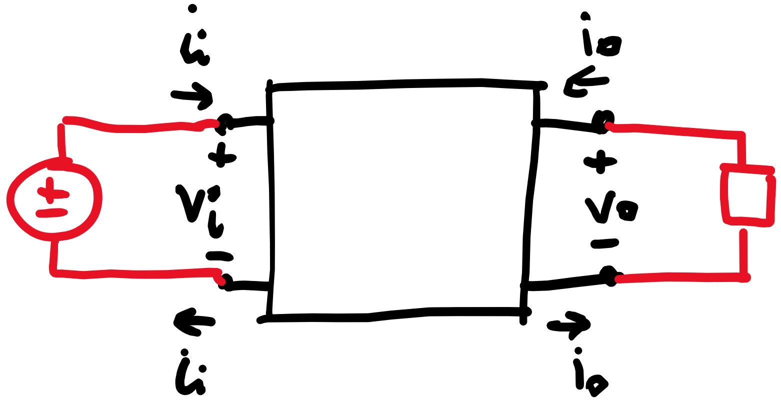
Amplificatore

→ SISTEMA LINEARE A 2 porte che fornisce in uscita, un segnale DI POTENZA MAGGIORE del segnale di ingresso



$$\boxed{P_o > P_i > 0}$$

POTENZA DEL SEGNALE DI INGRESSO

$P_i = V_i i_i$

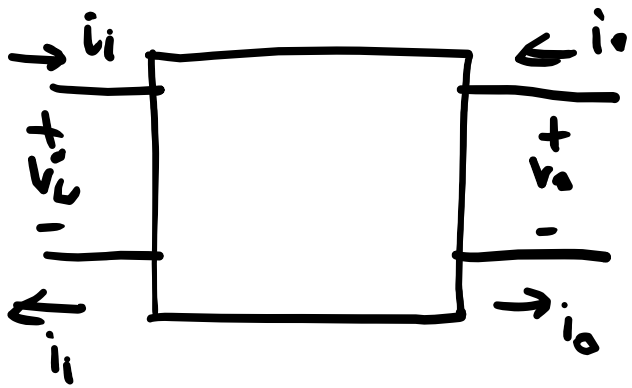
Potenza assorbita dalla porta di ingresso
=
Potenza erogata dal generatore di ingresso.

POTENZA DEL SEGNALE DI USCITA

$P_o = -V_o i_o$

→ Potenza erogata dalla porta di uscita
=
Potenza assorbita dal carico posto in uscita

SISTEMA LINEARE A DUE PORTE



modello a parametri ibridi (hybrid)

$$\underbrace{\begin{bmatrix} v_i \\ i_o \end{bmatrix}}_{\text{GRANDEZZE DIPENDENTI}} = \underbrace{\begin{bmatrix} h_i & h_r \\ h_f & h_o \end{bmatrix}}_{\text{MATRICE } 2\times 2} \underbrace{\begin{bmatrix} i_i \\ v_o \end{bmatrix}}_{\text{GRANDEZZE INDIPENDENTI}}$$

$h_i \triangleq \left.\dfrac{v_i}{i_i}\right|_{v_o=0}$ INPUT — IMPEDENZA DI INGRESSO $[\Omega]$

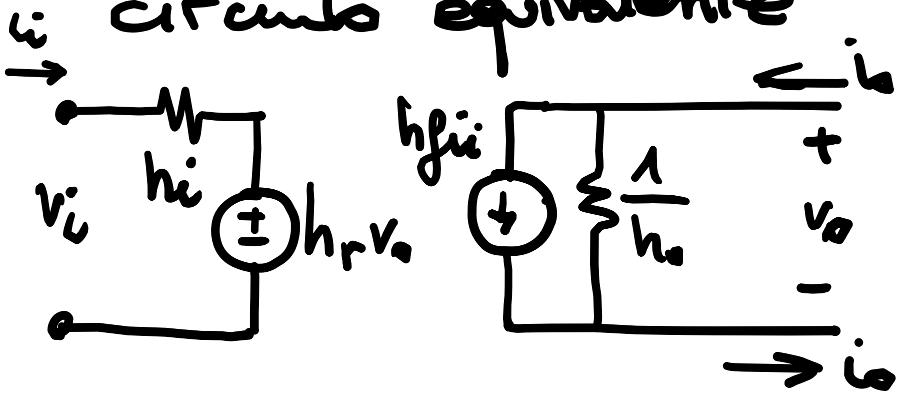
$h_o \triangleq \left.\dfrac{i_o}{v_o}\right|_{i_i=0}$ OUTPUT — AMMETTENZA DI USCITA $[\Omega^{-1}]$

$h_f \triangleq \left.\dfrac{i_o}{i_i}\right|_{v_o=0}$ FORWARD — GUADAGNO DIRETTO DI CORRENTE $[1]$

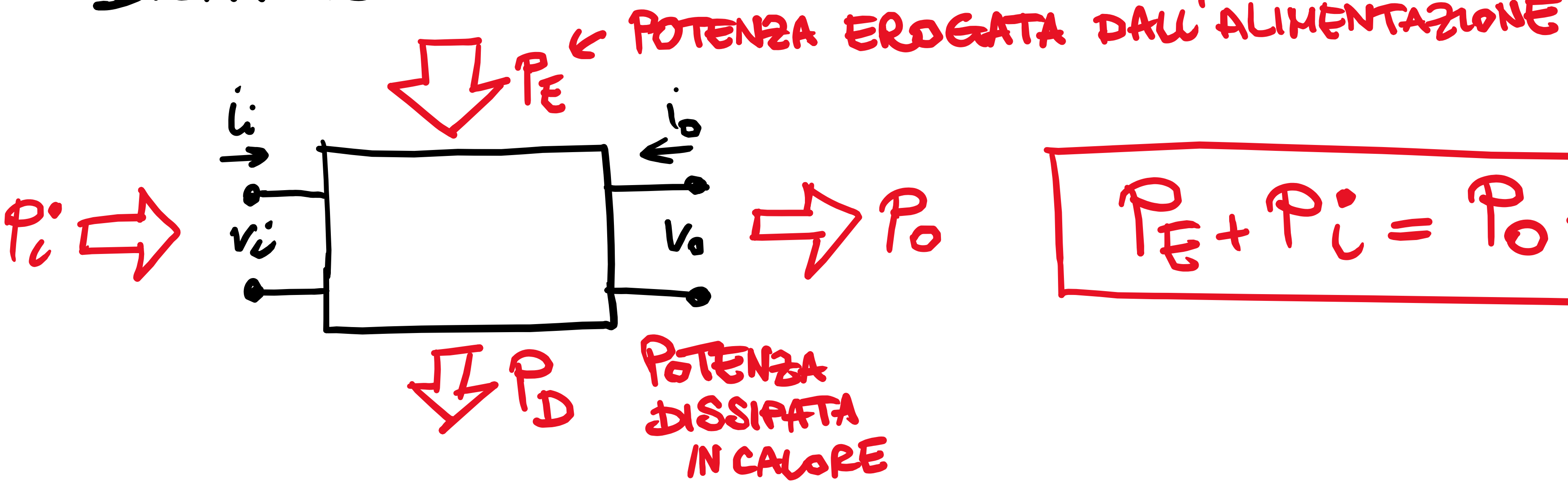
$h_r \triangleq \left.\dfrac{v_i}{v_o}\right|_{i_i=0}$ REVERSE — GUADAGNO INVERSO DI TENSIONE $[1]$

$$\begin{cases} v_i = h_i i_i + h_r v_o \\ i_o = h_f i_i + h_o v_o \end{cases} \Rightarrow$$

circuito equivalente



BILANCIO DI POTENZA

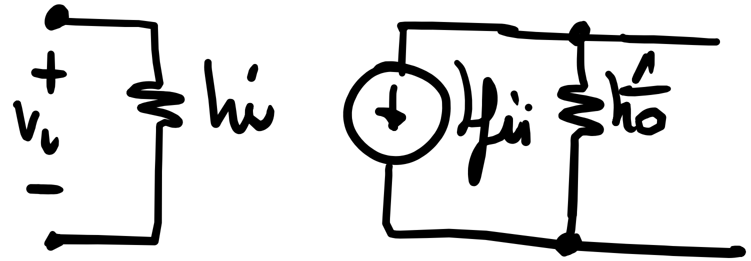


$$\boxed{P_E + P_i = P_o + P_D}$$

Amplificatore UNIDIREZIONALE (approssimazione)

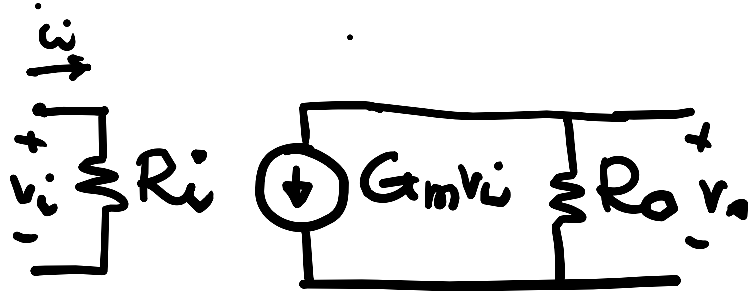
$[h_r = 0]$

CIRCUITO EQUIVALENTE

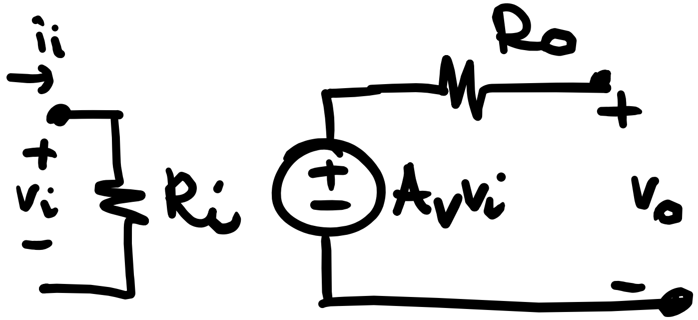


INPEDENZA DI INGRESSO

EQUIVALENTE DI NORTON



NORTON
↓
THEVENIN



$R_i = h_i$

$R_o = 1/h_o$

$G_m v_i = h_f i_i$

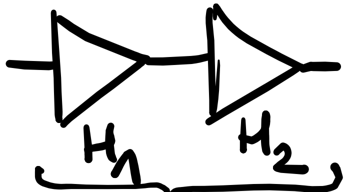
$G_m = h_f \dfrac{i_i}{v_i} = \dfrac{h_f}{h_i}$

