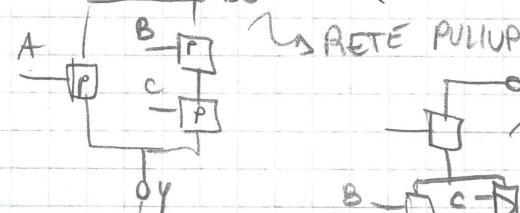
Invece per la rete di pullup i PMOS connettono Y all'uscita grande gli
ingressi sono bassi. Per determinare la struttura della rete logica dovrà
guardare (per i nMOS guarda \bar{Y}) la combinaz degli INPUT regnanti.



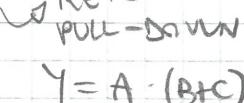
$$Y = \bar{A} + \bar{B}$$

$$Y = \bar{A} \cdot \bar{B}$$

$$\text{es } Y = \bar{A} + \bar{B} \cdot \bar{C} = \bar{A} (\bar{B} + \bar{C})$$



$$Y$$



$$Y = A \cdot (B + C)$$

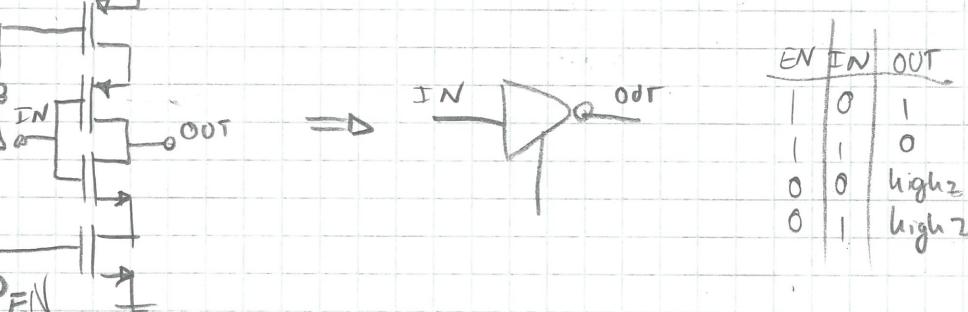
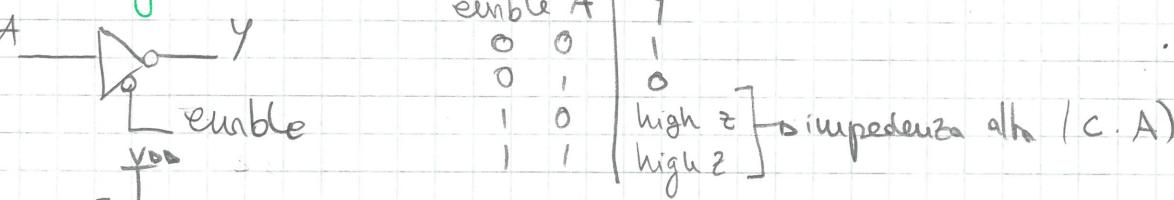
Transistor in $\parallel \rightarrow$ somma le W dei transistori \rightarrow
 \rightarrow l'eq parla più comodo

Transistor in serie \rightarrow somma delle lunghezze \rightarrow meno corrente

Posso partire dalla porta logica ad avere un inverter equivalente, per
poi eseguire i soliti calcoli e approx

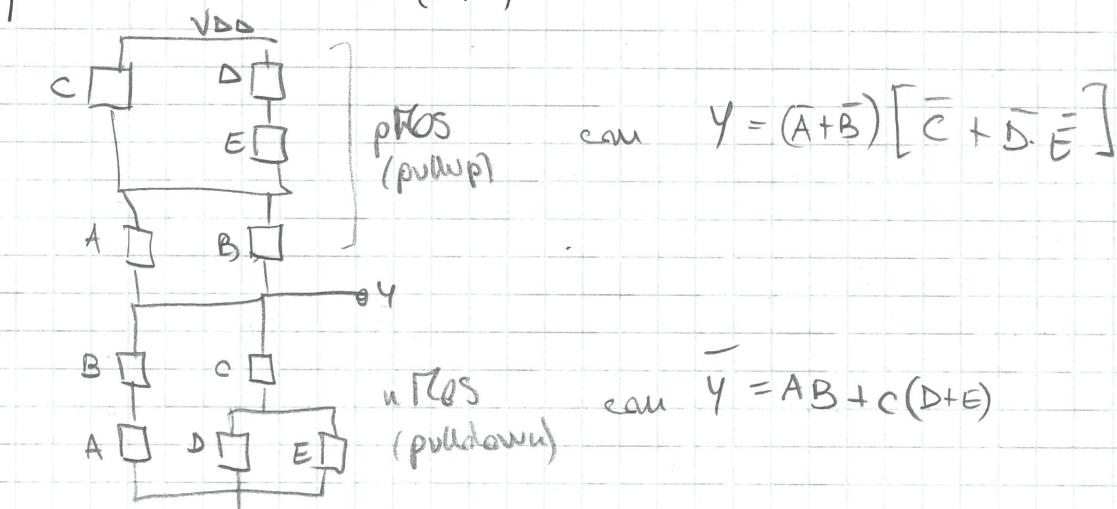
resistenze in serie

Porte Logiche tri-state



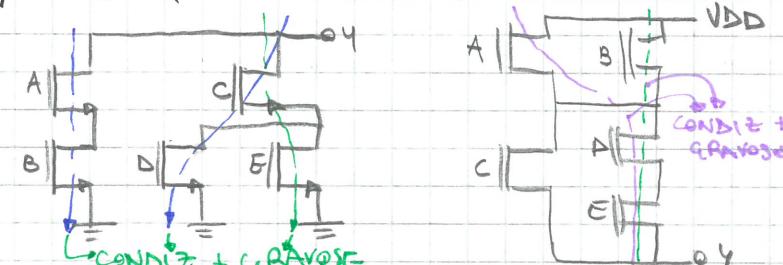
$$Y = \overline{A \cdot B + C(D+E)} = \overline{AB} \cdot \overline{C(D+E)} = (\bar{A} + \bar{B}) \cdot [\bar{C} + \bar{D} \cdot \bar{E}] \rightarrow \text{pullup}$$

pull down $\bar{Y} = AB + C(D+E)$



Dimensionamento transistor porta logica connesse CMOS

$$Y = \overline{AB + C(D+E)} = (\bar{A} + \bar{B}) \cdot (\bar{C} + \bar{D} \cdot \bar{E})$$



per transistor in parallelo $\left(\frac{W}{L}\right)_{eq} = \sum_i \left(\frac{W}{L}\right)_i$.

per transistor in serie invece ho la somma $\left(\frac{W}{L}\right)_{eq} = 1 / \sum_i \left(\frac{L}{W}\right)_i$; transizione (nel nostro caso) HL più grossa è data da 2 nMOS in serie: $A \cdot B, C \cdot D, C \cdot E$

transizione L \rightarrow H più grossa è data da 3 pMOS: $A \cdot D \cdot E, B \cdot D \cdot E$

Dobbiamo dimensionare i vari transistor in modo da rispettare i tempi di propagazione

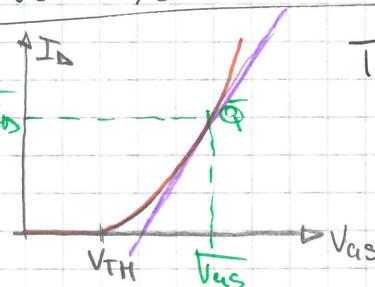
Perciò calcolo i fattori di forma $\left(\frac{W}{L}\right)_{eq} = 2 \xrightarrow{\text{inverter}} \left(\frac{W}{L}\right)_{p,eq} = \frac{1}{M_p} \left(\frac{W}{L}\right)_{n,eq} = 5$

Allora $\left(\frac{W}{L}\right)_{n,eq} = \frac{1}{\frac{1}{M_p} + \left(\frac{W}{L}\right)_n} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_n \Rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_n = 2 \left(\frac{W}{L}\right)_{n,eq} = 10$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{p,eq} = \frac{1}{\left(\frac{W}{L}\right)_A + \left(\frac{W}{L}\right)_B + \left(\frac{W}{L}\right)_E} = \frac{1}{3} \left(\frac{W}{L}\right)_p \rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_{p,eq} = 3 \left(\frac{W}{L}\right)_{p,eq} = 15$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{p,eq} = \frac{1}{\left(\frac{W}{L}\right)_A + \left(\frac{W}{L}\right)_C} \quad 5 = \frac{1}{\frac{1}{2S} + \left(\frac{W}{L}\right)_C} \quad \left[\left(\frac{L}{W}\right) + \frac{1}{2S}\right] S = 1 \Rightarrow \left(\frac{L}{W}\right) = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{5} \cdot \frac{1}{S} = 7,5$$

Transaratteristica (saturazione): $I_D = K_u (V_{GS} - V_{TN})^2$



Transaratteristica: lega una variabile d'ingresso a quella d'uscita

$\bar{Q} = \text{pto lavoro/bits point}/Q_{point}$

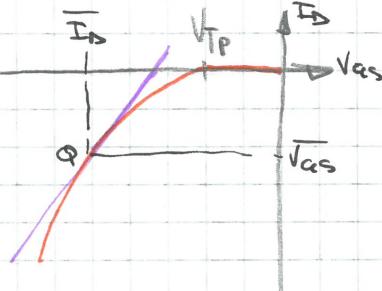
\bar{m} = transconduttanza del MOS:

$$g_m \triangleq \left. \frac{\partial I_{DSAT}}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}=\text{costante}} = 2K_u(V_{GS} - V_{TN}) \quad [\text{Siemens}]$$

In sat con $V_{GS} < V_{TP} < 0$
 $V_{GS} > V_{TP}$

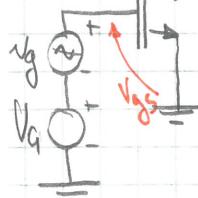
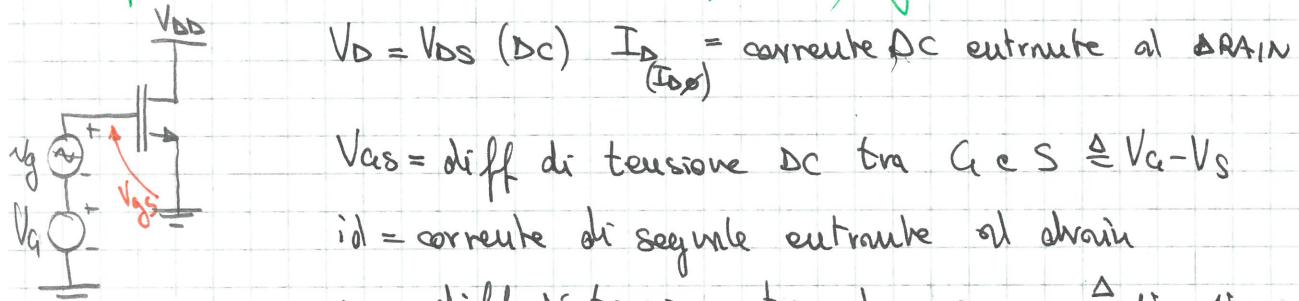
$$I_D = K_p (V_{GS} - V_{TP})^2$$

$$K_p = -\frac{1}{2} M_p \cos \left(\frac{W}{L} \right)_p$$



$$g_m \triangleq \left. \frac{\partial I_{DSAT}}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}=\text{costante}} = 2K_p(V_{GS} - V_{TP})$$

Comportamento del MOS su piccolo segnale



$$\begin{aligned} I_D &= I_D + i_d \\ i_d &= I_D + i_d \end{aligned} \quad \begin{aligned} V_{DS} &= V_{DS} \\ V_{DS} &= V_{DS} + V_{DS} \end{aligned}$$

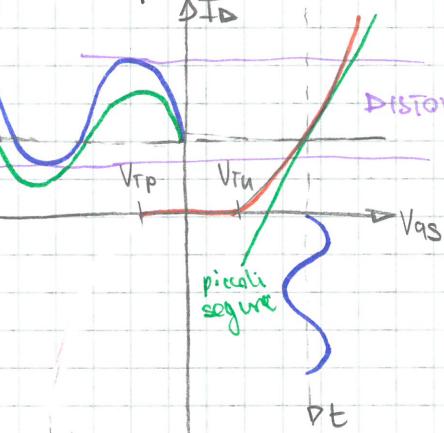
$$\begin{aligned} V_{GS} &= V_{GS} + V_{GS} \\ I_d &= I_d + i_d \\ i_d &= K_u (V_{GS} - V_{TN})^2 = K_u [(V_{GS} - V_{TN}) + V_{GS}]^2 = \\ &= K_u (V_{GS} - V_{TN})^2 + 2K_u (V_{GS} - V_{TN}) V_{GS} + K_u V_{GS}^2 \end{aligned}$$

$i_d = g_m V_{GS} + K_u V_{GS}^2$ se mi liberassi del termine quadratico avrei un amplificatore

Ma se posso la condizione $K_u V_{GS} \ll K_u \cdot 2(V_{GS} - V_{TN}) V_{GS} \Rightarrow V_{GS} \ll 2(V_{GS} - V_{TN})$

a condizioni di piccolo segnale è quindi $V_{GS} \ll 2(V_{GS}-V_{TH})$

dunque posso dire che $i_D = g_m V_{GS} + k_u V_{GS}^2 \approx g_m V_{GS}$ per piccoli segnali



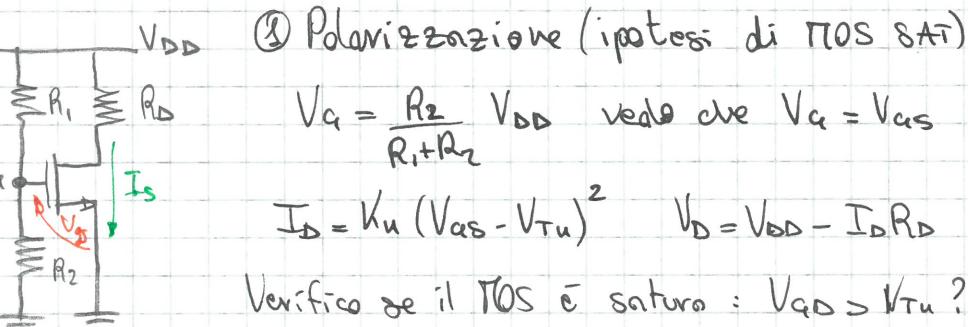
Ho un'asimmetria dell'onda amplificata. Essa dipende dalla parabola, vediamo l'errore di linearità

$$\epsilon \triangleq \frac{V_{TH} V_{GS}}{2k_u(V_{GS}-V_{TH})g_m} = \frac{V_{GS}}{2(V_{GS}-V_{TH})}$$

Per piccoli segnali però ho un'informazione differente, il segnale è linearizzato e ha un'asimmetria (vedi onda blu rispetto la verde)

e aumenta o diminuisce la tensione di comando V_{GS} modula l'ampliamento considerando l'IMOS come gen di corrente di segnale che scorre da D a S, soltato da V_{GS}

Stadio source a massa (Common source CS stage)

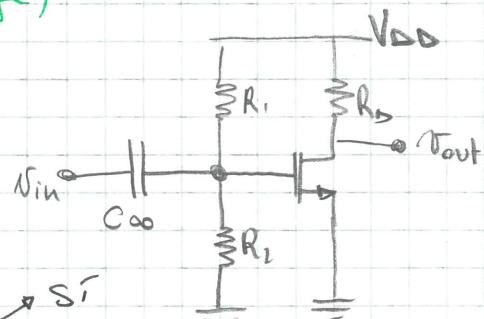


③ Polarizzazione (ipotesi di TOS SAT)

$$V_G = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{DD} \quad \text{vedo che } V_G = V_{GS}$$

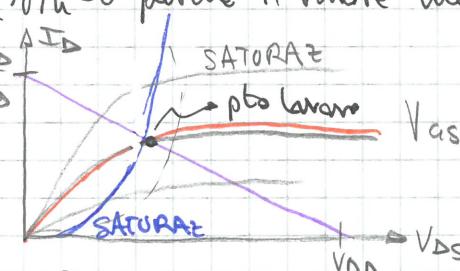
$$I_D = k_u (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad V_D = V_{DD} - I_D R_D$$

Verifico se il TOS è saturo: $V_{GD} > V_{TH}$?
 \rightarrow SI
 \rightarrow NO



Per non alterare la polarizzazione del circuito, devo disaccoppiare il segnale d'ingresso con un condensatore ($C \rightarrow \infty$). Per IN DC abbiamo un circuito aperto, ma per qualsiasi frequenza il condensatore è in cc.

Quindi devo avere 1 TOS SAT 2 condensatori circuiti aperti per V_{IN} DC ($V_{IN}=0$ perché il valore medio del segnale è nullo perché periodico e alternato).



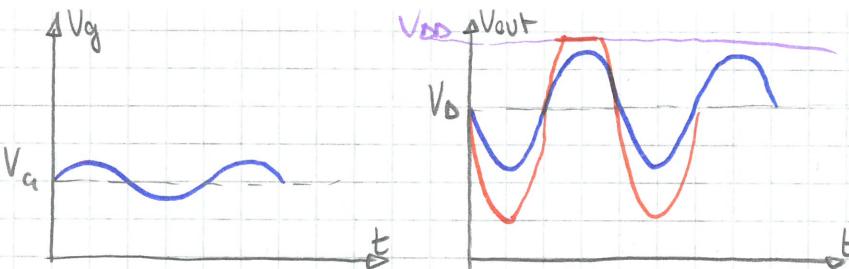
Se sposto troppo in su il pto lavoro \rightarrow OTT (overdrive)

$$V_{GS} = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{DD} \quad \text{rischio di entrare in zona ohmica}$$



② Piccolo segnale: $V_{GS} = V_{IN} \Rightarrow i_D = g_m V_{GS} = g_m V_{IN}$

$$V_{out} = -i_D R_D = -g_m V_{IN} R_D \quad G_V \triangleq \frac{V_{out}}{V_{IN}} = -g_m R_D$$



La dinamica di uscita è il massimo intervallo in cui il transistore mantiene la giusta caratteristica (senza clip/assimmetrie)

Come portare verso pTOS su segnale

$$\begin{aligned} \text{Circuit diagram: } & V_g \quad V_{gs} \\ & \downarrow r_g \quad \downarrow \\ & \text{FET symbol} \quad \downarrow I_d \\ & \downarrow \quad \downarrow V_{gp} = V_{gs} + N_{gs} \\ & V_{ss} \quad I_d = I_D + i_d = K_p (V_{gs} - V_{Tp})^2 = K_p \left[(V_{gs} - V_{Tp})^2 - 2(V_{gs} - V_{Tp})N_{gs} + N_{gs}^2 \right] \end{aligned}$$

poco segnale

Dipendenza di I_D da temperatura e caratteristiche costruttive

$$\begin{aligned} \text{Circuit diagram: } & V_{dd} \quad R_1 \quad R_2 \quad R_{iu} \quad R_o \\ & \text{FET symbol} \quad \downarrow I_d \end{aligned}$$

$$I_D = K_u (V_{gs} - V_{Tu})^2 \quad K_u = \frac{1}{2} \mu_n C_o \times \frac{W}{L}$$

$$\Delta I_D = \Delta K_u (V_{gs} - V_{Tu})^2 \frac{K_u}{K_u} \rightarrow \frac{\Delta I_D}{I_D} = \frac{\Delta K_u}{K_u}$$

$Ku_2 < Ku_1$

per lavori Q
differenti per
la stessa tensione

Se segnale afferro

$$\begin{aligned} \text{Circuit diagram: } & V_{dd} \quad R_o \quad R_{iu} \quad R_i \\ & \text{FET symbol} \quad \downarrow V_{out} \end{aligned}$$

$$V_{out} = -i_d R_o = -g_m N_{gs} \quad V_{gs} = \frac{(R_i // R_o) V_{in}}{R_{iu} + R_i // R_o}$$

$$N_{at} = -g_m N_{iu} \frac{R_i // R_o}{R_{iu} + R_i // R_o} \rightarrow G_W = -\frac{R_i // R_o}{R_{iu} + R_i // R_o} \cdot g_m R_o$$

parte in inverso

Per minimizzare le variazioni, devo fare in modo che $R_{iu} \ll R_i // R_o$

$$\text{Circuit diagram: } V_{dd} \quad R_o \quad R_{iu} \quad V_{ss} \quad V_{gs}$$

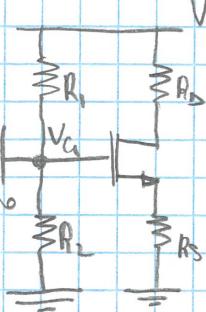
$$V_{gs} = 0 - (-V_{ss}) = V_{ss}$$

Posso anche realizzare un accoppiamento DC del segnale di ingresso

Utilizzando un'alimentazione doppia permette di non perdere in ingresso il fattore delle due resistenze $R_i // R_o$ (ho perso il segnale DC)

Così facendo, desensibilizzo lo stadio a temperatura e variazioni di corrente, ottenendo una resistenza diretta in ingresso

Studio sonore a massa degenerato

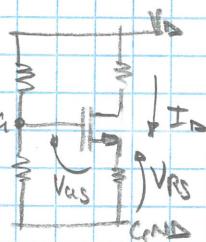


Polarizzazione:

- capacità in CA
- spegno gen segnale
- $H_p: V_{AS}$ in SAT

$$V_a = V_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_{ci} = V_{cas} + V_{AS} = V_{cas} + I_D R_S$$

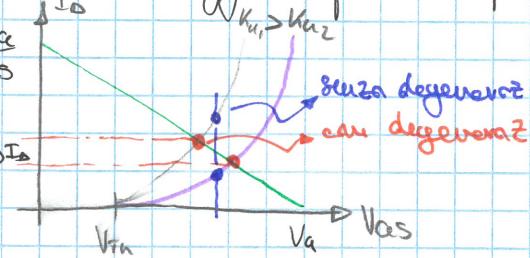


per H_p di stat

$$\left. \begin{aligned} I_D - I_{DSAT} &= K_u (V_{AS} - V_{Tu})^2 \\ V_{ci} &= V_{cas} + I_D R_S \end{aligned} \right\} \rightarrow \text{ottengo due sol, una } < V_{Tu} \text{ ma non abbiano } H_p \text{ di SAT, quindi viene esclusa}$$

$$V_D = V_{DD} - I_D R_D \Rightarrow I_D = K_u (V_{ci} - I_D R_S - V_T)$$

R_S è vantaggiosa per la dipendenza dalla polarizzazione e dalla transcondutanza:



Geometricamente vedo che ΔI_D è minore con

La generazione rispetto a non degener.

$$I_D = K_u [V_{AS}(K_u) - V_{Tu}]^2 \frac{\partial I_D}{\partial V_{AS}} = (V_{AS} - I_D R_S - V_T)^2 \frac{2K_u \partial I_D}{K_u} \cdot (V_{AS} - I_D R_S - V_T)$$

$\hookrightarrow V_{AS} = f(K_u)$, lo vedo da $\textcircled{2}$

Sappiamo che

$$2K_u (V_{AS} - I_D R_S - V_T) = g_m$$

$$\Delta I_D = \Delta K_u [V_{AS}(K_u) - V_{Tu}]^2 + K_u \cdot 2(V_{AS} - V_{Tu}) \Delta V_{AS}$$

$$\Delta V_{AS} = 0 - \Delta I_D \cdot R_S \rightarrow \Delta I_D = \Delta K_u [V_{AS} - V_{Tu}]^2 + g_m (-\Delta I_D R_S) \quad \text{Allora} \quad \frac{\partial I_D}{\partial V_{AS}} = \frac{\Delta K_u}{I_D} \cdot \frac{1}{(1 + g_m R_S)}$$

$$(1 + g_m R_S) \Delta I_D = \frac{\Delta K_u}{K_u} (V_{AS} - V_{Tu})^2$$

La variaz % della componente di corrente risulta ridotta dal fattore di degeneraz
che varia a seconda di R_S (che ~~è~~ vogliamo più grande possibile)

Guadagno per piccolo segnale

Circuit diagram with a feedback resistor R_{FB} instead of R_S .

$$\left. \begin{aligned} V_{in} &= N_{gs} + i_d R_S \\ i_d &= g_m N_{gs} \end{aligned} \right\} \rightarrow N_{in} = N_{gs} + g_m N_{gs} R_S \Rightarrow N_{gs} = \frac{N_{in}}{1 + g_m R_S}$$

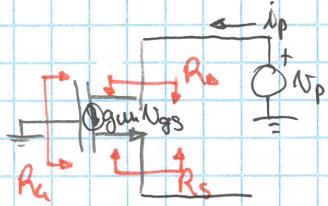
$$N_{out} = -i_d R_D = -g_m N_{gs} R_D = -g_m R_S \frac{N_{in}}{1 + g_m R_S} \rightarrow$$

$$C_{in} = \frac{N_{out}}{V_{in}} = -\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S} \xrightarrow{R_S \gg 1} -\frac{R_D}{g_m} \quad \text{però in quadrato}$$

Inserisco una capacità di bypass: finché essa è c.a. ha la diminuzione di guadagno.

Nel momento in cui il condensatore diventa c.c., ottengo l'aumento di guadagno, non avendo più R_S a rompere le bolle.

