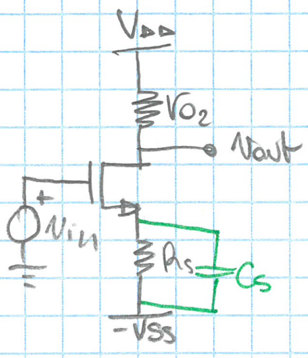


Trascuro per un momento la resistenza r_{o1}

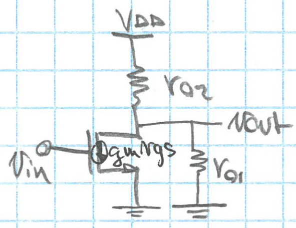
C_s = aperta considero $r_{o1} = \infty$

$$i_1 = \frac{V_{in}}{\frac{1}{g_{m1}} + R_s} \qquad V_{out} = -i_1 r_{o2} = \underbrace{\frac{-r_{o2}}{\frac{1}{g_{m1}} + R_s}}_{\frac{V_{out}}{V_{in}}} \cdot V_{in}$$

$$G \triangleq -\frac{r_{o2}}{\frac{1}{g_{m1}} + R_s}$$

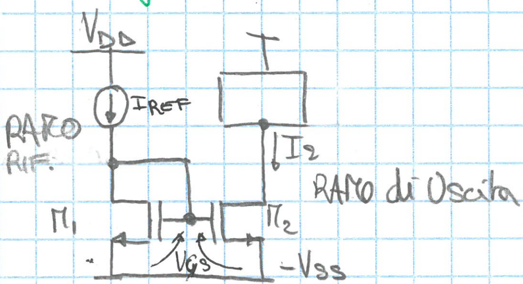
Con C_s = corto circuito → bypass di R_s e prendo in considerazione r_{o1}

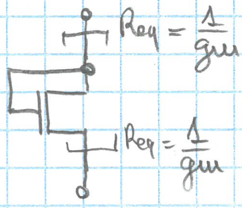
perciò r_{o1} = valore finito $\quad V_{out} = g_m \cdot V_{in} \cdot (r_{o1} // r_{o2})$ →



$$G \triangleq -g_m (r_{o1} // r_{o2})$$

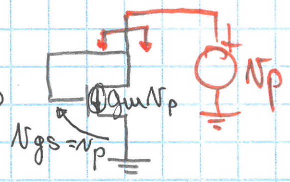
Topologia del current mirror (specchio di corrente)





Dobbiamo mantenere M_2 saturo

Vediamo la configurazione transdiodo



$$R_{eq} = \frac{v_p}{i_p} = \frac{v_p}{g_m v_p} = \frac{1}{g_m}$$

Nello specchio, M_1 e M_2 hanno la medesima V_{GS}

$$I_{REF} = K_{n1}(V_{GS} - V_{Tn})^2 \qquad I_2 = K_{n2}(V_{GS} - V_{Tn})^2 \;\to \text{se } M_2 \text{ è saturo } (H_p)$$

$$\to (V_{GS} - V_{Tn})^2 = \frac{I_{REF}}{K_{n1}} \;\to \text{sost in } I_2$$

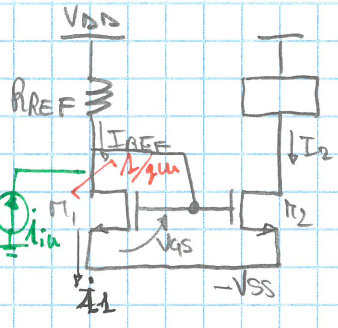
$$\boxed{I_2 = \frac{K_{n2}}{K_{n1}} I_{REF}}$$

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

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

$$\frac{K_{n2}}{K_{n1}} = \frac{\cancel{\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}}\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\cancel{\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}}\left(\frac{W}{L}\right)_1} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1}$$

→ La corrente di uscita dipende dal fattore di forma di M_2 e M_1. Se $\left(\frac{W}{L}\right)_2 = 2\left(\frac{W}{L}\right)_1$ abbiamo la corrente raddoppiata



$$\begin{cases} V_{DD} - (-V_{SS}) = I_{REF} R_{REF} + V_{GS} \\ I_{REF} = K_{n_1} (V_{GS_1} - V_{Tn})^2 \end{cases} \rightarrow \text{Trovo } V_{GS}\text{, solo 1 dei due valori permette } M_1 \text{ ON}$$

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

$$i_1 = i_{in} \frac{R_{REF}}{R_{REF} + \frac{1}{g_{m_1}}} \qquad i_1 = g_{m_1} v_{gs} \qquad v_{gs} = \frac{i_1}{g_{m_1}}$$

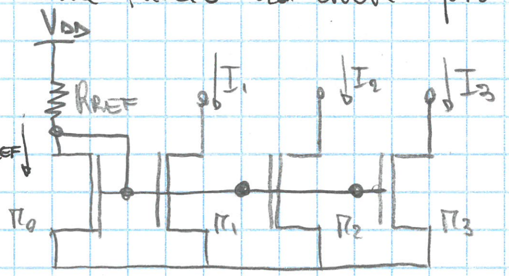
Abbiamo fatto sviluppare un v_{gs} che vede anche M_2

$$i_{out} = g_{m_2} \cdot v_{gs} = \frac{g_{m_2}}{g_{m_1}} \cdot i_1 = \frac{g_{m_2}}{g_{m_1}} \cdot \frac{R_{REF}}{R_{REF} + \frac{1}{g_{m_1}}} \cdot i_{in}$$

$$\frac{g_{m_2}}{g_{m_1}} = \frac{\cancel{2} K_{n_2} \cancel{(V_{GS} - V_{Tn})}}{\cancel{2} K_{n_1} \cancel{(V_{GS} - V_{Tn})}} = \frac{K_{n_2}}{K_{n_1}} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1}$$

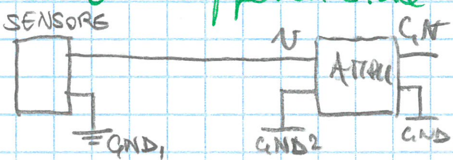
→ se stesso fattore forma allora lo specchio specchia anche il segnale

Come faccio ad avere più rami d'uscita?