$A_v v_i = G_m v_i R_o$

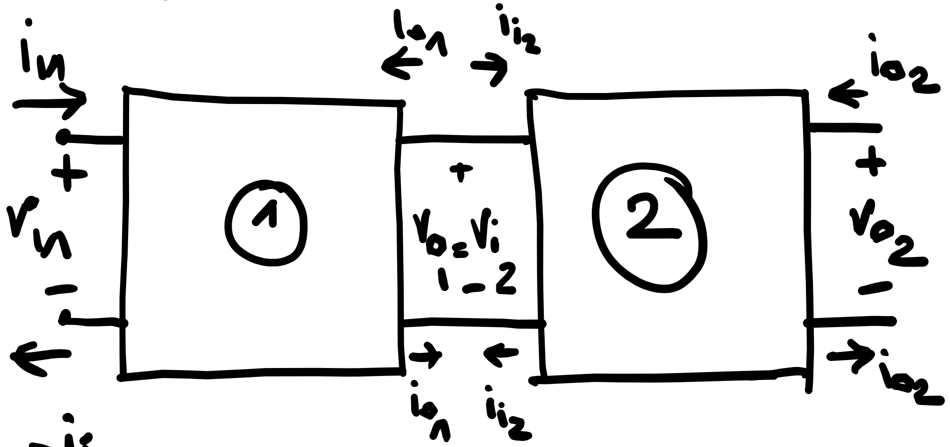
$A_v = G_m R_o$

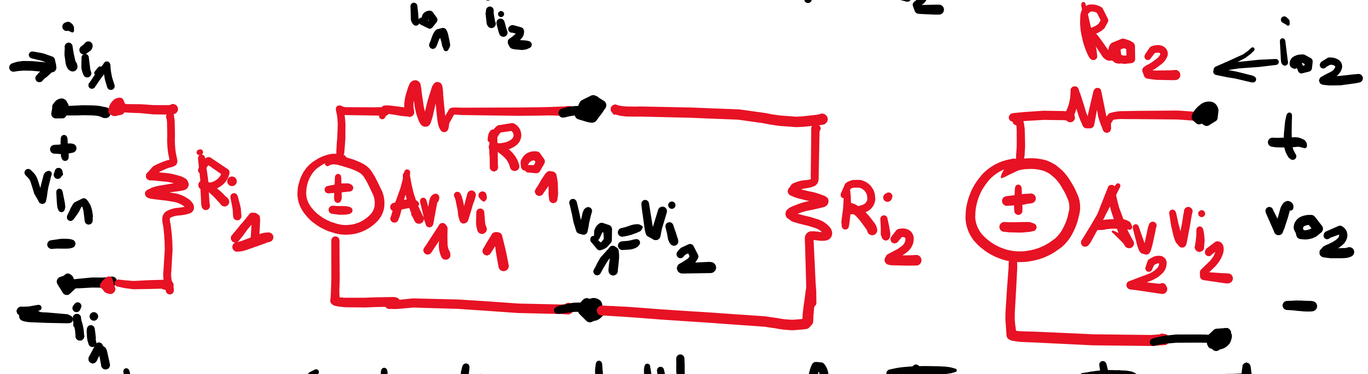
$A_v = \dfrac{h_f}{h_i h_o}$

Amplificatori unidirezionali in cascata

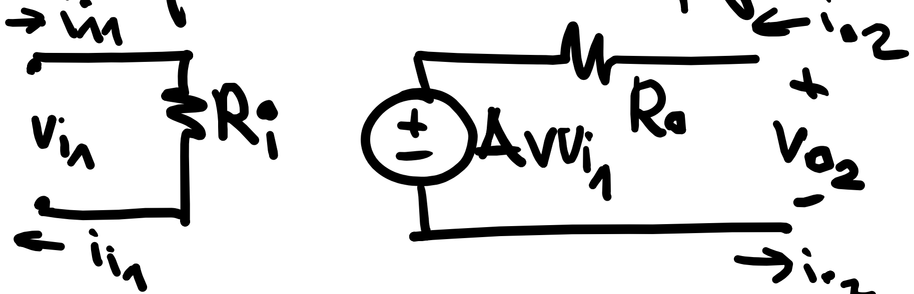


$$H = H_1 H_2$$





Circuito equivalente dell'amplificatore ottenuto



$$R_i = \frac{v_{i1}}{i_{i1}} = R_{i1}$$

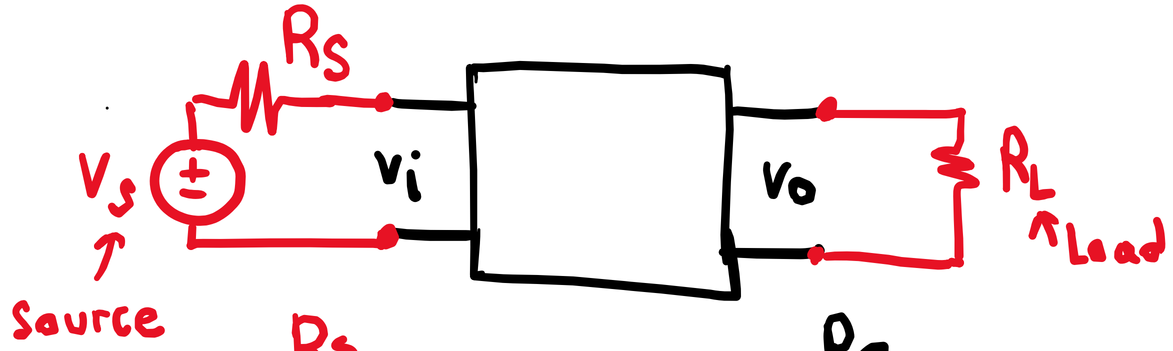
$$R_o = \frac{v_{o2}}{i_{o2}}\Big|_{v'_{i1}=0} = R_{o2}$$

$$A_v = \frac{v_{o2}}{v_{i1}}\Big|_{i_{o2}=} = A_{v1}A_{v2}\frac{R_{i2}}{R_{i2}+R_{o1}}$$

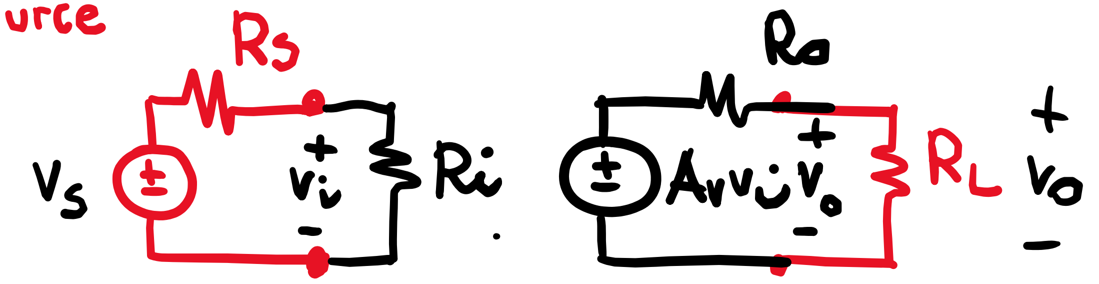
se $i_{o2}=0$ $\quad v_{o2} = A_{v2}v_{i2} = A_{v2}A_{v1}\frac{v_{i1}R_{i2}}{R_{i2}+R_{o1}} \Rightarrow \frac{v_{o2}}{v_{i1}} = A_{v1}A_{v2}\frac{R_{i2}}{R_{i2}+R_{o1}}$

CIASCUNO STADIO HA COME CARICO L'IMPEDENZA DI INGRESSO DELLO STADIO SUCCESSIVO

EFFETTO DEL GENERATORE E DEL CARICO SULLA AMPLIFICAZIONE



$$A = \frac{v_o}{v_s}$$



$$v_i = v_s \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

$$v_o = A_v v_i \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o} = A_v \frac{R_L}{R_L + R_o} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s} \cdot v_s$$

$$A = \frac{v_o}{v_s} = A_v \frac{R_L}{R_L + R_o} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

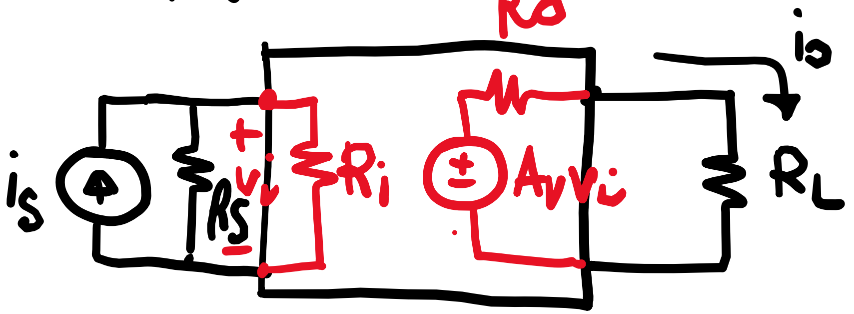
DEF:

AMPLIFICATORE IDEALE DI TENSIONE

$A \leq A_v$ [è uguale solo se $R_o = 0$ $R_i \to \infty$]

↳ se $R_o = 0$ e $R_i \to \infty$ allora $A = A_v$ $\forall R_s$ $\forall R_L$

Amplificatore ideale di corrente $A_I = \frac{i_o}{i_i}$ è indip. da R_s e R_L



$$i_o = \frac{A_v v_i}{R_o + R_L} = \frac{A_v}{R_o + R_L} R_s /\!/ R_i \; i_s$$

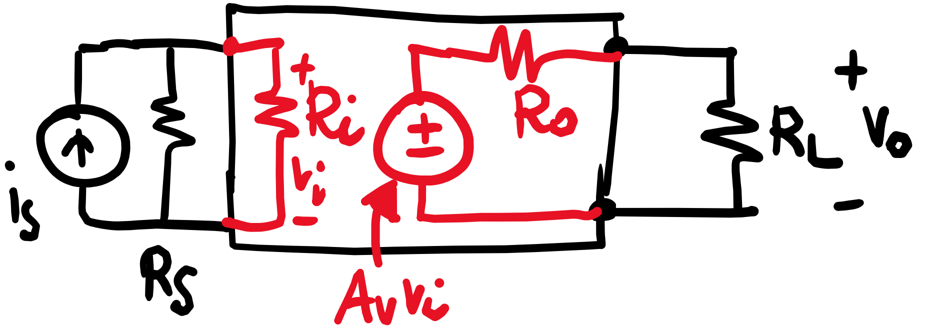
$$A_i = \frac{i_o}{i_s} = \underline{\frac{A_v}{R_o + R_L} \frac{R_s R_i}{R_i + R_s}}$$

in generale A_I dipende da R_s e R_L

se $\underline{\underline{R_i \to 0}}$ e $\underline{\underline{R_o \to \infty}}$ allora $A_I = \frac{A_v R_i}{R_o}$ NON DIPENDE DA $\underline{\underline{R_s}}$ e $\underline{\underline{R_L}}$

