AMPLIFICATORI

Relazione Caratteristica

- $V_o(t) = A_v \cdot V_i(t)$ TENSIONE $\Rightarrow$ $A_v = \frac{V_o(t)}{V_i(t)}$
- $I_o(t) = A_i \cdot I_i(t)$ CORRENTE $\Rightarrow$ $A_i = \frac{I_o(t)}{I_i(t)}$

guadagni

gain Potenza

$$A_p = \frac{P_o}{P_i} = \overbrace{\frac{V_o}{V_i}}^{A_v} \cdot \overbrace{\frac{I_o}{I_i}}^{A_i} = A_v \cdot A_i$$

DECIBEL

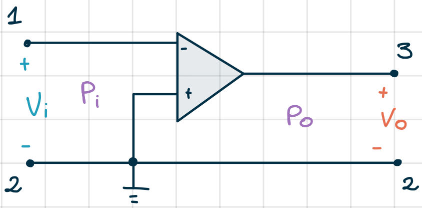
$$A_v\Big|_{dB} = 20 \log(A_v)$$

$$A_i\Big|_{dB} = 20 \log(A_i)$$

!

$$A_p\Big|_{dB} = 10 \log(P_i) = 10 \log(A_v \cdot A_i)$$

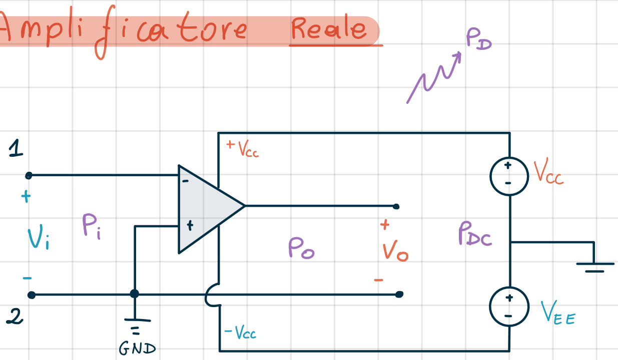
Amplificatore ideale



Siccome $\begin{cases} V_o = K\, V_i \\ i_o = K\, i_i \end{cases} \Rightarrow P_o > P_i$ se $K > 0$

$\rightarrow$ Ci serve un'alimentazione

Amplificatore Reale



$$P_i + P_{DC} = P_o + P_D$$

Potenza di Alimentazione

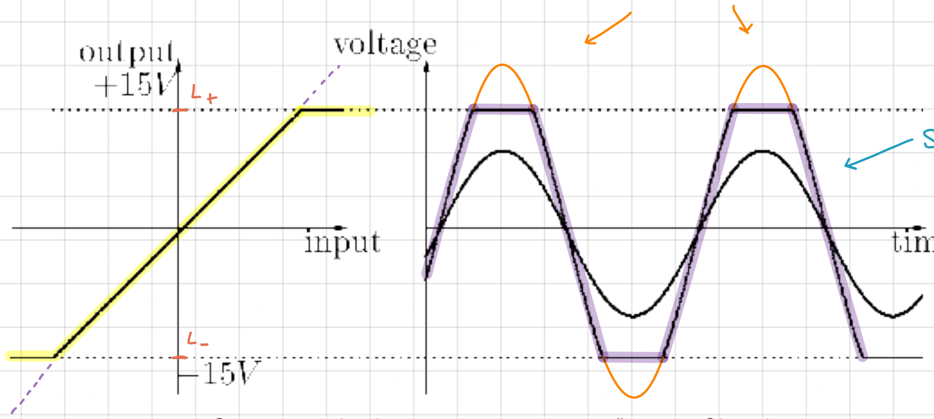
Potenza Dissipata

RENDIMENTO

$$\eta = \frac{P_o}{P_{DC}} \cdot 100$$

SATURAZIONE

ci perdiamo questa parte di segnale

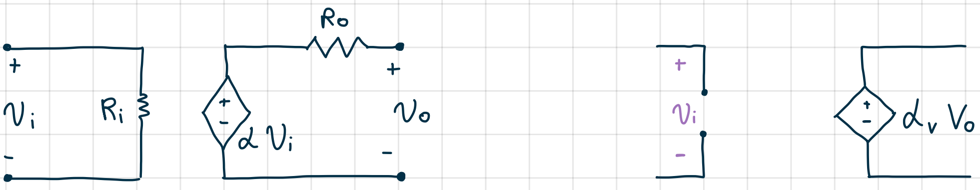


segnale "Amplificato"

saturation characteristic   waveform clipping

non è più lineare!

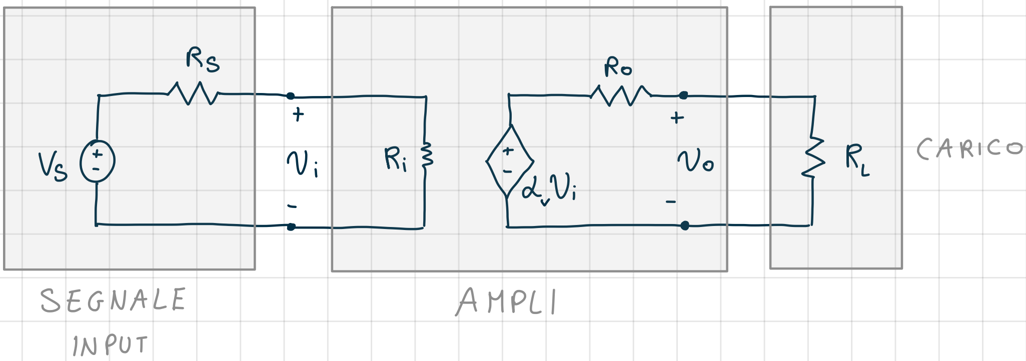
Amplificatore reale di Tensione



Doppi Bipoli generatori Controllati

(1)

- Applichiamogli un segnale in ingresso ed un carico R_L (solo resistivo)



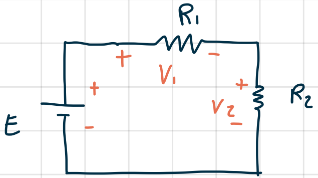
→ Voglio trovare il gain in tensione $A_V = \frac{V_o}{V_S}$

Sapendo che $v_o = \alpha_v v_i \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o}$ e che $v_i = v_S \cdot \frac{R_i}{R_i + R_S}$

$$A_v = \frac{v_o}{v_S} = \frac{v_o}{v_S} \cdot \frac{v_i}{v_i} = \frac{v_o}{v_i} \frac{v_i}{v_S} = \frac{1}{\cancel{v_i}} \cdot \overbrace{\alpha_v \cancel{v_i} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o}}^{v_o} \cdot \frac{1}{\cancel{v_S}} \cdot \overbrace{\cancel{v_S} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_S}}^{v_i}$$

$$\rightarrow A_v = \alpha_v \cdot \underbrace{\frac{R_L}{R_L + R_o}}_{\text{Attenuazione d'uscita}} \cdot \underbrace{\frac{R_i}{R_i + R_S}}_{\text{Attenuazione d'ingresso}}$$

* Perché $V_o = \alpha_v V_i \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o}$?



Per il partitore di tensione: $\begin{cases} V_2 = \dfrac{R_2}{R_2 + R_1} \cdot E \\ V_1 = \dfrac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot E \end{cases}$

$$\Rightarrow V_o = \underbrace{\alpha_v V_i}_{\text{Tensione}} \cdot \underbrace{\frac{R_L}{R_L + R_o}}_{\text{Res ai capi di } V_o}$$

QED

Considerazioni

Nel caso più ideale possibile abbiamo $\boxed{A_v = \frac{V_o}{V_i} = \alpha_v}$ (1) ↑

Nel caso REALE non è possibile perché:

- $\frac{R_L}{R_L+R_o} \leqslant 0 \quad \forall R_L, R_o - \{R_o = 0\}$
- $\frac{R_i}{R_i+R_s} \leqslant 0 \quad \forall R_i, R_s - \{R_s = 0\}$

$\Rightarrow \quad a \cdot b \leqslant 0 \quad \forall a, b \leqslant 0$

$\Rightarrow A_v(\text{Reale}) \leqslant A_v(\text{Ideale}) \quad \Rightarrow \boxed{A_v = \alpha_v \cdot \frac{R_L}{R_L+R_o} \cdot \frac{R_i}{R_i+R_s} \leqslant \alpha_v}$

Possiamo però giocare con le resistenze per rendere A_v quanto più vicino a α_v:

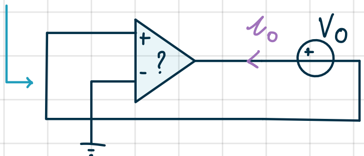
- $\frac{R_i}{R_i+R_s} \simeq 1$ con $R_i >> R_s$, ovvero $\boxed{R_i \to \infty}$
- $\frac{R_L}{R_L+R_o} \simeq 1$ con $R_L >> R_o$, ovvero $\boxed{R_o \to 0}$

Con questi valori l'ampli reale si avvicina molto a quello ideale.

Ricavare sperimentalmente i Valori R_i, R_o, A_v

- Sappiamo che $A_v = \frac{V_o}{V_i}$ $\rightsquigarrow$ Applichiamo un gen di tensione in ingresso, misuriamo V_o e calcoliamo $A_v = \frac{V_o}{V_i}$ ← misurato, ↖ NOTO
- R_o, $V = R \cdot i \Rightarrow R_o = \frac{V_o}{i_o}$ $\rightsquigarrow$ SPEGNAMO i generatori in ingresso, Applichiamo un gen di tensione in uscita e misuriamo $i_o \to R_o = \frac{V_o}{i_o}$

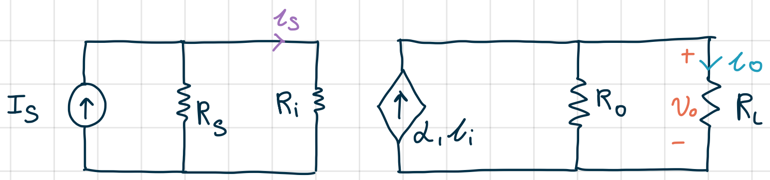
gen spenti → CC



- R_i, $R_i = \frac{V_i}{i_i}$ Applico un gen di tensione in ingresso e misuro la corrente in ingresso $\to R_i = \frac{V_i}{i_i}$ ← NOTA, ↖ Misurato

Amplificatore reale di Corrente

E' equivalente a quello di tensione ma è modellato con gen. di corrente:



$$\begin{cases} i_o = \alpha_i \cdot i_i \cdot \dfrac{R_o}{R_o + R_L} \\ i_i = I_S \cdot \dfrac{R_S}{R_S + R_i} \end{cases}$$

← Partitore di corrente

$$\Rightarrow A_i = \frac{i_o}{i_S} = \frac{i_o}{i_S} \cdot \frac{i_i}{i_i} = \frac{i_o}{i_i} \cdot \frac{i_i}{i_S} = \frac{1}{\cancel{i_i}} \cdot \alpha_i \cancel{i_i} \cdot \frac{R_o}{R_o + R_L} \cdot \frac{1}{\cancel{i_S}} \cdot \cancel{i_S} \cdot \frac{R_S}{R_S + R_i}$$

$$\rightsquigarrow A_i = \alpha_i \cdot \frac{R_o}{R_o + R_L} \cdot \frac{R_S}{R_S + R_i} \leq \alpha_i \;!$$