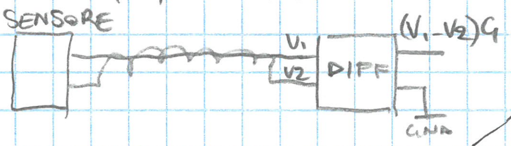


$$\frac{I_1}{I_{REF}} = \frac{(W/L)_1}{(W/L)_0} \qquad \frac{I_2}{I_{REF}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_0} \qquad \frac{I_3}{I_{REF}} = \frac{(W/L)_3}{(W/L)_0}$$

Stadio differenziale

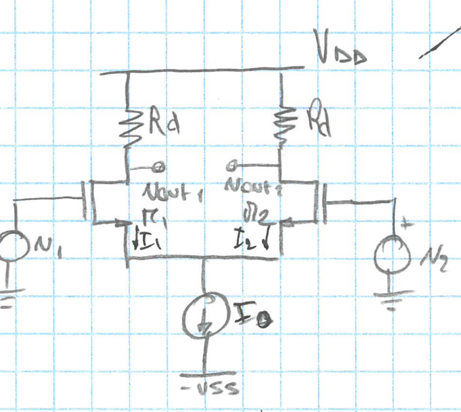


Rischio di avere due masse diverse → lettura non veritiera. Col differenziale porto due cavi ed elimino rumore/variazioni



Double-ended $v_{out} \triangleq v_{out_2} - v_{out_1}$

Single-ended $v_{out} \triangleq v_{out_1} / v_{out_2}$



Lo stadio è simmetrico. Polarizzazione:

- I gate sono a massa → stesse V_{GS}, la corrente si divide ~~[illegible]~~ $I_0 = I_1 + I_2$ ma se $I_1 = I_2$ allora $I_1 = I_2 = K_n (V_{GS} - V_{Tn})^2 \Rightarrow I_1 = I_2 = \frac{1}{2} I_0$

$V_{D_1} = V_{D_2} = V_{DD} - \frac{I_0}{2} \cdot R_d$ in polarizzazione $\Delta V_{out} = 0V$ perché $V_{D_1} = V_{D_2} \rightarrow V_{D_1} - V_{D_2} = 0$

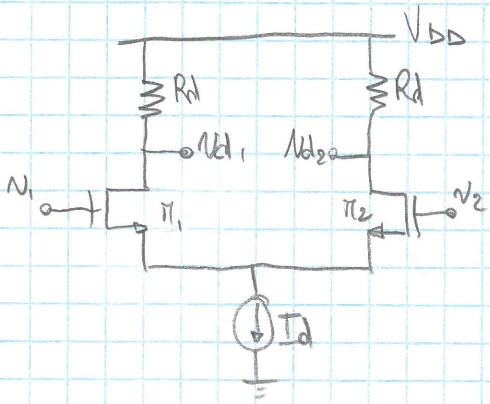
Abbiamo diversi segnali:

- Segnale differenziale $v_{diff} \triangleq v_2 - v_1$
- Segnale di modo comune $v_{cm} \triangleq \frac{v_1 + v_2}{2}$

$$\rightarrow \quad v_1 = v_{cm} - \frac{v_{diff}}{2} \qquad v_2 = v_{cm} + \frac{v_{diff}}{2}$$

Un segnale in generale è composto da diff e cm

Stadio differenziale MOS con gen coda ideale

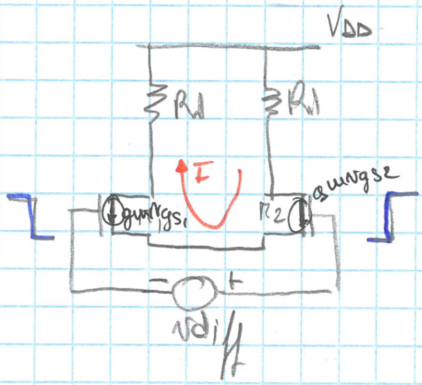


$v_{diff} \triangleq v_2 - v_1$ segnale diff

$v_{cm} \triangleq \frac{v_1 + v_2}{2}$ segnale di common mode

$v_1 \triangleq v_{cm} - \frac{v_{diff}}{2}$

$v_2 \triangleq v_{cm} + \frac{v_{diff}}{2}$



Su segnale differenziale il circuito si riduce con:

$i_{d1} = g_m v_{gs1}$ $\quad i_{d2} = g_m v_{gs2}$ $\quad g_{m1} = g_{m2} = g_m$

$v_{diff} = v_{gs2} - v_{gs1}$ $\quad i = i_{d2} = -i_{d1}$ $\quad g_m v_{gs2} = -g_m v_{gs1} \longrightarrow$

$\longrightarrow = v_{gs2} - (-v_{gs2}) \longrightarrow v_{diff} = 2 v_{gs2} \Longrightarrow v_{gs2} = -v_{gs1} = \frac{v_{diff}}{2}$

Il nodo di source rimane fisso nello stadio, agisce da "fulcro". Abbiamo infine

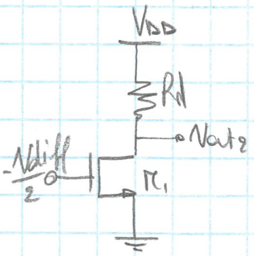
$i = g_m \frac{v_{diff}}{2}$ $\quad v_{out2} = -iR_d$ $\quad v_{out1} = iR_d$ $\rightarrow$ $v_{out2} = -g_m R_d \frac{v_{diff}}{2}$

$v_{out1} = g_m R_d \frac{v_{diff}}{2}$

Guadagno diff:

- single-ended output $\quad G_{diff} \triangleq \frac{v_{out1,2}}{v_{diff}} = \pm \frac{g_m R_d}{2}$ → riferito a massa
- double-ended output $\quad G_{diff} \triangleq \frac{v_{out2} - v_{out1}}{v_{diff}} = -g_m R_d$ → non é riferito a massa: lo stadio successivo dovrá quindi essere differenziale per non avere problemi.

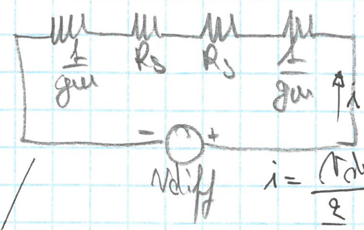
Analisi mediante il "mezzo circuito"



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

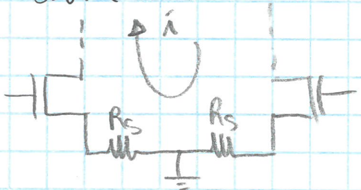
---

Se ho due resistenze nel source

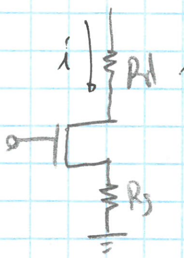


$i = \frac{v_{diff}}{\frac{2}{g_m} + 2R_s}$

↳ eq Thevenin del source

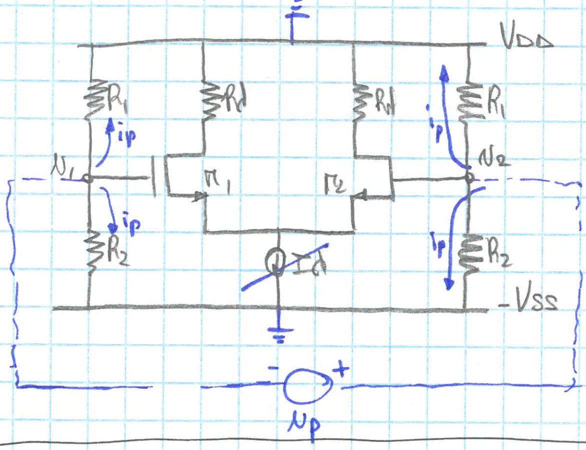


$i = -\frac{v_{diff}}{2} \frac{1}{\frac{1}{g_m} + R_s}$



↳ ecco l'eq di mezzo circuito

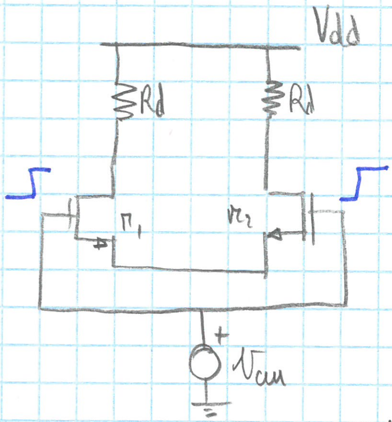
Resistenza di ingresso differenziale



Collego gen. di prova e $R_{in\,diff} \triangleq \frac{v_p}{i_p} =$
$= (R_1 // R_2) + (R_1 // R_2) = 2\, R_1 // R_2$