Resistenze viste su segnale dai terminali del Mos

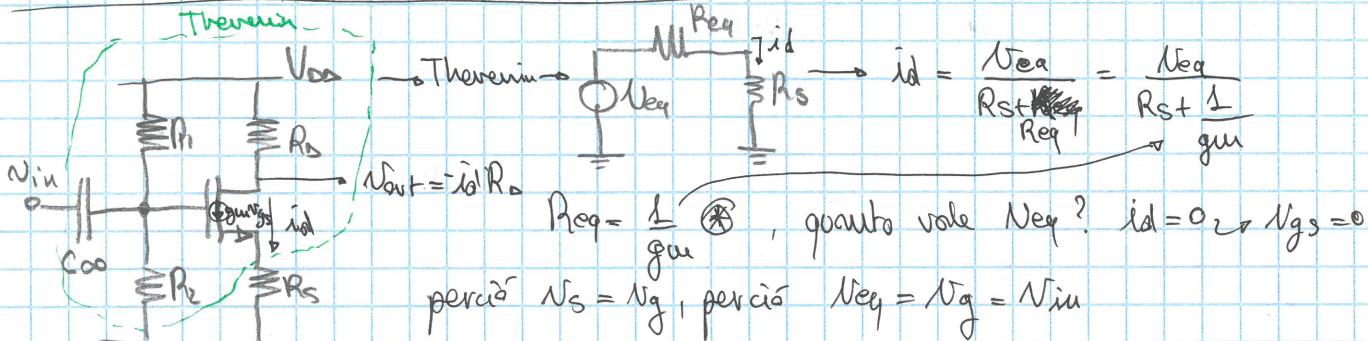


Ovviaamente $R_G \rightarrow \infty$

$$R_{drain} = \frac{V_D}{I_D} = \frac{V_D}{\frac{V_D - V_{GS}}{g_m N_{GS}}} = \frac{V_D}{\frac{V_D}{g_m N_{GS}}} = g_m N_{GS} \rightarrow \infty \text{ perche } g_m N_{GS} = 0 \text{ (gate a } 0 \text{ V)}$$

$$\text{Psource} = \frac{V_D}{I_D} = \frac{V_D}{\frac{V_D - V_{GS}}{g_m N_{GS}}} = \frac{V_D}{\frac{V_D}{g_m N_{GS}}} = \frac{V_D}{\frac{V_D}{g_m N_{GS}}} = \frac{1}{g_m}$$

Possiamo modellizzare il transistor utilizzando tutto con Thévenin?



Di conseguenza $id = \frac{Vin}{R_s + \frac{1}{gm}}$ non questo è possibile perché mi

ricordo che la resistenza vista dal source è Δ ???

$$I_D = I_D + id = K_u [V_{GS} - V_{TH}]^2 \Rightarrow \text{genere} \quad \text{e' un} \quad \text{e' un} \\ \text{V}_{DD} \quad \text{V}_{GS} \quad \text{R}_S \quad \text{R}_S \quad \text{R}_S \quad \text{R}_S$$

Studio source follower o studio inseguitore di source

$$\text{V}_{DD} \quad \text{R}_1 \quad \text{R}_2 \quad \text{R}_S \quad \text{R}_{eq} \quad \text{N}_{eq} \quad \text{R}_{eq} = \frac{1}{gm}, \quad \text{N}_{eq} = N_{GS}$$

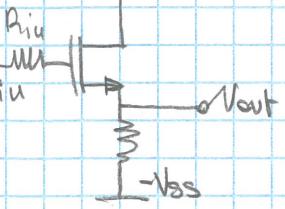
$$V_{GS} \quad R_1 \quad R_2 \quad R_S \quad R_{eq} \quad N_{eq} \quad R_{eq} = \frac{1}{gm}, \quad N_{eq} = N_{GS}$$

$$V_{in} \quad C_{ao} \quad R_1 \quad R_2 \quad R_S \quad R_{eq} \quad N_{eq} \quad R_{eq} = \frac{1}{gm}, \quad N_{eq} = N_{GS}$$

$$V_{out} = \frac{R_S}{R_S + R_{eq}} \cdot N_{eq} = \frac{R_S}{R_S + \frac{1}{gm}} \cdot \frac{R_1 || R_2}{R_1 + R_1 || R_2} \cdot V_{in}$$

$$C_{AV} \triangleq \frac{N_{out}}{V_{in}} = \frac{R_1 || R_2}{R_1 + R_1 || R_2} \cdot \frac{R_S}{\frac{1}{gm} + R_S} \xrightarrow{\substack{\text{partiz. ingresso} \\ \text{poco < 1}}} \xrightarrow{\substack{\text{è non invertente, la partiz. ing > 1} \\ \text{la seconda parte attenua perché il guadagno} \\ \text{è poco minore di 1}}}$$

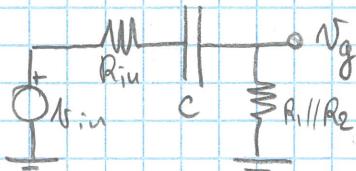
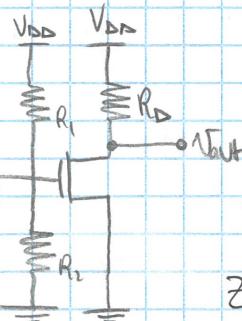
V_{DD}



$$R_{out} = \frac{1}{j\omega} // R_s \text{ se modello bene gm posso sostituire bene}$$

il livello di impedenza. Questo "buffer" mi permette di separare le ~~casate~~ ^{impedenze} ed ottenere un guadagno poco minore di 1 e "accoppiare" caschi con impedenze ~~molto~~ diverse molto.

Dimensionamento delle capacità di disaccoppiamento in ingresso



abbiamo $R_1 // R_2$ perché V_{DD} una fornisce contributi al segnale, quindi lo consideriamo a massa

$$\text{Vediamo nel dominio di Laplace: } Z_c = \frac{1}{j\omega C} \quad Z_{in} = R_{in} \quad Z_o = R_1 // R_2$$

$$Z_{eq} = \frac{Z_{R1}}{Z_{R1} + Z_{R2} + Z_c} = \frac{N_g}{N_{in}} = \frac{R_1 // R_2}{R_{in} + R_1 // R_2 + \frac{1}{j\omega C}}$$

$$= \frac{j\omega C R_1 // R_2}{1 + j\omega C [R_{in} + R_1 // R_2]}$$

$$s = j\omega$$

$$\frac{N_g}{N_{in}} = \frac{j\omega C R_1 // R_2}{1 + j\omega C [R_{in} + R_1 // R_2]}$$

calcoliamo il modulo di folt

$$\left| \frac{N_g}{N_{in}} (j\omega) \right| = \frac{j\omega C R_1 // R_2}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 [R_{in} + R_1 // R_2]^2}}$$

$$\rightarrow w \ll \frac{1}{C[R_1 // R_2 + R_{in}]} \rightarrow j\omega C R_1 // R_2$$

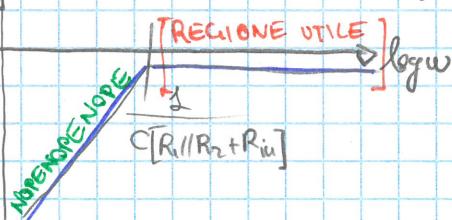
$$\rightarrow w = \frac{1}{C[R_1 // R_2 + R_{in}]} \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{j\omega (R_1 // R_2)}{\sqrt{[R_1 // R_2 + R_{in}]}} = \frac{R_1 // R_2}{\sqrt{2[R_{in} + R_1 // R_2]}}$$

$$\rightarrow w \gg \frac{1}{C[R_1 // R_2 + R_{in}]} \rightarrow \frac{j\omega R_1 // R_2}{\sqrt{C[R_1 // R_2 + R_{in}]}} \text{ no impedenza comune trascurabile rispetto alle impedenze delle resistenze}$$

Il mio obiettivo è ottenere il caso

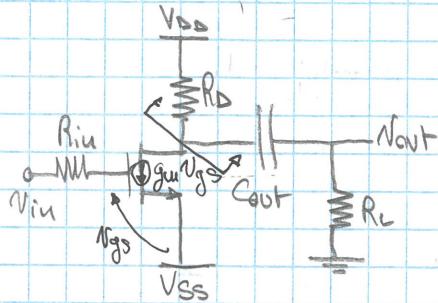
$$\rightarrow \frac{1}{C[R_1 // R_2 + R_{in}]} \text{ così che io abbia}$$

un guadagno costante per ogni ~~impedenza~~ pulsazione



Dimensiono la capacità C in modo tale che l'inverso della sua costante di tempo sia minore della minima pulsazione che si vuole amplificare

Due capacità di decoppiaaggio in uscita



C_{out} fa la stessa cosa della capacità di bypass in ingresso
devo fare sempre in modo da non avere cambiamenti di guadagno per tutta la banda di amplificazione.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_m \cdot \left[R_D \left/ \left(R_L + \frac{1}{sC_{out}} \right) \right. \right] \cdot \frac{R_L}{R_L + \frac{1}{sC_{out}}} =$$

$$= -g_m \frac{R_D \left(R_L + \frac{1}{sC_{out}} \right)}{R_D + R_L + \frac{1}{sC_{out}}} = -g_m \frac{R_D R_L}{R_D + R_L + \frac{1}{sC_{out}}} = -g_m \frac{sC_{out} \cdot R_D R_L}{(R_D + R_L) sC_{out} + 1}$$

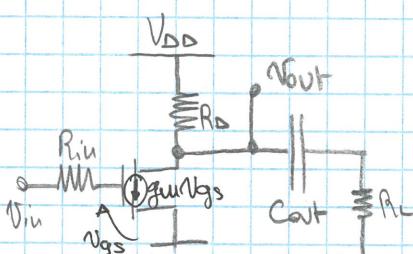
Abbiamo ancora un volto V_m fdt del tipo passa alto $V_{out} = C_{out} (R_D + R_L) \approx$

$$\left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right| = g_m \frac{w C_{out} \cdot R_D R_L}{\sqrt{1 + w^2 C_{out}^2 (R_D + R_L)^2}}$$

$w \ll \frac{1}{T_{out}} \rightarrow g_m R_D w C_{out} R_L$

$w \gg \frac{1}{T_{out}} \rightarrow \frac{-g_m w C_{out} R_D R_L}{w C_{out} (R_D + R_L)} = g_m (R_D // R_L)$

Vediamo cosa succede prelevando la tensione V_{out} dal dominio



$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_m \left[R_D \left/ \left(R_L + \frac{1}{sC_{out}} \right) \right. \right] = -g_m \frac{R_D (1 + sC_{out} + R_L)}{1 + sC_{out} (R_L + R_D)}$$

$LF = C_{out}$ è assimilabile a C.A

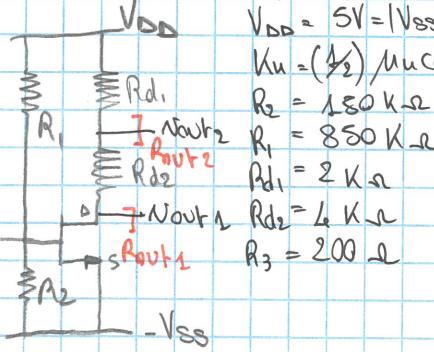
$$\left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right|_{LF} = -g_m R_D$$

$MF = C_{out}$ è già intervenuta \rightarrow assimilabile a C.C.

$$\left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right|_{MF} = -g_m (R_D // R_L)$$

Per le HF l'impedenza della capacità arriverà ad essere trascurabile rispetto alle altre impedenze in gioco

Esercizio



1. Polarizzazione

1. Capacitor C.A.
2. Sposto i gen di segnale
3. H_p: nMOS lavora in saturazione

1) Polarizzazione

$$R_s = R_{ds1} + R_{ds2} = 2k\Omega + 6k\Omega = 8k\Omega$$

$$V_{in} = -V_{SS}$$

$$V_{out1} = V_{out2} = 0$$

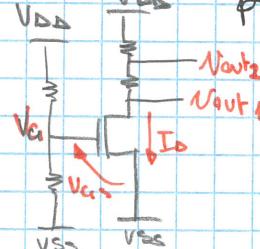
$$2) \frac{V_{out1}}{V_S} = \frac{V_{out2}}{V_S}$$

3) Dimensione C_{in} per $f \in [1K, 50K] Hz$

4) Resistenze R_{out1} e R_{out2}

$$5) E' lineare N_S = 100mV \sin(2\pi f t)$$

$$V_{DD} \text{ per } f = 30KHz$$



$$V_{in} = \frac{R_2}{R_1+R_2} [V_{DD} - (-V_{SS})] - V_{SS} \quad V_{inS} = \frac{R_2}{R_1+R_2} [V_{DD} - (-V_{SS})] \text{ con rdt ai capi di } R_2$$

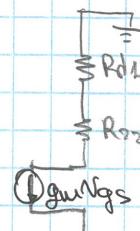
$$= \frac{180k\Omega \cdot 20V}{(180+850)k\Omega} + 5V = -3.5V \quad = 1.5V > V_T \text{ nMOS acceso}$$

$$I_d = K_u (V_{inS} - V_{TH})^2 = 2mA \text{ sempre ammesso che il nMOS sia SATURATO}$$

$$V_D = V_{DD} - (R_{ds1} + R_{ds2}) I_d = 5V - 1mA \cdot (6k\Omega) = -1V$$

$$V_{GD} = -3.5V - (-1V) = -2.5V < V_T \text{ OK il nMOS è effettivamente saturo}$$

$$V_{out2} = V_{DD} - I_d R_{ds1} = 5V - 1mA \cdot 2k = 3V$$



Calcola anche la transconduttanza $g_m = 2K_u (V_{inS} - V_{TH}) = 2mS$

$$2. \quad V_g \quad N_{GS} = \frac{R_1 || R_2}{R_s + R_1 || R_2} N_S \quad N_{out1} = -g_m N_{GS} (R_{ds1} + R_{ds2})$$

$$\frac{N_{out2}}{N_S} = -g_m (R_{ds1} + R_{ds2}) \cdot \frac{R_1 || R_2}{R_s + R_1 || R_2} = -11.98$$

$$N_{out2} = -g_m N_{GS} R_{ds1} = -g_m R_{ds1} \frac{R_1 || R_2}{R_s + R_1 || R_2} N_S \quad \approx 0.338$$

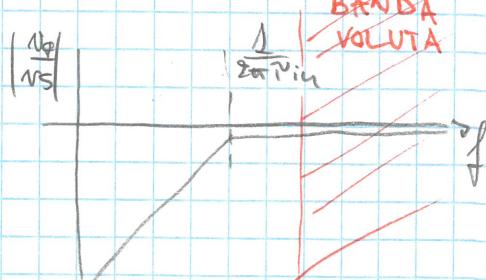
$$\frac{V_{out2}}{N_S} = -g_m R_{ds1} \cdot \frac{R_1 || R_2}{R_s + R_1 || R_2} = -3.33$$

3) Avendo una zero, circuitalmente, significa che ho un certo punto in cui per qualsiasi ingresso, ho uscita nulla (impedenza infinita)

$$P_{in} = C_{in} R_{eq} =$$

$$R_{eq} = (R_s + R_1 || R_2) = 127.7k\Omega$$

$$N_{GS}(s) = \frac{R_1 || R_2}{R_s + \frac{1}{2\pi f} + R_1 || R_2} N_S(s) = \frac{s C_{in} R_1 || R_2}{1 + s C_{in} (R_s + R_1 || R_2)} N_S(s)$$



~~Dimensionamento conduttore~~

Per essere comodo, sposto di un decade prima la f_{TAU} (da 1kHz a 100Hz) così da non avere il taglio di 3dB (effetto dello zero esaurito)

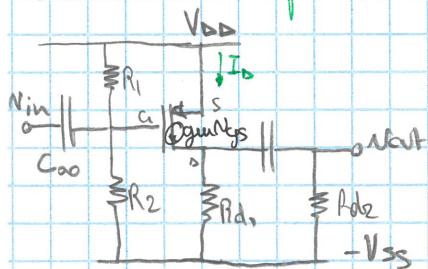
Di conseguenza $\frac{1}{2\pi R_{eq} C_{in}} = 100\text{Hz}$ $C_{in} \approx 12,5\text{nF}$

4) $g_{m1} = 2\mu S$ $R_{out1} = R_{d1} + R_{d2} = 6K\Omega$

$$R_{out2} = \frac{R_{d1}}{\left[R_{d2} + \infty \right]} = R_{d1} = 2K\Omega$$

5) $\xi = \frac{V_{gs}}{2(V_{as}-V_T)} = \frac{R_1/R_2}{R_{st}+R_1/R_2} \cdot \cancel{V_s} \cdot \frac{2}{2(V_{as}-V_T)} \approx \frac{100\text{mV}}{2(1,5V-0,5V)} = 5\%$

Esercizio con pMOS



$$V_{TP} = -1V \quad |K_p| = 0,5 \frac{\mu A}{V^2} \quad R_1 = 100K\Omega \quad R_2 = 200K\Omega$$

$$R_{d1} = 7K\Omega = R_{d2} \quad V_{DD} = V_{SS} = 3V$$

$$1) P_0 \quad 2) \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad 3) \cancel{\text{Dinamica del}} \quad \text{onda drain a LF (c open)}$$

$$4) \text{Aria buona c'è per } f \in [100\text{Hz}, 100\text{kHz}]$$

1) P_0 :

$$V_{as} = V_{SD} = -\frac{R_1}{R_1+R_2} [V_{DD} - (V_{SS})] = -\frac{1}{3} [3V + 3V] = -2V \rightsquigarrow \text{pMOS acceso}$$

$$I_D = |K_p| (V_{GS} - |V_{TP}|)^2 = 0,5 \frac{\mu A}{V^2} [-2V - (-1V)] = 0,5 \mu A$$

$$V_{GD} = -V_{SS} + V_{D1} = -V_{SS} + I_D \cdot R_{d1} = -3V + \cancel{3,5V} = 0,5V$$

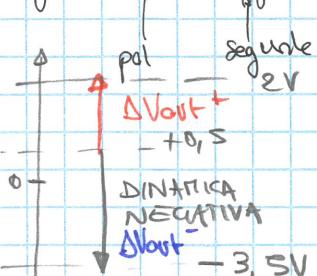
$$V_u = +1V \quad V_{GD} = V_g - V_d = 1V - 0,5V = 0,5V \rightsquigarrow \text{pMOS saturo}$$

$$g_{m1} = 2K_p (V_{as} - V_{TP}) = 2(-0,5 \frac{\mu A}{V^2}) \cdot (-2V + 1V) = 1 \mu S \quad -1 \mu S \cdot 3,5K\Omega$$

$$V_{out} = -g_{m1} V_{in} (R_{d1}/R_{d2}) \Rightarrow G \triangleq \frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_{m1} R_{d1}/R_{d2} = -3,5$$

3)

$$V_{GD} = V_{CD} + V_{g1} > V_{TP} \quad V_{D1IN} = -V_{SS} \quad \Delta V_{out} = V_{D1IN} - V_{D1sat} = -3V - 0,5V = -3,5V$$



$$V_{as} > V_{TP} \quad V_p < V_a - V_{TP} \Rightarrow V_{D1sat} = V_a - V_{TP} = 1V + 1V = 2V$$

$$\Delta V_{out}^+ = 1,5V$$

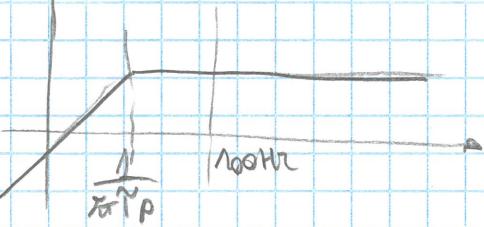
Ai bordi della dinamica non avrò più valori ampli lineari. Procedo con appross per piccolo segnale alla dinamica

$$V_{as} + V_{g1} > V_{TP} \quad V_{as} + V_g - V_d > V_{TP} \quad V_{as} - \frac{V_d}{g_{m1} R_{d1}} - V_d > V_{TP} \Rightarrow$$

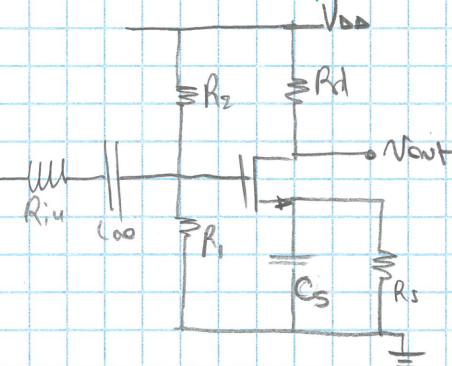
$$-V_d \left[2 + \frac{1}{g_{m1} R_{d1}} \right] > V_{TP} - V_{as} \quad V_d < \frac{[V_{as} - V_{TP}]}{\frac{1}{g_{m1} R_{d1}}} \Rightarrow$$

Vedo che è leggermente minore di 1,5V

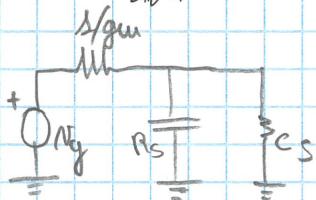
$$4) C_{out} \approx C_{out} (R_{d1} + R_{d2}) \quad \frac{1}{2\pi f_p} \leq 10 \text{ Hz} \rightarrow C_{out} = 1,15 \mu\text{F}$$



Dimensionamento capacità di bypass



$$N_g = \frac{R_2/R_1}{R_2/R_1 + R_{in}} \quad \text{Min}$$



$$\begin{aligned} i_d &= \frac{N_g}{\frac{1}{gm} + \frac{R_s}{1+sCsR_s}} = \\ &= \frac{(1+sCsR_s) gm N_g}{1+sCsR_s + gm R_s} \end{aligned}$$

$$V_{out} = -i_d R_d = -\frac{R_1//R_2}{R_{in} + R_1//R_2} \cdot \frac{gm R_d}{1+gm R_s} \cdot \frac{1+sCsR_s}{1+sCsR_s + gm R_s} \quad \text{Min}$$

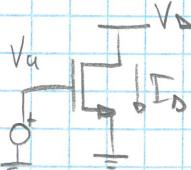
$$T(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_1//R_2}{R_{in} + R_1//R_2} \cdot \frac{gm R_d}{1+gm R_s} \cdot \frac{1+sCsR_s}{1+sCsR_s + gm R_s} \rightarrow R_s // \frac{1}{gm}$$

$$T(0) = \frac{\infty}{\infty} \xrightarrow{\text{O(s)}} \frac{0}{0} \xrightarrow{\text{O(s)}} T(\infty) = \frac{\frac{1+sCsR_s}{1+gm R_s}}{\frac{1+sCsR_s + gm R_s}{1+gm R_s}} = -\frac{R_1//R_2}{R_{in} + R_1//R_2} \cdot \frac{gm R_d}{1+gm R_s} \cdot \frac{R_s}{R_s + gm R_s}$$

$$Z_p = C_s \left(R_s // \frac{1}{gm} \right) \quad P_2 = C_s R_s \quad S_2 = -\frac{1}{P_2}$$

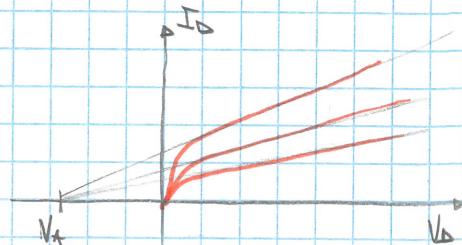
$$Z_{eq}(s) = \frac{R_s}{1+sCsR_s} \rightarrow \infty \iff s = -\frac{1}{CsR_s} \rightarrow \text{posso calcolare la f di taglio senza calcolare la fdt in maniera diretta}$$

Effetto della modulazione della lunghezza di canale



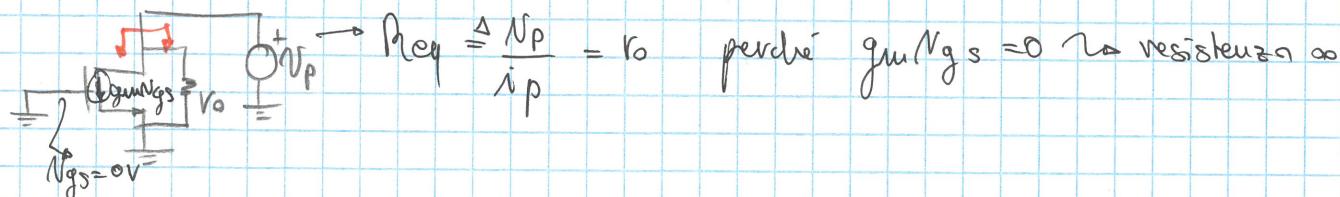
Suppongo $I_D = K_u (V_{ds} - V_{Th})^2$ un po' in realtà ha

$$I_D = K_u (V_{ds} - V_{Th})^2 \cdot (1 + 2V_{ds})$$



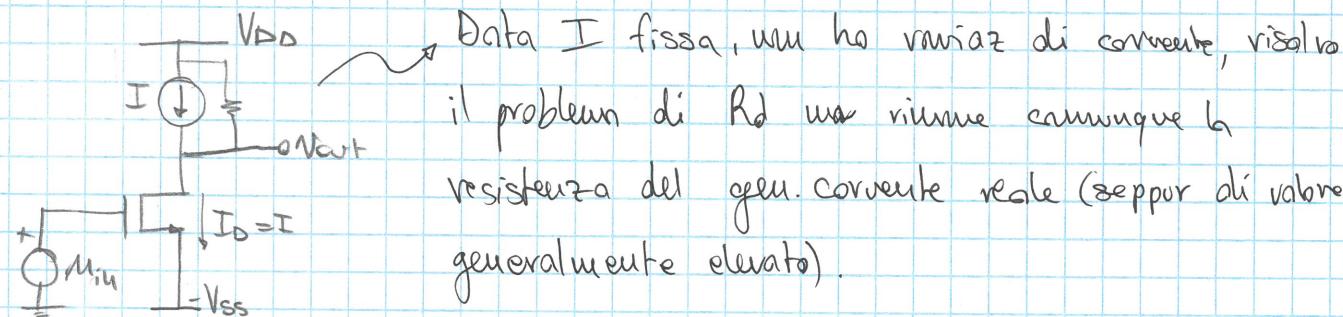
$$\frac{\partial I_{DSAT}}{\partial V_{ds}} = K_u (V_{ds} - V_{Th})^2 / 2 \Rightarrow \frac{I_D}{IV_A} \rightsquigarrow \text{perché } \lambda = \frac{1}{IV_A}$$

$$\frac{\partial I_{DSAT}}{\partial V_{ds}} = \frac{1}{r_o}$$



$V_{ds} \rightarrow N_{out} = -g_m R_o / r_o \approx G = -g_m (R_d / r_o)$
Il guadagno dipende fortemente dalle dimensioni di R_d .