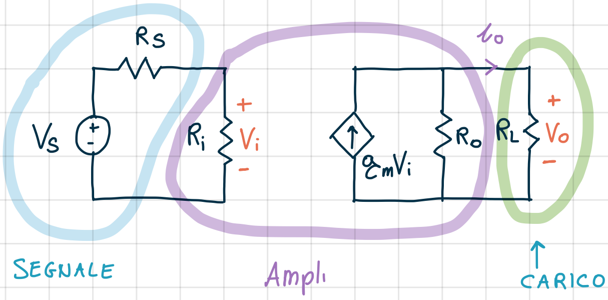
Attenuazione USCITA

Attenuazione ingresso

Amplificatore di TRANSCONDUTTANZA

CORRENTE-TENSIONE

È un generatore di corrente controllato in tensione



- $V_o = i_o \cdot R_L = R_L \cdot g_m V_i \cdot \frac{R_o}{R_o + R_L}$ Partitore di corrente

conduttanza $\triangleq g = \frac{1}{R} \Rightarrow g \cdot V \triangleq i$

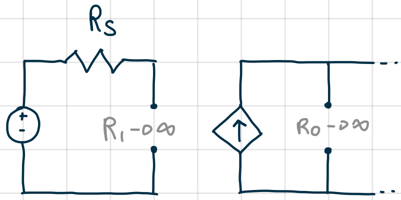
- $V_i = V_s \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s}$

$\Rightarrow$ la GRANDEZZA DI CONTROLLO È V_i $\rightarrow$ moltiplico per $\frac{V_i}{V_i}$:

$$G_m = \frac{i_o}{V_s} = \frac{i_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_s} = \frac{1}{\cancel{V_i}} \cdot g_m \cancel{V_i} \cdot \frac{R_o}{R_o + R_L} \cdot \frac{1}{\cancel{V_s}} \cdot \cancel{V_s} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s} = \underbrace{g_m}_{\text{gain}} \cdot \underbrace{\frac{R_o}{R_o + R_L}}_{\text{Attenuazione Uscita}} \cdot \underbrace{\frac{R_i}{R_i + R_s}}_{\text{Attenuaz. ingresso}}$$

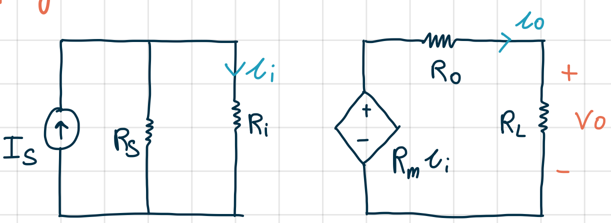
Nel caso ideale

$$\begin{cases} R_o \rightarrow \infty \Rightarrow \frac{R_o}{R_o + R_L} \rightarrow 1 \\ R_i \rightarrow \infty \Rightarrow \frac{R_i}{R_i + R_s} \rightarrow 1 \end{cases}$$



Amplificatore di TRANSRESISTENZA

TENSIONE - CORRENTE

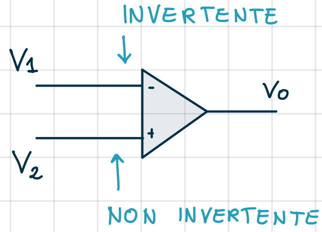


$R_m = \frac{V_o}{i_s}$, controllo i_i

$V_o = R_m i_i \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o}$, $i_i = I_s \cdot \frac{R_s}{R_s + R_i}$

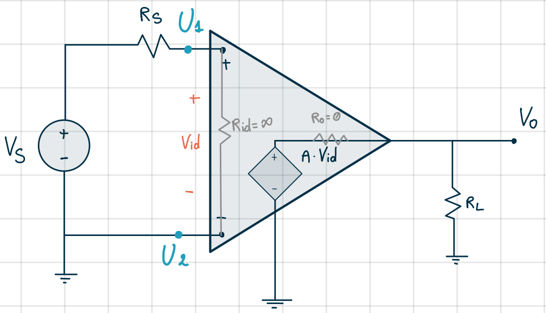
$$\Rightarrow R_m = \frac{V_o}{i_s} \cdot \frac{i_i}{i_i} = \frac{1}{\cancel{i_i}} \cdot R_m \cancel{i_i} \frac{R_L}{R_L + R_o} \cdot \frac{1}{\cancel{i_s}} \cdot \cancel{i_s} \cdot \frac{R_s}{R_s + R_i} \rightarrow R_m = R_m \underbrace{\frac{R_L}{R_L + R_o}}_{\text{OUT}} \cdot \underbrace{\frac{R_s}{R_s + R_i}}_{\text{IN}}$$

Amplificatori operazionali

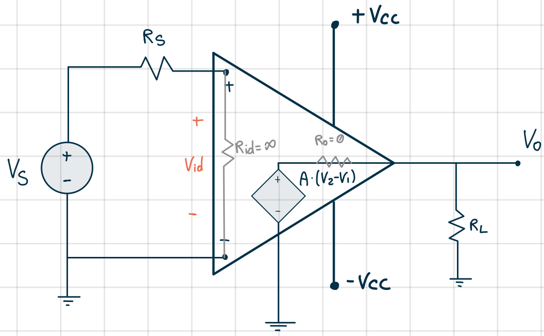


$\rightsquigarrow$ $\boxed{V_0 = A\,(V_2 - V_1)}$ Relazione Caratteristica

Circuito equivalente "ideale"



Circuito equivalente Reale → Alimentato



Caratteristiche degli opamp

- $V_{id} = U_2 - U_1 \Rightarrow V_0 = A \cdot (U_2 - U_1) = A \cdot V_{id}$
- Guadagno $A = \infty$
- Banda $B = \infty$

$\Rightarrow$ Abbiamo un gain costante per qualsiasi frequenza.

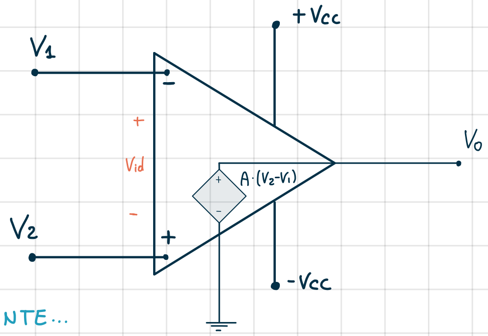
IL PROBLEMA...

CASO I

INPUT: $V_1 < V_2 \Rightarrow V_0 = \overset{+\infty}{A} \cdot \overset{>0}{(V_2 - V_1)} \rightarrow +\infty$

CASO II

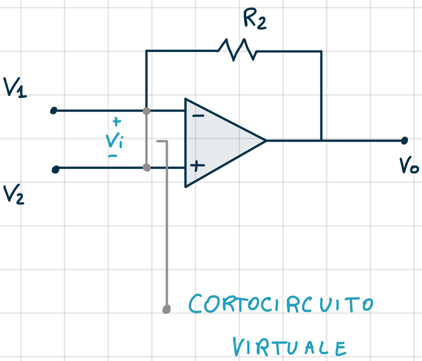
INPUT: $V_1 > V_2 \Rightarrow V_0 = \overset{+\infty}{A} \cdot \overset{<0}{(V_2 - V_1)} \rightarrow -\infty$



IDEALMENTE...

→ Nella realtà l'output va in SATURAZIONE a $\pm V_{cc}$.

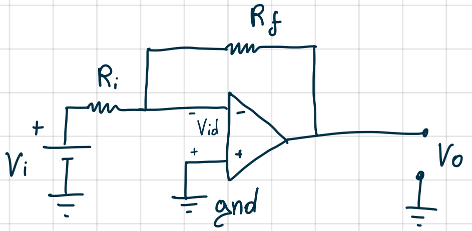
OPAMP con retroazione



- $V_0 = A\,(V_2 - V_1) \Rightarrow V_2 - V_1 = \frac{V_0}{A}$ con $A \to \infty \Rightarrow \boxed{V_i \cong \emptyset}$

Se $V_i \cong 0 \Rightarrow V_1 = V_2 \Rightarrow$ È come se ci fosse un cortocircuito

Esempio ground virtuale



Supponiamo che $V_o = 5V$, so che $A = gain \triangleq 10^6$

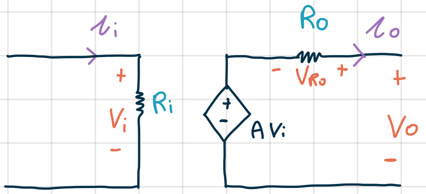
$$\Rightarrow V_o = A(V^+ - V^-) = A\,V_{id} \Rightarrow V_{id} = \frac{V_o}{A} = 5 \times 10^{-6}\,V = 5\mu V$$

Molto piccolo!

$\Rightarrow$ Siccome $V_{id} = (V^+ - V^-) = 5\mu V \approx \varnothing \Rightarrow$ $\boxed{V^+ = V^-}$ Virtual ground

In questo caso $V^+ = V^- = 0V$ perché V^+ è a ground!

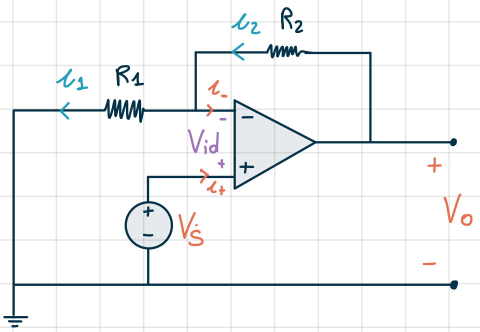
Perché gli opamp hanno $R_{in} = \infty$ e $R_{out} = 0$?



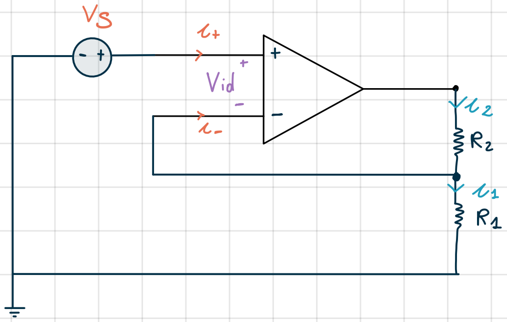
Se $R_i \to \infty \Rightarrow$ $i_i \cong 0$ ci torna molto comodo

se $R_o \cong 0 \Rightarrow$ LKT: $V_o = V_{R_o} \Rightarrow$ la caduta di tensione su R_o è quasi nulla! ci torna comodo

OP AMP - CONFIGURAZIONE NON INVERTENTE

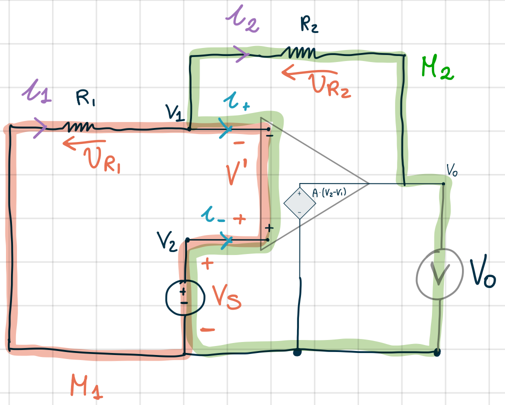


equivalente



⛔DEPRECATED⛔

GAIN



PER DEFINIZIONE $i_+ = i_- \cong \emptyset$ $\Rightarrow$ $\boxed{i_1 \cong i_2}$