(Devo ovviamente spegnere i gen di prova)

Vediamo ora il common-mode



Il common mode vorrebbe far salire il nodo di source di potenziale, ma ciò non é possibile $i_{cm} + i_{cm} = 0 \Rightarrow i_{cm} = 0$

Non ho corrente di segnale nei rami dei mosfet.

Ció vuol dire che la tensione di uscita sará pari a zero. Il guadagno common mode sará quindi:

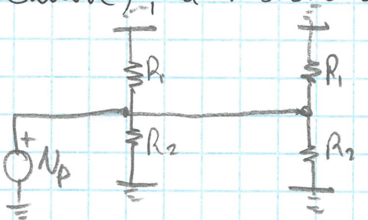
- single-ended $\quad G_{cm} \triangleq \frac{v_{out_{1,2}}}{v_{cm}}$
- double-ended $\quad G_{cm} \triangleq \frac{v_{out_1} + v_{out_2}}{2} \cdot \frac{1}{v_{cm}}$

Il common-mode rejection ratio (CMRR) $\quad CMRR \triangleq \left| \frac{G_{diff}}{G_{cm}} \right|$

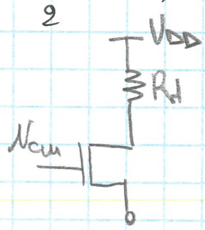
Con uno stadio ideale, il CMRR é $\to \infty$

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 4 percorsi in parallelo condotti verso massa.

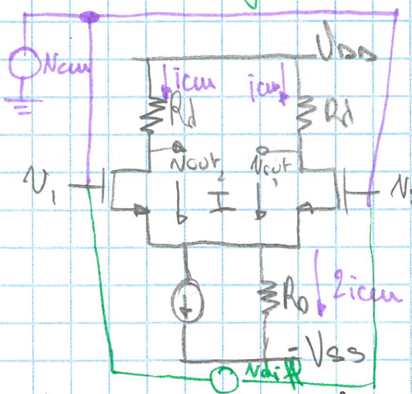


$R_{in_{cm}} \triangleq \frac{v_p}{i_p} = (R_1 // R_2) // (R_1 // R_2) = \frac{1}{2} (R_1 // R_2)$



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

Stadio con gen di coda reale

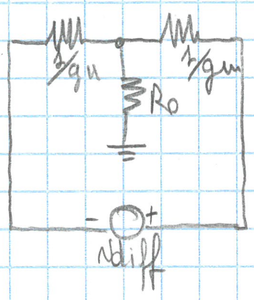


A) Polarizzazione: gen corrente reale

generalmente si trascura la corrente in R_0 (si controlla guardando $\frac{i_0}{2}$ e quindi conosco la V_{GS}, ricavo V_S che è la caduta su R_0 e calcolo $i_{R_0} = \frac{V_S}{R_0}$ e verifico che essa sia $\ll i_0$)

$$\begin{cases} I = K_n (V_{GS} - V_{Tn})^2 \\ 0 - (-V_{SS}) = V_{GS} + 2IR_0 \end{cases}$$

B) Comportamento su segnale differenziale, faccio eq. Thevenin dal source



La corrente in R_0 è nulla perché $\frac{1}{g_{m_1}} = \frac{1}{g_{m_2}}$

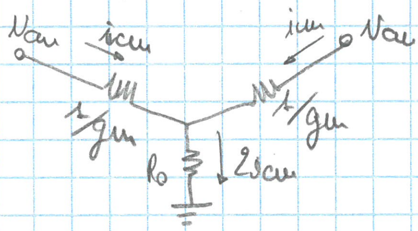
In pratica, se lo stadio è simm, il nodo di source si mantiene fisso in tensione $\Rightarrow$ non cambia nulla rispetto all'ideale. Il mezzo circuito è identico a prima.

C) segnale common mode

Su R_0 ottengo $2i_{cm}$

L'equivalente di Thevenin

$$V_{out_1} = V_{out_2} = -i_{cm} R_d$$

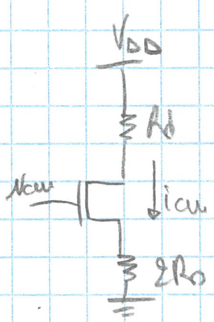


$$2i_{cm} = \frac{V_{cm}}{\frac{1}{g_m} \cdot \frac{1}{2} + R_0}$$

$$i_{cm} = \frac{V_{cm}}{2} \cdot \frac{2}{\frac{1}{g_m} + 2R_0}$$

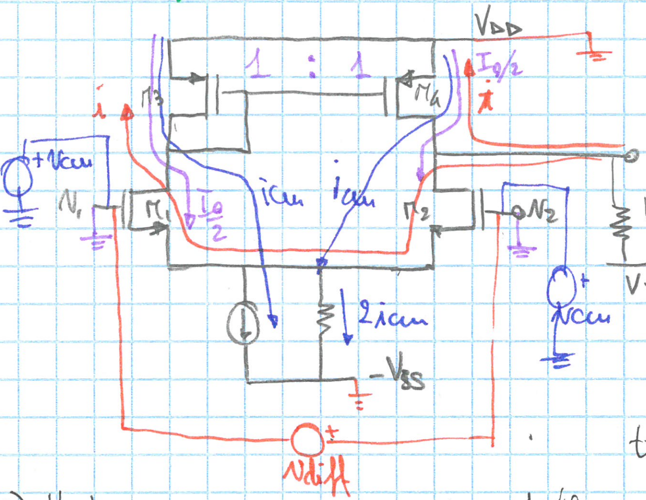
$$G_{cm} \triangleq -\frac{R_d}{\frac{1}{g_m} + 2R_0}$$

Nel mezzo circuito



$$G_{cm} = 1 + 2g_m R_0$$

Stadio diff con carico a specchio di corrente



Posso avere solo single ended perché ho il ramo di riferimento
Abbiamo sopra un current mirror e sotto lo stadio differenziale

A) Non ho corrente in uscita durante la polarizz perché $\frac{I_0}{2}$ scorre tutta verso il basso $\rightarrow$