Sost R_d con una gen. corrente per non avere
dipendenze sul guadagno:
generatore di corrente reale al posto del canale

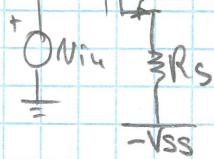


A differenza di R_d , questa resistenza è parve
del generatore reale di corrente, che è nell'ordine di molti
 K_L

Stadio amplificatore con carico attivo

$$V_{DD} \quad |Kp| (V_{GS} - V_{Tp})^2 = |Kp| [(V_u - V_{DD}) - V_{Tp}]^2$$

Il generatore di corrente "reale" è un ~~unico~~ transistor



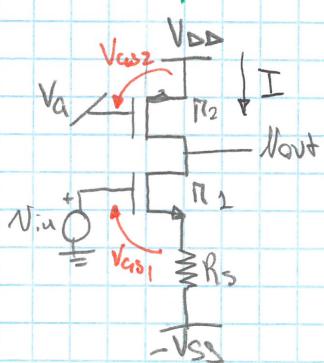
Resistenze eq nel wos con modulaz. carica (e degeneraz. source)

$$\begin{aligned} R_{eq} &\triangleq \frac{V_p}{I_p} & i_p = g_m N_s + i_{r_o} = -g_m R_s i_p + \frac{N_p}{r_o} - i_p \frac{R_s}{r_o} = * \\ & \text{circuit diagram showing current flow: } i_p \rightarrow M1 \rightarrow M2 \rightarrow R_s \rightarrow -V_{SS} \\ & i_{r_o} = \frac{N_p}{r_o} = \frac{N_p - i_p R_s}{r_o} \\ * &= \frac{V_p}{r_o} - i_p \left[g_m R_s + \frac{R_s}{r_o} \right] = i_p \left[1 + g_m R_s + \frac{R_s}{r_o} \right] = \frac{N_p}{r_o} \end{aligned}$$

$$R_{eq} \triangleq \frac{V_p}{I_p} = \frac{i_p}{i_p} r_o \left[1 + g_m R_s + \frac{R_s}{r_o} \right] = r_o + R_s + g_m R_s r_o = (r_o + R_s) \left[1 + g_m R_s / r_o \right]$$

Per avere R_{eq} molto alta è necessario buon soluzione degenerare il source per avere un buon gen. corrente dalla resistenza più alta

Stadio ampli con carico attivo (continua)



$$\begin{aligned} I &= |Kp| (V_{GS1} - V_{Tp})^2 \\ &= K_u (V_{GS1} - V_{Tn})^2 \end{aligned} \quad \boxed{\Rightarrow V_{GS1} = \sqrt{\frac{I}{K_u}} + V_{Tn}}$$

(trovo la soluzione con il + della eq di 2° grado perché V_{GS} deve essere maggiore della soglia)

Come garantisco M_1, M_2 SAT?

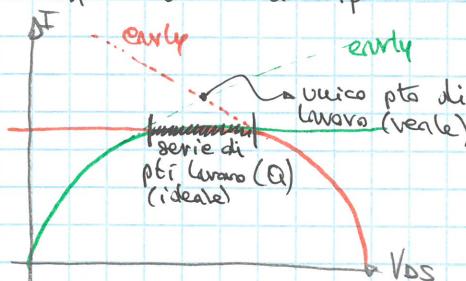
$$\begin{aligned} \text{Per } M_1 \rightarrow V_{GS1} &< V_{In} & \xrightarrow[V_{Tn}]{SAT} V_{GS1} \\ M_2 \rightarrow V_{GS2} &> V_{Tp} & \xrightarrow[V_{Tp}]{SAT} V_{GS2} \\ & & \xrightarrow[SAT]{V_{GS2} > V_{Tn}} V_{GS2} \end{aligned} \quad \boxed{\text{sempre che } M_1, M_2 \text{ siano ON}}$$

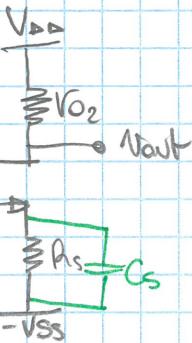
$$V_{D1} = V_{G1} - V_{D1} < V_{Tn} \text{ in cui } V_{D1} = V_{out} \quad V_{G1} - V_{out} < V_{Tn} \quad \boxed{V_{out} \geq V_{G1} - V_{Tn}}$$

$$V_{D2} = V_{G2} - V_{D2} > V_{Tp} \text{ in cui } V_{D2} = V_{out} \quad V_{G2} - V_{out} > V_{Tp} \quad \boxed{V_{out} < V_{G2} - V_{Tp}}$$

Le condizioni per la SAT $V_{G1} - V_{Tn} < V_{out} < V_{G2} - V_{Tp}$ nel nostro caso:

$$-V_{Tn} < V_{out} < V_a - V_{Tp} \rightsquigarrow \text{in polarizzazione } V_{GS} = 0V$$





Trascuro per un momento la resistenza R_o ,

$C_s = \text{aperto}$ considero $R_o = \infty$

$$i_1 = \frac{N_{in}}{\frac{1}{g_{m1}} + R_s}$$

$$N_{out} = -i_1 R_{o2} = \frac{-R_{o2}}{\frac{1}{g_{m1}} + R_s} \cdot N_{in}$$

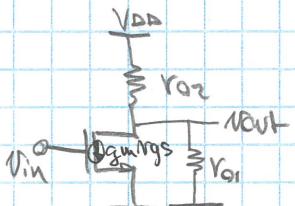
$$G_l \stackrel{\Delta}{=} -\frac{R_{o2}}{\frac{1}{g_{m1}} + R_s}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}$$

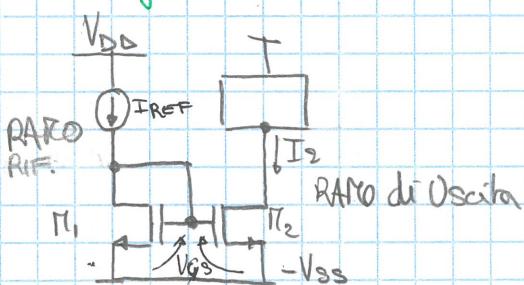
Con $C_s = \text{corto circuito} \rightarrow \text{bypass di } R_s \text{ e prendo in considerazione } R_{o2}$

perciò $R_{o2} = \text{valore finito}$ $N_{out} = g_{m1} \cdot N_{in} \cdot (R_{o1} // R_{o2}) \rightarrow$

$$G_l \stackrel{\Delta}{=} -g_{m1} \frac{R_{o2}}{R_{o1} // R_{o2}}$$

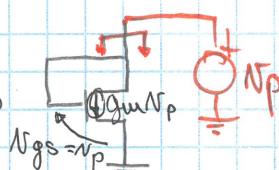


Topologia del current mirror (specchio di corrente)



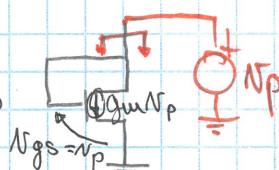
$$R_{eq} = \frac{1}{g_{m1}}$$

Dobbiamo mantenere
M₂ saturo



$$R_{eq} = \frac{N_p}{i_p} = \frac{N_p}{g_{m1} V_p} = \frac{1}{g_{m1}}$$

Vediamo la configurazione transdiodo



Nello specchio, M₁ e M₂ hanno la medesima V_{ds}

$$I_{REF} = K_{n1} (V_{ds} - V_{th})^2 \quad I_2 = K_{n2} (V_{ds} - V_{th})^2 \quad \rightarrow \text{se } M_2 \text{ è saturo (M_p)}$$

$$(V_{ds} - V_{th}) = \frac{I_{REF}}{K_{n1}} \rightarrow \text{sost in } I_2$$

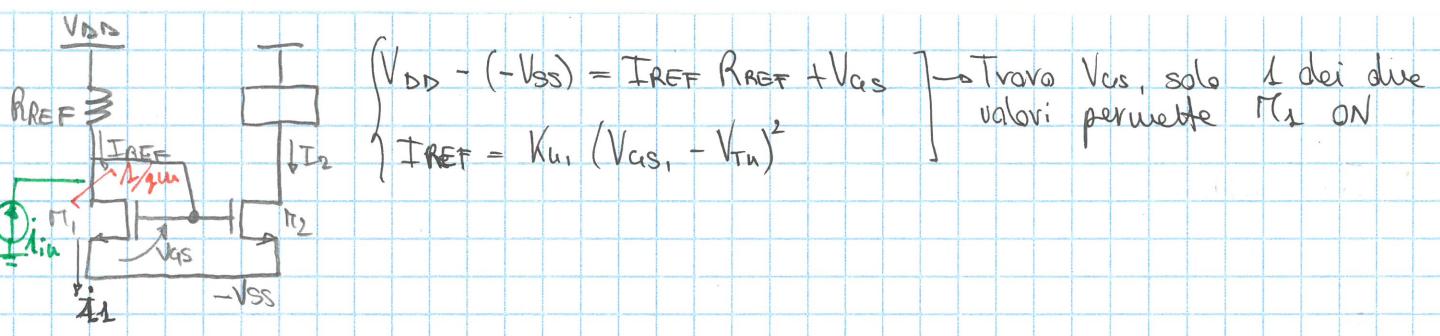
$$I_2 = \frac{K_{n2}}{K_{n1}} I_{REF}$$

Nel ramo di uscita abbiamo la corrente specchiata rispetto a quella del ramo di riferimento

Se $K_{n2} = K_{n1}$ allora $I_2 = I_{REF}$

$$\frac{K_{n2}}{K_{n1}} = \frac{\frac{1}{2} \mu_{n,ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2}{\frac{1}{2} \mu_{n,ox} \left(\frac{W}{L} \right)_1} = \frac{\left(\frac{W}{L} \right)_2}{\left(\frac{W}{L} \right)_1}$$

La corrente di uscita
dipende dal fattore di forma dei
M₂ e M₁. Se $\left(\frac{W}{L} \right)_2 = 2 \left(\frac{W}{L} \right)_1$ abbiamo
la corrente doppia



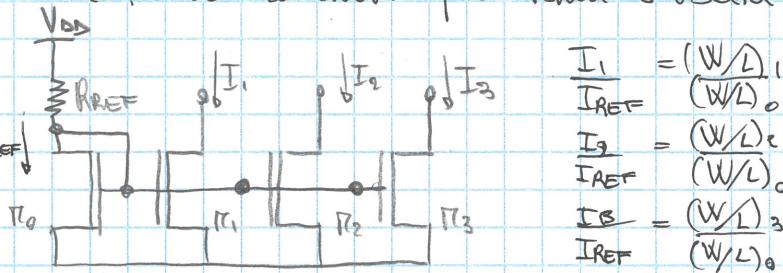
Inietto ora una corrente i_{in} , i_1 è data dal prodotto di corrente:

$$i_1 = i_{in} \frac{R_{REF}}{R_{REF} + \frac{1}{g_{m1}}} \quad i_2 = g_{m2} N_{GS} \quad N_{GS} = \frac{i_1}{g_{m1}} \quad \text{Abbiamo fatto sviluppare un } N_{GS} \text{ che vede anche } M_2$$

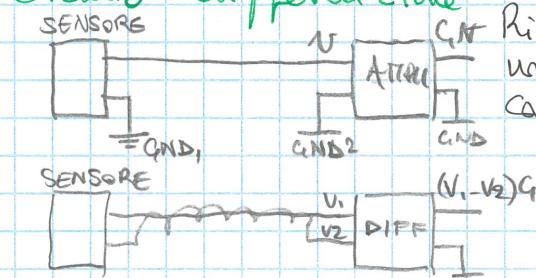
$$i_{out} = g_{m2} \cdot N_{GS} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \cdot i_1 = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \cdot \frac{R_{REF}}{R_{REF} + \frac{1}{g_{m1}}} \cdot i_{in}$$

$$\frac{g_{m2}}{g_{m1}} = \frac{2Ku_2(V_{GS}-V_{th})}{2Ku_1(V_{GS}-V_{th})} = \frac{Ku_2}{Ku_1} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1} \quad \begin{array}{l} \text{stesso fattore farà allora lo specchio} \\ \text{specchia anche il segnale} \end{array}$$

Come faccio ad avere più rombi d'uscita?



Stadio differenziale

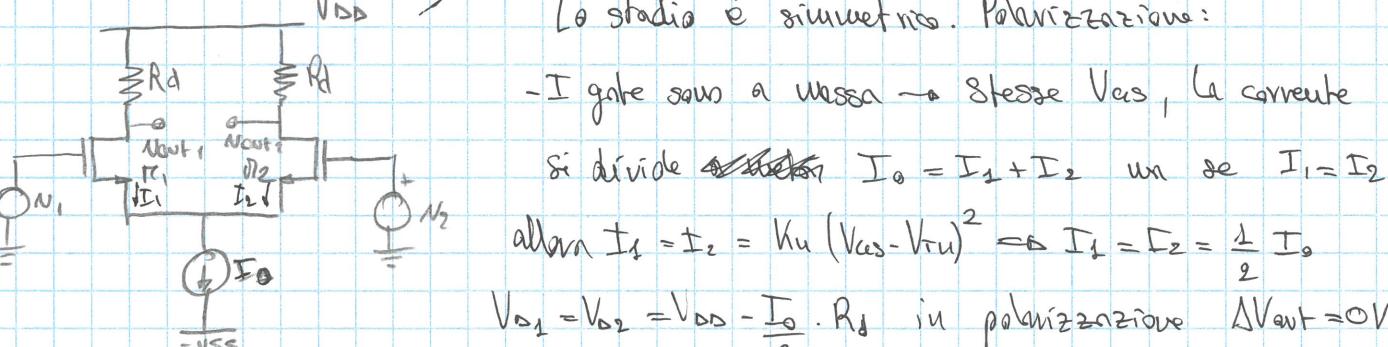


Rischio di avere due uscite diverse \rightarrow lettura non veritiera. Nel differenziale punto dove cari ed eliminano rombi/romanzioni

$$\text{Double-ended } N_{out} \triangleq N_{out2} - N_{out1}$$

$$\text{Single-ended } N_{out} \triangleq N_{out1} / N_{out2}$$

Lo stadio è simmetrico. Polarizzazione:



- I gate sono a messa \rightarrow stesse V_{GS} , la corrente

$$\text{si divide } \cancel{I_1 = I_2} \quad I_0 = I_1 + I_2 \quad \text{un se } I_1 = I_2$$

$$\text{allora } I_1 = I_2 = K_u (V_{GS} - V_{th})^2 \Rightarrow I_2 = I_1 = \frac{1}{2} I_0$$

$$V_{D1} = V_{D2} = V_{DD} - \frac{I_0}{2} \cdot R_d \quad \text{in polarizzazione } \Delta V_{out} = 0V$$

perché $V_{D1} = V_{D2} \rightarrow V_{D1} - V_{D2} = 0$ Abbiamo diversi segnali:

$$\text{Segnale differenziale } V_{diff} \triangleq V_2 - V_1$$

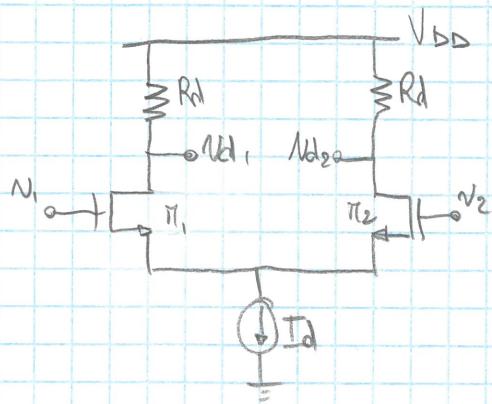
$$\text{Segnale di modo comune } V_{com} \triangleq \frac{V_1 + V_2}{2}$$

Un segnale in generale è composto da diff e com

$$V_1 = V_{com} - \frac{V_{diff}}{2}$$

$$V_2 = V_{com} + \frac{V_{diff}}{2}$$

Stadio differenziale Mosi con gme coda identica

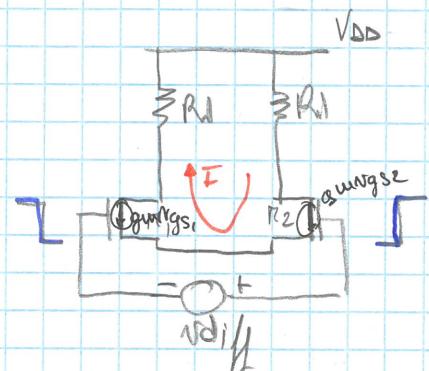


$$V_{diff} \triangleq V_2 - V_1 \text{ segnale di diff}$$

$$V_{cm} \triangleq \frac{V_1 + V_2}{2} \text{ segnale di comune mdo}$$

$$V_1 \triangleq V_{cm} - \frac{V_{diff}}{2}$$

$$V_2 \triangleq V_{cm} + \frac{V_{diff}}{2}$$



Su segnale differenziale il circuito si riduce con:

$$i_{d1} = g_m N_{gs1} \quad i_{d2} = g_m N_{gs2} \quad g_{mu} = g_{mz} = g_m$$

$$V_{diff} = N_{gs2} - N_{gs1}, \quad i = i_{d2} = -i_{d1} \quad g_m N_{gs2} = -g_m N_{gs1} \rightarrow \\ \rightarrow N_{gs2} - (-N_{gs2}) \rightarrow V_{diff} = 2N_{gs2} \Rightarrow N_{gs2} = -N_{gs1} = \frac{V_{diff}}{2}$$

Il vodo di source ricevuta fissa nello stadio, agisce da ~~attore~~ "fulcro". Abbiamo infine

$$i = g_m \frac{V_{diff}}{2} \quad V_{out2} = -i R_d \quad V_{out1} = i R_d \rightarrow V_{out2} = -g_m R_d \frac{V_{diff}}{2} \\ V_{out1} = g_m R_d \frac{V_{diff}}{2}$$

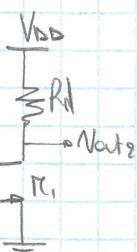
Guadagno diff.:

- single-ended output $G_{diff} \triangleq \frac{V_{out1,2}}{V_{diff}} = \pm \frac{g_m R_d}{2} \rightarrow$ riferito a massa

- double-ended output $G_{diff} \triangleq \frac{V_{out2} - V_{out1}}{V_{diff}} = -g_m R_d \rightarrow$ non è riferito a massa: lo

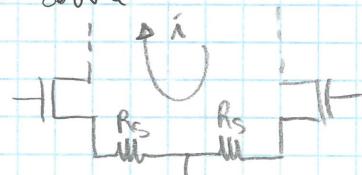
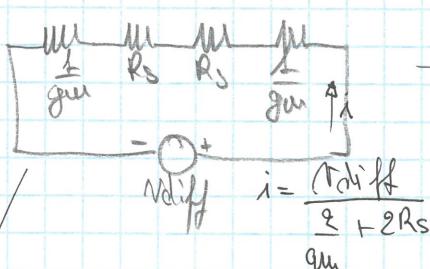
stadio successivo dovrà quindi essere differenziale per non avere problemi.

Autrisì mediante il "mezzo circuito"



Calcolo il guadagno di "mezzo circuito" a partire che lo stadio sia simmetrico

Se ho due resistenze nel source

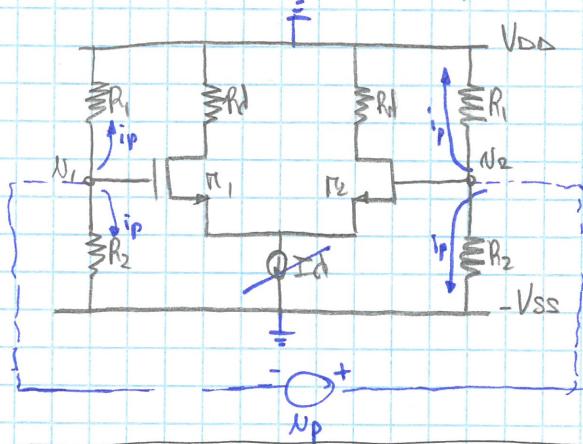


$$i = -\frac{V_{diff}}{2} \frac{1}{\frac{1}{g_m} + R_s}$$

$$i = \frac{V_{diff}}{R_z} \rightarrow \text{ecco l'eq di mezzo circuito}$$

o Theremin di source

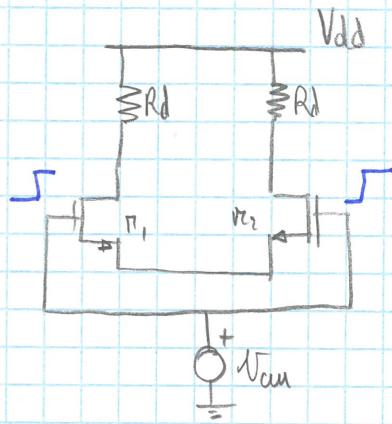
Resistenza di ingresso differenziale



$$\text{Collego gen. di prova e } R_{\text{indiff}} \triangleq \frac{V_P}{i_P} = \\ = (R_1 // R_2) + (R_3 // R_4) = 2 R_1 // R_2$$

(Dopo avviamente spegnere i gen di prova)

Vediamo ora il common-mode



Il common mode varrebbe far salire il nodo di source di potenziale, ma ciò non è possibile $i_{\text{cm}} + i_{\text{cm}} = 0 \rightarrow i_{\text{cm}} = 0$

Non ho corrente di segnale nei vani dei mosfet.

Ciò vuol dire che la tensione di uscita sarà pari a zero. Il genere common mode sarà quindi:

- single-ended $G_{\text{cm}} \triangleq \frac{V_{\text{out},2}}{V_{\text{cm}}}$

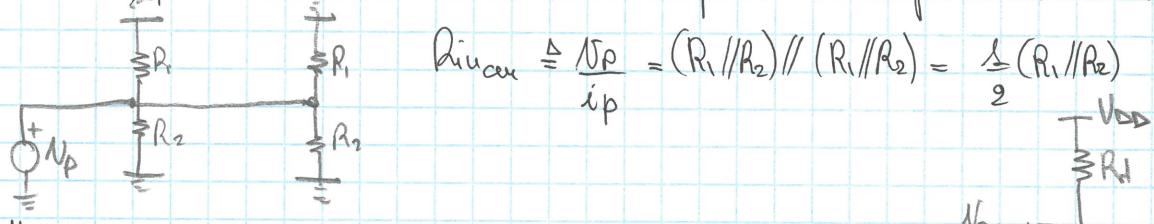
- double-ended $G_{\text{cm}} \triangleq \frac{V_{\text{out},1} + V_{\text{out},2}}{2} \cdot \frac{1}{V_{\text{cm}}}$

I common-mode reflection ratio (CMRR) $\text{CMRR} \triangleq \left| \frac{G_{\text{diff}}}{G_{\text{cm}}} \right|$

Con uno stadio ideale, il CMRR è $\rightarrow \infty$

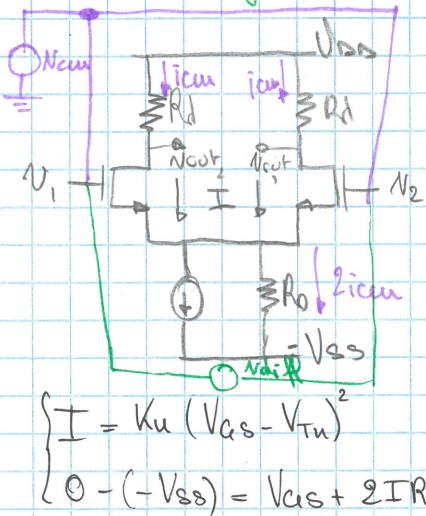
Resistenza di ingresso di modo comune

Con lo stesso circuito di prima (ma il generatore di prova piazzato come modo comune), la resistenza risulta in $\frac{1}{2}(R_1 // R_2)$



L'analisi sul mezzo circuito nel caso di common-mode:

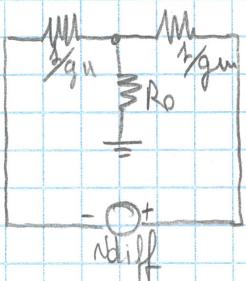
Stadio con gen di coda reale



A) Polarizzazione: gen corrente reale

generalmente si trascura la corrente in R_o (si controlla generalmente i_o e quindi calcola N_s , ricava N_o che è la caduta su R_o e calcola $i_{R_o} = \frac{N_s}{R_o}$ e verifica che essa sia $\ll i_o$)

B) Comportamento su segnale differenziale, forcio eq. Thvenin dal source



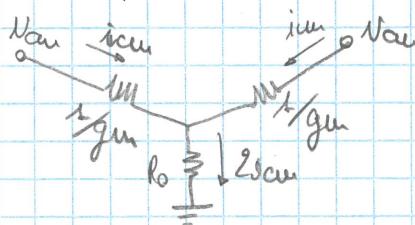
La corrente in R_o è nulla perché $\frac{1}{g_{mu}} = \frac{1}{g_{m2}}$

In pratica, se lo stadio è simile, il uso di source si mantiene fisso in tensione \Rightarrow non cambia nulla rispetto all'ideale. Il mezzo circuito è identico a prima.