Amplificatore TRANSRESISTIVO ideale

$R \triangleq \frac{v_o}{i_s}$ NON DIPENDE R_S e R_L



$v_i = i_s \, R_S // R_i$

$v_o = A_v v_i \frac{R_L}{R_L+R_o}$

$$R = \frac{v_o}{i_s} = A_v \frac{R_L}{R_L+R_o} \cdot \frac{R_S R_i}{R_S+R_i}$$

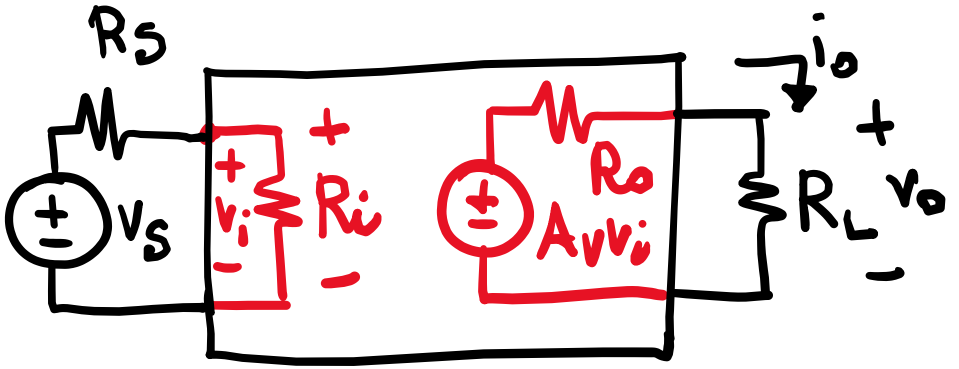
ideale se

$R_o = 0$ e $R_i \to 0$

$R = A_v R_i$

Amplificatore TRANSCONDUTTIVO ideale

$G \triangleq \frac{i_o}{v_s}$



$v_i = v_s \frac{R_i}{R_i+R_S}$

$i_o = \frac{A_v v_i}{R_o+R_L}$

$$G = \frac{i_o}{v_s} = \frac{A_v}{R_o+R_L} \cdot \frac{R_i}{R_i+R_S}$$

ideale se

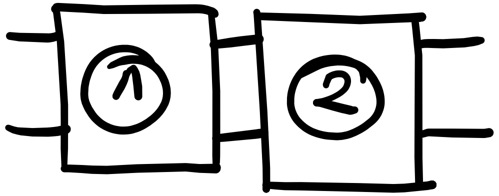
$R_o \to \infty$ e

$R_i \to \infty$

$\to G = \frac{A_v}{R_o}$

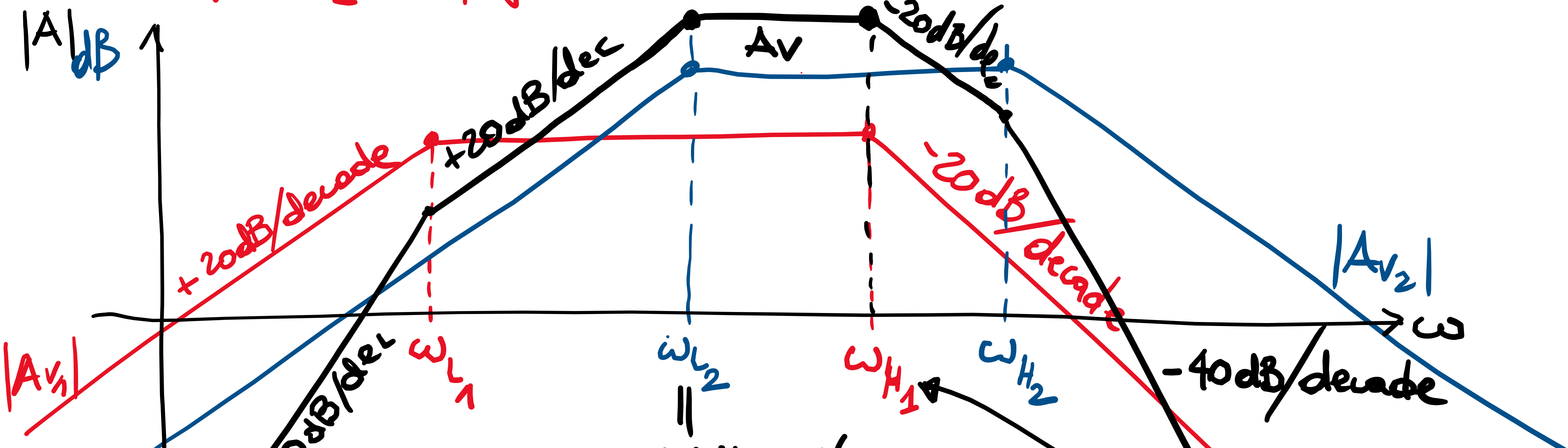
AMPLIFICATORI	R_i	R_o	FdT indipendente da R_L e R_S
AMPLIFICATORE DI TENSIONE	∞	0	$A = \frac{V_o}{V_S}$
AMPLIFICATORE DI CORRENTE	0	∞	$A_I = \frac{i_o}{i_S}$
AMPLIFICATORE TRANSRESISTIVO	0	0	$R = \frac{V_o}{i_S}$
AMPLIFICATORE TRANSCONDUTTIVO	∞	∞	$G = \frac{i_o}{V_S}$

EFFETTO SUI LIMITI DI BANDA A MENO 3 DB DI PIÙ AMPLIFICATORI IN CASCATA



$$A_V = A_{V_1} A_{V_2} \frac{R_{i2}}{R_{i2} + R_{o1}}$$

ES A_{V_1} e A_{V_2} amplificatori PASSABANDA



$$\omega_L \cong \max(\omega_{L_1}, \omega_{L_2})$$

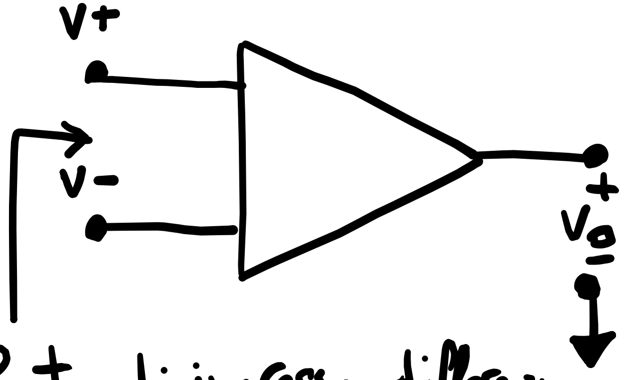
$$\omega_H \cong \min(\omega_{H_1}, \omega_{H_2})$$

AMPLIFICATORI OPERAZIONALI (OPERATIONAL AMPLIFIER)

↳ AMPLIFICATORE DI TENSIONE, DIFFERENZIALE CON ALTA AMPLIFICAZIONE

1. idealmente $R_i \to \infty$, $R_o \to 0$
2. idealmente la tensione di uscita non dipende dal valor medio della tensione dei terminali di ingresso
3. idealmente $A_v \to \infty$

SIMBOLO

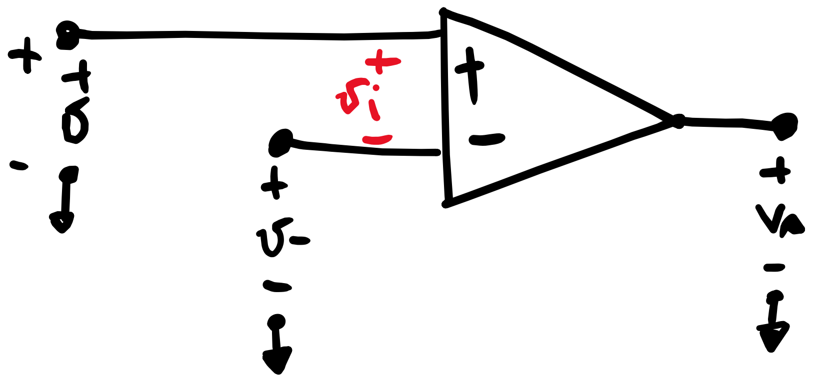


Porta di ingresso differenziale

Porta di uscita

$$v_o = A_v\left[v^+ - v^-\right] = A_v v_i$$

v_i: tensione di ingresso differenziale



$$A_1 = \frac{v_o}{v^+} \qquad A_2 = \frac{v_o}{v^-}$$

PER LA SOVRAPPOSIZIONE DEGLI EFFETTI

$$\text{A} \qquad v_o = A_1 v^+ + A_2 v^-$$

Per avere un amplificatore differenziale ideale dobbiamo avere $\underline{\underline{A_2 = -A_1}} \rightarrow v_o = A_1(v^+ - v^-)$

in generale $A_1 \neq -A_2$

RISCRIVIAMO A COME:

$$v_o = \underbrace{\overbrace{\left(\frac{A_1 - A_2}{2}\right)}^{A_d}\overbrace{\left(v^+ - v^-\right)}^{v_i}}_{\text{COMPONENTE DIFFERENZIALE}} + \underbrace{\overbrace{\left(A_1 + A_2\right)}^{A_c}\overbrace{\left(\frac{v^+ + v^-}{2}\right)}^{v_{CM}}}_{\text{COMPONENTE DI MODO COMUNE}}$$

$$v_o = A_d v_i + A_c v_{CM}$$

A_d: AMPLIFICAZIONE DIFFERENZIALE

v_i: TENSIONE DI INGRESSO DIFFERENZIALE

A_c: AMPLIFICAZIONE DI MODO COMUNE

v_{CM}: TENSIONE DI INGRESSO DI MODO COMUNE

UN PARAMETRO DI MERITO (FIGURE OF MERIT)