Abbiamo due maglie : M_1 e M_2

Sappiamo che $V_1 = V_2 = V_s$ e che $i_- \cong i_+ = \emptyset$

M_1 : $V_{R_1} = V_s - V'$ ma $V' \cong 0 \Rightarrow V_{R_1} = V_s$

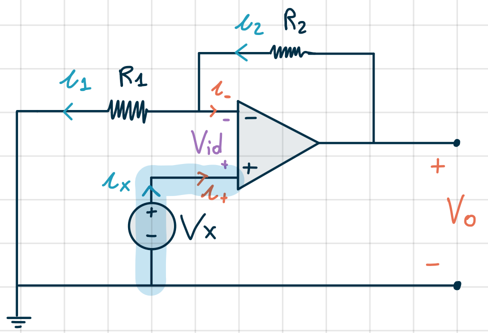
$i_1 \cong i_2 = R_1$ e R_2 in SERIE $\Rightarrow$ $M_1 + M_2$: $V_o = V_{R_1} + V_{R_2}$

$\rightsquigarrow V_o = i_1(R_1 + R_2)$ ma $V_{R_1} = V_s \Rightarrow i_1 = \frac{V_{R_1}}{R_1} = \frac{V_s}{R_1} \Rightarrow V_o = \frac{V_s}{R_1}(R_1 + R_2)$ Tensione in uscita

gain $A \triangleq \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_s}{R_1} \cdot (R_1 + R_2) \cdot \frac{1}{V_s} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ gain

Resistenza in ingresso

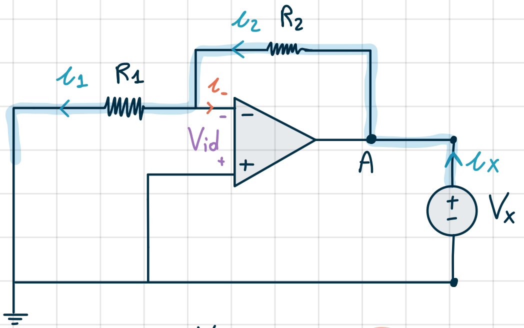
Gen di Tensione in ingresso $\Rightarrow$ $V = R \cdot i \Rightarrow R_i = \frac{V_x}{i_x}$ Dato, misurata



ma $i_x = i_+ = 0 \Rightarrow R_i = \frac{V_x}{i_x} \Rightarrow \infty$ R_i

Resistenza in uscita

Gen di tensione in uscita $\Rightarrow$ $R_o = \frac{V_x}{i_x}$



Se $V_{id} = 0 \Rightarrow V_1 = V_2$ ma $V_1 = \emptyset \Rightarrow V_1 = V_2 = \emptyset$

Siccome $V(i) = R \cdot i = 0 \Rightarrow i = 0$

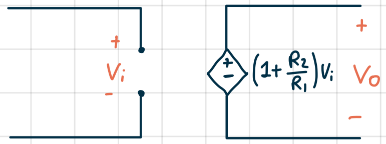
visto che $i_1 = i_2 = \emptyset$ $LKC_A : i_x = i_2 = \emptyset$

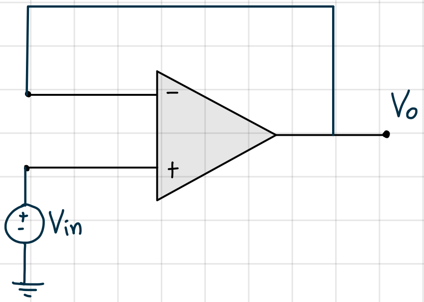
$\Rightarrow R_o = \frac{V_o}{i_x} = \frac{0}{0} = \emptyset$ R_o

CIRCUITO EQUIVALENTE

Con le info raccolte:

$$\begin{cases} R_o = 0 \\ R_i = \infty \\ a = 1 + \frac{R_2}{R_1} \end{cases}$$



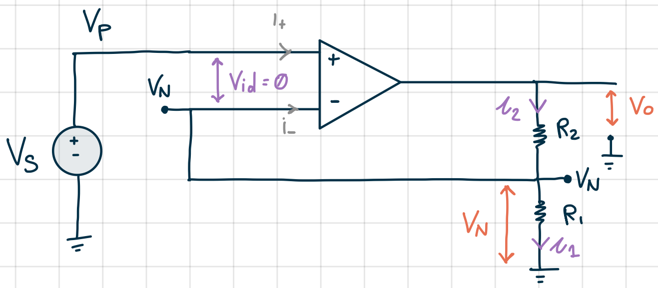


opamp - "BUFFER" $\rightsquigarrow V^- = V^+ \Rightarrow V^- = V_{in} = V_{OUT}$

Questo sarebbe il caso **generale**, infatti nel caso con il guadagno infinito ottenendo il guadagno (relativo alla configurazione) si fa un'approssimazione; lo stesso guadagno si può ottenere da questa forma facendo tendere il guadagno dell'opamp ad infinito.

OPAMP CON gain finito $A < \infty$

(opamp non inv)



$i_+ = i_- = \emptyset \Rightarrow V_P = V_N$

Partitore di Tensione

$$V_N = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o \quad , \quad V_o = A(V_2 - V_1) = A(V_S - V_N) \rightsquigarrow V_o = A\left(V_S - \frac{R_1}{R_1+R_2} V_o\right)$$

$$\rightsquigarrow V_o + A\frac{R_1}{R_1+R_2} V_o = A V_S \rightarrow V_o = \frac{A V_S}{1 + A\frac{R_1}{R_1+R_2}}$$

battezzo $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ FATTORE DI RETROAZIONE

$$\Rightarrow V_o = \frac{A V_S}{1 + A\beta} \quad \text{OUT}$$

Posso trovare il gain: $A_v = \frac{V_o}{V_S} \Rightarrow A_v = \frac{A}{1 + A\beta}$

Considerazioni

Cosa accade se $A \to \infty$?

$$\lim_{A\to\infty} A_v = \lim_{A\to\infty} \frac{A}{1 + A\beta} = \lim_{A\to\infty} \frac{\cancel{A}}{\cancel{A}\left(\underbrace{\tfrac{1}{A}}_{0} + \beta\right)} \to \frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

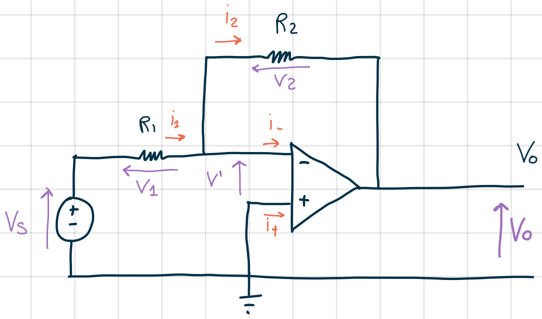
$\Rightarrow$ per $A \to \infty$, $A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ caso precedente!

Morale della favola

opamp NON invertente

$$\begin{cases} R_{in} = \infty \\ R_o = \emptyset \\ A_v = \frac{V_o}{V_S} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \end{cases}$$

OP AMP - CONFIGURAZIONE INVERTENTE



$$V_o = -V_2 + V' \underset{V'=0}{\Rightarrow} V_o = -V_2$$

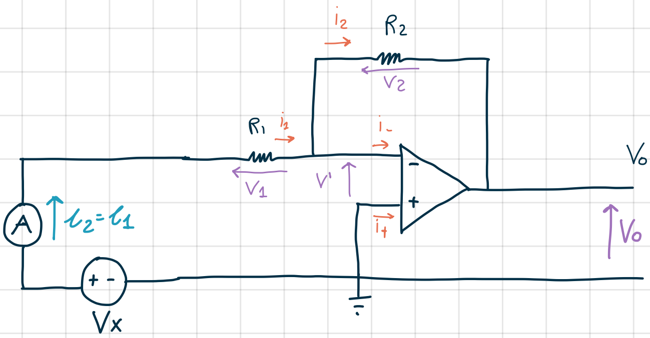
$V_2 = R_2 i_2$ ma $i_2 = i_1$ perche $i^- = i^+ = 0$

$$i_1 = \frac{V_1}{R_1} \rightarrow V_1 = V_S - V' \underset{V'=0}{\Rightarrow} V_1 = V_S$$

$$\Rightarrow i_1 = \frac{V_S}{R_1} \rightsquigarrow V_2 = R_2 \frac{V_S}{R_1}$$

Siccome $A = \frac{V_o}{V_S} \Rightarrow A = -\frac{1}{V_S} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot V_S \Rightarrow A = -\frac{R_2}{R_1}$ gain invertente

Resistenza di ingresso R_i



"R_i e' la resistenza vista da un GIT posto in ingresso"

$$\rightsquigarrow V = R \cdot i \Rightarrow R_i = \frac{V_x}{i_x}$$

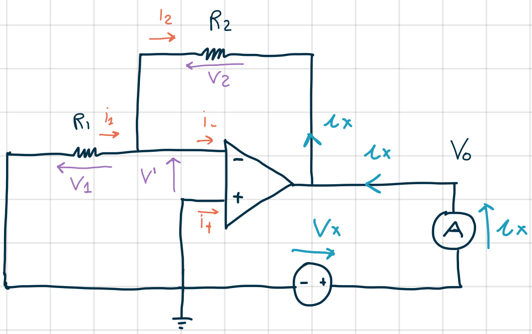
Data (V_x), misurata (i_x)

Siccome $i_x = \frac{V_x}{R_1}$ (perche LKT: $V_x = V_1$)

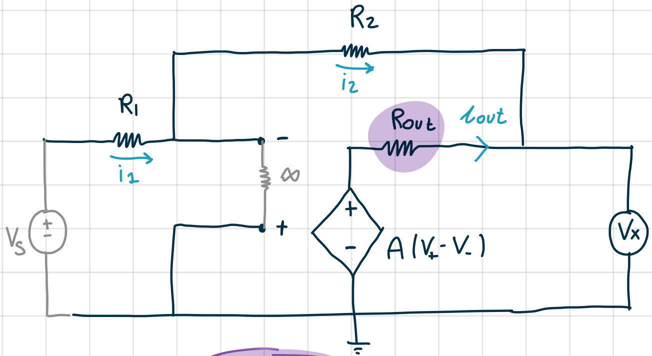
$$\Rightarrow R_i = \frac{V_x}{V_x} \cdot R_1 \Rightarrow R_i = R_1$$

⛔DEPRECATED⛔

Resistenza di uscita R_o



"R_o e' la resistenza vista da un GIT posto in uscita"



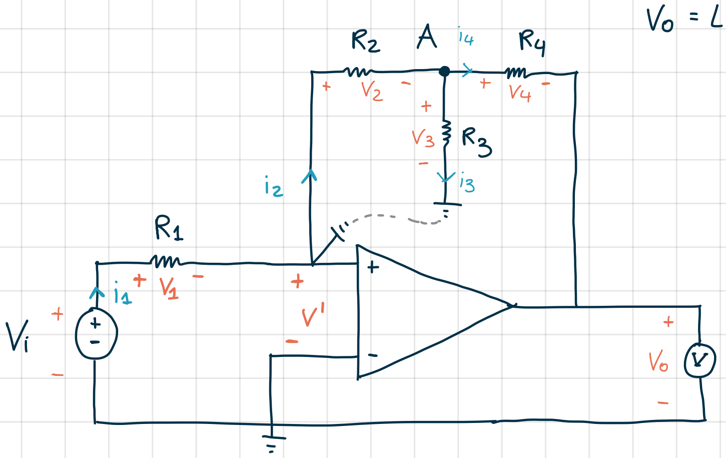
$$V_x = R \cdot i_x \text{ ma } i_x = i_1 = i_2 = 0 \Rightarrow V_x = 0 \ \forall i_x \Rightarrow R = \frac{V_x}{i_x} = \varnothing$$

($i_1 = i_2 = 0$: gen spenti)

Retroazione a stella

Il problema della configurazione invertente è che l'unico modo per controllare il guadagno del circuito è attraverso le resistenze R1 ed R2. Il problema è che (visto che dobbiamo usare una resistenza molto alta in ingresso, in modo tale da avere una corrente sufficientemente bassa in modo da non sovraccaricare il generatore) il gain è dato da A=-R2/R1, quindi R2>>R1 per ottenere un gain significativo; ma se il resistore maggiore **che abbiamo a disposizione** è (ad esempio) 1M, otterremo *al più* un gain di **1** (na schifezz).