C) Segnale common mode

Su R_o ottengo $2icm$

L'equivalente di Thvenin

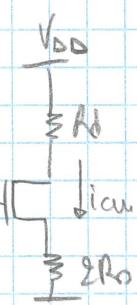


$$2icm = \frac{V_{cm}}{\frac{1}{g_{mu}} + R_o}$$

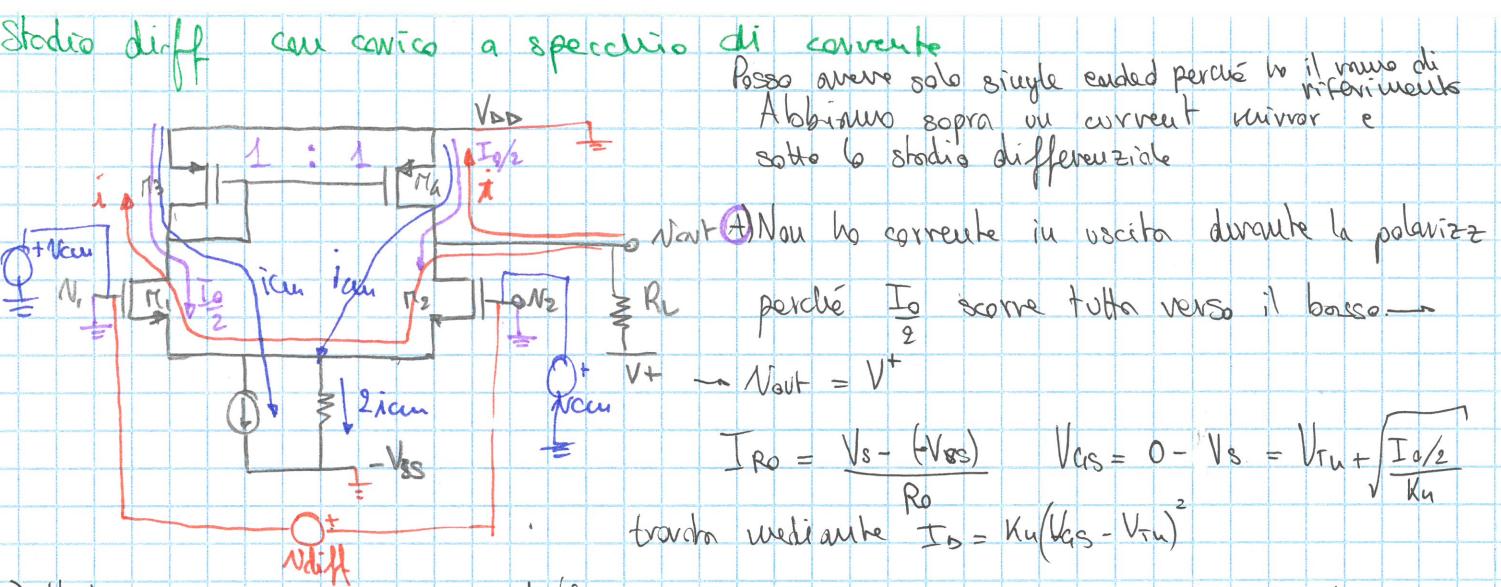
$$icm = \frac{V_{cm}}{2} \cdot \frac{\frac{1}{g_{mu}}}{\frac{1}{g_{mu}} + 2R_o}$$

$$G_{cm} = -\frac{R_o}{\frac{1}{g_{mu}} + 2R_o}$$

Nel mezzo circuito



$$G_{cm} = 1 + 2g_{mu}R_o$$



$$I_{Ro} = \frac{V_s - (V_{os})}{R_o} \quad V_{os} = 0 - V_s = V_{in} + \sqrt{\frac{I_a/2}{K_n}}$$

trovata mediante $I_a = K_n(V_{ds} - V_{in})^2$

3) Vado a parlare su segnale differenziale

Non cambia nulla rispetto al caso resistivo $i = \frac{N_{\text{diff}}}{\frac{1}{g_m} + \frac{1}{g_{m2}}} = g_m \frac{N_{\text{diff}}}{2}$

$$N_{\text{out}} = -2iR_L = -2R_L \cdot g_m \frac{N_{\text{diff}}}{2} \quad G_{\text{diff}} \triangleq \frac{N_{\text{out}}}{N_{\text{diff}}} = -g_m R_L$$

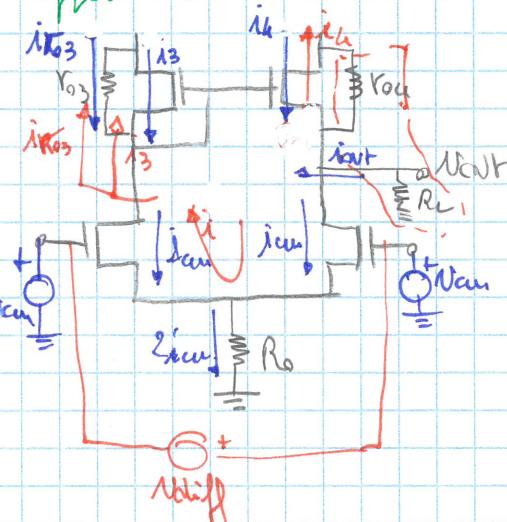
Qui ritrovo il
Gdiff di uno
stadio di diff con
canico resistivo
e uscita double
pur uscendo
single-ended

4) Segnale di modo comune

Nei numeri questa volta scorre corrente in $R_L \rightarrow N_{\text{out}}/g_m = 0$

Pur in presenza di un canico reale, il CMRR è $= \infty$, lo specchio identizza lo stadio di differenziale.

Effetto delle r_o dei transistori dello specchio



• Su segnale differenziale

$$i = \frac{N_{\text{diff}}}{\frac{1}{g_m} + \frac{1}{g_{m2}}} = g_m \frac{N_{\text{diff}}}{2}$$

$$i_4 = i_3 = i \frac{r_{o3}}{r_{o3} + \frac{1}{g_{m3}}}$$

Sa che $r_{o3} // R_L$, forniamo la resistenza di canico

$$N_{\text{out}} = (i_{\text{in}} + i) (r_{o3} // R_L) = g_m \frac{N_{\text{diff}}}{2} \left[1 + \frac{r_{o3}}{r_{o3} + \frac{1}{g_{m3}}} \right] (r_{o3} // R_L)$$

in cui $g_{m3} = g_{m2}^2$

Vediamo per il common-mode

$$i_{\text{cum}} = \frac{N_{\text{cum}}}{\frac{1}{g_{m2}} + 2R_L}$$

La corrente sotto il canico non è più uguale a quella sopra

$$i_4 = i_3 = i_{\text{cum}} \frac{r_{o3}}{r_{o3} + \frac{1}{g_{m3}}}$$

$$i_{\text{out}} = i_{\text{cum}} - i_4 = N_{\text{out}} = - (r_{o3} // R_L) i_{\text{out}} = - (r_{o3} // R_L) \frac{N_{\text{cum}}}{\frac{1}{g_{m2}} + 2R_L} \left[1 - \frac{r_{o3}}{r_{o3} + \frac{1}{g_{m3}}} \right]$$

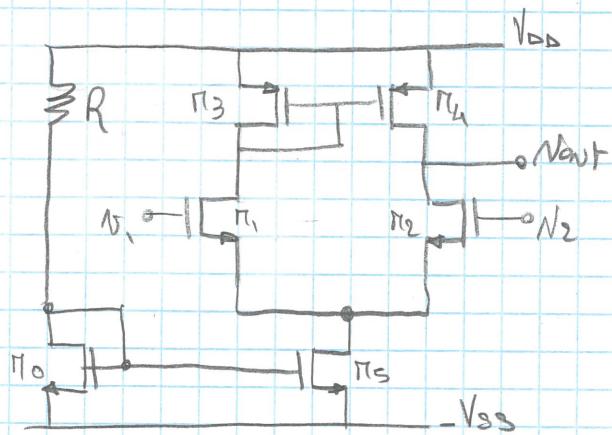
$$G_{\text{cum}} = \frac{N_{\text{out}}}{N_{\text{cum}}} = - (r_{o3} // R_L) \frac{1}{g_{m2} + 2R_L}$$

$$G_{CM} = - \frac{R_{in}/R_C}{\frac{1}{g_m} + 2R_o} \cdot \frac{1}{1 + g_m R_o}$$

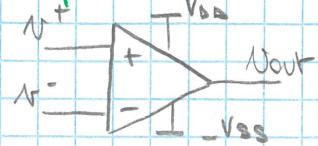
non abbiano più 0

Valori tipici del CMRR è -40dB / -60dB

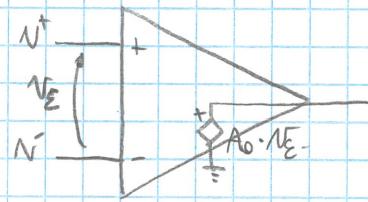
Vediamo la struttura vera di uno studio diff



Amplificatore Operazionale



\Rightarrow



6 bolo

$$N_{\text{out}} = A_o \cdot N_E = A_o (N^+ - N^-)$$

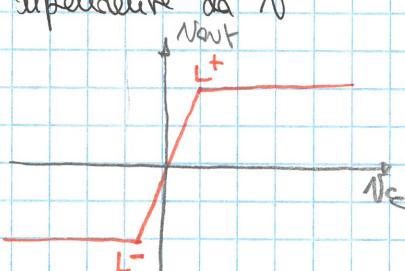
Guadagno soltanto aperto

Opamp ideale:

1. Opamp ideale non assorbe né eroga corrente ai morsetti d'ingresso $\Rightarrow R_{\text{in diff}} \rightarrow \infty$
2. Eroga tensione indipendentemente dal canale $\Rightarrow R_{\text{out}} \rightarrow 0$
3. Rigetta qualsiasi tensione di comune modo in ingresso $\Rightarrow CMRR \rightarrow \infty$
4. A_o = costante e indipendente dalla frequenza \Rightarrow bandwidth $\rightarrow \infty$
5. $A_o = \infty$ $N_{\text{out}} = A_o N_E$ è quantità finita (è necessario avere $N_E = 0$ per non avere forme d'induzione)

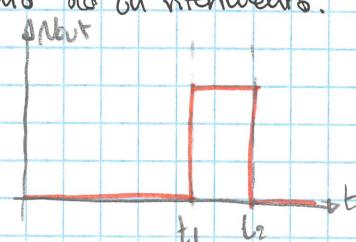
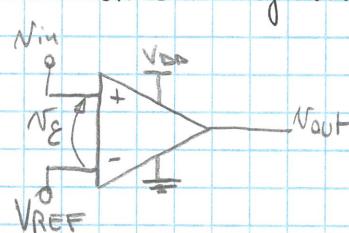
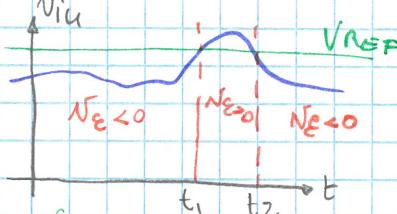
C'è un "corto circuito virtuale" tra i morsetti dell'opamp, il più N^- è completamente dipendente da N^+

Se che $A_o \approx 10^4 - 10^{15} \Rightarrow$ l'intervalllo di variaz di N_E è estremamente limitato prima di saturare.

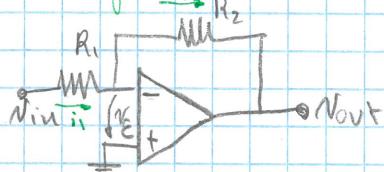


Circuito campamatore

È un circuito che confronta una tensione in ingresso rispetto ad un riferimento.



Configurazione invertente



$$i_1 = i_2 \quad \frac{N_{\text{in}} - N^-}{R_1} = \frac{A_o - N_{\text{out}}}{R_2} \quad N_{\text{out}} = A_o (N^+ - N^-) = -A_o N^-$$

$$\Rightarrow N^- = \frac{N_{\text{out}}}{A_o} \quad \frac{N_{\text{in}}}{R_1} + \frac{N_{\text{out}}}{A_o R_1} = - \frac{N_{\text{out}}}{A_o R_2} - \frac{N_{\text{out}}}{R_2}$$

$$N_{\text{out}} \left(\frac{1}{A_o R_1} + \frac{1}{A_o R_2} + \frac{1}{R_2} \right) = - \frac{N_{\text{in}}}{R_1} \quad N_{\text{out}} = - N_{\text{in}} \frac{1}{R_1} \cdot \frac{1}{\frac{1}{A_o R_1} + \frac{1}{A_o R_2} + \frac{1}{R_2}} =$$

$$N_{\text{out}} = - N_{\text{in}} \frac{R_2}{R_1} \quad \frac{1}{1 + \frac{1}{A_o} \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right)} \xrightarrow{\substack{\text{opamp} \\ \text{ideale}}} A_o \rightarrow C_1 \neq - \frac{R_2}{R_1}$$

$$N^+ - N^- = \frac{N_{\text{out}}}{A_o} \xrightarrow{A_o \rightarrow \infty} N^- \rightarrow \text{è un cortocircuito virtuale, come è virtualmente "a massa" il morsetto } \oplus$$

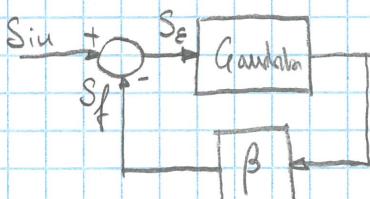
Il pin Θ è ad una tensione fissa non direttamente collegata a massa.

La resistenza d'ingresso vista è $R_{in} = R_1$ grazie al nodo virtuale.

Teoria della retroazione (feedback theory)

Vedi articolo: Proc. IEEE Vol 87 n° 2 pp 379-385, 1999 H. Black

"stabilized Feedback amplifiers"



$$S_E = S_{in} - S_f \quad \text{no segnale ingresso}$$

$$S_E \cdot G = S_{out} \quad \text{no feedback}$$

$$S_f = \beta S_{out} \quad \text{no feedback}$$

Dovendo assumere che l'uscita di un blocco non influenz.

l'ingresso. Il blocco deve essere unidirezionale.

$$S_{out} = G_{audata} \cdot S_E = G_{audata} \cdot (S_{in} - \beta S_{out}) \quad S_{out} = \frac{G_{audata} S_{in}}{1 + \beta G_{audata}}$$

$$G \triangleq \frac{S_{out}}{S_{in}} = \frac{G_{audata}}{1 + \beta G_{audata}} = \frac{G_{audata}}{1 - (-\beta G_{audata})}$$

Gaudagno ad anello, $G_{loop} = -G_{audata} \cdot \beta$

Abbiamo le gaudagni: $G, G_{loop}, G_{audata}, \beta$

Proprietà di un circuito retroazionato negativamente

$$1) \quad G \triangleq \frac{S_{out}}{S_{in}} = \frac{G_{audata}}{1 + \beta G_{audata}} \xrightarrow{\substack{G_{audata} \rightarrow \infty \\ G_{loop} \rightarrow 0 \\ per \ G_{audata} \rightarrow \infty}} \frac{G_{audata}}{G_{audata}(\frac{1}{G_{audata}} + \beta)} \xrightarrow{\beta} \frac{1}{1 + \beta} \quad \text{no gaudagno idoneo}$$

$$2) \quad S_f = \frac{G_{audata} \beta}{1 + G_{audata} \beta} \xrightarrow{\beta} 1 \quad \text{per } G_{audata} \rightarrow \infty$$

$$3) \quad \frac{S_E}{S_{in}} = \frac{1}{1 + G_{audata} \beta} \xrightarrow{\beta} 0 \quad \text{per } G_{audata} \rightarrow \infty$$

$$4) \quad \frac{dG}{G} = \frac{dG_{audata}}{G_{audata}} \frac{1}{1 + G_{audata} \beta}$$

\hookrightarrow stabilità
variazione del gaudagno del blocco di audacia (causata da temperatura, ecc.)

$$\text{es: } |G_{audata}| = 10^4 \quad \text{gaudagno idoneo} = 10 \rightarrow \frac{1}{1 + 10} = \frac{1}{11} \quad \beta = \frac{1}{10}$$

$$\frac{dG_{audata}}{G_{audata}} = 50\%$$

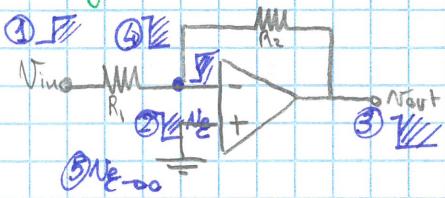
buena variazione

$$\frac{dG}{G} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{1 + 1 \cdot 10^4} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{10001} = 5 \cdot 10^{-5} = 5 \cdot 10^{-3} \mu$$

Il gaudagno retroazionato è un'applicazione utilissima e ultra stabile.

$$G \triangleq \frac{S_{out}}{S_{in}} = \frac{G_{audata}}{1 + G_{audata} \beta} = \frac{1}{G_{audata} \beta} \frac{G_{audata}}{1 - \frac{1}{G_{audata} \beta}} = \frac{G_{ideale}}{1 - \frac{1}{G_{loop}}}$$

Configurazione invertente secondo la teoria della retroazione



Il morsetto ② dell'opamp svolge l'operazione del modo di confronto della retroazione a blocco.

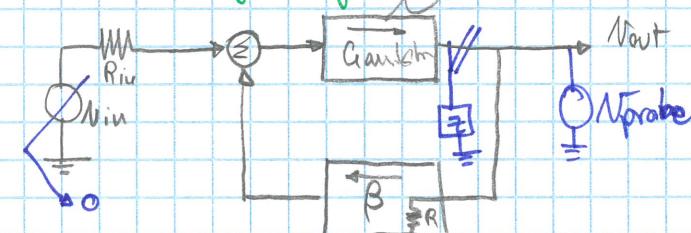
La retroazione agisce in modo tale da voler tenere il ② = 0V

Fa di tutto per avere quella condizione. Viene infatti messa la tensione d'uscita per fare in modo che la tensione al ② resti fissa.

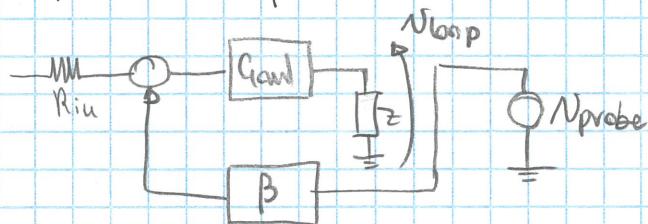
$$G_{\text{ideale}} \triangleq \frac{N_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \Big|_{\substack{\text{Gloop} \rightarrow \infty \\ A_o \rightarrow \infty}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad N_{\text{out}} \Big|_{\text{ideale}} = -2R_2 \Big|_{\text{ideale}} = -A_o R_2 \Big|_{\text{ideale}} = -\frac{V_{\text{in}} \cdot R_2}{R_1}$$

$$G \triangleq \frac{N_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \Big|_{\text{ideale}} = \frac{G_{\text{ideale}}}{1 - \frac{1}{G_{\text{loop}}}}$$

Calcolo del guadagno d'anello

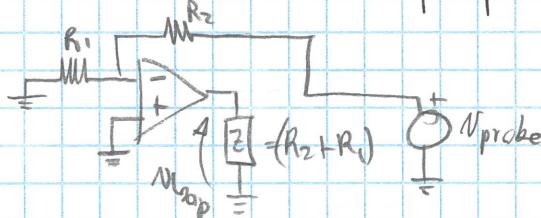


$$G_{\text{loop}} = -\text{Guadagna} \cdot \beta$$



- ① Spego i gen forzanti
- ② taglio l'anello (è indiff alla posizione dal pto di vista teorico)
- ③ Ricostruisco a mente del taglio l'impedenza vista a valle
- ④ Applica un gen di prova e misuro il segnale ai capi dell'impedenza ricostruita
perciò $G_{\text{loop}} \triangleq \frac{V_{\text{loop}}}{V_{\text{probe}}}$

Vediamo cosa fare con l'opamp



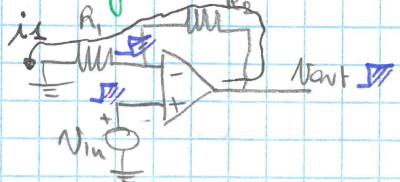
$$V^- = V_{\text{probe}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad V_E = -V^-$$

$$V_{\text{loop}} = A_o V_E - A_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{\text{probe}}$$

$$G \triangleq \frac{N_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \Big|_{\text{ideale}} = \frac{G_{\text{ideale}}}{1 - \frac{1}{G_{\text{loop}}}} = \frac{-R_2/R_1}{1 + \frac{1}{A_o} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}$$

$$G_{\text{loop}} \triangleq \frac{V_{\text{loop}}}{V_{\text{probe}}} = -A_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

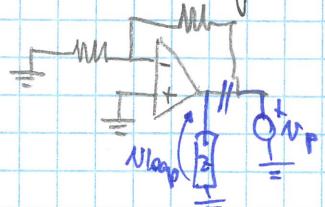
Configurazione non-invertente



$$i_1 = \frac{V_{in}}{R_1} \quad V_{out} = V_{in} + V_2 = V_{in} + \frac{V_{in}}{R_1} R_2 = \\ = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{in}$$

$$G_{ideale} \triangleq \frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

Calcoliamo il guadagno ad anello: vedo che spegnendo i generatori l'anello del non invertente è uguale a quello dell'invertente

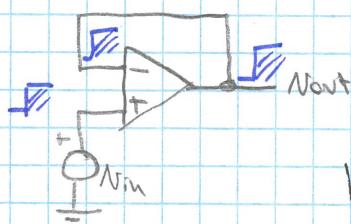


$$V^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_p \quad V_{loop} = A_o V^- = -A_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_p$$

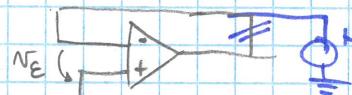
$$G_{loop} \triangleq \frac{V_{loop}}{V_p} = -A_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$G_{reale} \triangleq \frac{G_{ideale}}{1 - \frac{1}{G_{loop}}} = \left(\frac{1 + R_2/R_1}{1 + \frac{1}{A_o} \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)} \right)$$

Buffer di tensione



$$G_{ideale} \triangleq \frac{V_{out}}{V_{in}} = 1$$



$$\text{Vedo che ad anello} \quad V_E = -V_p$$

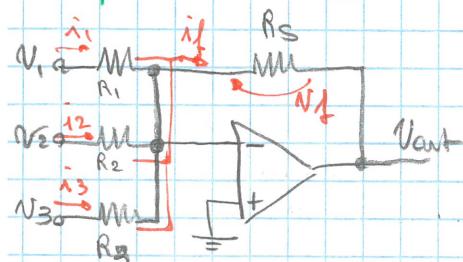
$$V_{loop} = -A_o V_p \quad G_{loop} \triangleq \frac{V_{loop}}{V_p} = -A_o$$

Errore statico di guadagno

Questo errore è $\epsilon = \left| \frac{G_{ideale} - G_{reale}}{G_{reale}} \right| = \left| \frac{\frac{G_{ideale}}{1 - \frac{1}{G_{loop}}} - \frac{G_{ideale}}{1 - \frac{1}{G_{loop}}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{A_o} \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)}}{1 - \frac{1}{G_{loop}}} \right| =$

$= \frac{1}{|G_{loop}|} \cdot \text{Tutti i guadagni sono calcolati a frequenza zero (DC), ovvero } G_{ideale}(0), G_{loop}(0), G_{reale}(0).$

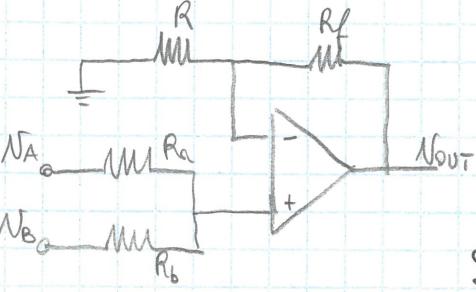
Amplificatore sommatore (Voltage adder/ summing inverting)



$$i_{1,2,3} = \frac{V_i}{R_{1,2,3}}, \quad i_f = i_1 + i_2 + i_3 + \dots$$

$$V_{out} = -i_f R_f = -\left(\frac{V_1}{R_1} R_f + \frac{V_2}{R_2} R_f + \frac{V_3}{R_3} R_f\right)$$

Sommatore non invertente



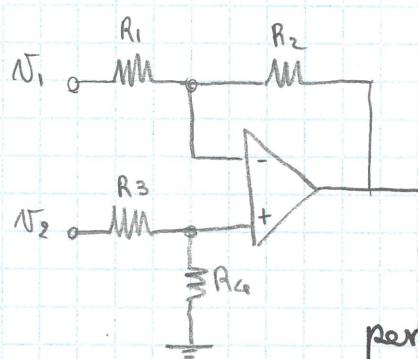
Suppongo $N_b, N_a : N^+ = \frac{R_b}{R_a + R_b} N_a + \frac{R_a}{R_a + R_b} N_b$
per sovrapp. eff.

$$N_{out} = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) N^+ = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) \left(\frac{R_b N_A + R_a N_b}{R_a + R_b} \right)$$

Se aggiungessi un terzo ramo con N_c , il guadagno influenzerebbe quello di N_A e N_B perché $N^+ = \frac{R_b // R_c}{R_a + R_b // R_c} N_A + \frac{R_a // R_c}{R_a + R_c} N_B + N_c \frac{R_a // R_c}{R_b // R_c + R_b}$

Non conviene usare questa configurazione.