$\rightarrow V_{out} = V^+$

$I_{R_0} = \frac{V_S - (-V_{SS})}{R_0}$ $\quad V_{GS} = 0 - V_S = V_{Tn} + \sqrt{\frac{I_0/2}{K_n}}$

trovata mediante $I_D = K_n(V_{GS} - V_{Tn})^2$

B) Vado a pormi su segnale differenziale

Non cambia nulla rispetto al caso resistivo $\quad i = \frac{V_{diff}}{\frac{1}{g_{m_1}} + \frac{1}{g_{m_2}}} = g_m \frac{V_{diff}}{2}$

Mi ritrovo il G_{diff} di uno stadio diff con carico resistivo e uscita double pur uscendo single-ended

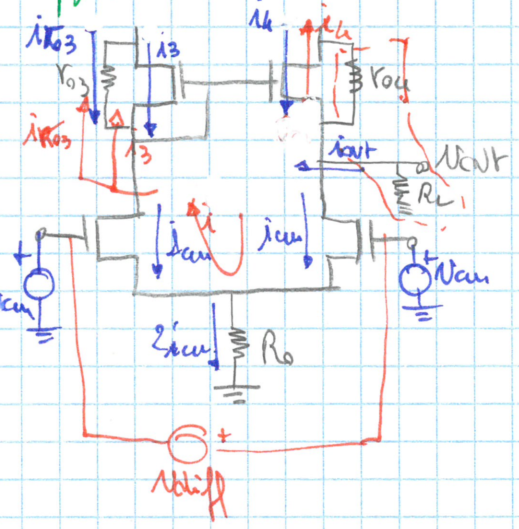
$V_{out} = -2 i R_L = -2 R_L \cdot g_m \frac{V_{diff}}{2}$ $\quad G_{diff} \triangleq \frac{V_{out}}{V_{diff}} = -g_m R_L$

C) Segnale di modo comune

Nemmeno questa volta scorre corrente in $R_L \rightarrow V_{out}|_{CM} = 0$

Pur in presenza di un gen ~~ideale~~ reale, il CMRR è $= \infty$, lo specchio idealizza ~~lo~~ lo ~~stadio~~ stadio differenziale.

Effetto delle r_o dei transistori dello specchio



- Su segnale differenziale

$$i = \frac{V_{diff}}{\frac{1}{g_{m_1}} + \frac{1}{g_{m_2}}} = g_m \frac{V_{diff}}{2}$$

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

So che $r_{o4} // R_L$, formano la resistenza di carico

$$V_{out} = (i_4 + i)(r_{o4} // R_L) = g_m \frac{V_{diff}}{2}\left[1 + \frac{r_{o3}}{r_{o3} + \frac{1}{g_{m3}}}\right](r_{o4} // R_L)$$

in cui $g_{m_1} = g_{m_2}$

- Vediamo per il common-mode $\quad i_{cm} = \frac{V_{cm}}{\frac{1}{g_m} + 2R_0}$

$i_4 = i_3 = i_{cm} \frac{r_{o3}}{r_{o3} + \frac{1}{g_{m3}}}$ $\quad$ La corrente sotto il carico non è più uguale a quella sopra

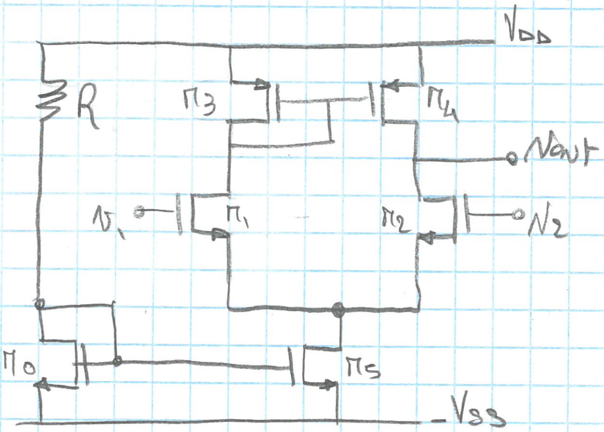
$i_{out} = i_{cm} - i_4 =$ $\quad V_{out} = -(r_{o4} // R_L) i_{out} = -(r_{o4} // R_L) \frac{V_{cm}}{\frac{1}{g_m} + 2R_0}\left[1 - \frac{r_{o3}}{r_{o3} + \frac{1}{g_{m3}}}\right]$

~~$G_{cm} = \frac{V_{out}}{V_{cm}} = -(r_{o4}//R_L) \frac{1}{1/g_m + 2R_0}$~~

$$G_{cm} = -\frac{r_{o4}//R_L}{\frac{1}{g_m}+2R_o}\cdot\frac{1}{1+g_{m3}r_{o3}}$$ non abbiamo più 0

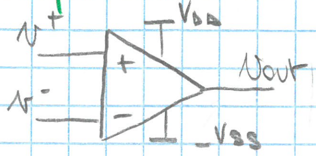
Valori tipici del CMRR è -40dB / -60dB

Vediamo la struttura vera di uno stadio diff

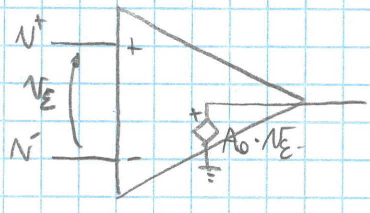


Amplificatore Operazionale

6 belo



$\Longrightarrow$



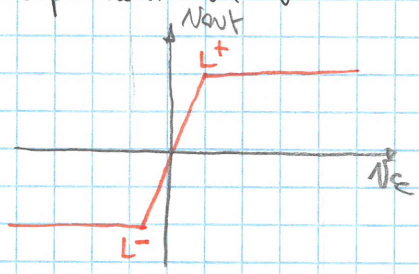
$v_{out} = A_0 v_\varepsilon = A_0 (v^+ - v^-)$

A_0: Guadagno ad anello aperto

Opamp ideale:

1. Opamp ideale non assorbe o eroga corrente ai morsetti d'ingresso $\Rightarrow R_{in\,diff} \to \infty$
2. Eroga tensione indipendentemente dal carico $\Rightarrow R_{out} \to 0$
3. Rigetta qualsiasi tensione di common mode in ingresso $\Rightarrow CMRR \to \infty$
4. A_0 = costante e indipendente dalla frequenza $\Rightarrow$ bandwidth $\to \infty$
5. $A_0 = \infty$ $\quad v_{out} = A_0 v_\varepsilon$ é quantitá finita (é necessario avere $v_\varepsilon = 0$ per non avere forme d'indecisione)

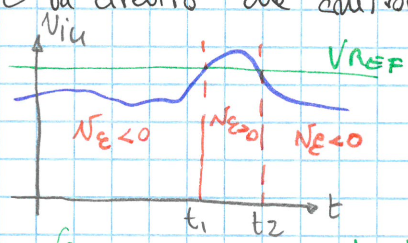
C'é un "corto circuito" virtuale tra i morsetti dell'opamp, il pin v^- é completamente dipendente da v^+

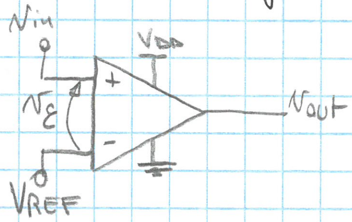


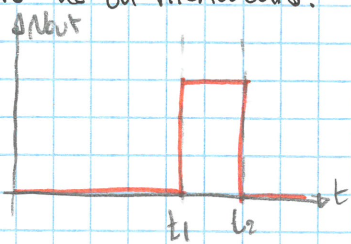
So che $A_0 \simeq 10^4 - 10^5 \Rightarrow$ l'intervallo di variaz di v_ε é estremamente limitato prima di saturare.