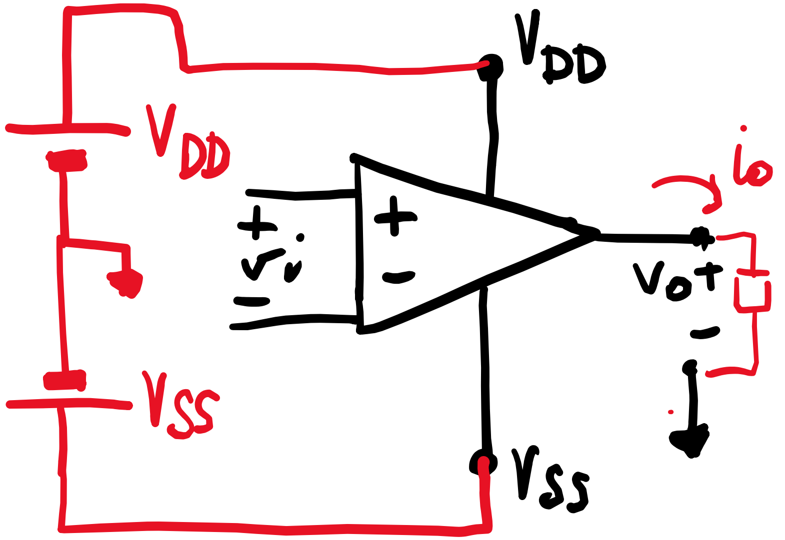
DI UN AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE È IL

RAPPORTO DI REIEZIONE DEL MODO COMUNE

(COMMON MODE REJECTION RATIO) $CMRR = \frac{A_d}{A_c}$

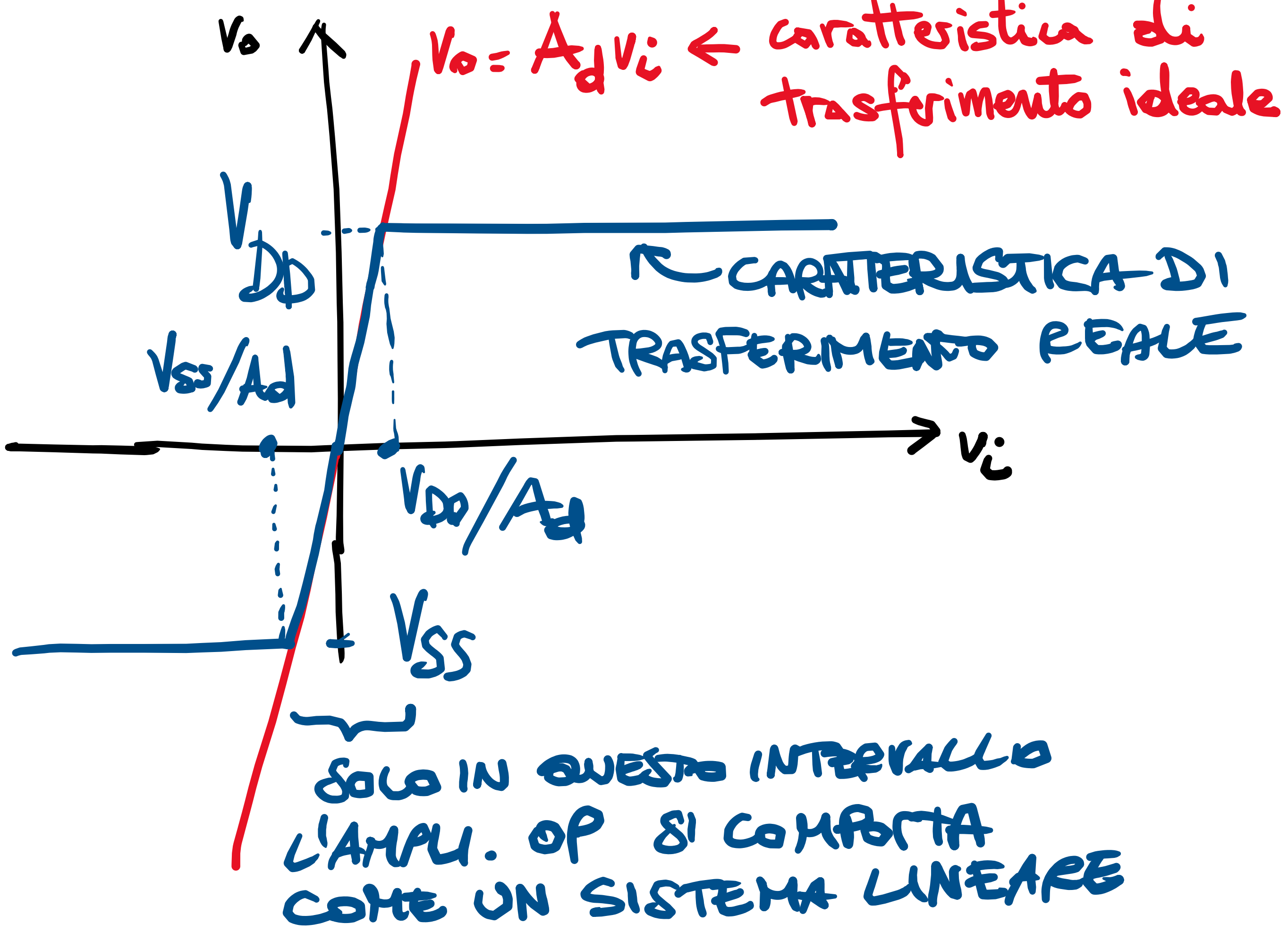
in un buon amplificatore differenziale abbiamo $CMRR \simeq 60\text{-}100\,dB$

CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO REALE



$$V_{SS} < v_o < V_{DD}$$

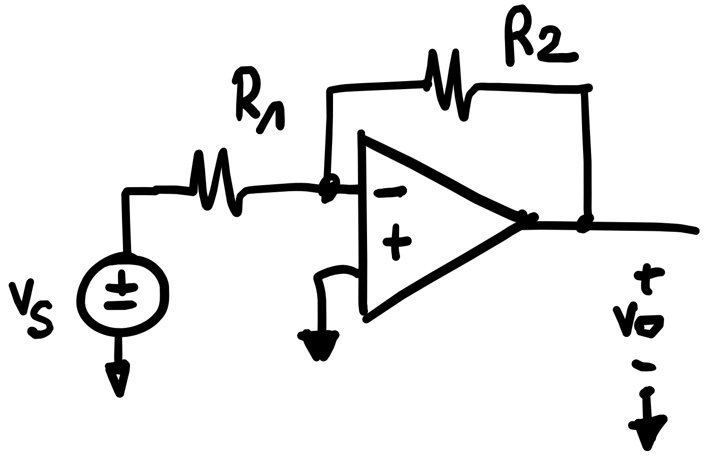
la tensione di uscita è limitata dalla tensione di alimentazione



Es. $A_d = 200000$ $\quad V_{DD} = +12V \quad V_{SS} = -12V$

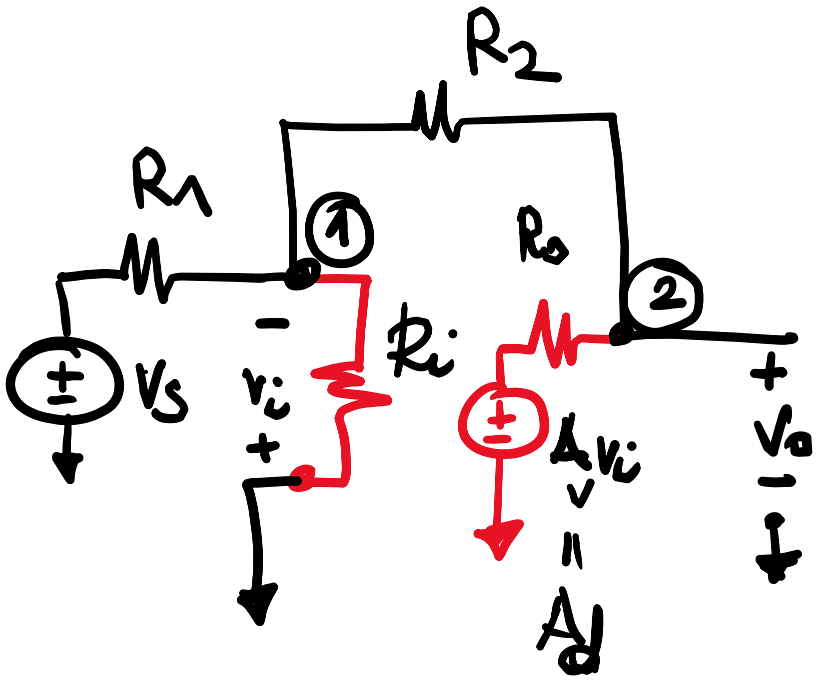
$$\frac{V_{DD}}{A_d} = \underline{\underline{60\mu V}} \qquad \frac{V_{SS}}{A_d} = \underline{\underline{-60\mu V}}$$

AMPLIFICATORE INVERTENTE



calcoliamo

$$A = \frac{V_o}{V_s}$$



Equazioni ai nodi

$$\begin{cases} ① \quad -V_i\left[\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_i}\right]-V_s\frac{1}{R_1}-V_o\frac{1}{R_2}=0 \\ ② \quad V_o\left[\frac{1}{R_o}+\frac{1}{R_2}\right]+V_i\frac{1}{R_2}-A_vV_i\frac{1}{R_o}=0 \end{cases} \Rightarrow V_i = \frac{\left[\frac{1}{R_o}+\frac{1}{R_2}\right]}{\left[\frac{A_v}{R_o}-\frac{1}{R_2}\right]}V_o$$

$$-\frac{\left[\frac{1}{R_o}+\frac{1}{R_2}\right]\left[\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_i}\right]}{\left[\frac{A_v}{R_o}-\frac{1}{R_2}\right]} v_o - \frac{V_s}{R_1} - \frac{V_o}{R_2} = 0$$

se A_v è sufficientemente grande da rendere il 1° addendo trascurabile

$$\rightarrow -\frac{V_s}{R_1} - \frac{V_o}{R_2} = 0 \Longrightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_S} = -\frac{R_2}{R_1}}$$