Amplificatore differenziale



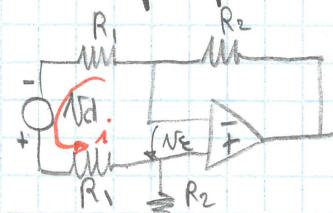
$$N_{out} = -\frac{R_2}{R_1} N_2 + \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) N_2$$

$$\text{Se } \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \rightarrow \text{calcoli} \rightarrow$$

$$\rightarrow R_2 R_3 = R_1 R_4 \quad \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \text{ ma questa è la condiz.}$$

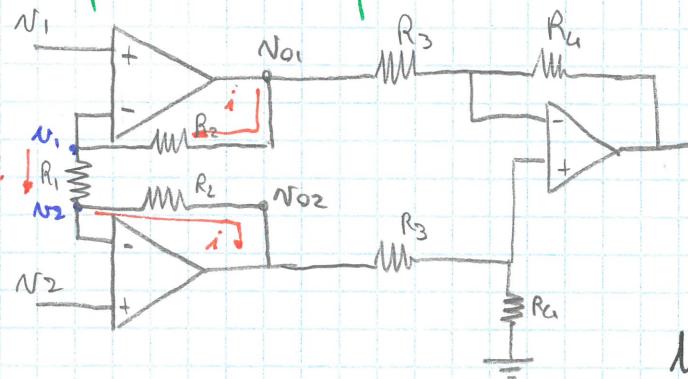
per ottenere $N_{out} = \frac{R_2}{R_1} (N_2 - N_1)$

Tipicamente, anche se la condiz. è soddisfatta dal rapporto, si prende singolarmente $R_4 = R_2$ e $R_3 = R_1$ (saranno ~~soddisfatte~~ ^{minimizzate} alcune condiz con l'opamp reale). Se avessi:



Se che $N_E = 0 \Rightarrow R_{in, diff} = 2R_1$ perché il circuito si riduce

Amplificatore per strumentazione



Tutti hanno la retroazione chiusa sul \ominus

$$i = \left(\frac{N_1 - N_2}{R_1} \right)$$

$$N_{o1} - N_{o2} = \frac{N_1 - N_2}{R_1} (R_2 + R_1 + R_2) = \frac{2R_2 + R_1}{R_1} (N_1 - N_2)$$

$$N_{out} = \left(-\frac{R_4}{R_3} \right) \left(\frac{2R_2 + R_1}{R_1} \right) (N_1 - N_2)$$

$$G_{diff} \triangleq \frac{N_{out}}{N_2 - N_1} = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right)$$

Diff. con misuratore delle resistenze

$$\left\{ \begin{array}{l} N_d = N_2 - N_1 \\ N_{cun} = \frac{N_2 + N_1}{2} \end{array} \right. \quad N_2 = N_{cun} + \frac{N_{diff}}{2}$$

$$N_1 = N_{cun} - \frac{N_{diff}}{2}$$

$$N_{out} = \left(N_{cun} + \frac{N_d}{2} \right) \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left[1 + \frac{R_2(1-\varepsilon)}{R_1} \right] - \left(N_{cun} - \frac{N_d}{2} \right) \frac{R_2(1-\varepsilon)}{R_1} =$$

$$= N_{cun} \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_2(1-\varepsilon)}{R_1} \right) - \frac{R_2(1-\varepsilon)}{R_1} \right] + \frac{N_d}{2} \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_2(1-\varepsilon)}{R_1} \right) + \frac{R_2(1-\varepsilon)}{R_1} \right] =$$

$$= G_{in} N_{cun} + G_{diff} N_d \quad CMRR = \left| \frac{G_{in}}{G_{diff}} \right|$$

$$G_{in} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{R_2(1-\varepsilon)}{R_1} - \frac{R_2}{R_1} (1-\varepsilon) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_2}{R_1} (1-\varepsilon) \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - 1 \right) = \dots =$$

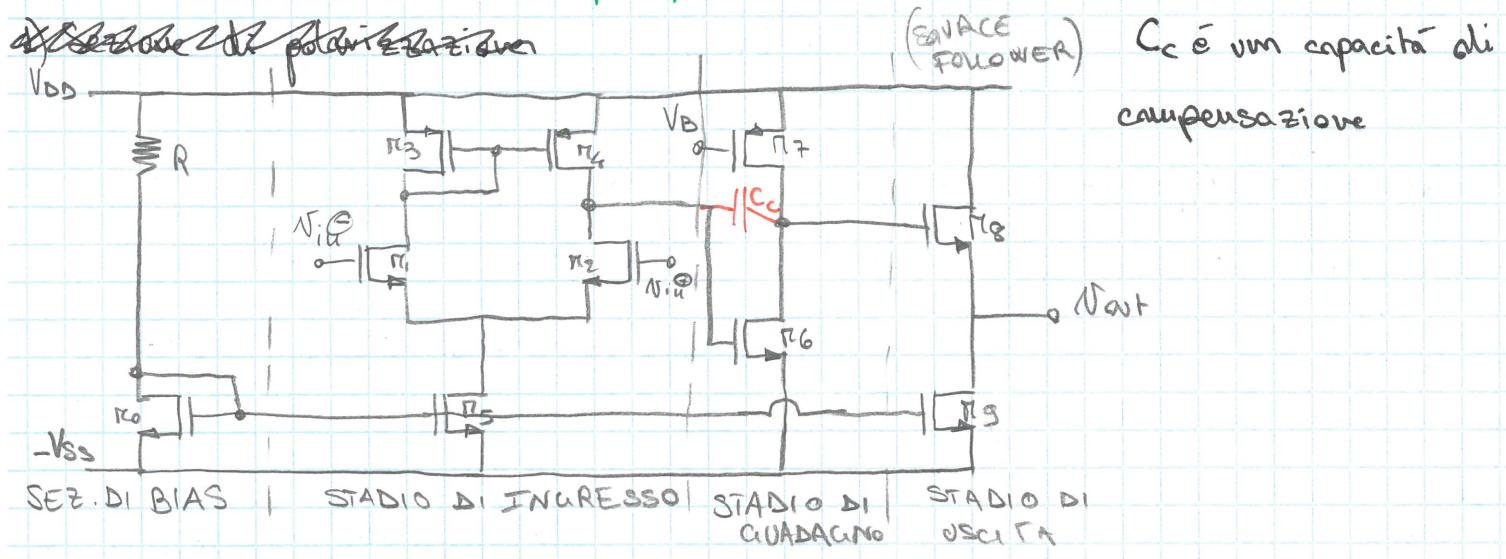
$$= \frac{R_2 - R_2(1-\varepsilon)}{R_1 + R_2} = \varepsilon \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$G_{diff} = \frac{R_2}{R_1} \left[1 - \frac{\varepsilon}{2} \frac{R_1 + 2R_2}{R_1 + R_2} \right] \approx \frac{R_2}{R_1}$ in generale un misuratore può influenzare il guadagno diff

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

Per avere un CMRR alto è importante avere un alto guadagno diff

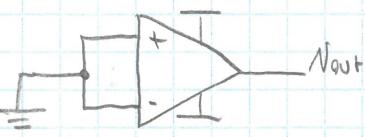
Struttura interna di un opamp



Vediamo quindi l'amplificatore reale

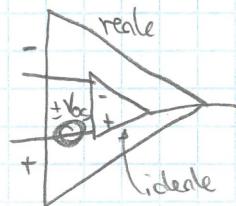
Opamp reale

1) tensione di offset,



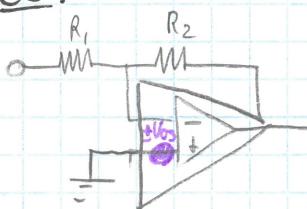
Idealemente, in queste condiz., $V_{out} = 0V$

Nel reale si misura un tensione non nulla a causa dei transistori di ingresso non perfettamente identici. Tipicamente l'uscita è saturata ad un delle due val. a causa di A_o .



Ha nel reale un generatore di off-set, specificato nel datasheet con un tensione V_{os} compresa fra $\pm 5\mu V = \pm V_{os}$
 $N_{os} = \frac{V_{out}}{A_o}$ essa è un tensione DC (le capacità non intervergono su V_{os})

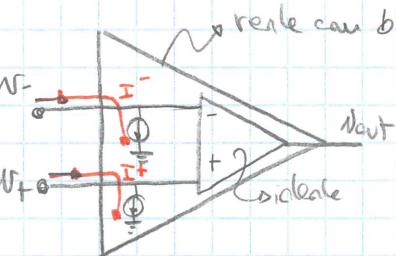
OS:



Opamp reale con off-set. In serie a uno dei due morsetti quindi avrà un gen tensione aggiuntivo.

$$V_{out}(\text{sovapp. effetti}) = -\frac{R_2}{R_1} V_{in} \pm V_{os} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

2) Correnti di bias

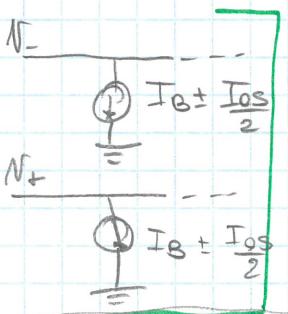


I due valori di corrente sono lievemente differenti.

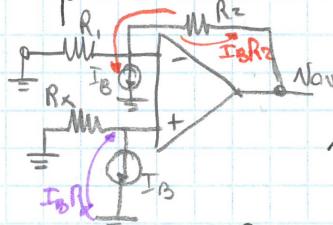
Nel datasheet vengono forniti i valori:

$$I_{Bf} = \frac{I_B^+ + I_B^-}{2} \quad I_{os} = \frac{|I_B^+ - I_B^-|}{2}$$

↳ offset della corrente di bias



È possibile minimizzare le correnti di bias inserendo R_x :



Considero i due generatori (sovapp. eff.):

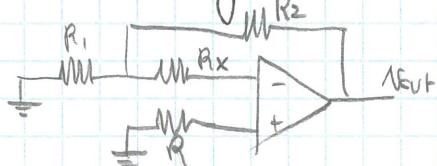
$$V_{out} = -I_B R_x \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_B R_2$$

$$\text{Pongo } R_x = \left[R_2 - R_x \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right] \cdot I_B$$

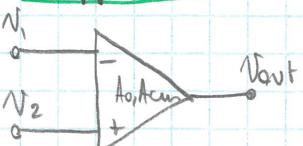
$$R_x = \frac{R_2 R_1}{R_2 + R_1} = R_1 // R_2 \rightarrow \text{compenso così } I_B \text{ (non compenso } I_{os}) \text{ quindi ne}$$

minimizzo gli effetti → è il valore di R_x visto verso massa dal morsetto ⊕

Se avessi già una resistenza inserita al ⊕ pongo R_x come:



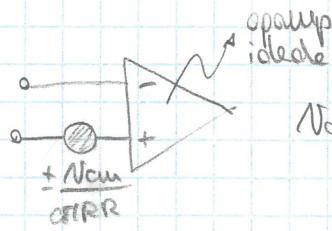
3) Rapporto di reiezione comune non infinito



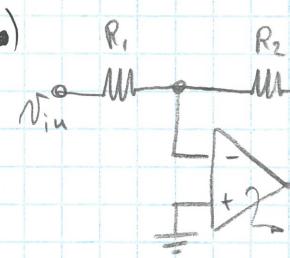
$$N_{out} = A_o (N_2 - N_1) + A_{cm} \frac{N_1 + N_2}{2} = A_o N_2 + A_{cm} N_{cm}$$

$$N_1 = N_{cm} - \frac{N_d}{2} \quad N_2 = N_{cm} + \frac{N_d}{2} \quad \text{[ora } N_{out} \text{ è:}$$

$$= A_o \left(N_d + \frac{A_{cm} \cdot N_{cm}}{A_o} \right) = A_o \left[N_d \pm \frac{N_{cm}}{CMRR} \right]$$



→ È difficile calcolare il CMRR perché
dove conoscere N_{cm} , ma per avere il
valore di tensione dove conoscere già come
funziona il circuito. Calcolo tutto come se avessi un'opamp con CMRR
 $\rightarrow \infty$ e dopo vado ad inserire il CMRR fisso. Esempio:



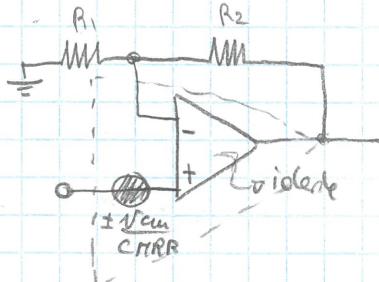
Considero, ai fini del calcolo di N^- , l'opamp ideale.

$$\text{Quindi } A_o \rightarrow \infty, A_{cm} = 0 \Rightarrow N^- = N^+ = 0$$

$$\text{CMRR finito perciò vedo che } N_{cm} = \frac{N^+ + N^-}{2} = 0V$$

La configuraç inverteente c'è immune al CMRR

• Vediamo ora l'effetto del CMRR nella configurazione non inverteente:



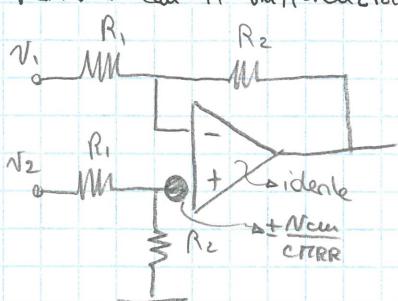
$$N_{cm} = \frac{N^+ + N^-}{2} \quad N^+ = N_{in} \quad N^- = N_{in} \text{ trascurando CMRR}$$

$$N_{cm} = \frac{\pm N_{in}}{2} \quad \text{perciò ho il generatore com} = \frac{\pm N_{in}}{CMRR}$$

$$N_{out} = \left(N_{in} \pm \frac{N_{cm}}{CMRR} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad \text{il CMRR tipico è 40/60 dB}$$

$$= N_{in} \left(1 \pm \frac{1}{CMRR} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad \text{→ si altera il guadagno}$$

• Vediamo con il differenziale:

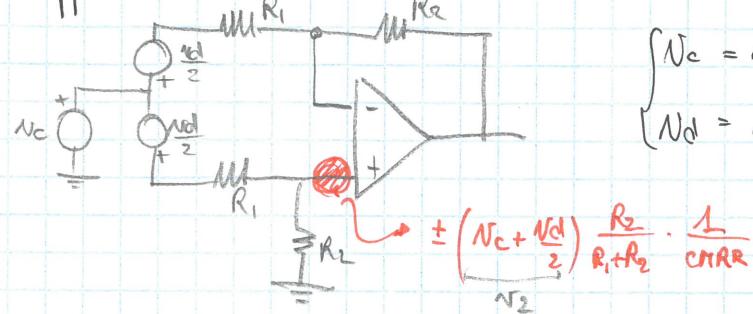


$$N_{cm} = \frac{N^+ + N^-}{2} \quad \text{Applico sovrapp. effetti:}$$

$$N_1: \begin{cases} N^+ = 0 \\ N^- \approx N^+ = 0 \end{cases} \quad \Rightarrow N_{cm}|_{N_1} = 0 \quad (\text{è come se fosse una config inverteente})$$

$$N_2: \begin{cases} N^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} N_2 \\ N^- = N^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} N_2 \end{cases} \quad \Rightarrow N_{cm}|_{N_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot N_2 \quad (\text{come la config non inverteente + partizione di tensione})$$

Rappresento il circuito con N_d e N_c :



$$\begin{cases} N_c = \frac{N_c + N_d}{2} \\ N_d = \frac{N_c - N_d}{2} \end{cases}$$

$$N_i = N_c - \frac{N_d}{2}$$

$$N_o = N_c + \frac{N_d}{2}$$

$$V_{out} = N_d \cdot \frac{R_2}{R_1} \pm \left(N_c + \frac{N_d}{2} \right) \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{CMRR} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \text{ se separo } N_d \text{ e } N_c$$

$$= N_d \left(\frac{R_2}{R_1} \pm \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{CMRR} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \pm N_c \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \frac{1}{CMRR} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} =$$

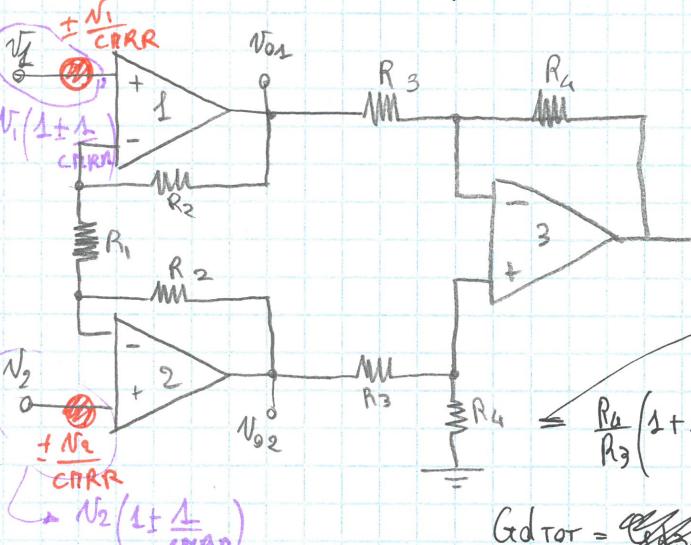
$$= N_d \cdot \frac{R_2}{R_1} \left[1 \pm \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{CMRR} \right] \pm N_c \left(\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{CMRR} \right) \quad CMRR_{TOT} = \frac{G_{diff}}{G_c} = \frac{\frac{R_2}{R_1} \cdot 1 \pm \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{CMRR}}{\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{CMRR}}$$

G_{diff}

$CMRR_{TOT}$, trascurando $\pm \frac{1}{2CMRR}$ (valore molto piccolo, è circa 0,5%) allora

$$CMRR_{TOT} = \frac{\frac{R_2}{R_1} \left(1 \pm \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{CMRR} \right)}{\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{CMRR}} \approx CMRR$$

Calcoliamo ora il CMRR per l'amplificazione straumentazione $H_p: CMRR_{opamp_1} = CMRR_{opamp_2} = CMRR_{opamp_3} = CMRR$



$$V_{out} = \left[N_2 \pm \frac{N_2}{CMRR} - N_1 \mp \frac{N_1}{CMRR} \right] \frac{R_1 + 2R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{R_4}{R_1}$$

$$N_2 = N_c + \frac{N_d}{2} \quad N_1 = N_c - \frac{N_d}{2} \quad \text{perciò}$$

$$V_{out} = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \left[\left(N_c + \frac{N_d}{2} \right) \left(1 \pm \frac{1}{CMRR} \right) - \left(N_c - \frac{N_d}{2} \right) \left(1 \mp \frac{1}{CMRR} \right) \right]$$

$$= \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \left[N_d \left(1 \pm \frac{1}{CMRR} \right) + N_c \left(1 \pm \frac{1}{CMRR} \right) - N_c \left(1 \mp \frac{1}{CMRR} \right) \right]$$

$$G_{d,TOT} = \frac{G_{d1} \cdot G_{d2} \cdot G_{d3}}{G_{c,TOT}} = G_{d3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \left(1 \pm \frac{1}{CMRR} \right)$$

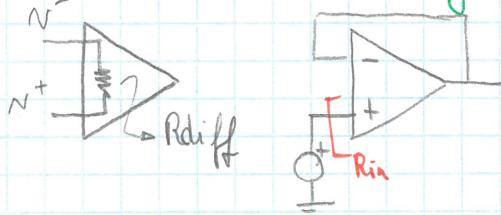
$$G_{c,TOT} = 1 \cdot G_{c3} \approx$$

$$CMRR_{TOT} = \left| \frac{G_{d,TOT}}{G_{c,TOT}} \right| = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \left(1 \pm \frac{1}{CMRR} \right) \left| \frac{G_{d3}}{G_{c3}} \right| \xrightarrow{\text{trascurato}} CMRR_{opamp_3} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \cdot CMRR_{opamp_3}$$

Perciò ha senso avere grande guadagno in ingresso e sfruttare opamp 3 solo per fare la differenza perché abbiano forte dipendenza del CMRR dell'opamp 3.

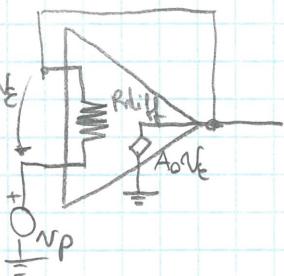
Se ↑ guadagno studio ingresso, ↑ CMRR_TOT

Effetto resistenza di ingresso finita



$$R_{in} \Big|_{\text{ideale}} \rightarrow \infty$$

Vediamo il buffer con R_{in} finita:



$$R_{in} = \frac{N_p}{i_p} \quad i_p = \frac{N_E}{R_{diff}} = \frac{N_p - A_0 N_E}{R_{diff}} \quad N_E = N_p - A_0 N_E \quad N_E = \frac{N_p}{1 + A_0}$$

$$i_p = \frac{N_p \left(1 - \frac{A_0}{1 + A_0} \right)}{R_{diff}} \quad R_{in} = R_{diff} (1 + A_0)$$

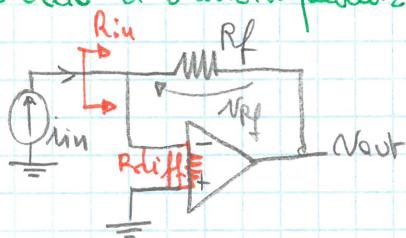
$\hookrightarrow 1 - G_{loop}^*$

$R_{diff} = R_{in}^0$ è la resistenza vista a retroazione spenta (con $A_0 \approx 0$)

Quindi la resistenza viene aumentata dalla retroazione per tentare di idealizzarla il più possibile. Il gen controllore vuole mandare i_p a zero. Il risultato è fare tendere $N_E \rightarrow 0$. Infatti se i_p tendesse a zero $R_{in} = \frac{N_p}{i_p \rightarrow 0} \rightarrow \infty$

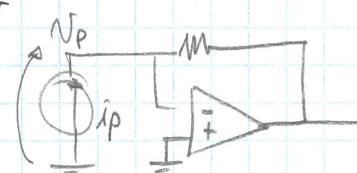
Quindi la resistenza infinita è legata alla retroazione, e non al fatto che lo fisicamente $R_{in} \rightarrow \infty$. La retroazione fa di tutto per idealizzare l'impedenza.

Stadio a transimpedenza



Il warsetto Θ è virtual ground, perciò i in fluisce su R_f perciò $V_{out} = -N_{rf} = -i_{in} R_f$

$$\frac{V_{out}}{i_{in}} \Big|_{\text{ideale}} = -R_f$$



~~Se avessi Rdiff~~ Calcolo R_{in} : $G_{loop} = -\frac{R_{diff}}{R_{diff} + R_f} \cdot A_o$

$R_{in} \Big|_{\text{ideale}} = 0$ è un ottimo collettore di corrente, si bene qualsiasi corrente

Applica ora il gen di corrente di prova:

$$N_E = -N_p \quad i_p = i_{diff} + i_f \rightarrow i_{diff} = -\frac{N_E}{R_{diff}} = \frac{N_p}{R_{diff}} \quad i_f = \frac{N_p - A_0 N_E}{R_f} = \frac{N_p (1 + A_0)}{R_f}$$

$$i_p = N_p \left[\frac{1}{R_{diff}} + \frac{1 + A_0}{R_f} \right] \quad R_{in} = \frac{N_p}{i_p} = \frac{1}{\frac{1}{R_{diff}} + \frac{1 + A_0}{R_f}} = \frac{R_{diff} \cdot R_f}{R_f + R_{diff} + A_0 R_{diff}} - \frac{R_f R_{diff}}{(R_f + R_{diff}) \left(\frac{1 + A_0}{R_f} + \frac{1}{R_{diff}} \right)}$$

$$= R_f // R_{diff} \cdot \frac{\frac{1}{1 + A_0 \frac{R_{diff}}{R_f + R_{diff}}}}{1 - G_{loop}^*} \quad \sim R_{in} = \frac{R_{in}^0}{1 - G_{loop}^*}$$

Calcolo di una resistenza in un circuito retroazionato

1. Rideale?

Ⓐ Rideale $\rightarrow \infty$ La retroazione controlla la tensione nel ramo

Ⓑ Rideale $\rightarrow \infty$ = " " " corrente " "

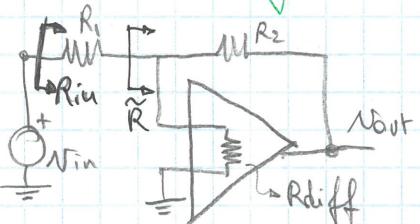
2. Applico il gen di prova: caso Ⓐ gen corrente di prova
 " Ⓑ " tensione di prova

3. Calcolo La resistenza vista a retroazione spezata $\rightarrow A_0 = 0$ e il G_{loop}^*

(Qss: se il gen di prova è sbagliato, il G_{loop} calcolato risulta nullo)

4. Calcolo La resistenza vista R come: Ⓐ $R = \frac{R^*}{1 - G_{loop}^*}$, Ⓑ $R = R^* (1 - G_{loop}^*)$

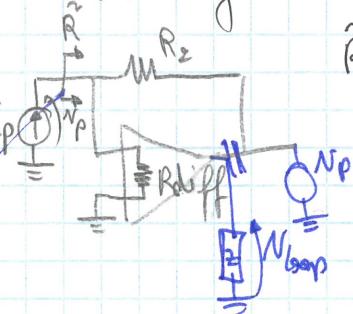
Resistenza di ingresso in configurazione invertente



È ovvio che $R_{in|ideale} = R_s + 0$ in cui 0 è la resistenza

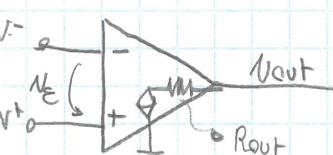
~~R~~ \tilde{R} |ideale che è quella del circuito a transimpedenza.

Infatti R_i non fa parte dell'anello. Ora posso procedere nel calcolare \tilde{R} , resistenza che "potrebbe essere" 0 o ∞ per gli step di calcolo menzionati prima. Nel nostro caso $\tilde{R}|_{ideale} = 0 \rightarrow$ retroaz controlla la tensione, perciò inserisco un gen di prova di corrente.



$$\tilde{R}^* = R_{diff} // R_2, \text{ calcolo } G_{loop}^* = -\frac{R_{diff} \cdot A_0}{R_{diff} + R_2}$$

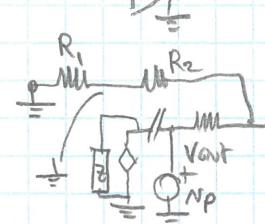
Resistenza di uscita non nulla



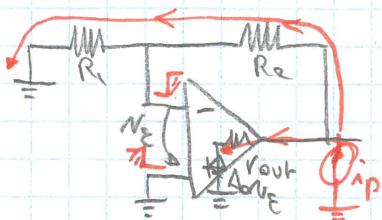
Prendiamo un configurazione come nel non invertente per analizzare gli effetti:

$$G_{ideale} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \text{ ma cambia niente, invece ho variazioni in } G_{loop}$$

$$G_{loop} = \frac{-R_1}{R_1 + R_2 + r_{out}} \cdot A_0$$



Vediamo di calcolare ora la resistenza vista in uscita.



La tensione d'uscita resta fissa in tensione.

$$R_{out} \xrightarrow{\text{ideale}} R_{out} = \frac{R_L}{1 - G_{loop}}$$

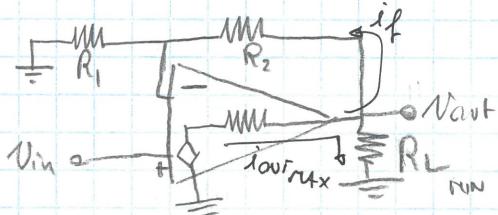
$$R_{out} = R_{out} \parallel (R_1 + R_2) \approx R_{out} \text{ perché dominante (è di valore molto piccolo)}$$

G_{loop}^* = G_{loop} non è cambiato l'anello durante il calcolo

Limitazione della corrente di uscita di un opamp

Finora non ci siamo preoccupati della corrente erogabile. Nella realtà l'uscita è un source follower, quindi abbiamo una corrente limitata. Inoltre spesso c'è un circuito di protezione che limita la corrente max dissipabile per evitare rottura.

Questo lim di corrente è espresso nel datasheet dell'opamp in termini del minimo valore di resistenza di carico con segnali "a piena potenza".