Circuito comparatore

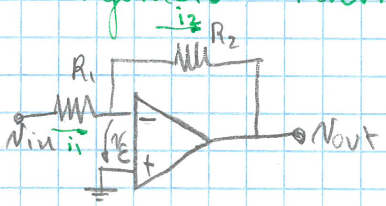
É un circuito che confronta una tensione in ingresso rispetto ad un riferimento.







Configurazione invertente



$i_1 = i_2 \qquad \dfrac{v_{in} - v^-}{R_1} = \dfrac{v^- - v_{out}}{R_2} \qquad V_{out} = A_0(v^+ - v^-) = -A_0 v^-$

$\Rightarrow v^- = \dfrac{v_{out}}{A_0} \qquad \dfrac{v_{in}}{R_1} + \dfrac{v_{out}}{A_0 R_1} = -\dfrac{v_{out}}{A_0 R_2} - \dfrac{v_{out}}{R_2}$

$v_{out}\left(\dfrac{1}{A_0 R_1} + \dfrac{1}{A_0 R_2} + \dfrac{1}{R_2}\right) = -\dfrac{v_{in}}{R_1} \qquad v_{out} = -v_{in} \dfrac{1}{R_1} \cdot \dfrac{1}{\dfrac{1}{A_0 R_1} + \dfrac{1}{A_0 R_2} + \dfrac{1}{R_2}} =$

$v_{out} = -v_{in} \dfrac{R_2}{R_1} \dfrac{1}{1 + \dfrac{1}{A_0}\left(\dfrac{R_2}{R_1} + 1\right)} \xrightarrow[\text{ideale}]{\text{opamp}} A_0 \to \infty \qquad G \triangleq -\dfrac{R_2}{R_1}$

$v^+ - v^- = \dfrac{v_{out}}{A_0} \xrightarrow[A_0 \to \infty]{} 0 \quad v_\varepsilon$ é un cortocircuito "virtuale", come é "virtualmente a massa" il morsetto $\ominus$.

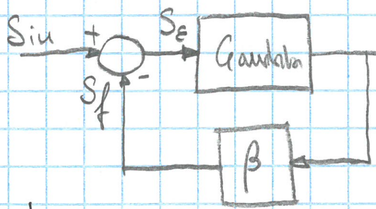
Il pin ⊖ é ad una tensione fissa non direttamente collegata a massa 8

La resistenza d'ingresso vista é $R_{in} = R_1$ 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"



$$\underbrace{S_\varepsilon}_{\text{errore}}^{\text{segnale}} = \overbrace{S_{in}}^{\text{ingresso}} - \overbrace{S_f}^{\text{feedback}} \qquad S_\varepsilon \cdot G = \underbrace{S_{out}}_{\text{uscita}}$$

$$S_f = \beta S_{out}$$

Devo assumere che l'uscita di un blocco non influenzi l'ingresso. Il blocco deve essere unidirezionale

$$S_{out} = G_{andata} \cdot S_\varepsilon = G_{andata} \cdot (S_{in} - \beta S_{out}) \qquad S_{out} = \frac{G_{andata} S_{in}}{1+\beta G(andata)}$$

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

Guadagno ad anello $\boxed{G_{loop} = -G_{andata} \cdot \beta}$

Abbiamo 4 guadagni: $\boxed{G, G_{loop}, G_{andata}, \beta}$

Proprietà di un circuito retroazionato negativamente

1) $G \triangleq \frac{S_{out}}{S_{in}} = \frac{G_{andata}}{1+\beta G_{andata}} \xrightarrow[\text{perché } G_{andata}\to\infty]{G_{loop}\to\infty} \frac{G_{andata}}{G_{andata}\left(\underbrace{\frac{1}{G_{andata}}}_{\to 0}+\beta\right)} \longrightarrow \frac{1}{\beta}$ guadagno ideale per $G_{andata} \to \infty$

2) $\frac{S_f}{S_{in}} = \frac{G_{andata}\beta}{1+G_{andata}\beta} \longrightarrow 1$ per $G_{andata} \to \infty$

3) $\frac{S_\varepsilon}{S_{in}} = \frac{1}{1+G_{andata}\beta} \longrightarrow 0$ per $G_{andata} \to \infty$

4) $\frac{dG}{G} = \frac{dG_{andata}}{G_{andata}} \cdot \frac{1}{1+G_{andata}\beta}$

stabilità ~~variazione~~ del guadagno del ~~guadagno~~ blocco di andata (variazione causata da temperatura, ecc)

es: $|G_{andata}| = 10^4$
guadagno ideale $= 10 \rightarrow \frac{1}{\beta} = 10 \quad \beta = \frac{1}{10}$
$\frac{dG_{andata}}{G_{andata}} = 50\%$

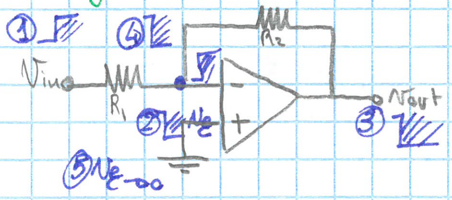
buona variazione

$$\frac{dG}{G} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{1+\frac{1}{10}\cdot 10^4} = \frac{1}{2} \cdot 10^{-3} = 500\mu$$

Il guadagno retroazionato é un'applicaz utilissima e ultra stabile.

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

Configurazione invertente secondo la teoria della retroazione



Il morsetto ⊖ dell'opamp svolge l'operazione del nodo di confronto della retroazione a blocchi

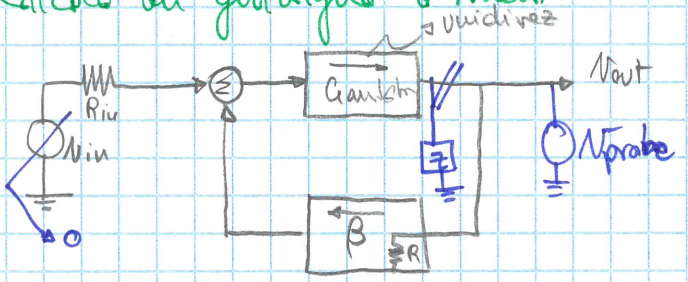
La retroazione agisce in modo tale da voler tenere il ⊖ = 0V