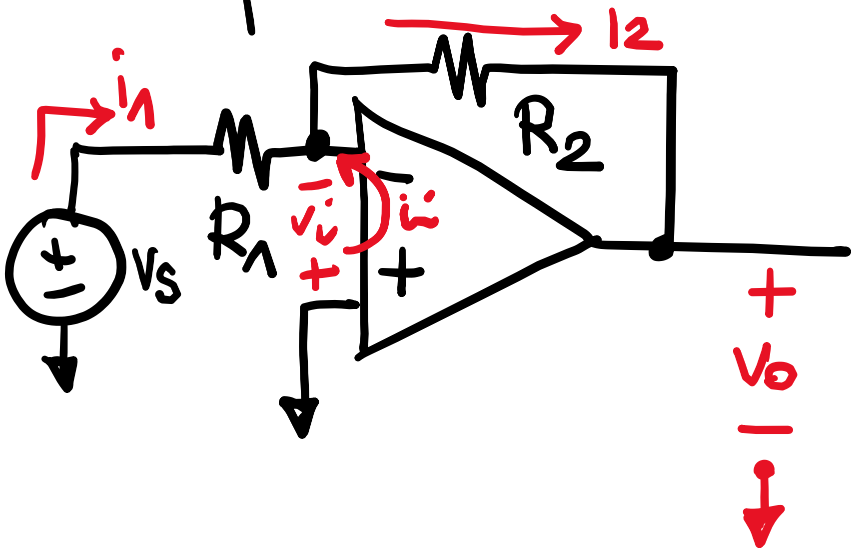
L'amplificazione NON dipende da A_v
ma solo da R_2 e R_1

Approssimazione di corto circuito virtuale (c.c.v)

Supponiamo che

1. l'amplificatore sia in zona lineare $(v_o = A_v v_i)$
2. $v_i \simeq 0$ (se vale la 1)
3. $i_i \simeq 0$ $\left[i_i = \frac{v_i}{R_i} \right]$

Es. Ampli invertente



c.c.v

$$i_1 = \frac{V_S + V_i}{R_1} = \frac{V_S}{R_1}$$

$$i_2 = i_1 + i_i = i_1$$

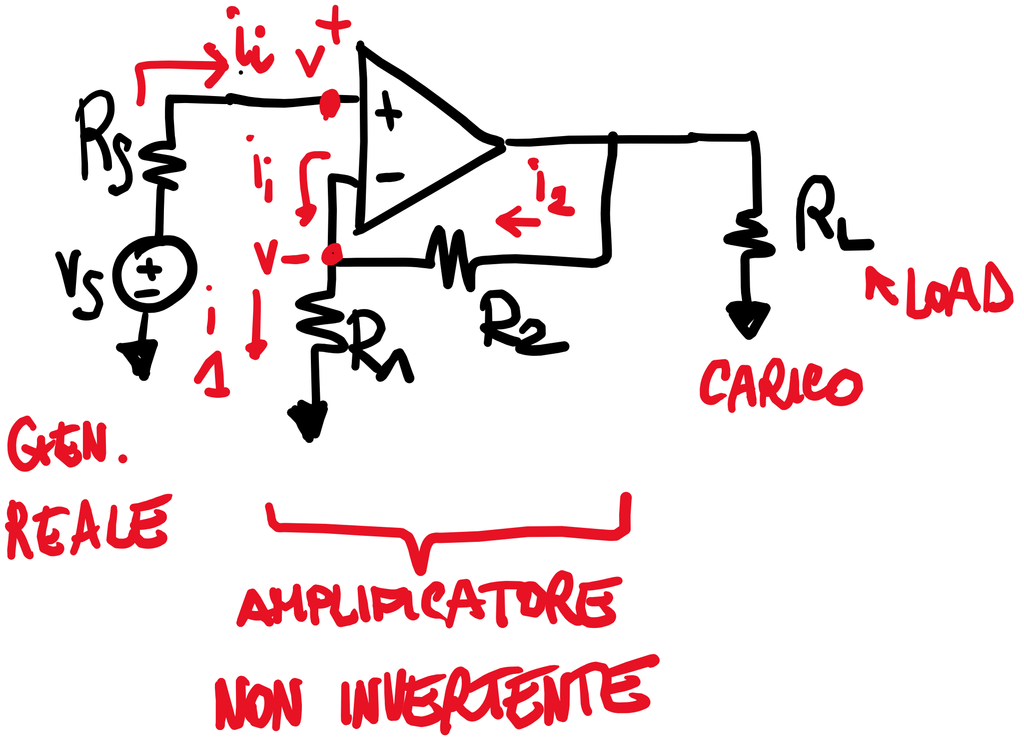
CCV

$$V_o = -V_i - R_2 i_2 = -\frac{R_2 V_S}{R_1}$$

CCV

$$\Rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_S} = -\frac{R_2}{R_1}}$$

Amplificatore <u>NON</u> invertente



CCV

$$v^+ = V_S - R_S i_i = V_S$$

$$v^- = v^+ - v_i = v^+ = V_S$$

CCV

$$i_1 = \frac{v^-}{R_1} = \frac{V_S}{R_1}$$

$$i_2 = i_1 - i_i = i_1 = \frac{V_S}{R_1}$$

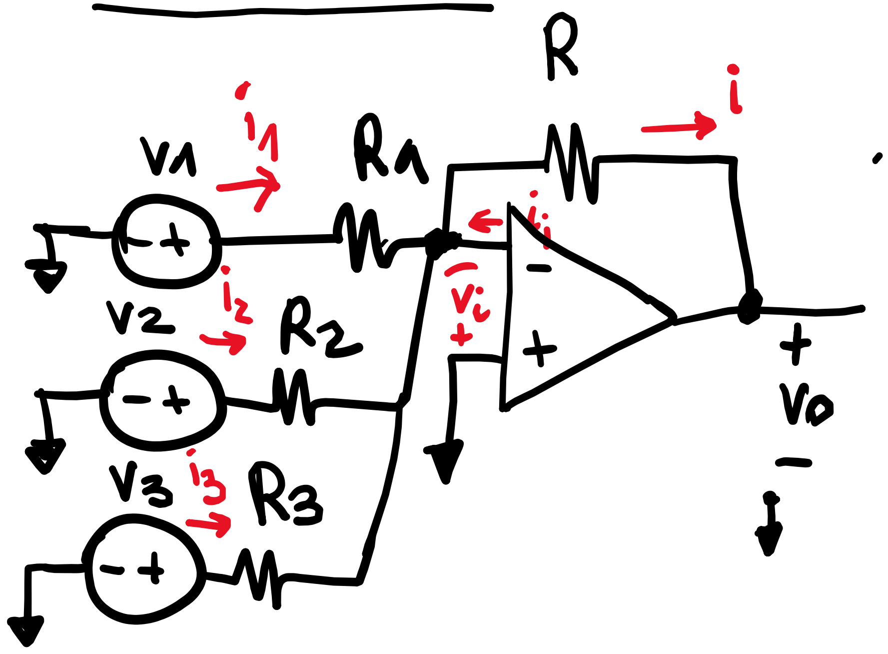
CCV

$$v_o = v^- + R_2 i_2 = V_S + \frac{R_2}{R_1} V_S \Rightarrow \frac{v_o}{V_S} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

L'AMPLIFICAZIONE DI TENSIONE NON DIPENDE DA $\underline{R_S}$ e DA $\underline{R_L}$

↳ AMPLIFICATORE IDEALE DI TENSIONE ($R_i \to \infty$, $R_o \to 0$)

SOMMATORE



$v^+ = 0$ per il $\underline{\underline{ccv}}$ $v^- = 0$

$i_1 = \frac{V_1}{R_1}$ $i_2 = \frac{V_2}{R_2}$ $i_3 = \frac{V_3}{R_3}$

KCL al nodo −

$i_1 + i_2 + i_3 + i_i = i \Rightarrow i = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}$

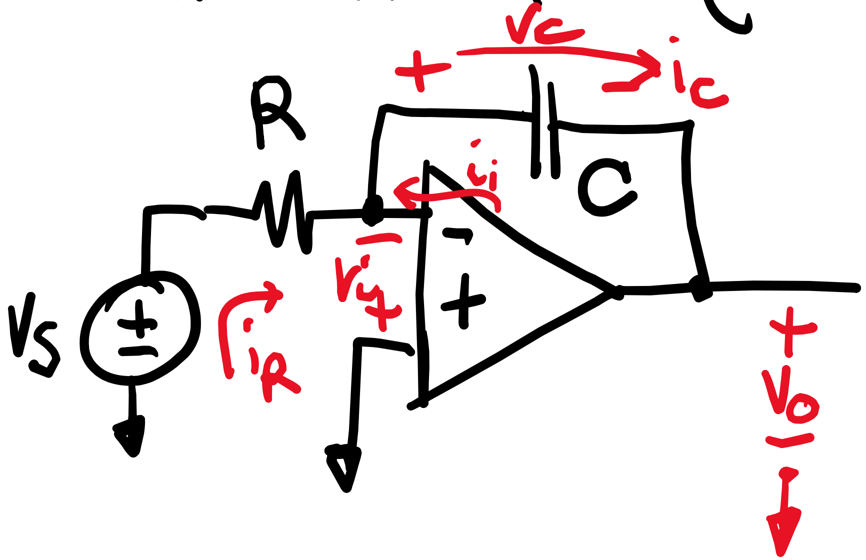
ccv

$V_0 = v^- - Ri = -R\left[\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}\right]$

ccv

se $R_2 = R_3 = R_1 \rightarrow V_0 = -\frac{R}{R_1}(V_1 + V_2 + V_3)$

INTEGRATORE (DI MILLER)



$v^+ = 0$

$v^- = v^+ - v_i = v^+ = 0$ CCV

$i_R = \frac{V_S}{R}$

$i_C = i_R + i_i = i_R = \frac{V_S}{R}$ CCV

$i_C = C \frac{dv_C}{dt} \Rightarrow \int_{t_0}^{t} i_C(t')dt' = C[v_C(t) - v_C(0)]$