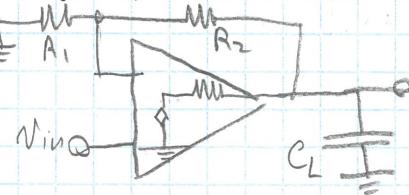


$$i_{out}|_{MAX} = i_{R_L} + i_f = \frac{V_{out}|_{MAX}}{R_L|_{MIN}} + \frac{V_{out}|_{MAX}}{R_L + R_e}$$

generalmente $i_{R_L} \gg i_f$ quindi viene trascurato i_f .

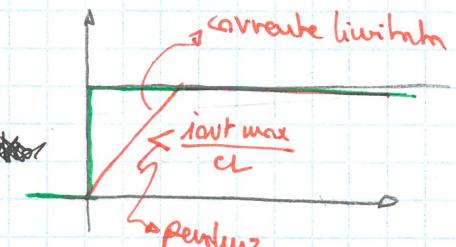
Con questa trascurazione bisogna tenere che $i_{out|_{MAX}}$ sarà meno di quella reale, con i_f .

Vediamo sul carico capacitivo:



$i_{out} = i_f + i_{C_L} = \frac{V_{out}}{R_1 + R_2} + C_L \frac{dV_{out}}{dt}$ ad dire che c'è una corrente max vuol dire che c'è una pendenza max di V_{out}

$$\frac{dV_{out}}{dt}|_{MAX} \leq \frac{i_{out|_{MAX}}}{C_L}$$

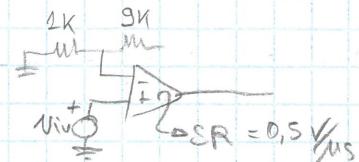


Supponendo la banda dell'opamp infinita, con un gradino in ingresso il condensatore si carica con:

Steer-rate

$$SR = \frac{dV_{out}}{dt}|_{MAX} \text{ tipicamente } 0,5 \text{ V/us} \div 1000 \text{ V/us} \text{ ed è la limitazione}$$

della pendenza in uscita



$$SR = 0,5 \text{ V/us}$$

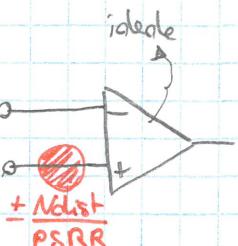
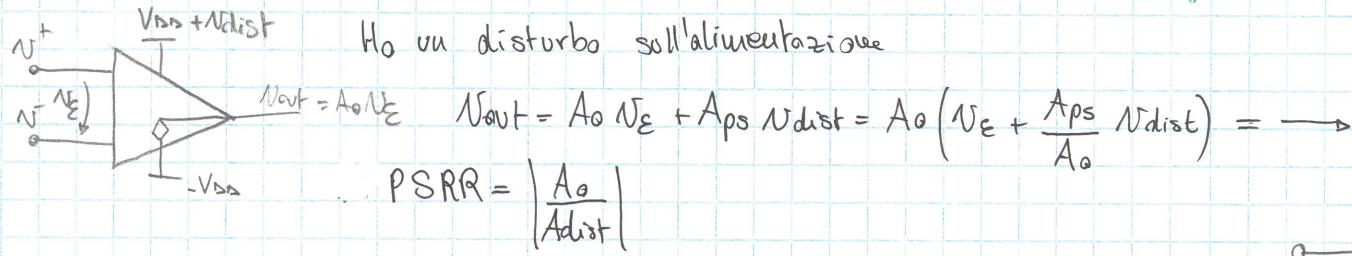
Nei datasheet $V_{out} = A_{out} \sin \omega t$ $\frac{dV_{out}}{dt}|_{MAX} = A_{out} \cdot \omega \cos \omega t|_{MAX} = A_{out} \cdot \omega = A_{out} \cdot 2\pi f$

$$f_{MAX} = \frac{SR}{A_{out} \cdot 2\pi}$$

$V_{DD} = \pm 5V$ $C_{in} = 500 pF$ $A_{out} = 338 dB$
 $f = 10 KHz$ e $f = 20 KHz$
 con lo steer-rate verifica l'imp. per non avere distorsioni

Larghezza di banda a piena potenza

Rapporto di reiezione della tensione di alimentazione (Power supply Rejection Ratio - PSRR)



Config invertente con impedenze generalizzate

$$V_{out}(s) = -\frac{z_2}{z_1} \cdot V_{in}(s) \quad T(s) = -\frac{z_2}{z_1} \sim \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)}$$

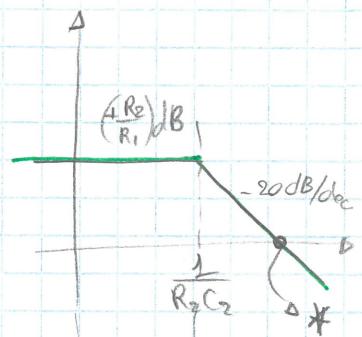
OS:

$$T(s) = -\frac{z_2}{z_1} = \frac{-R_2}{1 + s R_2 C_2} = \frac{-R_2}{R_1 (1 + s R_2 C_2)}$$

$$T(0) = -\frac{R_2}{R_1} \quad \tau_{pole} = R_2 \cdot C_2$$

$$|T(j\omega)| = \frac{R_2}{R_1} \sqrt{\frac{1}{1 + \omega^2 R_2^2 C_2^2}}$$

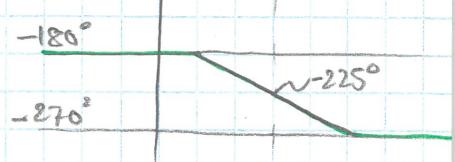
$$|T(j\omega)|_{dB} = 20 \log_{10} \frac{R_2}{R_1} \sqrt{\frac{1}{1 + \omega^2 R_2^2 C_2^2}}$$



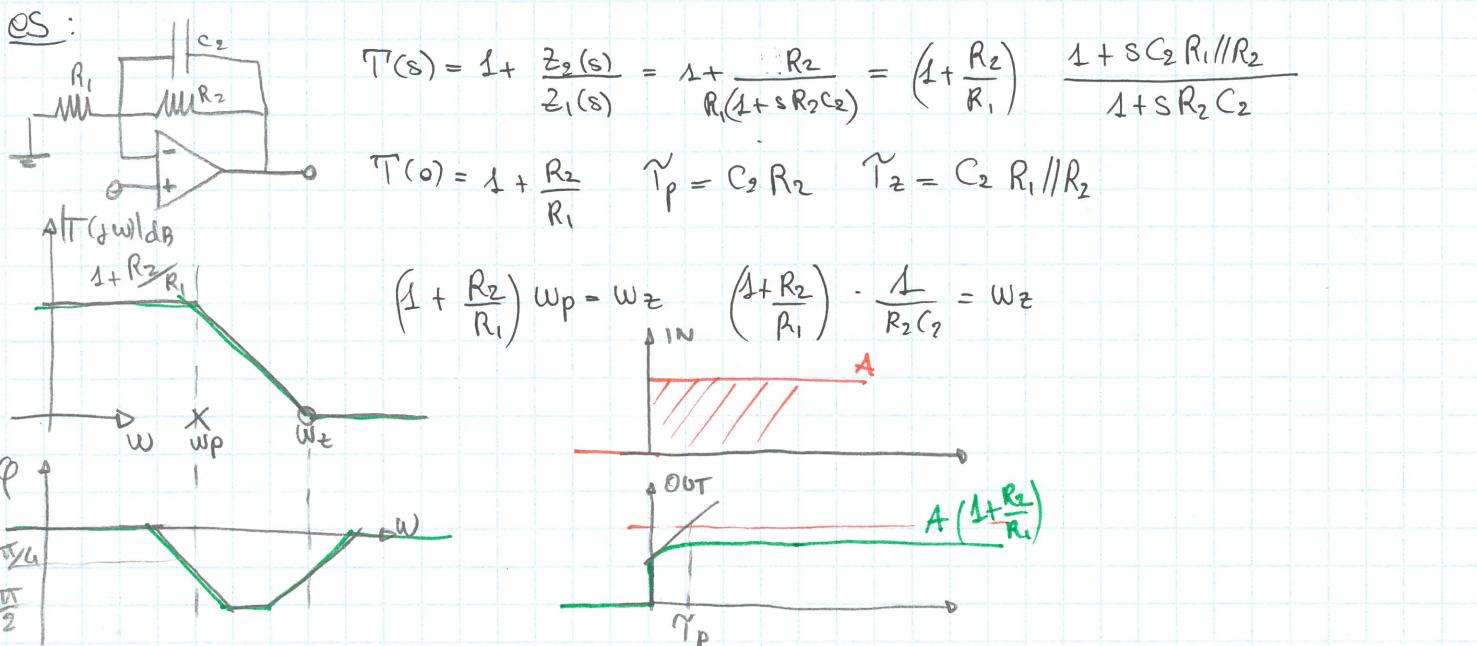
$$\angle T(j\omega) = -180^\circ - \arctg(R_2 C_2 \omega)$$

$$|T(j\omega)|_{dB} = \begin{cases} \omega \ll \frac{1}{R_2 C_2} & \rightarrow 20 \log_{10} \frac{R_2}{R_1} \\ \omega = \frac{1}{R_2 C_2} & \rightarrow 20 \log_{10} \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \omega \gg \frac{1}{R_2 C_2} & \rightarrow 20 \log_{10} \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{w R_2 C_2} \end{cases}$$

$$\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{R_2 C_2} = 2\pi f_{odB} \cdot 1 \rightarrow f_{odB} = \frac{1}{2\pi R_1 C_2}$$



$$\angle T(j\omega) = \begin{cases} \omega \ll R_2 C_2 & = -180^\circ \\ \omega = R_2 C_2 & = \pi - \frac{\pi}{4} = 45^\circ + 180^\circ = -225^\circ \\ \omega \gg R_2 C_2 & = \pi - \frac{\pi}{2} = 180^\circ - 90^\circ = -90^\circ \end{cases}$$



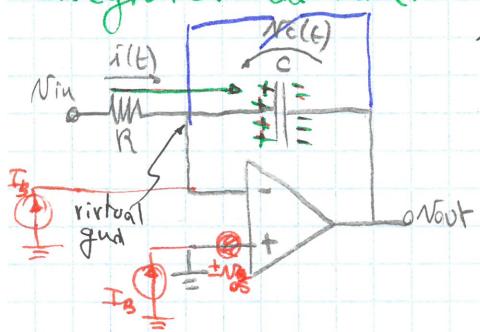
Lungo il tratto $-20\text{dB}/\text{dec}$ del polo:

$$|T(s)| = \left| T(o) \frac{1+s\tau_p}{s+\tau_p} \right| \sim |T(o)| \cdot \frac{1}{s\tau_p} \quad |T(jw_z)| = |T(o)| \cdot \frac{1}{w_z \tau_p} \quad 1 = |T(o)| \cdot \frac{1}{w_z \tau_p}$$

$$w_z = |T(o)| \cdot \frac{1}{\tau_p} \quad w_z = |T(o)| \cdot w_p \quad \text{il prodotto del quadrato della banda per la frequenza si causerà costante lungo il tratto } -20\text{dB}/\text{decade}$$

Se aggiungi poli, la perdita aumenta e così via

Integratore di Miller



$$i(t) = \frac{V_{in}(t)}{R} \quad Q(t) = \int_0^t i(\tau) d\tau$$

se è stato preavvicinato

$$V_{out}(t) = -V_C(t) = -V_{C_0} - \frac{Q(t)}{C} = -V_{C_0} - \frac{1}{RC} \int_0^t V_{in}(\tau) d\tau$$

$$T(s) \stackrel{\Delta}{=} \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} = -\frac{1}{sRC}$$

costante di tempo $\frac{1}{2\pi RC}$

$-20\text{dB}/\text{dec}$

Questo è ideale, perché abbiamo sempre un segnale di ~~uscita~~ uscita reale

ha sempre una componente DC, perciò l'opamp sarebbe subito in DC infatti il condensatore è circuito aperto \Rightarrow NO RETROAZIONE \Rightarrow OPAMP campionatore. Possiamo usare un interruttore ideale

che si apre per $t=0^+$. Possiamo le correnti di Bias e i gen di offset.

le I_B per $t < 0$ sono danni effetto, mentre abbiamo un config di buffer per N_{os}



Perciò condiz iniz sul condensatore è $V_{C_0} = \pm N_{os}$ $V_{out} = \pm N_{os} + \dots$

Per $t=0^+$, I_B carica il condensatore a corrente costante \rightarrow rampa $i_C = C \frac{dV}{dt}$

$$N_{out} = \pm N_{os} - \frac{I_B}{C} t = \frac{V_{os}}{RC} t$$

Supponiamo

contributo V_{os} per $t < 0$

contributo $\frac{I_B}{C} t$

contributo $\frac{V_{os}}{RC} t$

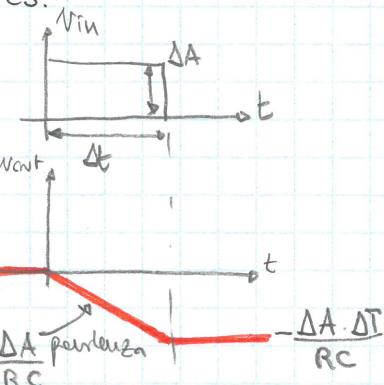
$$\begin{cases} R = 10k\Omega \\ C = 100\text{pF} \\ V_{os} = 15\text{mV} \\ I_B = 100\text{nA} \\ V_A = 10\text{V} \end{cases} \quad \begin{array}{l} \text{calcolo } \Delta t \text{ per cui } N_{out}(t) = V_A \\ \Delta t = \frac{V_A - V_{os}}{V_A + V_{os}} = \frac{10 - 15}{10 + 15} = 10\text{ms} \end{array}$$

Abbiamo l'uscita saturata entro i 10us, tempo troppo piccolo.

Possiamo però mettere un interruttore che si apre solo per integrare. Apro e chiudo con frequenza molto maggiore rispetto a quella legata al Δt di saturazione.

Possiamo vedere la mia integrazione in poche finestre di tempo. Oppure, posso fare in modo (lo vediamo dopo) di sommare i segnali DC sulla retroazione.

es:

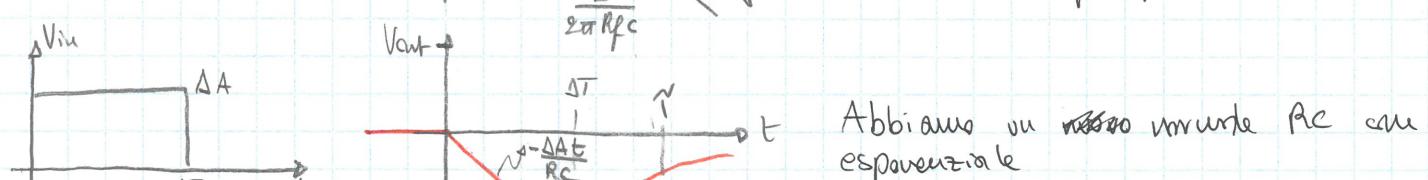


Considero ora la retroazione in continua con l'integr. di Miller modificato

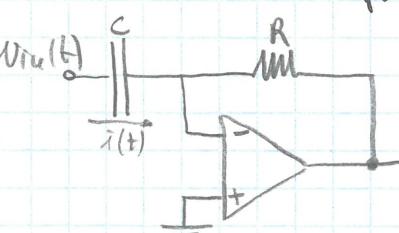
$$T(s) = -\frac{R_f}{R} \frac{1}{1+sR_f C} \quad \text{per la DC } G = -\frac{R_f}{R_c}$$

$$T(s) = -\frac{R_f}{R} \frac{1}{1+sR_f C} \quad \text{per la DC } G = -\frac{R_f}{R_c}$$

Varremo R_f molto grande per avere idealità, ma non voglio un guadagno DC troppo alto.
Devo fare un compromesso

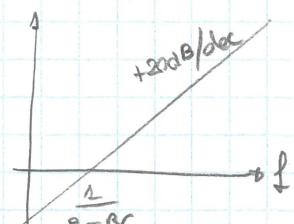


Dominio



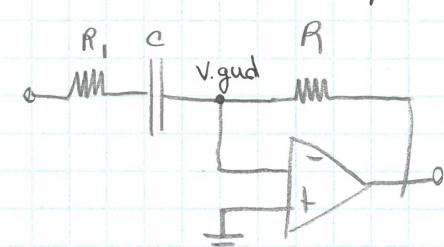
$$\text{dom-tempo } i(t) = C \frac{dV_{in}(t)}{dt} \quad N_{out} = -i(t) \cdot R = -\frac{1}{RC} dV_{in}(t)$$

$$\text{Analisi frequenza } T(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = -\frac{1}{sCR}$$



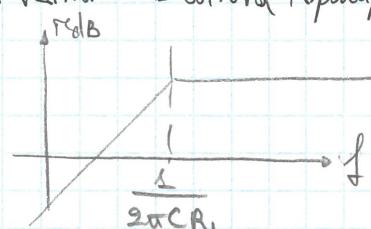
Se parso un segnale ad alta frequenza \rightarrow saturo

Perciò anche se ho LF per V_{in} , ho comunque rumore HF in V_{in} nella realtà \rightarrow saturazione l'opamp



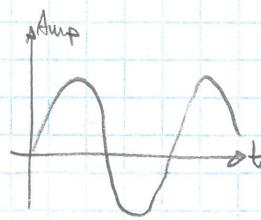
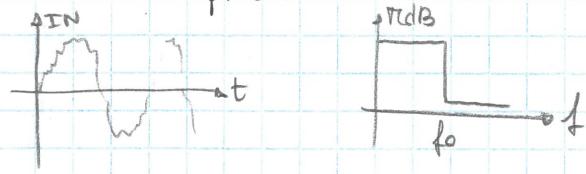
$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{sC} \quad Z_2 = R \quad T(s) = \frac{-SCR}{1+sCR_1}$$

Non fa altro che il filtro passa alto

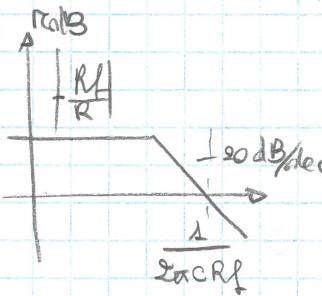


Filtri del primo ordine

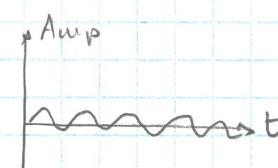
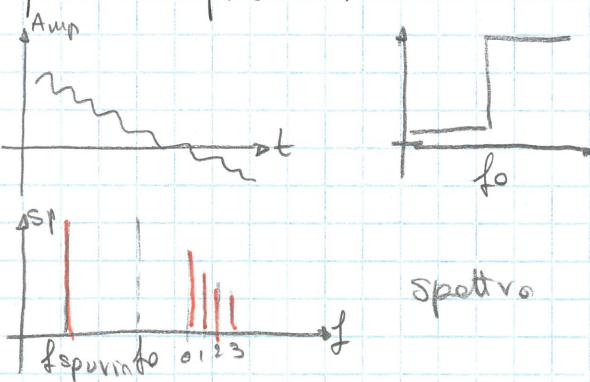
- Passa basso: preservo LF



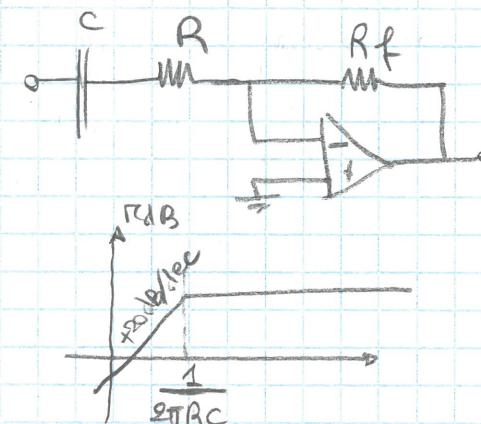
spettro



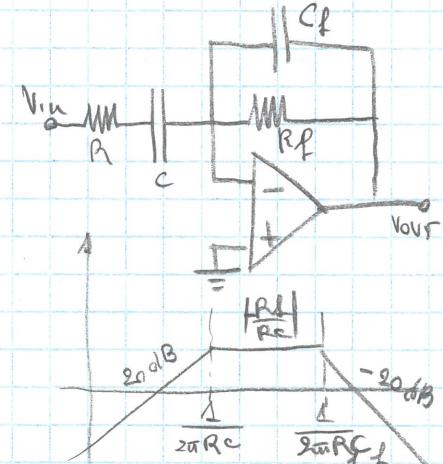
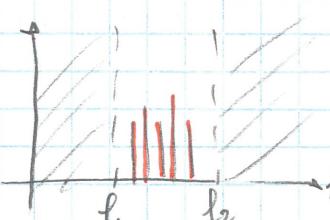
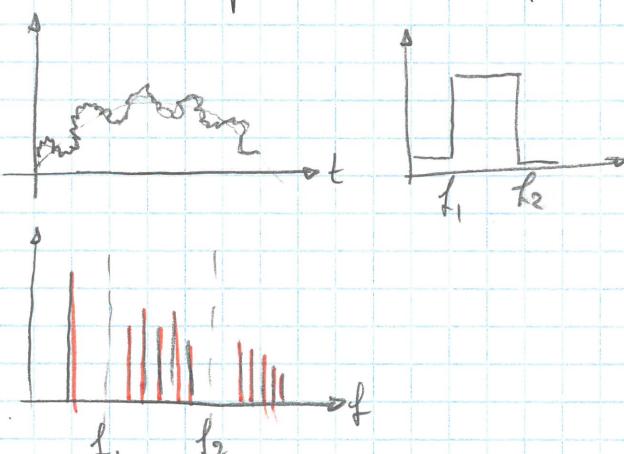
- passa alto: preservo HF



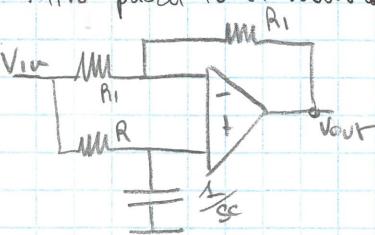
spettro



- passa banda: preserva medie frequenze tagliando HF e LF



- filtro passa tutto: module costante un cambia la fase



considero separatamente V_{in} al terminal + e al -

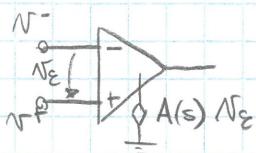
$$V_{out}(s) = \frac{1/sC}{1/sC + R} V_{in}(s) \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) - \frac{R_1}{R_2} V_{in}(s) \Rightarrow T(s) = \frac{1}{1+sRC} - 1 = \frac{1-sCR}{1+sCR}$$

Cou il passatutto ha sia un polo che uno zero. I contributi della fase sono -45° per lo zero (zero con $\Re s > 0$) e -45° per il polo (polo con $\Re s < 0$)



Il modulo rimane costante per la cancellazione che è venuta a crearsi.

Risposta in frequenza dell'ampli operazionale



Come fatto $A(s) \cdot V_{in}$? L'opamp è composto da transistor \Rightarrow ha capacità parassita (in blu) \rightarrow singolarità irreversibili. Per non avere problemi con le capacità parassite, inserisco un polo dominante tale che il residuo sia < 1 nel polo della 1^a singolarità intuitiva.