Accorre in nostro aiuto la **retroazione a stella**:



① L'obbiettivo è sempre trovare $A = \frac{V_0}{V_i}$

$V_0 = LKT_{M_1}: \quad V_4 + V_2 = i_4 R_4 + i_2 R_2$

$V_0 = -V_4 - V_2 + \cancel{V'} = -(V_4 + V_2)$ $\quad V' = 0$

$V_2 = R_2 \cdot i_2$ ma $i_2 = i_1 = \frac{V_1}{R_1}$ (1)

ma LKT: $V_1 = V_i - V' \Rightarrow V_1 = V_i \leadsto i_2 = \frac{V_i}{R_1}$

$\Rightarrow V_2 = \frac{R_2}{R_i} V_i$ $\quad V_2$

$V_4 = R_4 \cdot i_4$ ma $LKC_A: -i_2 + i_4 + i_3 = 0$

$\leadsto i_4 = i_2 - i_3$

$V_3 = -V_2 \Rightarrow V_3 = -R_2 \cdot \frac{V_i}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_i \Rightarrow$

$V_3 = R_3 \cdot i_3 = -\frac{R_2}{R_1} V_i \Rightarrow i_3 = -\frac{R_2}{R_1 R_3} V_i$ (2)

$\Rightarrow i_4 = i_2 - i_3 = \frac{V_i}{R_1} + \frac{R_2}{R_1 R_3} V_i$ (3)

$\Rightarrow V_4 = R_4 \cdot i_4 = \frac{R_4}{R_i} V_i + \frac{R_2 R_4}{R_i R_3} V_i$ $\quad V_4$

V_0

$\Rightarrow V_0 = -V_4 - V_2 = -V_i \left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} \right) = \boxed{-\frac{R_2}{R_1} V_i \left(1 + \frac{R_4}{R_2} + \frac{R_4}{R_3} \right)}$

Considerazioni

Immaginiamo di avere come resistore max $R = 1M\Omega$

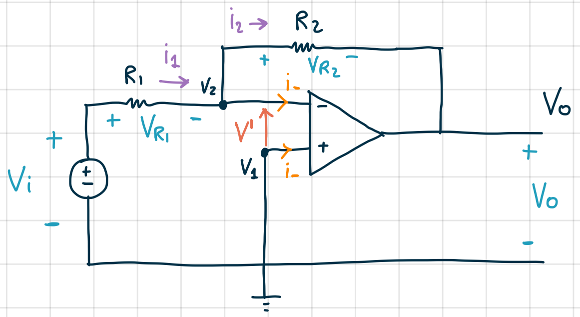
$1M\Omega >> 1m\Omega \leadsto R_3 << R_4$

$A = \frac{V_0}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}\left(1 + \frac{R_4}{R_2} + \frac{R_4}{R_3}\right) = -\cancelto{1}{\frac{1M}{1M}} \cdot \left(1 + \cancelto{1}{\frac{1M}{1M}} + \frac{1M}{1m}\right) \Rightarrow A = 1 \times 10^9$

BINGO!

Configurazione invertente con gain FINITO

obbiettivo: $V_o = ? \Rightarrow A = \frac{V_o}{V_i} = ?$



Se $A \neq \infty \rightarrow A < \infty \Rightarrow V_o = A(V_1 - V_2)$ ma $V_1 = 0$

$V_o = -V_2 + V'$ ma $V_o = A(V_1 - V_2) = -AV'$

$\rightsquigarrow V_o = -V_2 - \frac{V_o}{A}$ $\quad \hookrightarrow V' = -\frac{V_o}{A}$

$V_2 = R_2 i_2$ ma $R_{in} \rightarrow \infty \Rightarrow i_+ = i_- = 0 \Rightarrow i_1 = i_2 \Rightarrow V_2 = R_2 \cdot i_1$

ma $i_1 = \frac{V_{R_1}}{R_1}$ ma LKT: $V_{R_1} = V_i - V' \Rightarrow i_1 = \frac{V_i - V'}{R_1}$ ma $V' = -\frac{V_o}{A} \Rightarrow i_1 = \frac{V_i + \frac{V_o}{A}}{R_1}$

$\Rightarrow V_2 = \frac{R_2}{R_1}\left(V_i + \frac{V_o}{A}\right)$

$\rightsquigarrow V_o = -V_2 + V' = -\frac{R_2}{R_1}\left(V_i + \frac{V_o}{A}\right) - \frac{V_o}{A} = -\frac{R_2}{R_1} V_i - \frac{R_2}{R_1 A} V_o - \frac{V_o}{A}$

$\rightarrow V_o \left(1 + \frac{R_2}{R_1 A} + \frac{1}{A}\right) = -\frac{R_2}{R_1} V_i \Rightarrow V_o = -\frac{\frac{R_2}{R_1} V_i}{1 + \frac{R_2}{R_1 A} + \frac{1}{A}}$

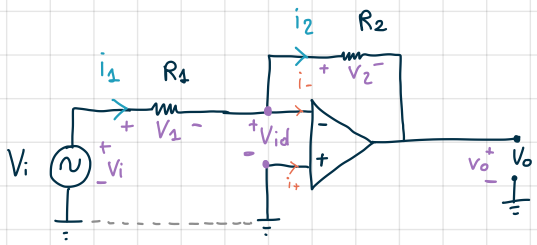
$$A = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_1 A} + \frac{1}{A}}$$

Considerazioni

Per $A \rightarrow \infty$ otteniamo: $\lim_{A \rightarrow \infty} \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \underbrace{\frac{R_2}{R_1 A}}_{0} + \underbrace{\frac{1}{A}}_{0}} \rightarrow -\frac{R_2}{R_1}$ Proprio il gain della conf inv.

Configurazioni invertente - *non* invertente

INVERTENTE



opamp: $\begin{cases} R_i = \infty \\ R_o = 0 \end{cases} \Rightarrow i_+ \cong i_- \cong 0$

$\Rightarrow$ LKC: $i_1 = i_2 + i_- \Rightarrow i_1 = i_2$

ma $i_1 = \dfrac{V_1}{R_1}$ ma LKT_{M_1}: $V_i = V_1 + V_{id}$?

quanto vale V_{id} ?

Sappiamo che il gain è: $A_{OL} = 10^6$ (ingegneristicamente ∞) $\rightsquigarrow A_{OL} \to \infty$

$\Rightarrow V_o = A_{OL} \cdot V_{id}$

A questo punto supponiamo che l'amplificatore non vada mai in **saturazione**, quindi operiamo in una *regione lineare.*

Virtual Ground

Supponiamo che $V_o = K\,V$ $\Rightarrow$ $K = 10^6 \cdot V_{id} \Rightarrow V_{id} = \dfrac{K\,V}{10^6} = \dfrac{K\,V}{\infty} \cong 0V$

se $V_{id} = 0V \rightsquigarrow V_+ - V_- = 0V \Rightarrow \boxed{V_+ = V_-}$ ground Virtuale

$\Rightarrow V_{id} \cong 0 \Rightarrow V_i = V_1 \Rightarrow i_1 = \dfrac{V_i}{R_1}$ i_1

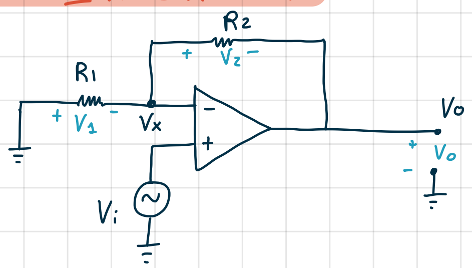
Quanto Vale i_2 ?

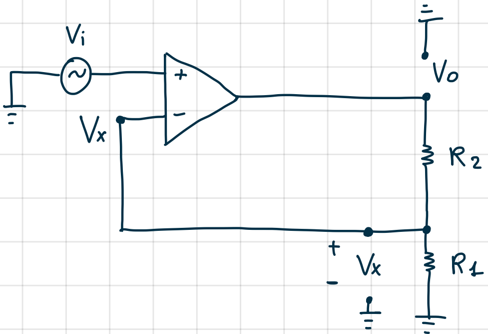
$i_2 = \dfrac{V_2}{R_2}$ ma LKT_{M_2}: $V_2 = V_{id} - V_o \Rightarrow V_2 = -V_o \Rightarrow i_2 = -\dfrac{V_o}{R_2}$

Metto tutto insieme

$i_1 = i_2 \Rightarrow \dfrac{V_i}{R_1} = -\dfrac{V_o}{R_2} \Rightarrow \boxed{V_o = -\dfrac{R_2}{R_1} V_i}$

NON INVERTENTE





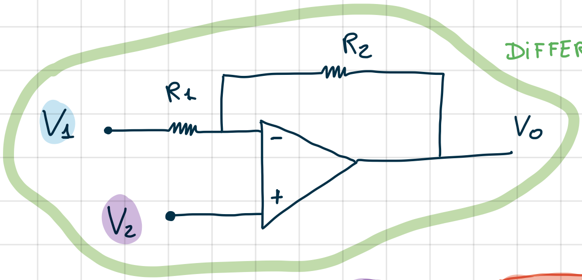
$V_x = V_o \cdot \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}$ $\rightsquigarrow$ Per il ground Virtuale $V_+ = V_- \Rightarrow V_i = V_x \Rightarrow V_i = \dfrac{R_1}{R_1+R_2} V_o$

$\Rightarrow V_o = \dfrac{R_1 + R_2}{R_1} V_i \Rightarrow \boxed{V_o = \left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right) V_i}$

AMPLIFICATORI DIFFERENZIALI

Il problema con gli amplificatori operazionali in configurazione invertente o non invertente è che il *guadagno* viene moltiplicato per entrambi i potenziali presenti in input. Questo si traduce anche nel fatto che se abbiamo lo stesso potenziale in input, in output avremo zero.

Questo non è più vero per gli amplificatori **differenziali**; infatti avremo un **gain diverso** a seconda dell'input, di conseguenza se V1=V2, Vo=!0. Otteniamo questo risultato applicando in input due potenziali (potenzialmente) diversi:



DIFFERENZIALE

V_1 ON : $V_0' = -\frac{R_2}{R_1} V_1$

V_2 ON : $V_0'' = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_2$

$$\Rightarrow V_0 = V_0' + V_0'' = -\frac{R_2}{R_1} V_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_2$$

gain diversi

IL PROBLEMA

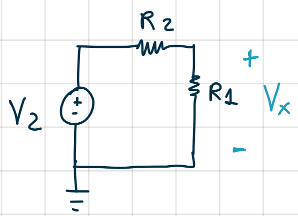
Con questa configurazione, perfetta per funzionare come amplificatore differenziale, non potrà mai essere impostata per funzionare come amplificatore operazionale "classico", perché in nessun modo riusciremo ad uguagliare i due gain.