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

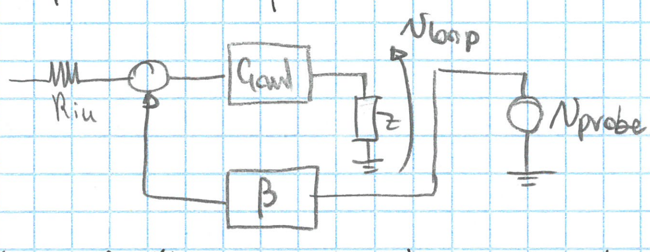
$$G_{ideale} \triangleq \frac{v_{out}}{v_{in}}\bigg|_{\substack{G_{loop}\to\infty \\ A_0\to\infty}} = -\frac{R_2}{R_1} \qquad v_{out}\Big|_{ideale} = -v_{R2}\Big|_{ideale} = -i_2 R_2\Big|_{ideale} = -\frac{v_{in}}{R_1}\cdot R_2$$

$$G \triangleq \frac{v_{out}}{v_{in}}\bigg|_{ideale} = \frac{G_{ideale}}{1-\frac{1}{G_{loop}}}$$

Calcolo del guadagno d'Anello



$G_{loop} = -G_{andata}\cdot\beta$



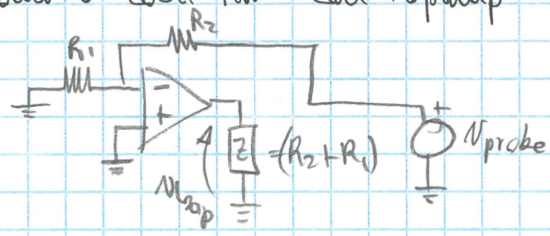
① Spengo i gen forzanti ② taglio l'anello (è indiff la posizione dal pto di vista teorico

③ Ricostruisco a monte del taglio l'impedenza vista a valle

④ Applico un gen di prova e misuro il segnale ai capi dell'impedenza ricostruita

perciò $G_{loop} \triangleq \frac{v_{loop}}{v_{probe}}$

Vediamo cosa fare con l'opamp

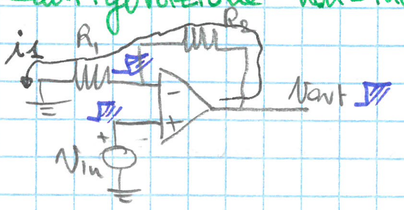


$$v^- = v_{probe}\cdot\frac{R_1}{R_1+R_2} \qquad v_\varepsilon = -v^-$$

$$v_{loop} = A_0 v_\varepsilon - A_0\frac{R_1}{R_1+R_2}v_{probe}$$

$$G \triangleq \frac{v_{out}}{v_{in}}\bigg|_{ideale} = \frac{G_{ideale}}{1-\frac{1}{G_{loop}}} = \frac{-R_2/R_1}{1+\frac{1}{A_0}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)} \qquad G_{loop} \triangleq \frac{v_{loop}}{v_{probe}} = -A_0\frac{R_1}{R_1+R_2}$$

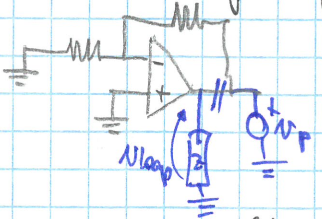
Configurazione non-invertente



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

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

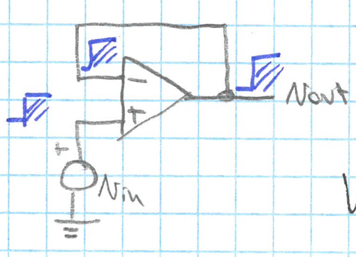
Calcoliamo il guadagno ad anello: vedo che spegnendo i generatori l'anello del non invertente è uguale a quello dell'invertente



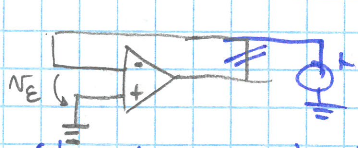
$$V^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_p \qquad V_{loop} = A_0 V_\varepsilon = -A \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_p$$

$$G_{loop} \triangleq \frac{V_{loop}}{V_p} = -A_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \qquad G_{reale} \triangleq \frac{G_{ideale}}{1 - \frac{1}{G_{loop}}} = \left(\frac{1 + R_2/R_1}{1 + \frac{1}{A_0} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}\right)$$

Buffer di tensione



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



(l'impedenza ricostruita è infinita)

Vedo che ad anello $V_\varepsilon = -V_p$

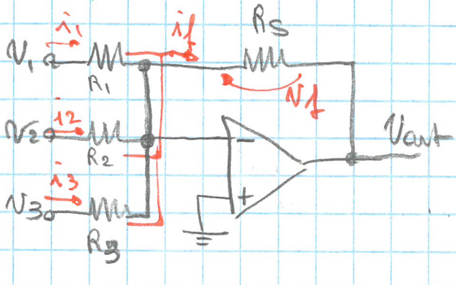
$$V_{loop} = -A_0 V_p \qquad G_{loop} \triangleq \frac{V_{loop}}{V_p} = -A_0$$

Errore statico di guadagno

Questo errore è $\varepsilon = \left|\frac{G_{ideale} - G_{reale}}{G_{reale}}\right| = \left|\frac{G_{ideale} - \frac{G_{ideale}}{1 - 1/G_{loop}}}{\frac{G_{ideale}}{1 - 1/G_{loop}}}\right| =$

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

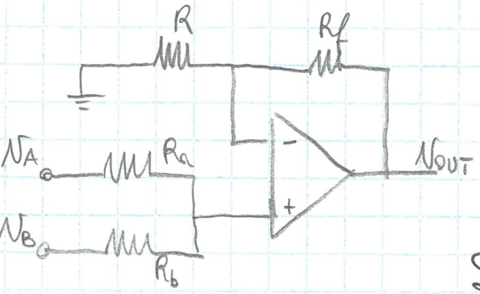
Amplificatore sommatore (Voltage adder / ~~summing~~ inverting summer ~~stepper~~)



$$i_{1,2,3} = \frac{V_1}{R_{1,2,3}} \qquad i_f = i_1 + i_2 + i_3 + \ldots$$

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

Sommatore non invertente



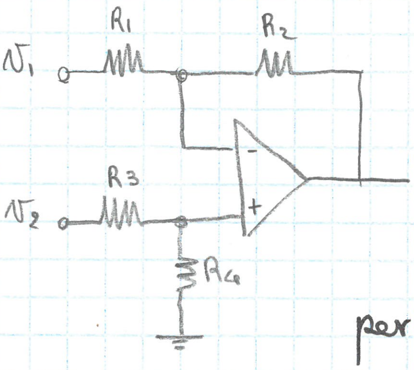
Spengo v_b, v_a: $v^+ = \frac{R_b}{R_a+R_b} v_a + \frac{R_a}{R_a+R_b} v_b$
per sovrapp. eff

$$v_{out} = \left(1+\frac{R_f}{R}\right) v^+ = \left(1+\frac{R_f}{R}\right)\left(\frac{R_b v_A + R_a v_b}{R_a+R_b}\right)$$

Se aggiungessi un terzo ramo con v_c, il guadagno influenza quello di v_a e v_b perché $v^+ = \frac{R_b//R_c}{R_a+R_b//R_c} v_A + \frac{R_a//R_c}{R_a//R_c+R_b} v_b + v_c \frac{R_a//R_b}{R_a//R_b+R_c}$

Non conviene usare questa configurazione.