$\frac{1}{R}\int_0 v_S(t')dt' = C v_C(t) - C v_C(0)$

$v_C(t) = -v_o(t)$, $v_C(0) = -v_o(0)$

CCV

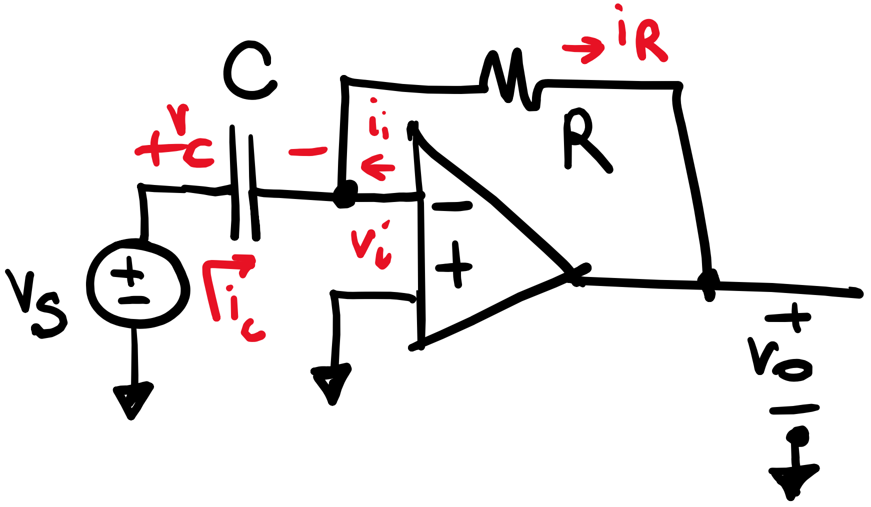
$v_o = v^- - v_C = -v_C$

NEL DOMINIO DI LAPLACE

Invertente

$\underline{v_o(t)} = v_o(0) - \frac{1}{RC}\int_0^t \underline{v_S(t')dt'} \Rightarrow \frac{V_o(s)}{V_C(s)} = -\frac{1}{RCs}$

DERIVATORE



$v^+ = 0$ ccv

$v^- = v^+ - v_i = 0$

$v_c = v_s - v^- = v_s$

$i_c = C\dfrac{dv_c}{dt} = C\dfrac{dv_s}{dt}$

$i_R = i_c + i_i = i_c = C\dfrac{dv_s}{dt}$ (ccv)

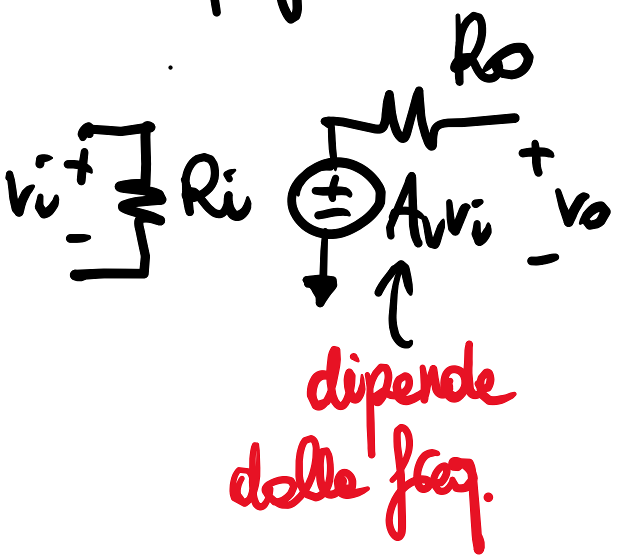
$v_o = v^- - R\,i_R = -RC\dfrac{dv_s}{dt}$ (ccv)

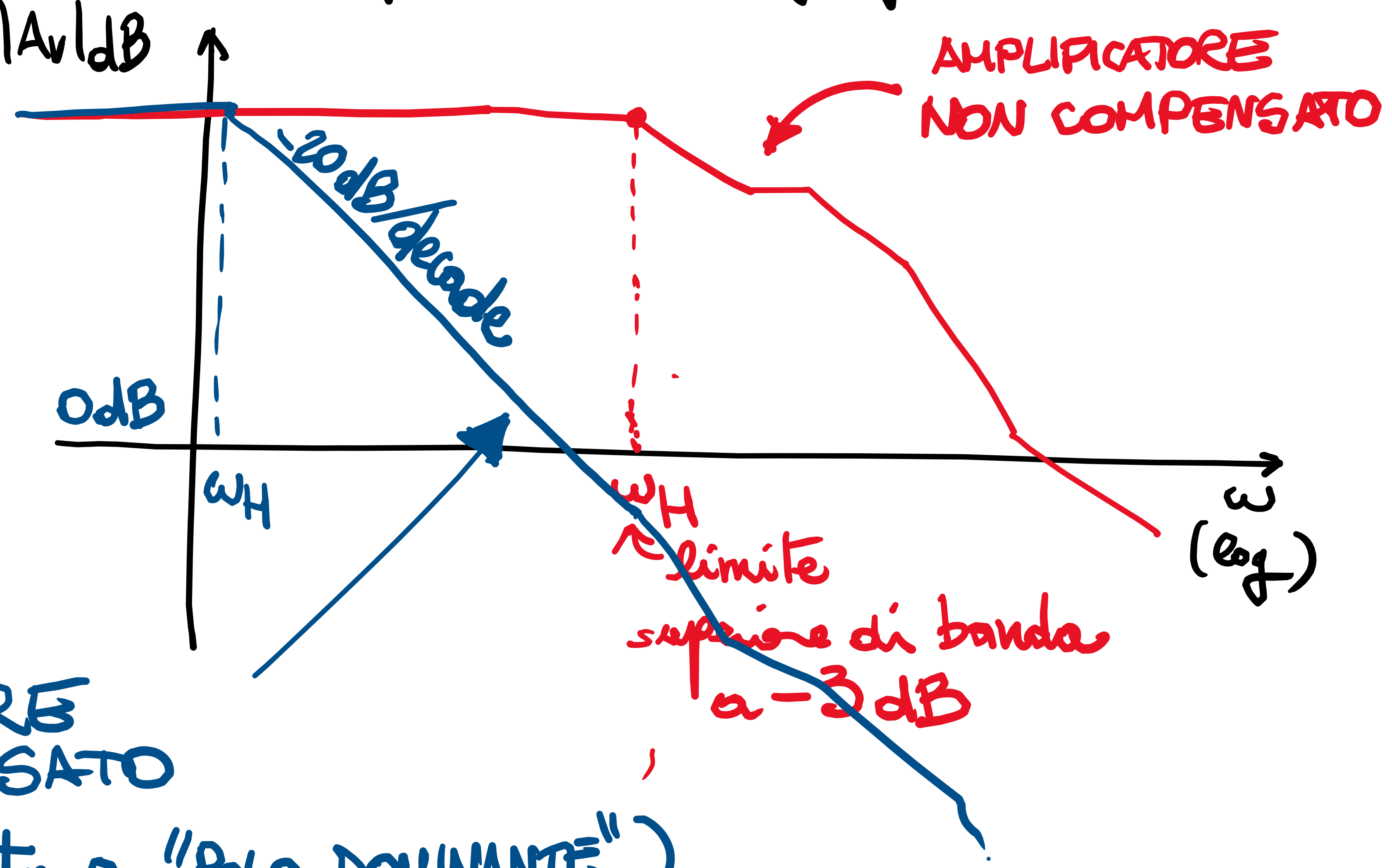
DERIVATORE INVERTENTE

nello spazio di Laplace :

$$\frac{V_o(s)}{V_s(s)} = \underline{-RCs}$$

Amplificatore operazionale: comportamento in frequenza

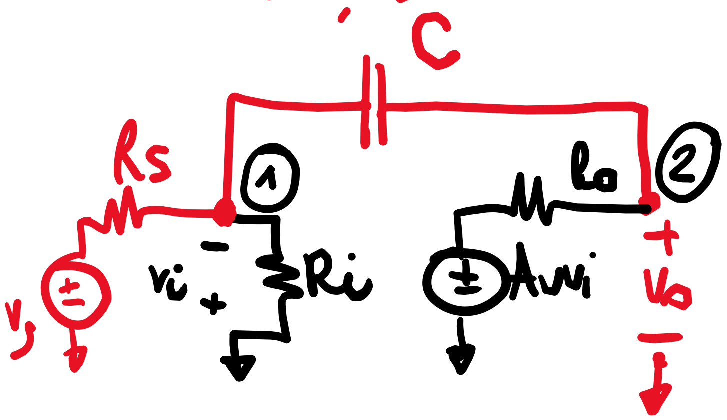




AMPLIFICATORE COMPENSATO

(Comportamento a "POLO DOMINANTE")

Aggiungiamo una capacità tra ingresso e uscita di uno stadio invertente



$$① \quad v_i\left[\frac{1}{R_i}+\frac{1}{R_S}+Cs\right]-\frac{v_s}{R_S}-Csv_o=0$$

$$② \quad v_o\left[\frac{1}{R_o}+Cs\right]+v_iCs-\frac{A_v v_i}{R_o}=0$$

$$\rightarrow v_o\left[1+R_oCs\right]=v_i\left[A_v-R_oCs\right]\rightarrow v_i=\frac{v_o(1+R_oCs)}{A_v-R_oCs}$$

$$\frac{v_o(1+R_oCs)(R_S+R_i+R_iR_SCs)}{(A_v-R_oCs)}-v_sR_i-R_iR_SCsv_o=0$$

$$v_o\left[(1+R_oCs)(R_S+R_i+R_iR_SCs)+(A_v-R_oCs)R_iR_SCs\right]=v_sR_i(A_v-R_oCs)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{R_i(A_v - R_o C s)}{R_s + R_i + R_i R_s C s + (R_s+R_i) R_o C s + A_v R_i R_s C s} =$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{R_i A_v}{R_s + R_i} \cdot \frac{1 - \frac{R_o}{A_v} C s}{1 + \left[\frac{R_i R_s + R_s R_o + R_i R_o + A_v R_i R_s}{R_s + R_i}\right] C s} = H_o \frac{\left(1 - s/s_z\right)}{\left(1 - s/s_p\right)}$$

H_o ; $\frac{1}{s_z}$; $-\frac{1}{s_p}$

$s_z = \frac{A_v}{R_o C}$ zero reale positivo

se $A_v \gg 1$

$$s_p = -\frac{1}{C} \frac{R_s + R_i}{R_i R_s (1 + A_v) + R_s R_o + R_i R_o} \simeq \frac{R_s + R_i}{R_i R_s C \underline{\underline{A_v}}}$$

l'amplificatore deve essere invertente perché il polo sia reale <u>NEGATIVO</u>.

se A_v è molto grande, s_p può essere piccolo.