Infatti: $-\frac{R_2}{R_1} \neq 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad \forall R_1, R_2$

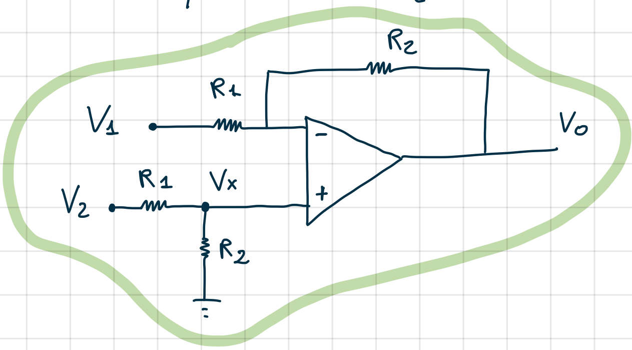
Risolviamo: $1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \Rightarrow V_1 \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_2$

Dobbiamo "Aggiungere" questo pezzo A V_2

NOTIAMO CHE $V_x = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_2$ è il partitore di qualcosa del genere:



$\rightsquigarrow$



Esaminiamo V_0

$$\underset{V_1 \text{ ON}}{V_0'} = -\frac{R_2}{R_1} V_1$$

$$\underset{V_2 \text{ ON}}{V_0''} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_1} V_2 = \frac{\cancel{R_1 + R_2}}{R_1} \cdot \frac{R_2}{\cancel{R_1 + R_2}} \cdot V_2 = \frac{R_2}{R_1} V_2$$

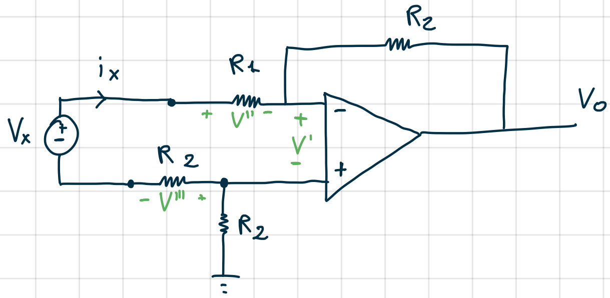
$$\Rightarrow V_0 = V_0' + V_0'' = -\frac{R_2}{R_1} V_1 + \frac{R_2}{R_1} V_2 = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

opamp

gain

Considerazioni

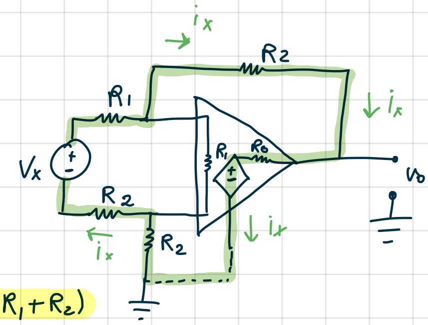
Questa configurazione "fa un po' acqua" perché la resistenza vista da un generatore posto in ingresso "legge" R1. Questo è un problema perché R1 compare al denominatore del gain, quindi **per avere un gain alto R1 deve essere piccola**. Se R1 è piccola non riusciamo ad avvicinarci all'amplificatore "ideale", e non riusciamo a garantire una caduta di tensione nulla in ingresso; **questo per una serie di ragioni.**



LKT_{M_1}: $V_x = V'' + V' + V'''$ ma: $V' = 0$

$= V'' + V'''$

Ricordiamo che un opamp è:



$\Rightarrow$ i_x è comune a R_1 e R_2 $\Rightarrow$ $V' = R_1 i_x$, $V'' = R_2 i_x$ $\Rightarrow$ $V'' + V' = V_x = i_x (R_1 + R_2)$

Se $R_1 = R_2 \Rightarrow V_x = i_x (2R) \Rightarrow$ R vista da V_x: $V = R \cdot i \Rightarrow R = \frac{V}{i} \Rightarrow R_{in} = 2R$

e se, per via del gain $V_o = -\frac{R_2}{R_1} V'$ R_1 deve essere piccola $\Rightarrow$ $i_x = \frac{V}{2R}$ diventa enorme

$\Downarrow$

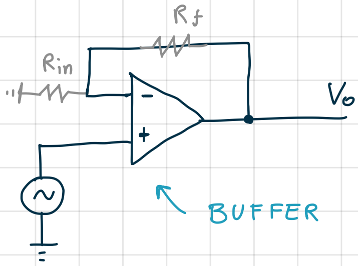
DANNOSO per V_x

Se Rin è piccola Ix è grande e rischiamo di caricare troppo il generatore

* Playlist yt Elettronica

Come risolvere ?

Circuito op-amp BUFFER

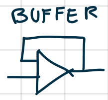


$\begin{cases} R_{in} = \infty \\ R_f = 0 \end{cases}$

Creiamoci una configurazione per un opamp in modo che esso abbia:
- Resistenza in ingresso infinita
- Resistenza di feedback zero

Questo circuito ha la particolarità di **riprodurre il segnale in ingresso** esattamente come viene fornito. Inoltre ha una **elevata impedenza in ingresso**. Queste caratteristiche rendono il circuito *buffer* perfetto per isolare due circuiti in cui la corrente del primo **non** deve fluire nel secondo, mentre la tensione si.

Proprietà del buffer: Segnale NON ideale $\rightarrow$

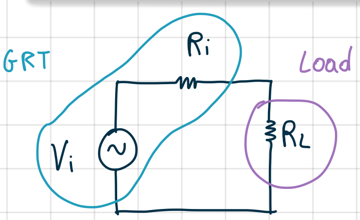


$\rightarrow$ Segnale ideale

Esempio Applicazione

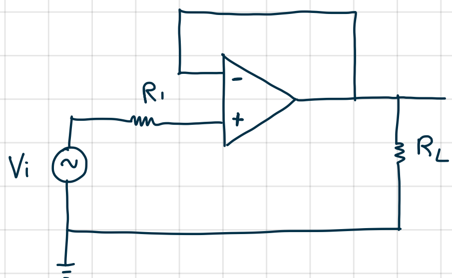
Immaginiamo di avere un **generatore reale** di tensione e di voler trasferire tutta la sua differenza di potenziale su di un resistore. Non possiamo farlo! Questo perché ci sarà sicuramente una **caduta di tensione** sul resistore interno al generatore, visto che circola della corrente.

Possiamo però *annullare* questa corrente andando ad usare un **voltage follower**, che avendo resistenza interna infinita, permette di azzerare (quasi) la corrente che lo attraversa.



$V_L = \frac{R_L}{R_L + R_i} \cdot V_i$, per $R_i > 0 \rightarrow$ Abbiamo perdita di Tensione.

Soluzione

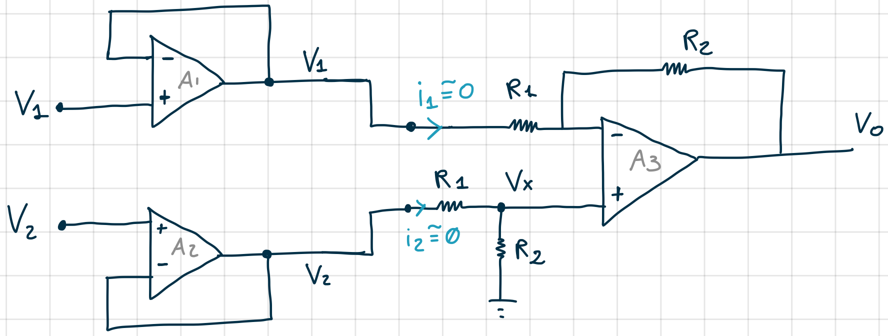


$\Rightarrow V_R = R_i \cdot i \cong 0$

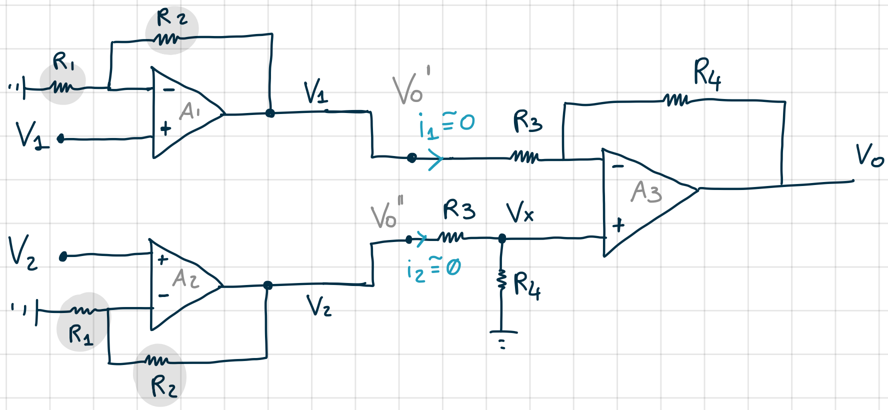
$i \simeq 0$

$\Rightarrow \boxed{V_L = V_i}$

OPAMP DIFFERENZIALE V2: R_1 può essere bassa



OPAMP DIFFERENZIALE V3: R_1 può essere bassa e sfrutto il gain di A_1 e A_2



A_1: $V_o' = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_1$

A_2: $V_o'' = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_2$

$\Rightarrow$ Siccome $V_o = \frac{R_2}{R_1}\left(V_o'' - V_o'\right) = \frac{R_3}{R_4} \cdot \underbrace{\boxed{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}}_{\text{gain Aggiuntivo}} \left(V_2 - V_1\right)$

Problema della configurazione V3

- il primo problema è che per cambiare il gain, dobbiamo modificare almeno due resistenze
- Con questa configurazione sfruttiamo si il gain di A1 e A2, ma rischiamo di mandare in saturazione il segnale in A3 (rischiamo di aumentare troppo il segnale in ingresso ad A3 e quindi saturare il supply di A3, nel caso reale).
- Infine, sempre nel caso reale, se le *resistenze di retroazione* del primo stadio sono anche solo *leggermente* diverse, i segnali V1 e V2 saranno diversi, anche se i segnali iniziali erano tra loro uguali. Questo è un problema perché (se vogliamo usare l'opamp come opamp invertente, e non come differenziale) A3 vedrà la differenza tra i due segnali.