È il progettista che inserisce volontariamente il polo dominante, perciò $A(s) = \frac{A_0}{1+sT_0} = \frac{A_0 w_0}{s+w_0}$ $w_0 = \frac{1}{T_0}$
 A_0 = guadagno DC ed ampiezza aperto w_0 = pulsazione del polo ed ampiezza aperto dell'opamp

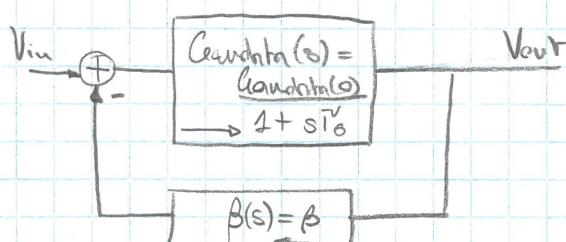
Il datasheet non fornisce né A_0 , né w_0 ma fornisce il Gain Bandwidth Product (GBWP)

$$|A(fw)| = \frac{A_0}{\sqrt{f + \frac{w^2}{w_0^2}}} \approx \frac{A_0 w_0}{w} \text{ per } w \gg w_0$$
 $|A(fw)| = 1 \quad 1 = \frac{A_0 w_0}{w}$
 $w = A_0 w_0 = \text{GBWP}$

Perciò se il polo si avvicina, per mantenere $\text{GBWP} = \text{cost}$, allora $\uparrow A_0$

Effetto della retroazione sulla banda

Considero il seguente schema abbastanza:



$$\begin{aligned} T(s) &= \frac{\text{Gaudata}(s)}{1 - G_{\text{loop}}(s)} = \frac{\text{Gaudata}(0)}{1 + \frac{\text{Gaudata}(0) \cdot \beta}{1 + sT_0}} = \frac{\text{Gaudata}(0)}{1 + \frac{sT_0}{1 + \text{Gaudata}(0) \cdot \beta}} \\ &= \frac{\text{Gaudata}(0)}{1 + (\text{Gaudata}(0) \cdot \beta)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{sT_0}{1 + \text{Gaudata}(0) \cdot \beta}} = \\ &= \frac{\text{Gaudata}(0)}{1 - G_{\text{loop}}(0)} \cdot \frac{1}{1 + s \frac{T_0}{1 - G_{\text{loop}}(0)}} \end{aligned}$$

$G_{\text{loop}}(s) = -\text{Gaudata}(s) \cdot \beta$

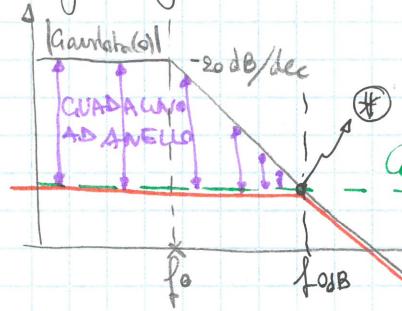
Nel circuito non retroazionato: guadagno: $\text{Gaudata}(0)$
 polo con: T_0

" " " che è " : guadagno: $\text{Gaudata}(0) / 1 - G_{\text{loop}}(0)$ \rightarrow guadagno ridotto
 polo con: $T_0 / 1 - G_{\text{loop}}(0)$ \rightarrow frequenza del polo aumentata di tanto quanto la riduzione del guadagno

Se considero il prodotto guadagno-polo
Perciò se aumenta il guadagno ad anello:

↓ guadagno DC ↑ banda

per esempio, il buffer è il circuito con la banda più larga di tutti perché il suo guadagno ad anello è il più alto delle configurazioni.



$$20 \log |G(jw)| = 20 \log |G_{\text{load}}(jw)| - 20 \log |1 - G_{\text{loop}}(jw)|$$

$$G_{\text{loop}}(s) = -G_{\text{load}}(s) \quad \beta(s) = -G_{\text{load}}(s) / G_{\text{ideal}}(s)$$

$$G_{\text{load}}(s) = -G_{\text{ideal}}(s) \cdot G_{\text{loop}}(s)$$

$$20 \log |G_{\text{load}}(jw)| = 20 \log |G_{\text{ideal}}(jw)| + 20 \log |G_{\text{loop}}(jw)|$$

$$\textcircled{*} |G_{\text{loop}}(jw)| = 1 \text{ perché } |G_{\text{load}}(jw)| = |G_{\text{ideal}}(jw)|$$

però, sapendo $G(s) = \frac{G_{\text{load}}(s)}{1 - G_{\text{loop}}(s)}$ si ammette il denominatore. Se si ammette un polo, allora abbiamo un polo, quindi è il polo in cui G_{loop} taglia 0 dB

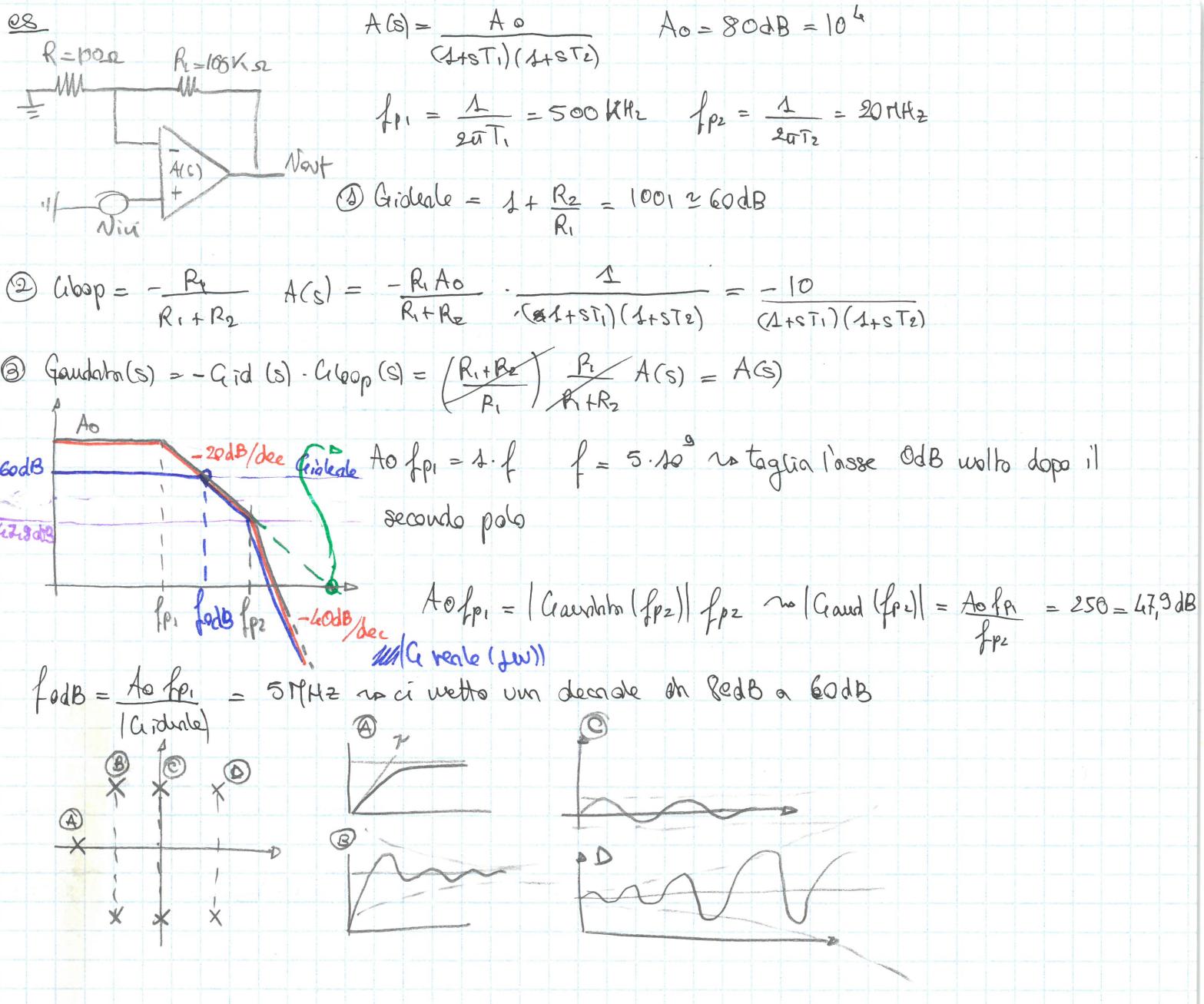
$$|G(jw)| = \frac{|G_{\text{load}}(jw)|}{|1 - G_{\text{loop}}(jw)|} \quad |G(jw)|_{\text{dB}} = |G_{\text{load}}(jw)|_{\text{dB}} - |1 - G_{\text{loop}}(jw)|_{\text{dB}}$$

Fintanto che $1 - G_{\text{loop}}$ è grande, il circuito è buon retroazione, guadagno id e quello reale differiscono solo per l'errore statico → in pratica sono sovrapposti.

Dopo il taglio, il modulo di G_{real} inizia a diminuire, vedi il grafico

$$\frac{1 - G_{\text{loop}}(s)}{2\pi f_0} = f_{0dB} \quad \text{dopo il polo } G_{\text{loop}} < 1 \rightarrow \text{non abbiamo più buona retroazione}$$

perciò $G_{\text{real}} \rightarrow G_{\text{loop}}$ (e diminuiscono assieme)

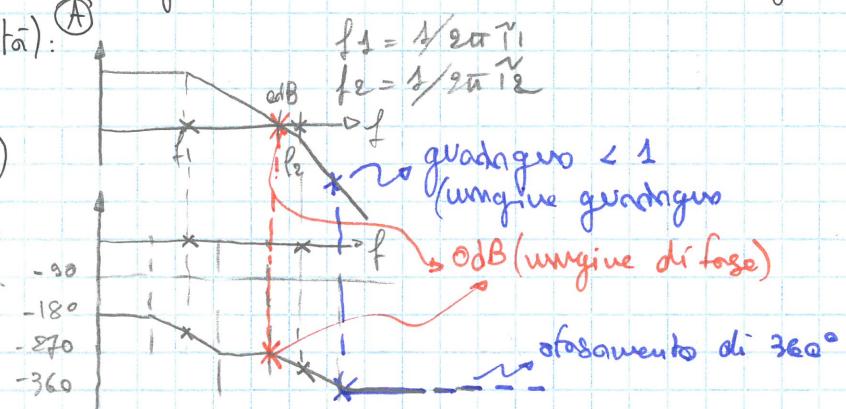


Criteri di Bode per la stabilità

Dobbiamo analizzare i casi in cui il segnale di ritorno sia in fase con il segnale originale (questo creerebbe instabilità):

$$G_{loop}(s) = G_{loop}(0) \cdot \frac{1}{(1+sT_1)(1+sT_2)}$$

Se ho uno sfasamento, ho un'oscillazione che si sostiene ($|G_{loop}|=1$), una che si smarza ($|G_{loop}|<1$) o una che si autoincarna ($|G_{loop}|>1$)?



Dove guardare congiuntamente fase e modulo per autorizzare la stabilità.

Il quadrianto o sfasamento di 360° , è il margine di guadagno.

Per un circuito stabile, il margine di guadagno deve essere $M \leq 1$

Il margine di fase è il valore per cui il guadagno è 0dB e $\varphi_m = \arg[G_{loop}(j\omega_{0dB})] - (360^\circ)$ nel vostro caso abbiamo 270° quindi $\varphi_m = 90^\circ$

per avere un circuito stabile non deve ancora aver raggiunto 360° , quindi $\varphi_m > 0$

A causa delle incertezze, se ho margini molto stretti, praticamente sicuramente instabilità. Andiamo a vedere le ripercussioni sulla Bode.

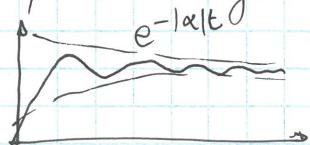
$$G_{loop}(j\omega_{0dB}) = 1 e^{j\varphi_m} \quad G_{real}(j\omega_{0dB}) = \frac{\text{Guadagno}(j\omega_{0dB})}{1 - G_{loop}(j\omega_{0dB})} \quad \text{con } \text{Guadagno}(j\omega_{0dB}) = -\text{Grid}(j\omega_{0dB}) G_{loop}(j\omega_{0dB})$$

$$= -\frac{\text{Grid}(j\omega_{0dB}) e^{-j\varphi_m}}{1 - e^{-j\varphi_m}} \quad \text{calcolo il moltiplicatore} \quad |G_{real}(j\omega_{0dB})| = \left| \frac{\text{Grid}(j\omega_{0dB})}{1 - e^{-j\varphi_m}} \right| =$$

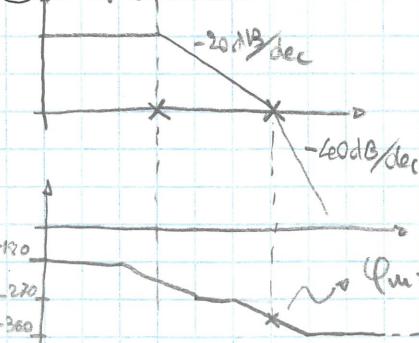
$$\therefore \left(e^{-j\varphi_m} = \cos \theta + j \sin \theta \right) \rightarrow \left| \frac{\text{Grid}(j\omega_{0dB})}{1 - e^{-j\varphi_m}} \right| = \left| \frac{\text{Grid}(j\omega_{0dB})}{\cos \theta - j \sin \theta} \right| = \frac{\text{modulo}}{\sqrt{(\cos \theta)^2 + (\sin \theta)^2}} = \frac{\text{modulo}}{\sqrt{1 - \cos^2 \theta + \sin^2 \theta}} = \frac{\text{modulo}}{\sqrt{2 \sin^2 \theta}} = \frac{\text{modulo}}{\sqrt{2} \sin \theta} \quad \theta = 45^\circ$$

Quindi ho una diminuzione del 30% in più rispetto a quello supposto, quindi dovrò avere margini decenti per mantenere la stabilità. Se aumento θ (e quindi il margine di fase) la diminuzione sancisce oscillazioni praticamente trascurabili.

Vediamo un altro caso:

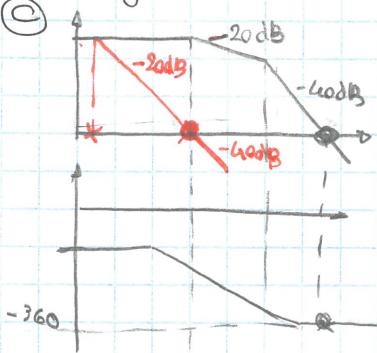


B) $G_{loop}(j\omega)$



Guardando la singolarità, ho prima -20 dB/dec (ho un polo risultante anche se ho altri poli e zeri primi che si sono compensati) e poi -40 dB/dec . Questo è possibile se non ci sono zeri destri, ovvero con $\text{Re} > 0$. Il crit di Bode vale per poli/zeri a $\text{Re} > 0$.

Se taglio l'asse molto prima:



Sono già a 360° quando vado a 0dB

Penso:

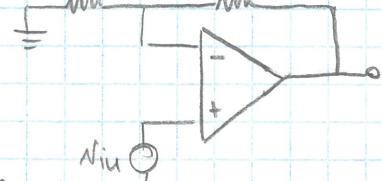
- diminuire il guadagno
- inserisco un polo che compensa (compensazione a polo dominante)

Il polo riduce la banda ed anche diuso

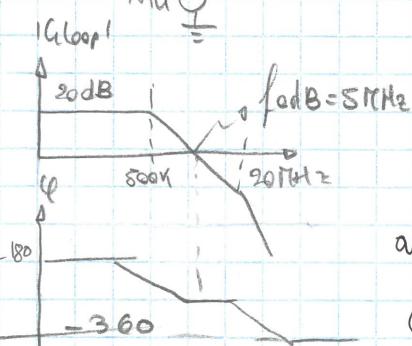
es

$$R_1 = 100\text{ k}\Omega \quad R_2 = 100\text{ k}\Omega$$

$$A(s) = \frac{A_0}{(1+sT_1)(1+sT_2)} \quad f_{p_1} = 500\text{ kHz} \quad A_0 = 8880\text{ dB}$$



$$G_{loop}(s) = \frac{-R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{A_0}{(1+sT_1)(1+sT_2)} = \frac{-10^2}{10^2 + 10^5} \cdot \frac{10^6}{(1+sT_1)(1+sT_2)} = \frac{-10^4}{(-)(-)}$$



\Rightarrow circuito stabile per il criterio di Bode (perché prima

ha solo un polo che non può dare instabilità, il 2° polo deve ancora entrare in azione ma lo già tagliato 0dB)

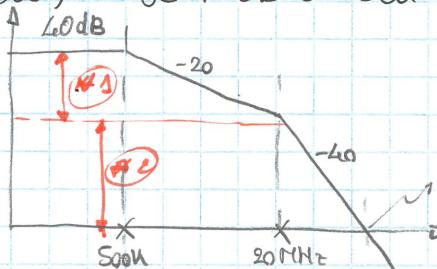
Calcolo il margine per sicurezza:

$$\arg[G_{loop}(j\omega)] = -180^\circ - \arctg\left(\frac{f_{odB}}{f_1}\right) - \arctg\left(\frac{f_{odB}}{f_2}\right) = -180^\circ - 84^\circ - 14^\circ =$$

$$\Phi_m = \arg[G_{loop}(j\omega_{odB})] - (-360^\circ) = 82^\circ \rightarrow \text{è ben stabile}$$

Vediamo con $R_2 = 10\text{ k}\Omega$

$$G_{loop}(s) = \frac{-100}{(-)(-)}$$



Abbiamo di sicuro $\Phi_m < 45^\circ$
non abbiamo speranze di avere
stabilità decente
(è molto facile che oscilli)

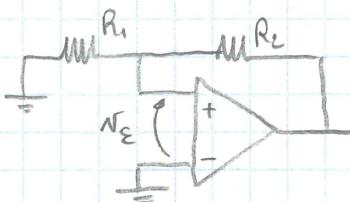
$$LQ \text{ dB} - |G_{loop}| \text{ dB} = 20 \log \frac{f_2}{f_1}$$

$$|G_{loop}| \text{ dB} - 0 \text{ dB} = 40 \log \frac{f_{odB}}{f_2} \quad \text{da } f_{odB} = -31,7 \text{ MHz}$$

$$\Phi_m = \left[-180^\circ - \arctg\left(\frac{f_{odB}}{f_1}\right) - \arctg\left(\frac{f_{odB}}{f_2}\right) \right] - (-360^\circ) = 33^\circ \text{ non sufficiente perché } < 45^\circ$$

(Ripeto: a $\Phi_m > 0$ un $\Phi_m < 45^\circ$ matematicamente è stabile, ma nella pratica le sovraccaricate portano grossi problemi).

Circuito bistabile - retroazione positiva

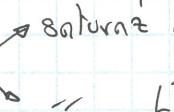


Abbiamo un retroazione positiva $L^+/-$ = saturaz positiva/negativa

$$N^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} N_{\text{out}} \text{ se satura a } L^+ \text{ allora } N_{\text{out}} = L^+ \text{ e } \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \beta$$

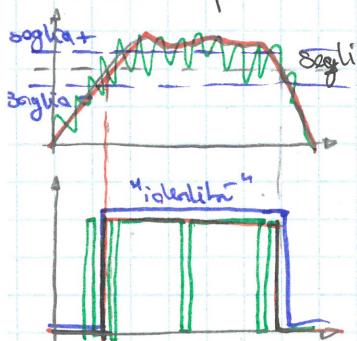
Quindi $N^+ = \beta L^+$ → è un equilibrio instabile, basta la minima perturbazione per cambiare stato.

Se compio il ragionamento opposto



saturaz L^+ → circuito bistabile

Voglio usare ciò per un circuito comparatore che sia diverso dal comparatore ad uve aperto.



Con un comparatore classico ho problemi di ruvare (verde)

Può considerare 2 soglie diverse per comparare:

Soglia 1: mi dice se il segnale crede definitivamente

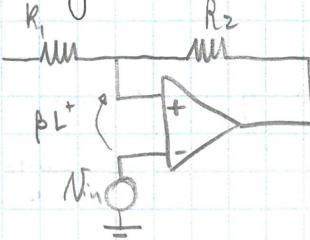
Soglia 2: mi dice se il segnale scende definitivamente

Quindi posso inserire la doppia soglia in blu:

A patto di prendere le due soglie in modo tale che siano più grandi della componente spuria, riottiengo "l'idealtà" della comparazione ⇒ comparatore a isteresi:

Trigger di Schmitt

• config. invertente



Supponiamo "la storia" del comparatore, supponendo che esso stia

ad un valore L^+ o L^- . Alla condizione $N_{\text{in}} = N_E = \beta L^+$ mi aspetto un cambiamento. Appena supero βL^+ , satura a L^-

$$L^+ > 0, L^- < 0$$

[Per prima di $N_{\text{in}} = \beta L^-$ abbiano sempre

$N_E < 0$ quindi perenne L^-

[Per $N_{\text{in}} > \beta L^-$ abbiano $N_E > 0 \rightarrow$ sat a L^+]

Abbiamo una rappresentazione IN/OUT con ciclo d'isteresi, analizzando N_{in} decrescenti (←) e crescenti (→)

Come faccio a comparare segnali con offset? Come faccio a dimensionare β ?

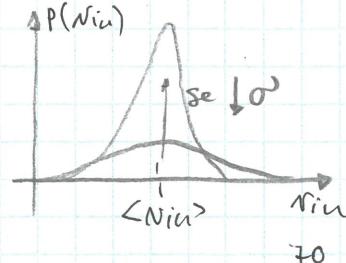
Il valore medio del ruvare è zero, devo analizzare il valore quadratico medio (così è tutta positiva e ne posso analizzare l'ampiezza). Vediamo il ruvare:

$$P(N_{\text{in}}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(N_{\text{in}} - \langle N_{\text{in}} \rangle)^2}{2\sigma^2}\right)$$

probabilità

Abbiamo un campana di Gauss che mi indica l'ampiezza

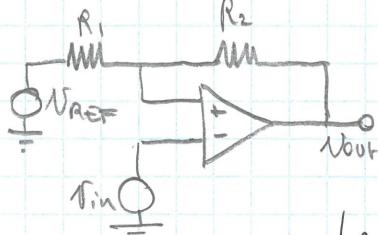
Se prendo il ciclo d'isteresi $\alpha \pm \sigma = 67\%$ di possibilità che scatti



se prendo $\pm 30^\circ = 99\%$ di possibilità che vada scatto.

Non posso allargare troppo il ciclo d'istruzione perché rischio di non poter più campanare segnali piccoli. (σ è l'ampiezza)

Potrei traslare la campanula applicando una tensione a R_1 :



Calcolo delle soglie $V_E = 0 \rightarrow V^+ = V^-$

$$V^+ = V_{out} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{REF} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

La campanula si avrà per $V_{in} = L^+ \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_{REF} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = V_{TH}^+$

La campanula avviene incentrata intorno a V_{TH}

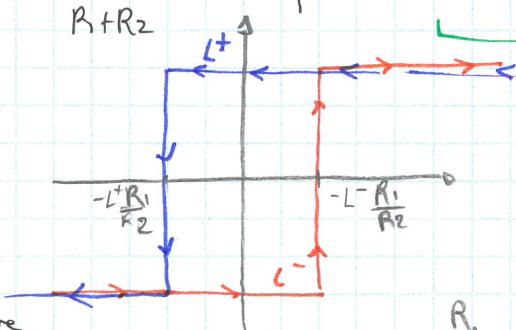
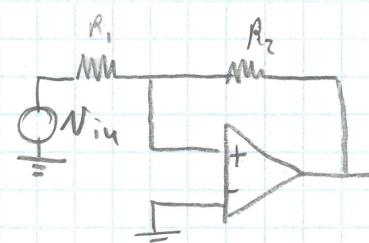
Che faccio la configurazione non invertente?

$$\text{Soglie } V^+ = V^- \rightarrow V^+ = 0$$

$$V^+ = V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_2 + R_1}$$

Quindi se $V_{out} = L^+$: $0 = V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + L^+ \cdot \frac{R_1}{R_2 + R_1} \rightarrow \text{semplifica} \rightarrow V_{TH} = -L^+ \cdot \frac{R_1}{R_2} < 0$

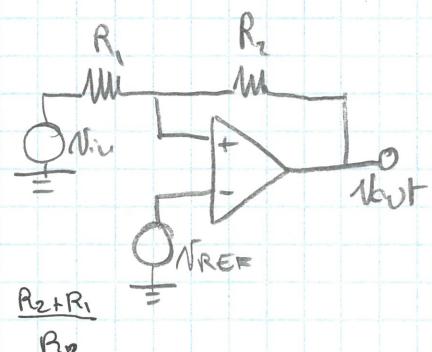
$$\text{Se } V_{out} = L^- \quad V_{TH} = -L^- \cdot \frac{R_1}{R_2} > 0$$



In questo caso, la campanula è:

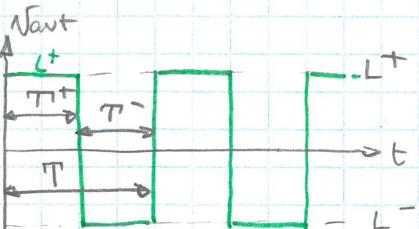
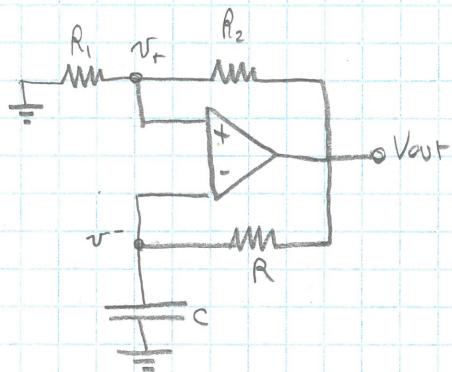
Se voglio ~~traslare~~ traslare la campanula
traslo il varsettino \ominus

$$\text{Soglie } V^+ = V^- \quad V_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{out} \frac{R_1}{R_2 + R_1} = V_{REF} \text{ con } V_{out} = L^\pm$$



$$\text{L'ampiezza riuniva costante un traslo } V_{TH} = -L^- \frac{R_1}{R_2} + V_{REF} \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_2}$$

Generatore di onde quadre



Supponiamo che in qualche modo la parteza sia L^+

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \gamma = RC \quad \text{Abbiamo una carica del condensatore di tipo exp con } \gamma$$

Abbiamo una continua commutazione. Calcoliamo i tempi di commutazione

$$T^+: v^-(t) = L^- - (L^+ - \beta L^-) \exp\left(-\frac{t}{\gamma}\right)$$

$$\beta L^+ = L^+ - (L^+ - \beta L^-) \exp\left(-\frac{T^+}{\gamma}\right) \rightarrow (L^+ = L^- = L)$$

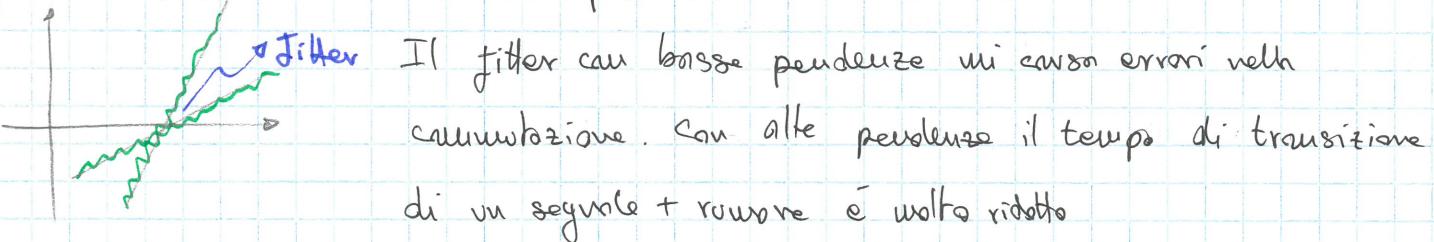
$$\rightarrow T^+ = \gamma \ln\left(\frac{\beta L^+ - L^+}{\beta L^- - L^+}\right) = \gamma \ln\left(\frac{-(\beta + 1)}{\beta - 1}\right) =$$

$$= \gamma \ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right) \quad \beta < 1 \text{ sempre (a causa del polarizzazione)}$$

Analogamente, per $T^- = \gamma \ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right)$ perciò $T = 2 \gamma \ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right)$

Per calcolare la freq mi basta cambiare la γ , come scelgo β ?