Amplificatore differenziale

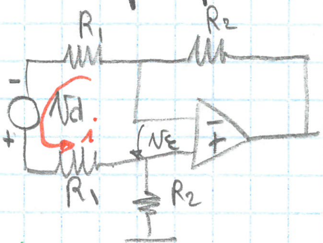


$$v_{OUT} = -\frac{R_2}{R_1} v_1 + \left(\frac{R_4}{R_3+R_4}\right)\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) v_2$$

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

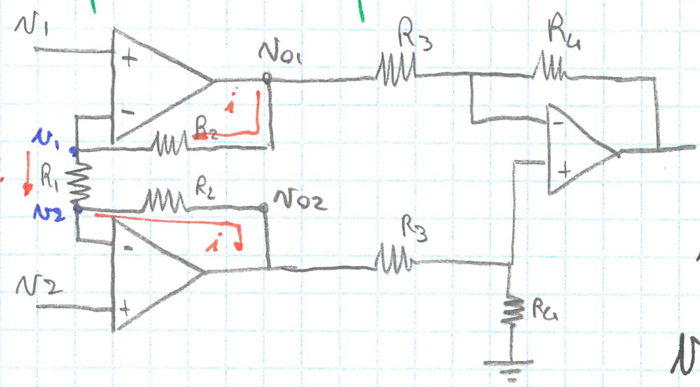
→ $R_2 R_3 = R_1 R_4$ $\quad \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$ → questa è la condiz. per ottenere $v_{out} = \frac{R_2}{R_1}(v_2 - v_1)$

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



So che $v_\varepsilon = 0 \Rightarrow R_{in,diff} = 2R_1$ perché il circuito si richiude

Amplificatore per strumentazione



Tutti hanno la retroazione chiusa sul ⊖

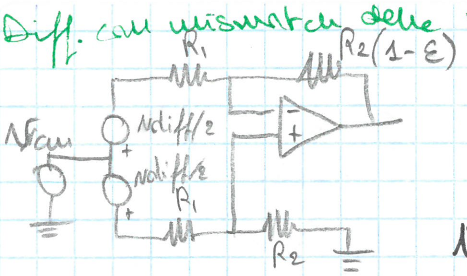
$$i = \left(\frac{v_1 - v_2}{R_1}\right)$$

$$v_{o1} - v_{o2} = \frac{v_1 - v_2}{R_1}(R_2 + R_1 + R_2) = \frac{2R_2 + R_1}{R_1}(v_1 - v_2)$$

$$v_{out} = \left(-\frac{R_4}{R_3}\right)\left(\frac{2R_2 + R_1}{R_1}\right) \cdot (v_1 - v_2)$$

$$G_{diff} \triangleq \frac{v_{out}}{v_2 - v_1} = \frac{R_4}{R_3}\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)$$

Diff. con mismatch delle resistenze



$$\begin{cases} V_d = V_2 - V_1 \\ V_{cm} = \dfrac{V_2 + V_1}{2} \end{cases} \qquad V_2 = V_{cm} + \frac{V_{diff}}{2} \qquad V_1 = V_{cm} - \frac{V_{diff}}{2}$$

$$V_{out} = \left(V_{cm} + \frac{V_d}{2}\right)\frac{R_2}{R_1+R_2}\left[1 + \frac{R_2(1-\varepsilon)}{R_1}\right] - \left(V_{cm} - \frac{V_d}{2}\right)\frac{R_2(1-\varepsilon)}{R_1} =$$

$$= V_{cm}\left[\frac{R_2}{R_1+R_2}\left(1+\frac{R_2(1-\varepsilon)}{R_1}\right) - \frac{R_2}{R_1}(1-\varepsilon)\right] + \frac{V_d}{2}\left[\frac{R_2}{R_1+R_2}\left(1+\frac{R_2(1-\varepsilon)}{R_1}\right) + \frac{R_2(1-\varepsilon)}{R_1}\right] =$$

$$= G_{cm} V_{cm} + G_d V_d \qquad CMRR = \left|\frac{G_d}{G_{cm}}\right|$$

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

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

$$G_{diff} = \frac{R_2}{R_1}\left[1 - \frac{\varepsilon}{2}\frac{R_1+2R_2}{R_1+R_2}\right] \simeq \frac{R_2}{R_1}$$

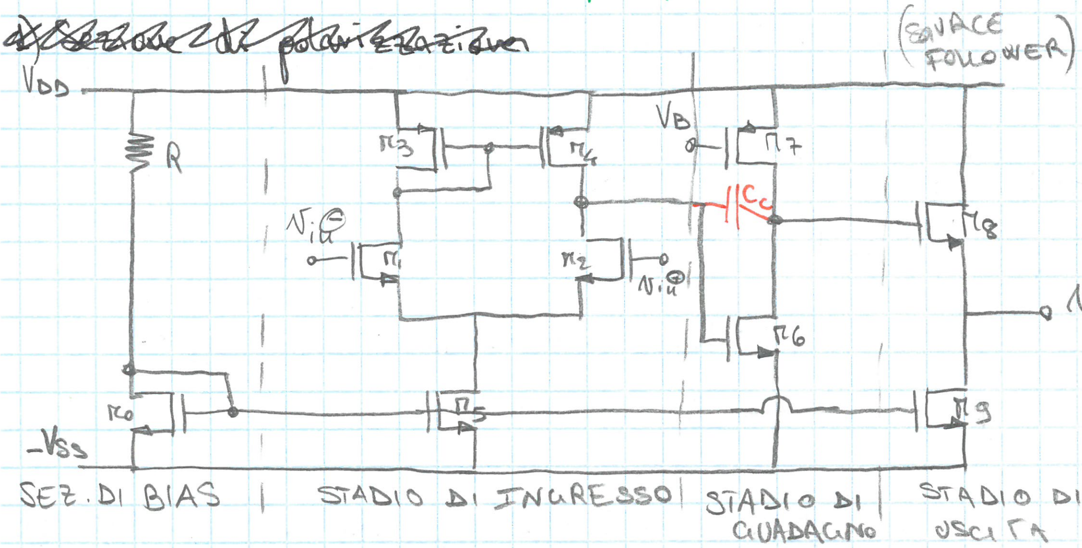
in generale un mismatch delle resistenze non influenza il guadagno diff

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

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

Struttura interna di un opamp

~~Sezione di polarizzazione~~

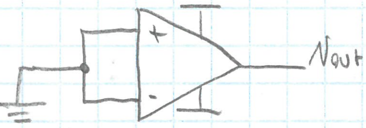


C_c è una capacità di compensazione

Vediamo quindi l'amplificatore reale

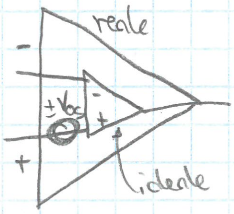
Opamp reale

1) tensione di offset



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

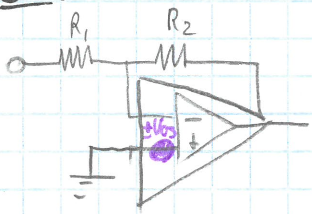
Nel reale si misura una tensione non nulla a causa ~~de~~ dei transistori di ingresso mai perfettamente identici. Tipicamente l'uscita è saturata ad una delle due alim. a causa di A_0.