EFFETTO MILLER

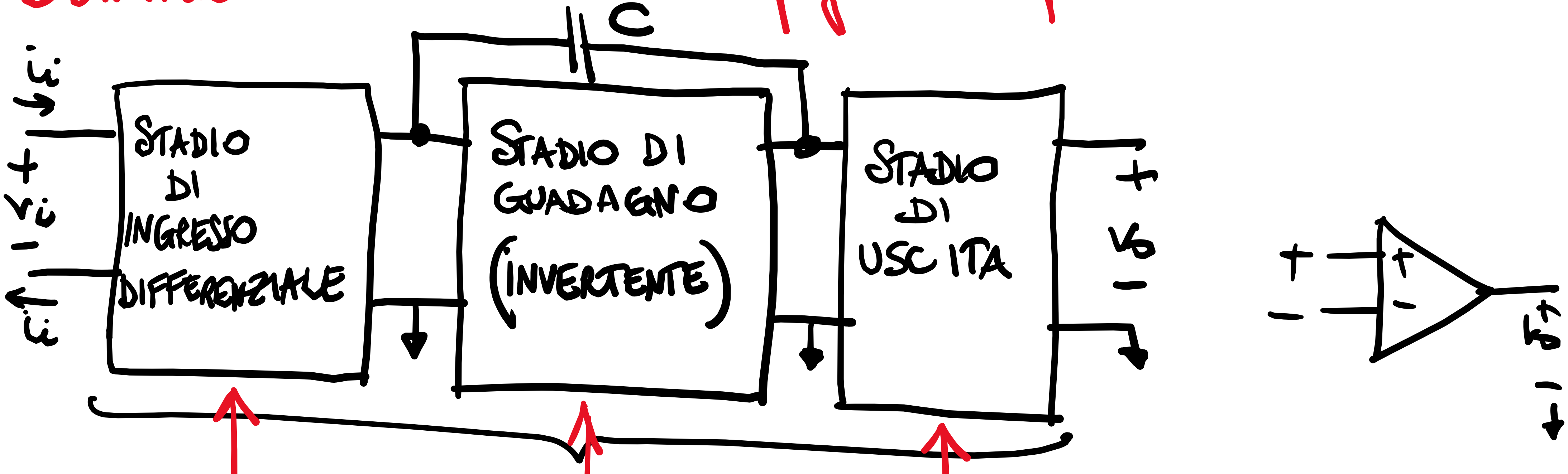
PRODOTTO GUADAGNO-BANDA = $\left(\begin{array}{l}\text{GUADAGNO}\\ \text{A BASSA}\\ \text{FREQUENZA}\end{array}\right) \cdot \left(\begin{array}{l}\text{LIMITE}\\ \text{SUPERIORE}\\ \text{DI BANDA}\end{array}\right) = |H_0|\,|s_p| =$

GAIN BANDWIDTH PRODUCT

$$= \frac{\cancel{R_i}}{\cancel{R_s+R_i}}\cancel{A_V} \cdot \frac{\cancel{R_s+R_i}}{\cancel{R_i} R_s C \cancel{A_V}} = \frac{1}{R_s C}$$

INDIPENDENTE DA A_V !!

Schema a blocchi di un amplificatore operazionale

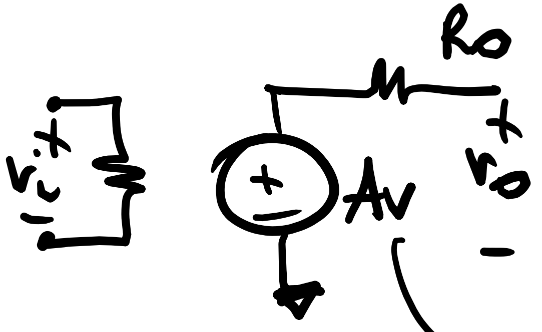


SERVE A IMPORRE R_i ($\to \infty$) E A IMPORRE CMRR

SERVE A IMPORRE A_v alta

SERVE A IMPORRE $R_o \to 0$

AMPLIFICATORE OPERAZIONALE A POLO DOMINANTE



$$A_v = \frac{A_{v0}}{1 - s/s_p}$$

A_{v0} amplificazione di tensione per $s = 0$

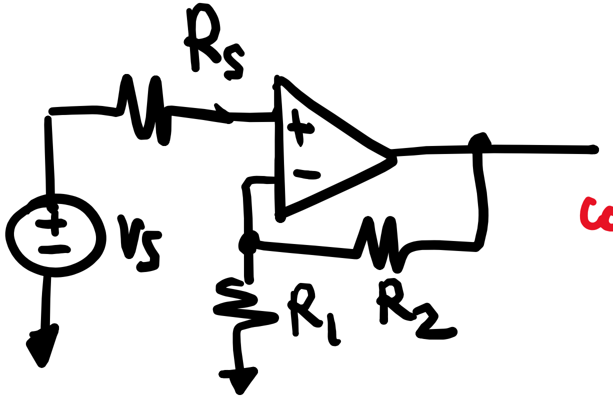
$\omega_p = |s_p|$ limite superiore di banda a $-3\,dB$

$\boxed{\text{PGB}}$: $\underline{\underline{A_{v0}\,\omega_p}}$

GBW Product

E8

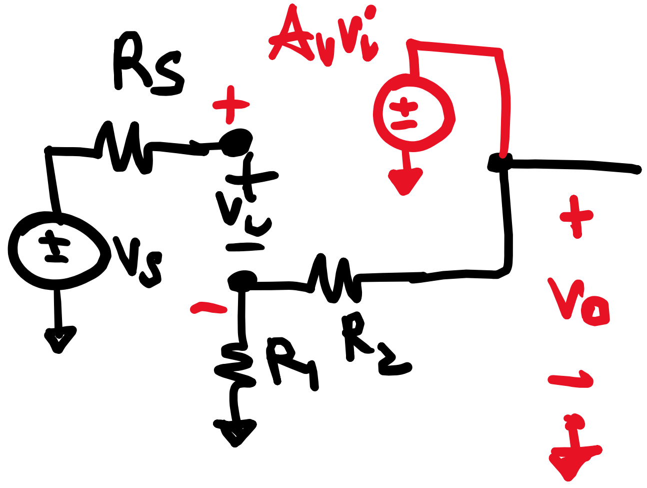
AMPLIFICATORE NON INVERTENTE



consideriamo

$R_i \to \infty$

$R_o \to 0$



$$v^+ = V_S$$

$$v^- = A_v v_i \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

$$v_i = v^+ - v^- = V_S - A_v v_i \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

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

$$V_o = A_v V_i = \frac{A_v V_s}{1+\frac{A_v R_1}{R_1+R_2}} \longrightarrow \frac{V_o}{V_s} = \frac{A_v}{1+\frac{A_v R_1}{R_1+R_2}}$$

$$H = \frac{V_o}{V_s} = \frac{\frac{A_{vo}}{1-s/s_p}}{1+\frac{A_{vo}}{1-s/s_p}\cdot\frac{R_1}{R_1+R_2}} = \frac{A_{vo}}{1-\frac{s}{s_p}+\frac{A_{vo}R_1}{R_1+R_2}} = \underbrace{\frac{A_{vo}}{1+\frac{A_{vo}R_1}{R_1+R_2}}}_{H_o} \cdot \frac{1}{1-\frac{s}{\underbrace{\boxed{s_p\left(1+\frac{A_{vo}R_1}{R_1+R_2}\right)}}_{s_H}}}$$

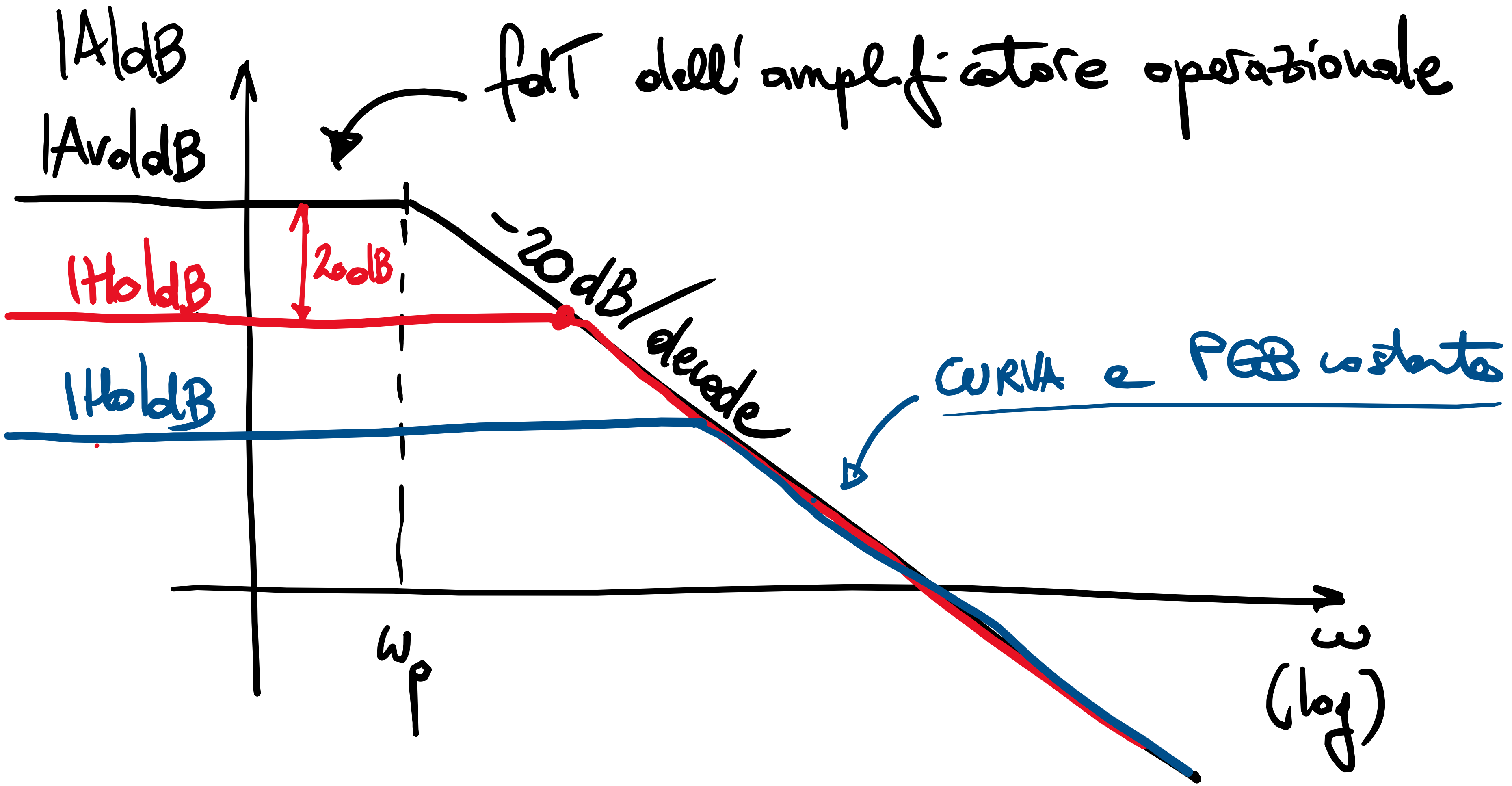
$$H = \frac{H_o}{1-s/s_H}$$

$$H_o = \frac{A_{vo}}{1+\frac{A_{vo}R_1}{R_1+R_2}} \simeq \frac{R_1+R_2}{R_1}$$

$$s_H = s_p\left(1+\frac{A_{vo}R_1}{R_1+R_2}\right) \simeq s_p\left(\frac{A_{vo}R_1}{R_1+R_2}\right)$$