I FILTRI

Abbiamo parlato di frequenza, quindi questo tipo di circuito è tutto basato sull'analisi in frequenza; di conseguenza dobbiamo usare il **metodo dei fasori**.

$$V_i(t) = E_m \cos(\omega t + \alpha) = \bar{V}_i = E_m \cdot e^{j\alpha} \Big|_{\alpha = 0} = E_m$$

$$i(t) = I_o \cos(\omega t + \beta) = \bar{I}_o \cdot e^{j\beta}$$

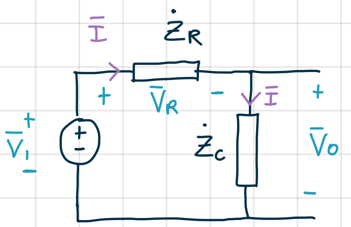
$$v(t) = V_o \cos(\omega t + \beta) = \bar{V}_o \, e^{j\beta}$$

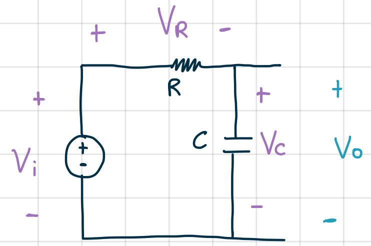
$$R \rightsquigarrow \dot{Z}_R = R$$
$$L \rightsquigarrow \dot{Z}_L = j\omega L$$
$$C \rightsquigarrow \dot{Z}_C = -\frac{1}{\omega C} j$$

Recap metodo dei fasori

$$\begin{cases} v = R \cdot i_o \rightsquigarrow \bar{V} = R \cdot \bar{I}_o \\ v = L \, i_o \rightsquigarrow \bar{V} = j\omega L \cdot \bar{I}_o \\ i = C \, V_o \rightsquigarrow \bar{I} = j\omega C \, \bar{V}_o \Rightarrow \bar{V}_o = \frac{1}{j\omega C} \bar{I}_o \end{cases}$$

FILTRO RC





$$\bar{I} = \frac{\bar{V}_i}{Z_{eq}} \qquad Z_{eq} = \dot{Z}_R + \dot{Z}_C = R - \frac{j}{\omega C} = \frac{R\omega C - j}{\omega C} \Rightarrow \bar{I} = \frac{\omega \cdot C}{R\omega C - j} V_i$$

* Si poteva anche procedere con la Trasformata di Laplace

$$\Rightarrow V_o = \bar{I} \cdot \dot{Z}_C = -\frac{\cancel{\omega C}}{R\omega C - j} \cdot \frac{1}{\cancel{\omega C}} j \cdot \bar{V}_i = -\frac{j}{R\omega C - j} \cdot V_i = \frac{1}{R\omega C j + 1} V_i$$

$$\Rightarrow G(j\omega) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{RC\omega j + 1} \Rightarrow G(s) = \frac{1}{RCs + 1} \quad \text{Fdt}$$

la Fdt ha 1 polo e nessuno zero

$$P: \; RCs + 1 = 0 \rightsquigarrow s = -\frac{1}{RC} \Rightarrow \omega_1 = \frac{1}{RC} \quad \text{Punto di rottura}$$

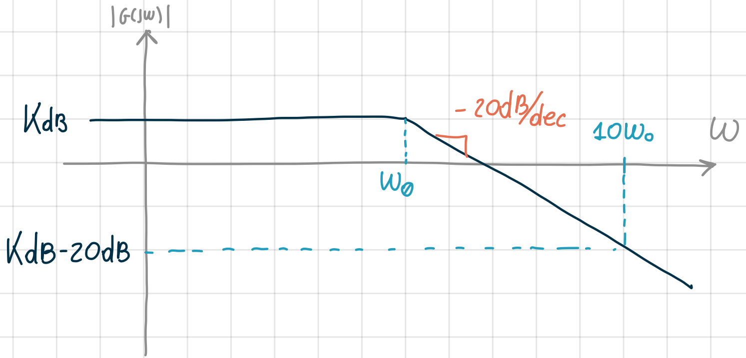
$$G(j\omega) = \frac{1}{RC\omega j + 1} \rightarrow |G(j\omega)| = \frac{|1|}{|RC\omega j + 1|} = |RC\omega j + 1|^{-1}$$

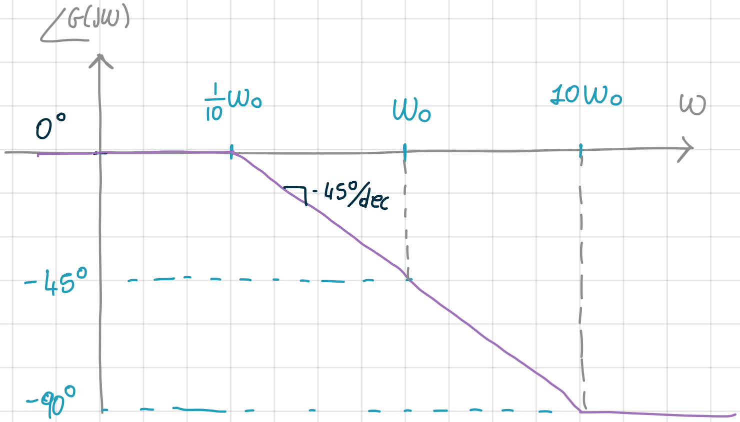
$$\Rightarrow \text{in Decibel} \rightarrow 20 \log_{10}\left(|RC\omega j + 1|^{-1}\right) = -20 \log_{10}(RC\omega j + 1)$$

Modulo
- Per $RC\omega \gg 1 \rightarrow 1$ è trascurabile $\rightarrow \underline{|G(j\omega)|_{dB} = -20 \log_{10}(RC\omega)}$ Lineare in log
- Per $RC\omega \ll 1 \rightarrow RC\omega$ è trascurabile $\rightarrow |G(j\omega)|_{dB} = -20 \log_{10}(1) = 0$ cost oppure $K|_{dB}$

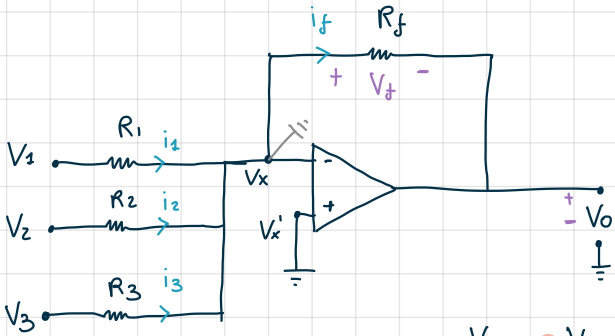
Fase
- Per $RC\omega \gg \rightarrow \angle G(j\omega) = -\tan^{-1}(\omega \to \infty) \rightsquigarrow \angle G(j\omega) = -\tan^{-1}(RC\omega) \Big|_{\omega \gg} = -\frac{\pi}{2} = \underline{-90°}$
- Per $RC\omega \ll \rightarrow \angle G(j\omega) = -\tan^{-1}(0) = \underline{0°}$

Diagrammi di Bode di un filtro RC





Sommatore invertente



✱ Per via della prop dell'op Amp $V_x = V_x' = 0$

$\Rightarrow \quad i_f = i_1 + i_2 + i_3$

ma $\quad i_1 = \frac{V_1}{R_1}\,, \quad i_2 = \frac{V_2}{R_2}\,; \quad i_3 = \frac{V_3}{R_3}\,;$

$$V_f = -V_o \Rightarrow i_f = \frac{V_f}{R_f} = -\frac{V_o}{R_f} \Rightarrow -\frac{V_o}{R_f} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}$$

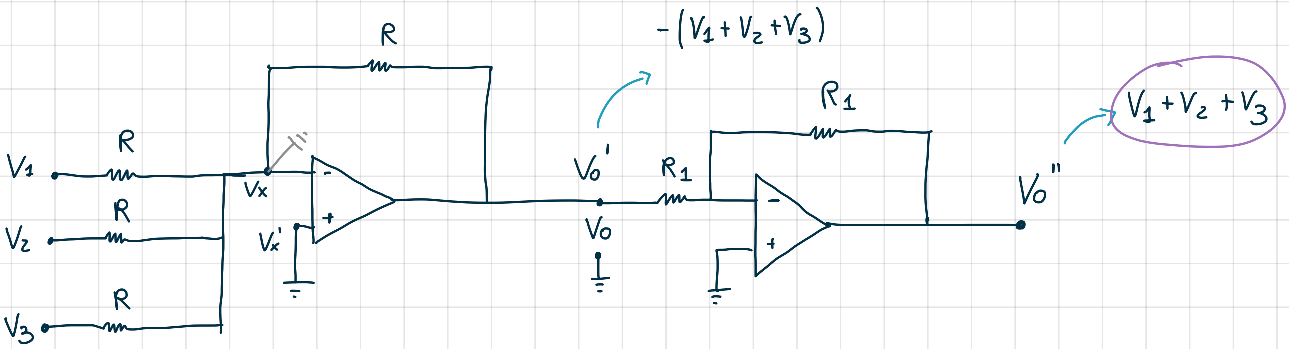
$$\Rightarrow \boxed{V_o = -R_f\left[\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}\right]}$$

Riflessioni:

Se $R_1 = R_2 = R_3 = R \Rightarrow V_o = -\frac{R_f}{R}\left[V_1 + V_2 + V_3\right]$

Se $R_f = R_o \Rightarrow V_o = -\left[V_1 + V_2 + V_3\right]$ ← gain unitario

SOLUZIONE AL SEGNO MENO



Circuito "MEDIA"

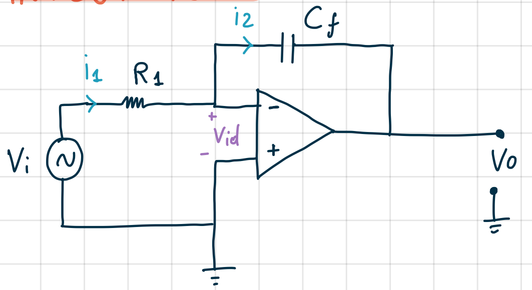
Possiamo calcolare la media degli ingressi facendo in modo che Rf/R ci dia come risultato **1/n** dove *n* è il numero di ingressi:

Uso un opamp inv con $g=1$

$$R_1 = R_2 = R_3 = R \neq R_f \Rightarrow V_o = +\frac{R_f}{R}\left[V_1 + V_2 + V_3\right]$$

pongo $\frac{R_f}{R_1} = \frac{1}{n} \Rightarrow V_o = \frac{V_1 + V_2 + V_3}{n} \underset{n=3}{=} \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3}$ media $\rightsquigarrow \frac{R_f}{R} = \frac{1}{3}$ Es $\rightsquigarrow \begin{cases} R_f = 1K \\ R = 3K \end{cases}$

INTEGRATORE



Metodo delle impedenze

INVERTENTE $\Rightarrow V_0 = -\frac{Z_2}{Z_1} V_i$ con IMPEDENZA $Z = \frac{V}{I}$

$\rightsquigarrow V = R \cdot I \Rightarrow \frac{V}{I} = R = Z_R$

$\rightsquigarrow I = C\dot{V} \Rightarrow Z_C = \frac{V}{C} = \frac{V_C}{C\dot{V}_C} = \frac{\cancel{V_C}}{CS\cancel{V_C}} \Rightarrow Z_C = \frac{1}{CS}$

oppure $i_c = C\dot{v}_c \rightleftarrows I_c = CS\bar{V}_c \rightarrow \frac{V_c}{I_c} = \frac{1}{CS}$

$$\Rightarrow V_0 = -\frac{Z_2}{Z_1} V_i = \frac{Z_C}{Z_R} V_i = \frac{\frac{1}{CS}}{R} V_i = \frac{1}{SRC} V_i \Rightarrow \frac{V_0}{V_i} = G(S) = \frac{1}{SRC}$$

INTEGRATORE
Fdt

USCITA

Per le proprietà degli opamps $i_1 = i_2$

ma $i_1 = \frac{V_1}{R_1}$ ma LKT: $V_i = V_1 + \underbrace{\cancel{V_{id}}}_{0} \rightarrow V_i = V_1 \Rightarrow i_1 = \frac{V_i}{R_1}$ (1)

$i_2 = C\frac{dV_c}{dt}$ ma LKT: $V_c = \cancel{V_{id}} - V_0 \Rightarrow V_c = -V_0 \Rightarrow i_2 = -C\frac{d}{dt}V_0$ (2)

$\rightsquigarrow \frac{V_i}{R_1} = -C\frac{d}{dt}V_0 \rightsquigarrow \frac{d}{dt}V_0 = -\frac{1}{RC}V_i \rightsquigarrow$ $\boxed{V_0 = -\frac{1}{RC}\int V_i(t)\,dt}$ ← integra un segnale