Ho nel reale un generatore di off-set, specificato nel datasheet con una tensione MAX compresa fra $\pm 5mV = \pm V_{os}$

$\boxed{V_{os} = \frac{V_{out}}{A_0}}$ essa è una tensione DC (le capacità non intervengono su Vos)

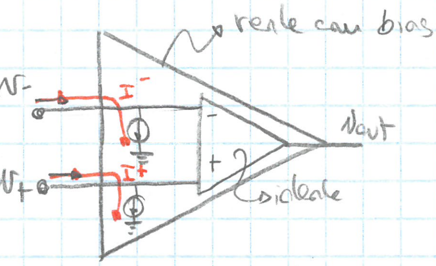
es:



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

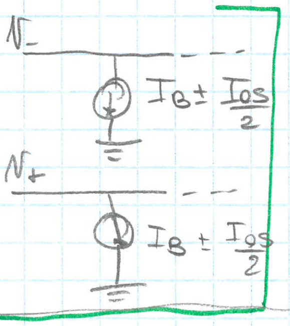
$$V_{out}(\text{sovrapp. effetti}) = -\frac{R_2}{R_1} V_{in} \pm V_{os}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

2) Correnti di bias

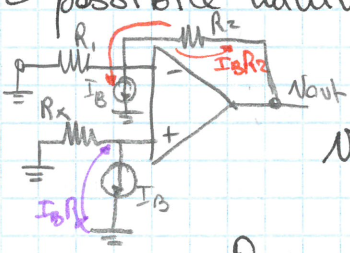


I due valori di corrente sono lievemente differenti. Nel datasheet vengono forniti i valori:

$$I_B = \frac{I^+ + I^-}{2} \qquad \underbrace{I_{os}}_{\text{offset della corrente di bias}} = \frac{|I^+ - I^-|}{2}$$



È possibile minimizzare le correnti di bias inserendo Rx:



Considero i due generatori (sovrapp. eff):

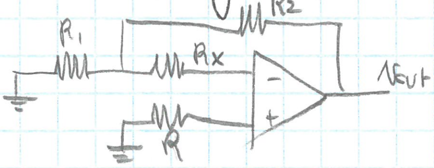
$$V_{out} = -I_B R_x \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_B \cdot R_2$$

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

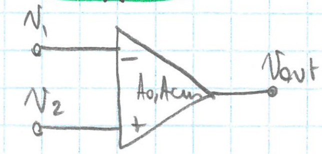
$R_x = \frac{R_2 R_1}{R_2 + R_1} = R_1 // R_2$ ⟶ compenso così I_B (non compenso I_{os}) quindi ne minimizzo gli effetti

⟶ è il valore di Req vista verso massa dal morsetto ⊖

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



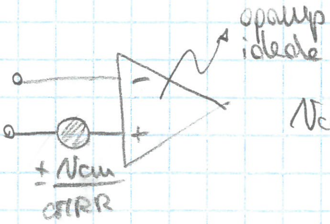
3) Rapporto di reiezione del modo comune non infinito



$$v_{out} = A_o(v_2 - v_1) + A_{cm}\frac{v_1+v_2}{2} = A_o v_d + A_{cm} v_{cm}$$

$$v_1 = v_{cm} - \frac{v_d}{2} \qquad v_2 = v_{cm} + \frac{v_d}{2} \Bigg] \to \text{allora } v_{out} \text{ è:}$$

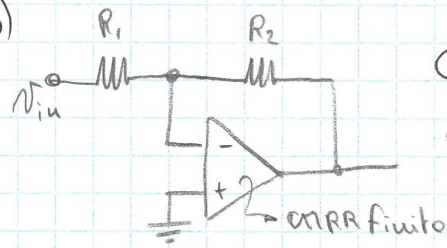
$$= A_o\left(v_d + \frac{A_{cm}}{A_o}\cdot v_{cm}\right) = A_o\left[v_d \pm \frac{v_{cm}}{CMRR}\right]$$



$v_{cm} = \frac{v^+ + v^-}{2}$

→ È difficile calcolare il CMRR perché devo conoscere v_{cm}, ma per avere il valore di tensione devo conoscere già come funziona il circuito. Calcolo tutto come se avessi un opamp con CMRR → +∞ e dopo vado ad inserire il CMRR fisso. esempio:

•)



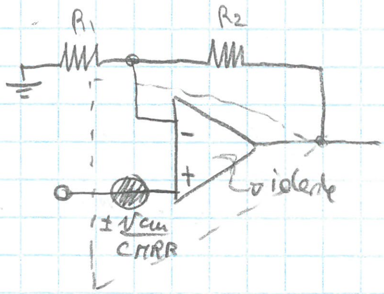
Considero, ai fini del calcolo di v^-, l'opamp ideale.

Quindi $A_o \to \infty$, $A_{cm} = 0 \Big] \Rightarrow v^- = v^+ = 0$

perciò vedo che $v_{cm} = \frac{v^+ + v^-}{2} = 0\,V$

La configuraz invertente è immune al CMRR

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



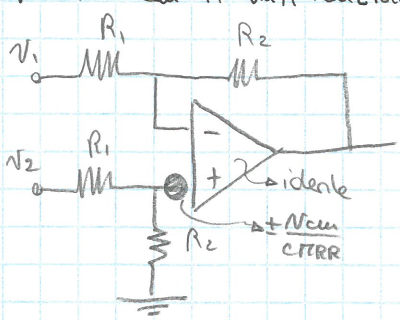
$v_{cm} = \frac{v^+ + v^-}{2} \qquad v^+ = v_{in} \qquad v^- = v^+ = v_{in}$ trascurando CMRR

$v_{cm} = \frac{2 v_{in}}{2}$ perciò Ho il generatore con $\pm \frac{v_{in}}{CMRR}$

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

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

•) Vediamo con il differenziale:



$v_{cm} = \frac{v^+ + v^-}{2}$ Applico sovrapp. effetti

$v_1: \begin{cases} v^+ = 0 \\ v^- \simeq v^+ = 0 \end{cases} \Big] \to v_{cm}\Big|_{v_1} = 0$ (è come se fosse una config invertente)

$v_2: \begin{cases} v^+ = \frac{R_2}{R_1+R_2} v_2 \\ v^- = v^+ = \frac{R_2}{R_1+R_2} v_2 \end{cases} \Big] \to v_{cm}\Big|_{v_2} = \frac{R_2}{R_1+R_2}\cdot v_2$ (come la config non invertente + partitore di tensione)