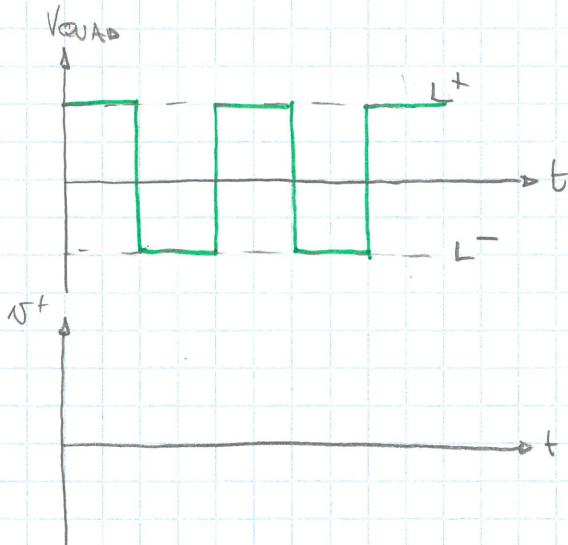
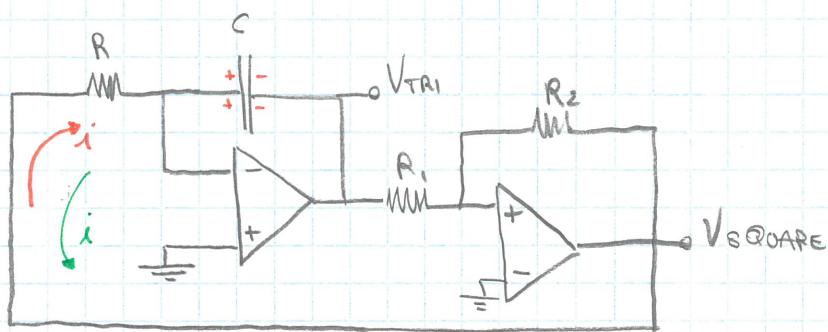
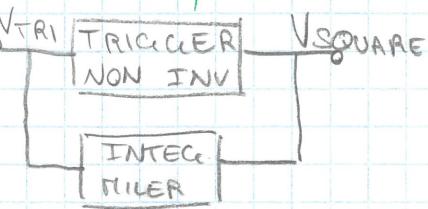
Se prendo β piccolo, posso approssimare l'esponeziale col su tratto lineare a un'unica pendenza, così da avere meno problemi con il ruvare



Il filtro con basse pendenze mi causo errori nella commutazione. Con alte pendenze il tempo di transizione di un segnale + ruvare è molto ridotto

Se volessi avere una triangolare buon, devo utilizzare un integratore ideale.

Gen. di quadre e triangoli



1) L'uscita del trigger per il ruotone è a L^+ , si genera corrente $i = \frac{L^+}{R}$ (il \oplus dell'opamp 1 è v.gud)
 $V_{TH^+} = -L^+ \frac{R_1}{R_2} > 0$ $V_{TH^-} = -L^+ \frac{R_1}{R_2} < 0$

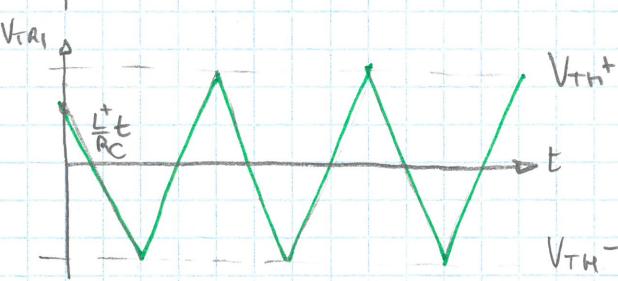
Appena l'int raggiunge V_{TH^+} con pendenza $\frac{L^+}{R_C} t$
 Abbiamo commutazione

2) L'uscita comunque a L^- e la corrente è inversa

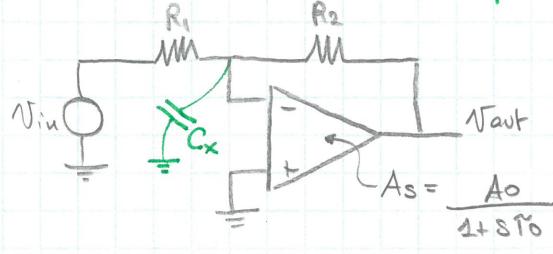
$$i = -\frac{L^-}{R}$$

$$\begin{aligned} T^+ &= \frac{V_{TH^+} - V_{TH^-}}{\frac{L^+}{R_C}} = -\frac{L^+ \frac{R_1}{R_2} + L^+ \frac{R_1}{R_2}}{\frac{L^+}{R_C}} \text{ con } L^+ = -L^- = L \\ &= \frac{\frac{R_1}{R_2} (L + L)}{\frac{L}{R_C}} = 2 \frac{R_1}{R_2} \cdot R_C \end{aligned}$$

$$T^- = 2 \frac{R_1}{R_2} R_C \Rightarrow T = T^+ + T^- = 4 \frac{R_1}{R_2} R_C$$



Effetto di un carico capacitivo in ingresso



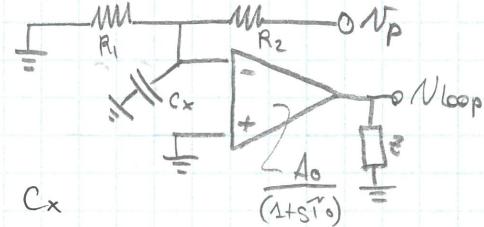
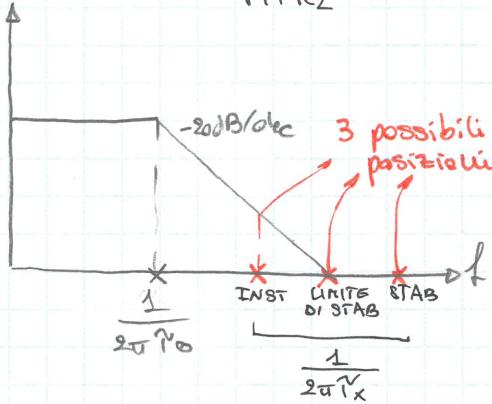
Anche se abbiamo un singolo polo, abbiamo capacità parassite che si inseriscono nel circuito.

$$G_{\text{ideale}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (\text{il condensatore non c'è perché sta tra gnd e v_{gnd}})$$

$$G_{\text{loop}}(s) \triangleq \frac{V_{\text{loop}}}{V_p} = G_{\text{loop}}(\omega) \frac{1}{(1+sT_p)(1+sT_x)} \quad \text{in cui } T_x = (R_1 \parallel R_2) \cdot C_x$$

$$G_{\text{loop}}(\omega) = -A_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

\rightarrow ho due poli \Rightarrow rischio inst

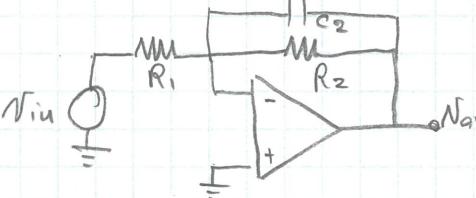


Non possiamo controllare C_x

il polo che si forma può essere in 3 zone, e può generare instabilità

$$f_x \geq |G_{\text{loop}}(\omega)| \quad f_0 \Rightarrow A_0 f_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \leq \frac{R_1 + R_2}{2\pi C_x R_1 R_2}$$

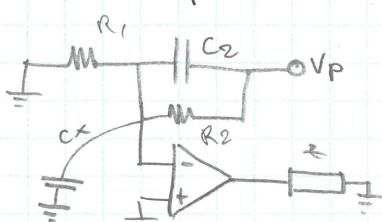
Potro attivare una compensazione polo-zero



Questa capacità (polo dominante) va a modificare il guadagno ideale $G_{\text{id}}(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1+sT_z} \quad T_z = R_2 C_2$

C_2 e C_x sono capacità dipendenti.

Calcolo $G_{\text{loop}}(s)$:



$$G_{\text{loop}}(s) = G_{\text{loop}}(\omega) \frac{1}{1+sT_p} \cdot \frac{1+sT_z}{1+sT_z} \quad T_p = (C_x + C_2)(R_1 \parallel R_2)$$

$$\text{Ho uno zero perché } Z_{eq} = \frac{R_2}{1+sT_z C_2}$$

$$\text{tende a } +\infty \text{ se } s = -\frac{1}{C_2 R_2}$$

Traccia il diagramma di Bode del module.

Oss: se prima $T_x = C_x(R_1 \parallel R_2)$ ora il polo eq viene spostato un po' a sx perché $T_p = (C_x + C_2)(R_1 \parallel R_2)$, quindi peggiora il polo per migliorare la situaz con lo zero

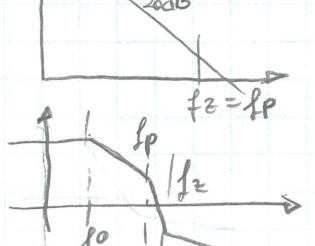
$$T_p = T_z \quad (C_x + C_2) \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = C_2 R_2 \rightarrow C_2 = C_x \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

$$G_{\text{loop}}(\omega) = -\frac{R_1 \cdot A_0}{R_1 + R_2}$$



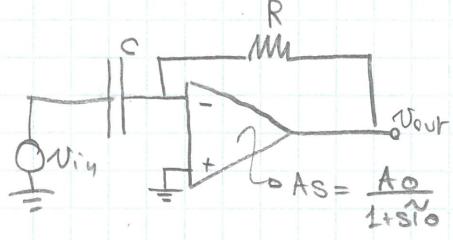
$$T_z = T_p$$

Non serve che siano uguali ma che siano vicini (la compensazione del margine di fase richiede anzi che preferibilmente $T_z > T_p$ così parte prima lo zero)



Attenzione che se $T_p > T_z$ arrivo all'instabilità le capacità parassite sono dell'ordine di $0,5 \div 2 \mu F$

Derivatore e derivatore approssimato: stabilità e compensazione



$$G_{\text{id}}(s) = SCR$$

es: $A_0 = 80 \text{dB}$ e $f_0 = 10 \text{Hz}$ $C = 10 \mu\text{F}$ $R = 10 \text{k}\Omega$

$$G_{\text{loop}}(s) = -\frac{1/\text{sc}}{(1/\text{sc}) + R} \quad A(s) = \frac{A_0}{(1+sT_0)(1+s^2f_0^2)} \rightarrow 2 \text{ poli e } 1 \text{ zero} \rightarrow \text{rischio instabilità}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi CR} = 1,6 \text{ kHz}$$

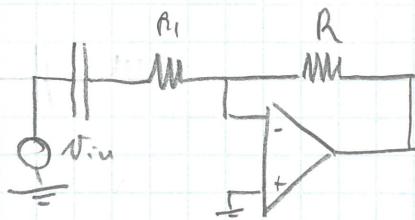
Ho 80dB a 10Hz , in 4 decadi vado a 0dB ,

perciò 0dB a 100kHz . Incontro il secondo polo prium
di tagliare l'asse \Rightarrow taglio l'asse a 40 dB/dec

$$A(f_0) = G_{\text{loop}} \times f_p \quad G_{\text{loop}} \times = 36 \text{dB} \quad f_{\text{odB}} = 10 \log \frac{f_{\text{odB}}}{f_p} \quad f_{\text{odB}} = 12,7 \text{ kHz}$$

Calcolo velocemente il margine di fase $\Phi_M = (-180^\circ - \arctg \frac{f_{\text{odB}}}{f_0} - \arctg \frac{f_{\text{odB}}}{f_p}) - (-360^\circ) = 7^\circ$

Ho un bassissimo margine \rightarrow nella pratica è instabile. \Rightarrow compensato

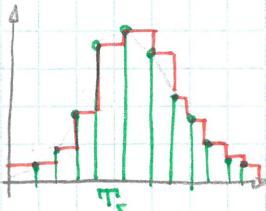
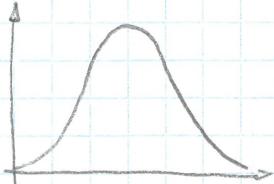


$$G_{\text{id}}(s) = -\frac{SCR}{1+SCR_1}$$

$$G_{\text{loop}}(s) = -A(s) \frac{R + 1/\text{sc}}{R_1 + R + 1/\text{sc}} = -\frac{A_0}{1+sT_0} \frac{1+sR_1C}{1+sC(R_1+R)}$$

es: $R_1 = \frac{1}{3} R$ $f_{\text{odB}} = 24 \text{ kHz}$ $\Phi_M = 79^\circ \approx$ margine eccellente.

Teorema del campionamento



T_s = sampling time

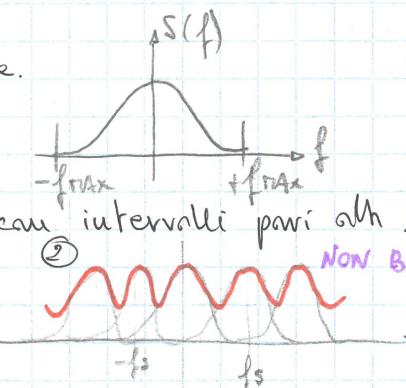
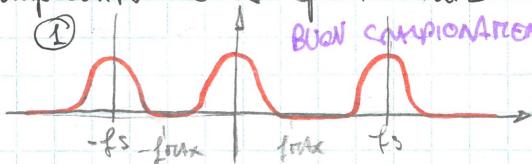
Ricostruisce il segnale a gradi



Più $\downarrow T_s$, più il campionamento approssima bene il segnale.

Supponiamo che lo spettro del segnale in questo modo:

Lo spettro del segnale campionato è lo spettro iniziale con intervalli pari alla frequenza di campionamento f_s



Quanto vicini devono essere i campioni tra loro? Se ho una giusta spaziatura, applicando un filtro PB (di ricostruzione) riottengo il segnale originale.

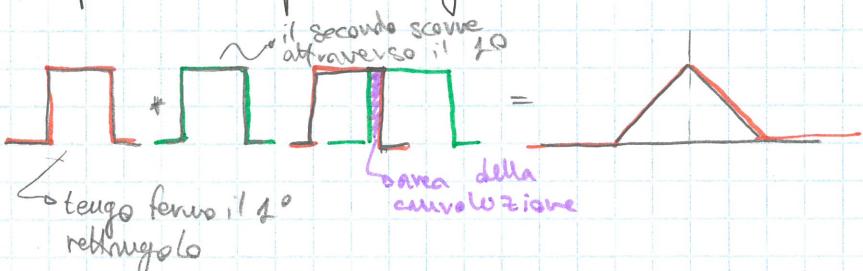
① $f_s > 2f_{\text{max}}$ ② $f_s < 2f_{\text{max}} \rightarrow$ se ricostruiamo non abbiamo più lo spettro iniziale

Abbiamo il teorema del campionamento di Nyquist-Shannon. $T_s > \frac{1}{2f_{\text{max}}}$

Il filtro ha banda pari a f_{max} , recuperando lo spettro originale.

Convoluzione

$$f(t) * g(t) \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) \cdot g(t - \tau) d\tau$$



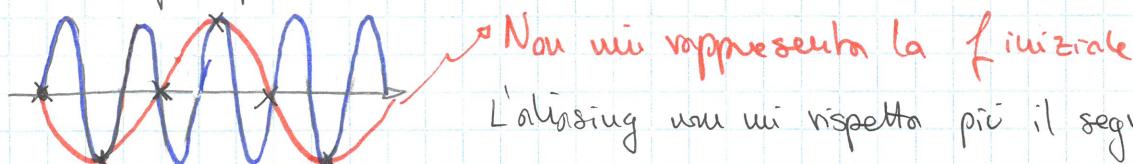
L'area blu aumenta fino alla sovrapposizione dei due rettangoli e poi cala \Rightarrow triangolo.

$$\text{Se } \text{ sinc} = \frac{\sin x}{x} = \text{seno cardinale}, \text{ lo spettro ricostruito è } S_R = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(nT_s) = \text{sinc}\left[\pi \frac{t - nT_s}{T_s}\right]$$

\nwarrow n° campioni \searrow f di ricostruzione

Il segnale ricostruito risulta essere distorto negli istanti iniziali

Se la $f_{\text{campionamento}}$ non è sufficientemente elevata \Rightarrow Aliasing

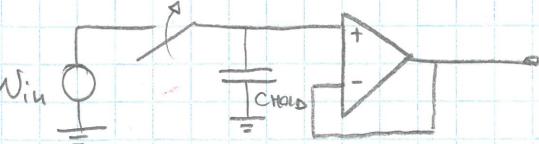


L'aliasing non mi rispetta più il segnale originale.

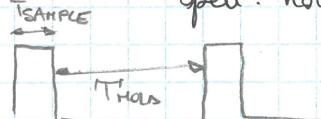
Un filtro anti aliasing serve a non far campionare delle frequenze spuri (dette di rumore) mi aiuta a prevedere problemi di aliasing in uscita.

Dovrò limitare in banda il segnale di partenza, rimuovendo rumore HF

Circuito di Sample & hold



Interruttore Closed : sample Open : hold $T_s = T_{\text{sample}} + T_{\text{hold}}$



L'interruttore è realizzato come un MOS



$$V_{as} > V_{in}$$

$$V_g > V_{in} + V_{in \text{ min}}$$

- Sample : carica della capacità \Rightarrow MOS in zona ohmica $\rightarrow R_{DS\ ON}$ ($V_{as} > V_{in}$)
- Hold : capacità isolata da qualsiasi cosa \Rightarrow MOS spento $\Rightarrow V_{as} < V_{in}$ ($V_{as} < V_{in}$) \rightarrow Ho che $N_{in} \in [N_{in \text{ min}}, N_{in \text{ max}}]$

$$\rightarrow V_a < V_{in} + V_{in \text{ min}}$$

In fase di sample voglio avere un $R_{DS\ ON}$ bassa:

$$R_{DS\ ON} = \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D} \Big|_{V_{DS}=0} = \frac{1}{2K_u(V_{as}-V_{in})} \rightarrow \text{dipende dal gate la dimensione del MOS}$$

~~es~~

Non idealità

- ① errori statici \rightarrow finito del buffer \rightarrow buffer non ideale
- ② errori dinamici \rightarrow minima durata sample \rightarrow max durata hold
- errori di iniezione di carica

$$\textcircled{1} \bullet G_{id} = \frac{G_{idk}}{1 - \frac{1}{A_o} G_{loop}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{A_o}} \quad G_{loop} = -A_o \quad G_{id} = 1 \rightarrow \text{possiamo però correggere facilmente questo problema con un initorio}$$

- Rin finito del buffer



$R_{in} = R_{loop} (1 + A_o)$ nei di fastidio perché il valore a regime raggiunto è la partizione tra R_{in} e $R_{DS\ ON}$

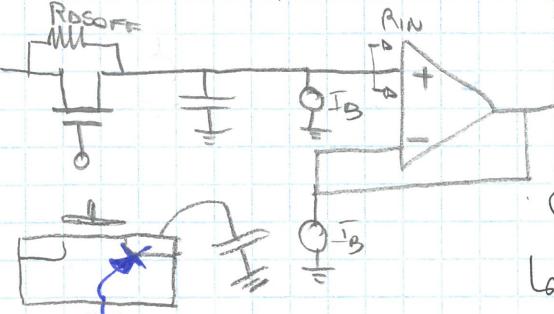
$$V_c = V_{in} \cdot \frac{R_{in}}{R_{in} + R_{DS\ ON}}$$



Tuttavia $R_{in} \gg R_{DS\ ON}$ \rightarrow nella pratica praticamente non è rilevante.

Massima durata hold

MOS: abbiamo un $R_{DS\ OFF}$ e abbiamo anche una giunzione PN equivalente in pol. inversa \rightarrow corrente di leakage del MOS



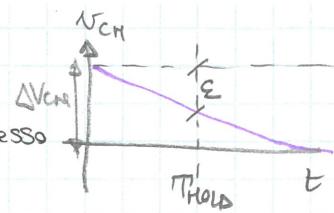
Aggiungiamo le correnti di bias dell'opamp + Rin

Ottieniamo diversi fattori che fanno ~~varicare~~ varicare la tensione sul condensatore.

La tensione ad esempio decresce nel tempo, generalmente esponenzialmente

$$\text{con } V = C_{\text{HOLD}} \cdot (R_{D\text{S OFF}} // R_{IN})$$

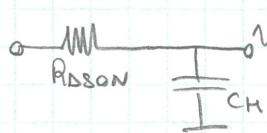
Approssimo l'esponentiale con un andamento lineare. L'errore commesso durante l'hold è $\epsilon = \frac{\Delta V_{CH}}{V}$. T_{HOLD}



Dopo scendere a compromessi per avere una buona velocità di carica

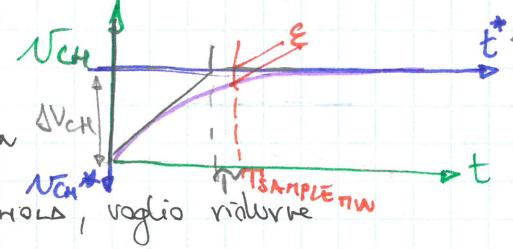
rispetto alla lunghezza del tempo di hold. Idealmente $T_{\text{SAMPLE}} = 0$, $T_{\text{HOLD}} = \infty$ s

Minima durata tempo di sample



La carica è legata a $V = C_H \cdot R_{D\text{SON}}$

Se C_H è grossa per avere lungo T_{HOLD} , voglio ridurre il più possibile $R_{D\text{SON}}$



Fissando un max errore ϵ ammesso, ottengo il minimo tempo di sample

$$N_{CH}^* = \Delta V_{CH} \cdot e^{-\frac{t}{T_{\text{sample min}}}} \quad (\text{oss: ho invertito l'asse}) \quad \epsilon = \Delta V_{CH} e^{-\frac{T_{\text{sample min}}}{T_{\text{sample min}}}}$$

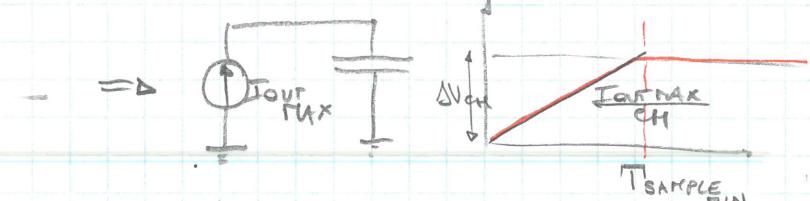
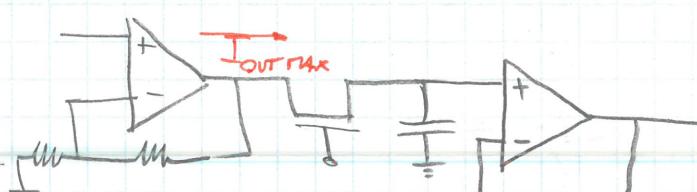
$$T_{\text{sample min}} = \frac{V}{I_{\text{out}}} \ln \frac{\Delta V_{CH}}{\epsilon}$$

SA (limitazione dell'uscita)

(Se uno avesse messo l'asse N_{CH}^* avrei dovuto fare $N_{CH} = \Delta V_{CH} [1 - e^{-\frac{t}{T_{\text{sample min}}}}]$)

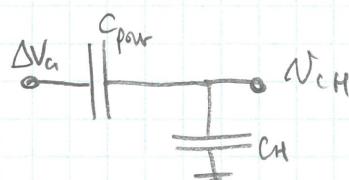
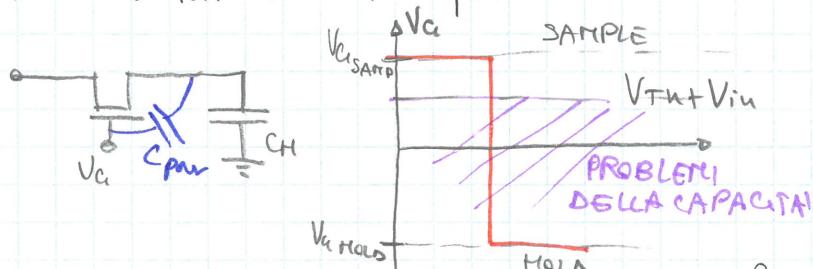
e poi $\Delta V_{CH} - \epsilon = \Delta V_{CH} [1 - e^{-\frac{T_{\text{sample min}}}{T_{\text{sample min}}}}]$ e trovo la stessa espressione

Se ho una slew rate ho un'altra perdita che mi pone l'limitazione dell'uscita esempio di SA. Generalmente l'input arriva da un altro opamp affatto da SR



$$\Delta V_{CH} = \frac{I_{\text{out max}}}{C_H} \cdot T_{\text{sample min}} \quad \text{Questo con la limitazione della corrente dell'opamp}$$

Considero infine l'effetto parassita



$$\Delta V_{CH} = \Delta V_a \cdot \frac{C_{\text{par}}}{C_{\text{par}} + C_H}$$

Generalmente $C_H > 100 C_{\text{par}}$ quindi

c'sono due freg odg tra i condensatori. Talvolta però questo causa problemi

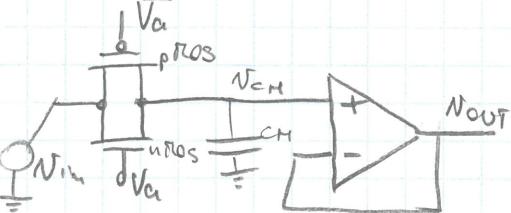
Quando sono in sample V_{CH} è imposta da V_{in} → non si considera C_{par} assita

Quando però $V_{CH} = V_{TH}$ $V_a - V_{in} = V_{TH} \Rightarrow V_a = V_{TH} + V_{in}$

Per comodità considero il caso peggiore ΔV_{th} (escursione massima) piuttosto che $V_{Th} + V_{in} - V_{Th,hold}$ (escursione reale che vediamo)

Ho anche un CDS parassita, ma se V_{in} per Shmoo non varia poco tra un T_s e l'altro, CDS esso ha un basso e lento accoppiamento capacitivo \Rightarrow generalmente trascurabile

- Come mi libero dall'iniezione di carica? Modifico il circuito



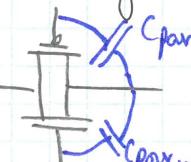
SAMPLE: $V_{ds} > V_{Th}$ e $\bar{V}_{ds} < \bar{V}_{Tp}$
 $(V_{ds} > V_{Th}) \quad (\bar{V}_{ds} < \bar{V}_{Tp})$

HOLD: $V_{ds} < V_{Th}$ e $\bar{V}_{ds} \geq \bar{V}_{Tp}$
 $(V_{ds} < V_{Th}) \quad (\bar{V}_{ds} \geq \bar{V}_{Tp})$

Svantaggi: ho 2 transistor e devo ricavare \bar{V}_d

Vantaggi: • $R_{load} \parallel R_{load,p} \rightarrow$ ho un R_{load} più piccolo, ma ciò lo farei anche con un solo uMOS grande il doppio

- Guadagno nell'iniezione di carica

 Se V_d e \bar{V}_g sono uguali opposte e C_{par} sono uguali, ottengo un solo uguale e opposto \rightarrow zero effetti

Dovrò considerare solo il mismatch tra $C_{par,p}$ e $C_{par,n}$