↑ integro

Diagrammi di Bode

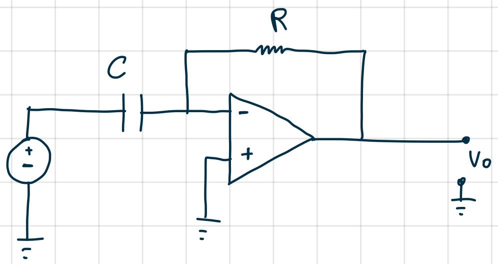
$G(S) = \frac{1}{SRC}$ → 1 POLO: $SRC = 0$ per $S = \emptyset$ POLO IN ORIGINE

→ Scrivo in forma di Bode → $G(S) = \frac{\frac{1}{RC}}{S}$ → $G(j\omega) = \underbrace{\frac{1}{RC}}_{\text{gain}} \cdot \underbrace{\frac{1}{j\omega}}_{\text{integratore}}$

$\Rightarrow |G(j\omega)|_{dB} = 20\log\left(\frac{|1/RC|}{|j\omega|}\right) = 20\log(1/RC) - \underline{20\log(\omega)}$ lineare decrescente $-20\,dB/dec$

$\Rightarrow \angle G(j\omega) = \underbrace{\cancel{\angle RC}}_{\emptyset} - \angle j\omega = -90°$

DERIVATORE



$\dot{Z}_2 = R \quad , \quad \dot{Z}_1 = \frac{1}{SC} \Rightarrow V_o = -\frac{R}{\frac{1}{SC}} V_i \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = G(S) = -RSC$

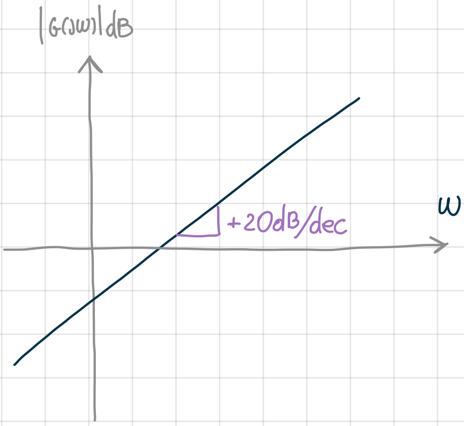
1 POLO in 0 $\Rightarrow$ + 20 db/dec e + 90° phase

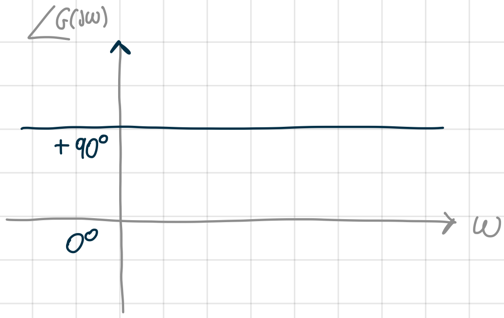
proof: $G(S) = \underbrace{-RC}_{K_b} \cdot \underbrace{S}_{\text{derivatore}} \rightarrow G(j\omega) = -RC \cdot j\omega \rightarrow |G(j\omega)| = 20\log(RC) + \underbrace{20\log(\omega)}_{\text{lineare crescente}}$

* Posso scrivere : $z = a+jb = |a+jb| \cdot e^{j\angle a+jb}$

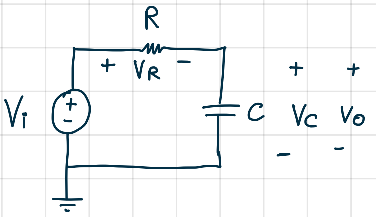
$\Rightarrow z = j\omega RC \rightsquigarrow |j\omega RC| = \omega RC \, , \quad \angle = ? \quad \omega RC \, e^{j\varphi} = j\omega RC$

$\Rightarrow e^{j\varphi} = j \Rightarrow \cos\varphi + j\sin\varphi = j \Rightarrow \varphi = \frac{\pi}{2} = 90°$ QED





LOW PASS Single Time Constant



$i_c = C\dot{V}_c$ ma $V_c = V_i - V_R \rightsquigarrow V_c = V_i - R \cdot i_c = V_i - RC\dot{V}_c$

$\mathcal{L}$: $V_c(s) = V_i(s) - RCs\,V_c(s) \rightsquigarrow V_c(s)\left[1 + RCs\right] = V_i(s)$

$\Rightarrow V_c = V_o(s) = \dfrac{V_i(s)}{1+RCs} \rightsquigarrow G(s) = \dfrac{V_o(s)}{V_i(s)} = \dfrac{1}{1+RCs}$

$\Rightarrow G(j\omega) = \dfrac{1}{1 + RC\omega j}$ Funzione di trasferimento $\begin{cases} 0 \text{ zeri} \\ 1 \text{ polo} \rightsquigarrow \bar{s} = -\dfrac{1}{RC} \Rightarrow \omega_1 = \dfrac{1}{RC} \end{cases}$

τ = time cost

Pulsazione di rottura

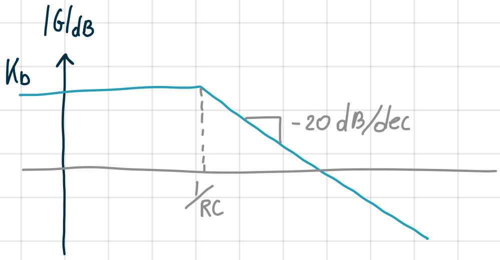
$|G(j\omega)| = \dfrac{|1|}{|1 + RC\omega j|} = \dfrac{1}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}}$

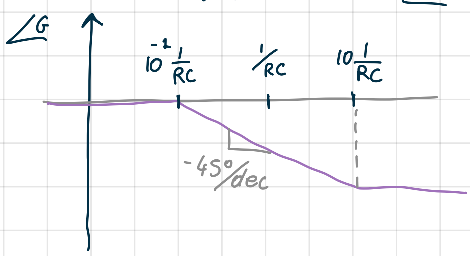
- Per $\omega \gg RC \rightarrow |G(j\omega)| = \frac{1}{\omega}$
- Per $\omega \ll RC \rightarrow |G(j\omega)| = 1$

$\rightarrow$ Modulo in dB $\Rightarrow$ $20\log(1/\omega) = -20\log\omega$ lineare in log -20 dB/dec

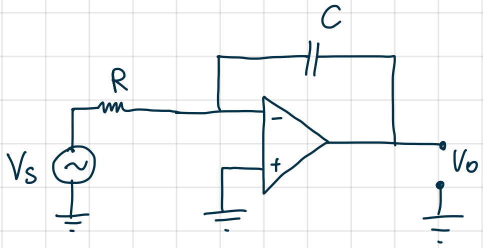
$\angle G(j\omega) = \angle 1 - \angle 1 + RC\omega j = -\tan^{-1}(RC\omega)$

- Per $\omega \gg \rightarrow \angle G = -90°$
- Per $\omega \ll \rightarrow \angle G = 0°$





INTEGRATORE



$$V_o = -\frac{Z_2}{Z_1} V_i \qquad \begin{cases} Z_1 = Z_R = R \\ Z_2 = Z_C : \quad i_C = C\dot{V}_C \rightleftarrows I_C = CSV_C \end{cases}$$

siccome $\dot{Z} = \frac{V}{I} \Rightarrow \dot{Z}_C = \frac{1}{CS}$

$$\Rightarrow V_o = -\frac{\frac{1}{CS}}{R} V_i \Rightarrow V_o = -\frac{1}{RSC} V_i \rightsquigarrow G(S) = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{1}{RSC} \quad (1) \rightarrow G(j\omega) = -\frac{1}{RC\omega j}$$

Con condizione iniziale: $\quad i_C = C\,\dot{V}_C \rightleftarrows I(S) = CS\,V_C(S) - V_C(0)$

ma $\quad Z_C = \frac{V_C}{I_C} = \frac{V_C}{CSV_C(S) - V_C(0)} \Rightarrow V_o = -\frac{V_C}{(CSV_C(S) - V_C(0))R}$ $\quad$ c'è anche l'evoluzione LIBERA

Tornando alla (1)

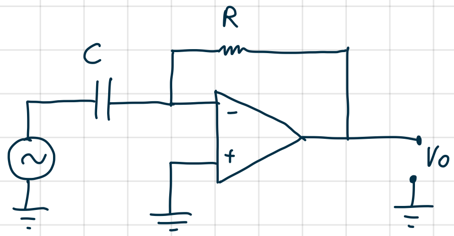
$$\begin{cases} 0 \text{ ZERI} \\ 0 \text{ POLI} \end{cases} \Rightarrow |G(j\omega)| = (+)\frac{|1|}{|RC\omega j|} = +\frac{1}{RC\omega} \rightarrow -20\log(RC\omega)$$

Lineare in ω $\quad -20\,dB/dec$

$$\angle G(j\omega) = -\tan^{-1}(RC\,j\omega) = -90^\circ$$

NUMERO PURAMENTE COMPLESSO

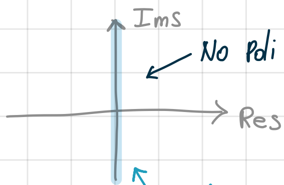
DERIVATORE



$$V_o = -\frac{Z_R}{Z_C} = -\frac{R}{\frac{1}{SC}} V_i = -RSC\,V_i \Rightarrow G(S) = -RSC$$

lin in dB

$$\Rightarrow |G(j\omega)| = RC\omega \rightarrow |G|_{dB} = 20\log(RC\omega)$$



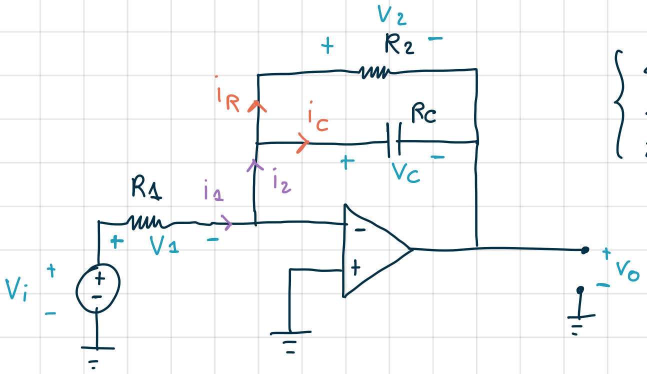
No Poli No zeri

la fase è sull'asse immag. $\rightarrow$ Per convenzione Positivo

$$\angle G = \tan^{-1}(RCj\omega) = +90$$

FILTRO PASSA BASSO R//C

Metodo delle impedenze



$$\begin{cases} Z_{R_1} = R_1 \\ Z_{R_2} = R_2 \\ Z_C = \frac{1}{sC} \end{cases} \Rightarrow V_o = -\frac{Z_f}{Z_1} V_i = -\frac{Z_{R_2} // Z_C}{Z_{R_1}} V_i$$

$$Z_{R_2} // Z_C = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{sC}}{R_2 + \frac{1}{sC}} = \frac{\frac{R_2}{\cancel{sC}}}{\frac{sR_2C + 1}{\cancel{sC}}} = \frac{R_2}{sRC+1}$$

$$\Rightarrow V_o = -\frac{\frac{R_2}{sR_2C+1}}{R_1} = -\frac{R_2}{sR_1R_2C + R_1} V_i \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = G(s) = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{sR_2C + 1}$$