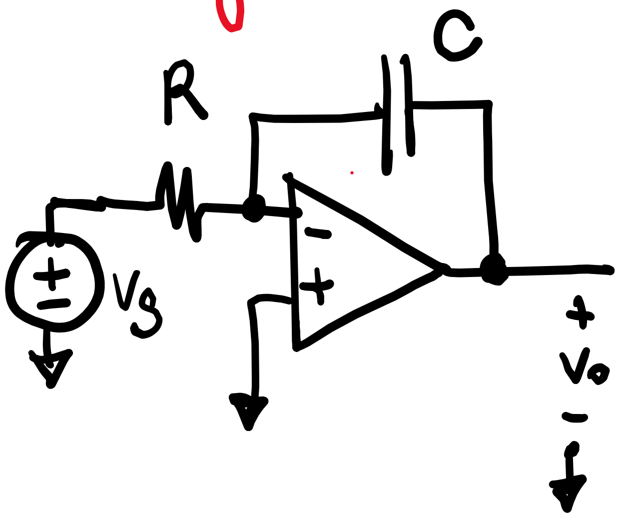
$$\underline{PGB = |H_o||s_H| = A_v|s_p|}$$

dell'amplificatore non invertente = Prodotto guadagno banda dell'OpAmp



|A|dB
|Avo|dB
fdT dell'amplificatore operazionale
|H∞|dB
20dB
|H∞|dB
-20dB/decade
CURVA a PGB costante
ω_p
ω
(log)

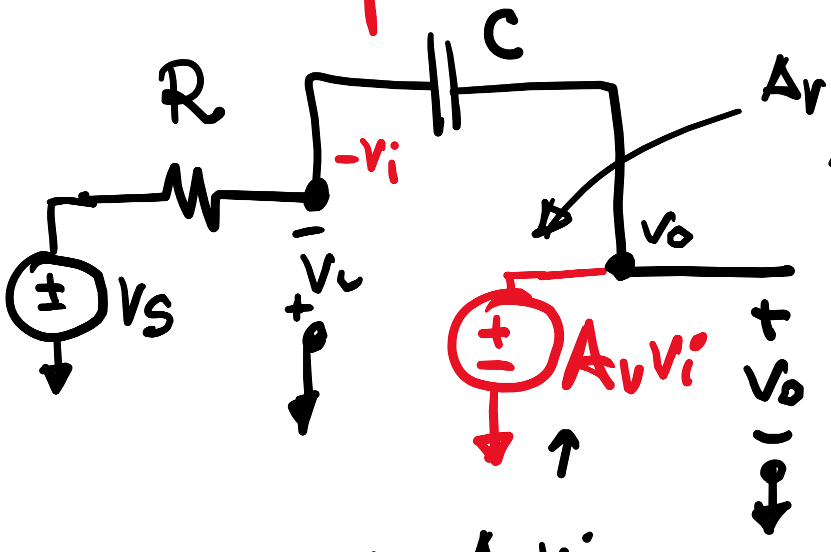
Integratore con Amplificatore Operazionale a polo dominante



$\Rightarrow$

poniamo $R_i \to \infty$

$R_o = 0$



$$A_v = \frac{A_{vo}}{1 - s/s_p}$$

$$V_o = A_v V_i$$

$$-v_i\left[\frac{1}{R} + Cs\right] - \frac{V_s}{R} - V_o C s = 0$$

$$-\frac{V_o}{A_v}\left[\frac{1}{R} + Cs\right] - V_o C s - \frac{V_s}{R} = 0 \rightarrow \frac{V_o}{V_s} = \frac{-1}{\frac{1}{A_v}(1 + RCs) + RCs} = \frac{-1}{\frac{(1 - s/s_p)(1 + RCs)}{A_{vo}} + RCs}$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{-A_{vo}}{1 + RCs - \frac{s}{s_p} - \frac{RC}{s_p}s^2 + A_{vo}RCs} = \frac{-A_{vo}}{1 + \left[RC(1 + A_{vo}) - \frac{1}{s_p}\right]s - \frac{RC}{s_p}s^2}$$

$$\left(1-\frac{s}{s_{p1}}\right)\left(1-\frac{s}{s_{p2}}\right) = 1 - s\underbrace{\left(\frac{1}{s_{p1}}+\frac{1}{s_{p2}}\right)}_{a_1} + \underbrace{\frac{s^2}{s_{p1}s_{p2}}}_{a_2}$$

Hp. $\underline{\underline{s_{p1} \gg s_{p2}}}$

$$a_1 \simeq -\frac{1}{s_{p2}} \Rightarrow s_{p2} = \frac{-1}{a_1} \leftarrow$$

$$a_2 = \frac{1}{s_{p1}s_{p2}} = -\frac{a_1}{s_{p1}} \Rightarrow s_{p1} = -\frac{a_1}{a_2} \leftarrow$$

nel nostro caso

$$s_{p2} = -\frac{1}{RC(1+A_{v0}) - 1/s_p} \sim \frac{-1}{RCA_{v0}} \Leftarrow \text{molto } \underline{\text{piccolo}}$$

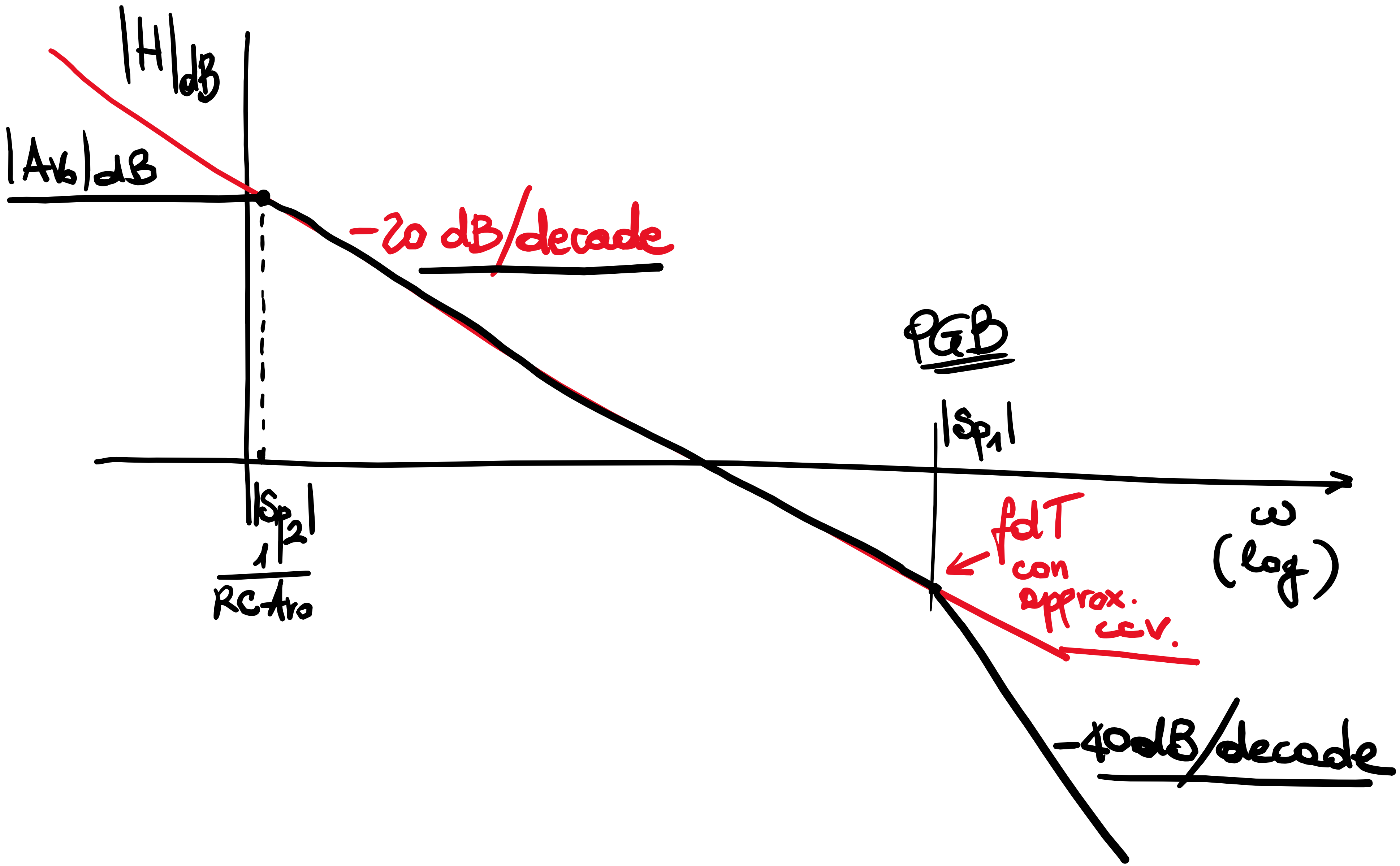
$$s_{p1} = -\frac{RC(1+A_{v0}) - 1/s_p}{-\frac{RC}{s_p}} \sim \frac{\cancel{RC}A_{v0}\,s_p}{\cancel{RC}} = \underline{\underline{s_pA_{v0}}}$$

$\uparrow$

$\underline{\underline{PGB}}$

effettivamente

$$s_pA_{v0} \gg \frac{-1}{RCA_{v0}}$$



|H|dB
|Av|dB
-20 dB/decade
PGB
|Sp1|
|Sp2|
1/RCAro
ω (log)
fdT con approx. c.c.v.
-40dB/decade