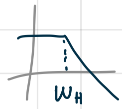
Fdt

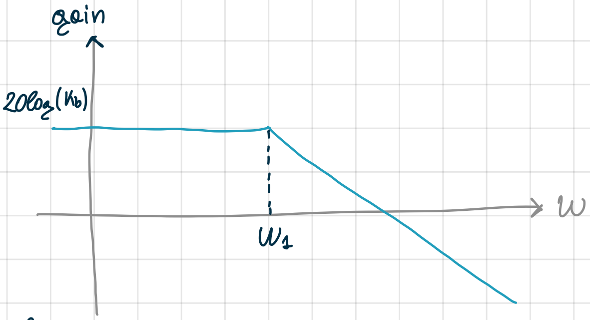
GAIN: $A_0 = -\frac{R_2}{R_1}$ $\qquad W_H = \frac{1}{R_2C}$

Filtro low Pass generico: $G'(s) = \frac{A_0 W_H}{s + W_H}$

$G(s)$ ha 1 Polo: $\bar{s}R_2C + 1 = 0$ per $\bar{s} = -\frac{1}{R_2C} \Rightarrow W_1 = \frac{1}{R_2C}$

A questa frequenza il diagramma dei moduli cambia



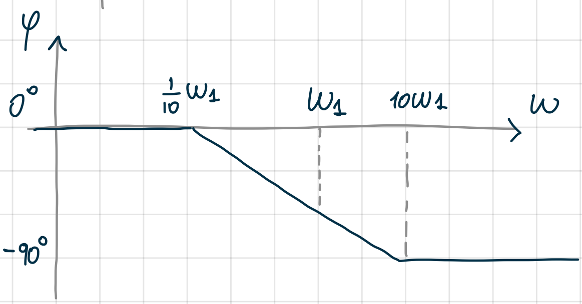


Forma di Bode

$$G(s) = K_b \cdot \frac{\prod (1 + sT)}{\prod \left(1 + \frac{s}{W_n}\right)}$$

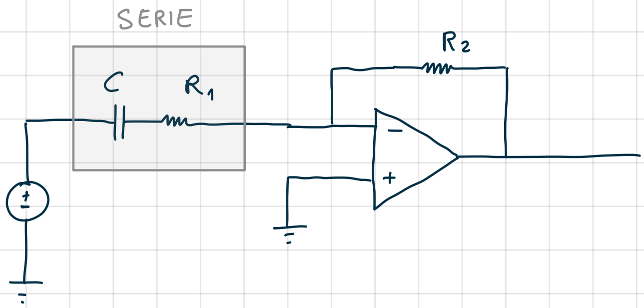
$\rightarrow$ la nostra $G(s)$ è già ok

$\Rightarrow W << \rightarrow |G(jW)| = K_b$



Nota Bene
Bisogna notare che seppur il guadagno statico dell’ amplificatore sia *minore di zero*, il guadagno riportato sul diagramma di bode dei moduli sarà comunque positivo, visto che in DeciBel il valore è calcolato proprio *in modulo*, ovvero preso positivamente.

FILTRO PASSA ALTO RC



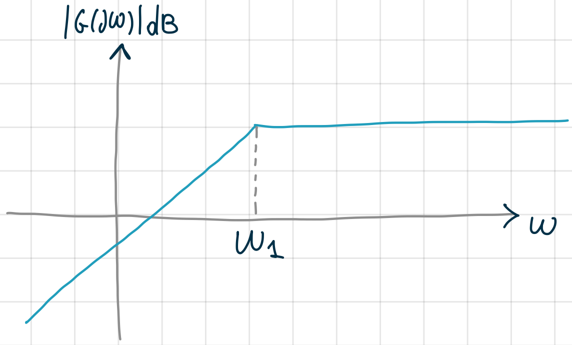
$$V_0 = -\frac{R_2}{\frac{1}{CS} + R_1} V_i = -\frac{R_2}{\frac{1 + R_1 S C}{SC}} V_i$$

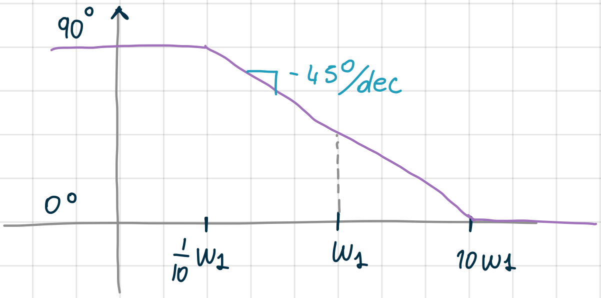
$$\rightarrow V_0 = -\frac{R_2 S C}{1 + R_1 S C} V_i \Rightarrow G(S) = -\frac{R_2 S C}{1 + R_1 S C}$$

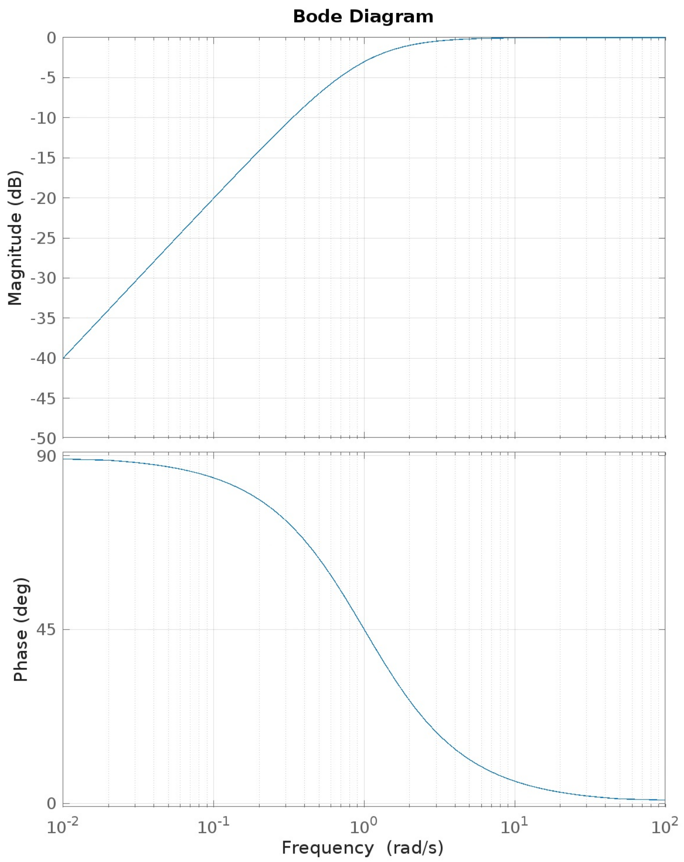
$\rightarrow$ Abbiamo 1 zero in origine $\Rightarrow$ $\begin{cases} |G(j\omega)|\Big|_{\omega \ll} = +20 dB/dec + K_b \\ \angle G(j\omega)\Big|_{\omega \ll} = +90^\circ \end{cases}$

1 Polo : $1 + R_1 \bar{S} C = 0 \rightarrow \bar{S} = -\frac{1}{R_1 C}$

$\Rightarrow$ in $\omega_1 = -\frac{1}{R_1 C}$ $\rightarrow$ $\begin{cases} |G(j\omega)| = -20 dB/dec \\ \angle G(j\omega) = -90^\circ \quad (-45^\circ/dec \text{ in } \frac{1}{10}\omega_1 \text{ e } 10\omega_1) \end{cases}$



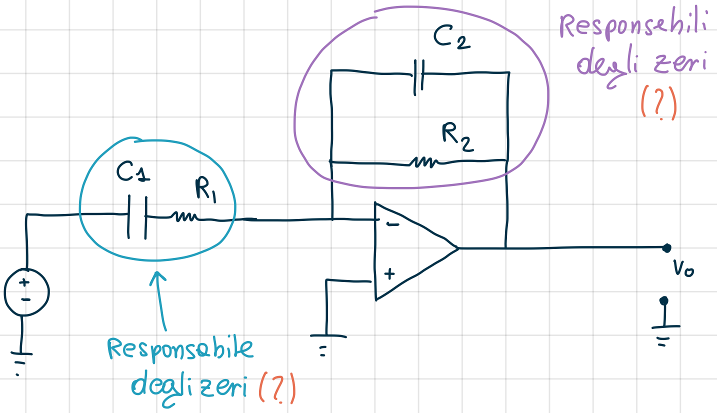




Se prendo $R_1 = R_2 = C = 1$

$$G(S) = \frac{S}{1 + S} \Rightarrow K_b = 1 = 0dB$$

FILTRO PASSA BANDA



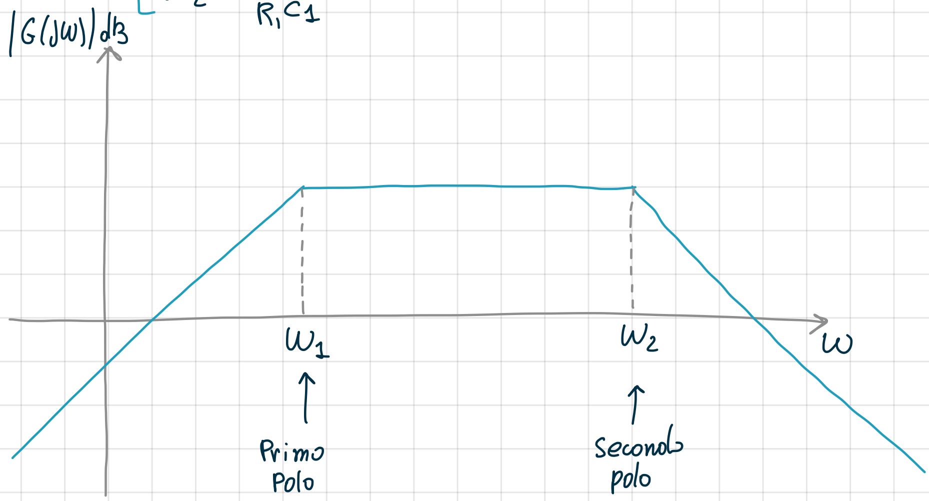
$$Z_1 = Z_{C_1} + Z_{R_1} = \frac{1}{sC_1} + R_1 = \frac{1 + R_1 s C_1}{sC_1}$$

$$Z_2 = Z_{C_2} // Z_{R_2} = \frac{\frac{1}{\cancel{sC_2}} \cdot R_2}{\frac{1 + R_2 s C_2}{\cancel{sC_2}}} = \frac{R_2}{1 + R_2 s C_2}$$

$$\Rightarrow V_o = - \frac{\frac{R_2}{1 + R_2 s C_2}}{\frac{1 + R_1 s C_1}{sC_1}} = \frac{s R_2 C_1}{(1 + R_2 s C_2)(1 + R_1 s C_1)} \Rightarrow \begin{cases} 1 \text{ POLO in ORIGINE} \\ 2 \text{ ZERI} \end{cases}$$

Poli $\left[\begin{array}{l} W_1 = \frac{1}{R_2 C_2} \\ W_2 = \frac{1}{R_1 C_1} \end{array} \right.$

Zeri $\left[s = 0 \right.$ $\Rightarrow$ inizia con + 20 dB/dec



Morale della favola
A seconda dei valori dei resistori e dei condensatori che usiamo nel circuito possiamo “spostate” w1 e w2. Questo è molto potente perché possiamo scegliere **quale banda far passare**, decidendo quindi le frequenze che verranno amplificate e quelle che verranno attenuate.