POLITECNICO
MILANO 1863

ELECTRONIC SYSTEMS

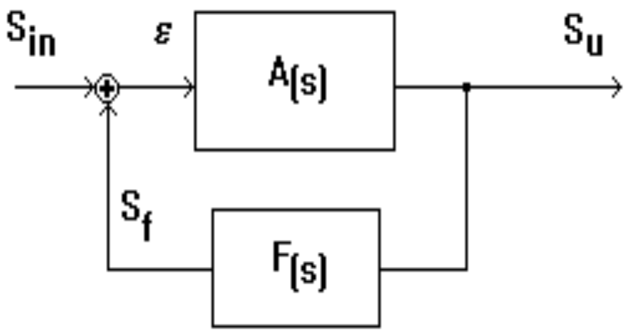
2021-22 academic year

prof. Franco ZAPPA

Summary 02 – Negative Feedback

- **OpAmps** and **Negative feedback**
- Importance of $\mathbf{G_{loop}}$
- **Feedback improves everything!**
- Effects on Gain, Impedances, Bandwidth
- OpAmp's real performance

OpAmp with negative feedback



- feedback (G_{loop}) lowers the gain, but adds MANY advantages
- gain is independent of OpAmp and depends just on feedback
- stronger feedback, smaller correction factor !

Closed-loop gain:

Qui Gloop è negativo (come in tutti i nostri esercizi)

$$G(s)=\frac{S_u}{S_{in}}=\frac{A(s)}{1-A(s)\cdot F(s)}=\frac{A(s)}{1-G_{loop}}=-\frac{1}{F(s)}\cdot\frac{1}{1-1/G_{loop}}$$

For example: G_{loop}= -10 correction factor = 0.9 G_{loop}= -100 correction factor = 0.99

Note: $1-G_{loop}$ is a large positive number

and $\frac{1}{1-\frac{1}{G_{loop}}}$ is the correction factor between ideal and real gains

- and … many more further advantages …

larger bandwidth (excellent speed)

lower output impedance (excellent voltage source)

either ∞ input impedance (excellent voltage reader)

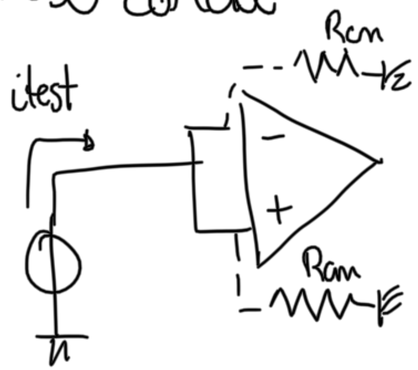
or *0* input impedance (excellent current reader)

Real electrical performances

OPAMP NON IDEALE

Non-ideal **small-signal** specs:

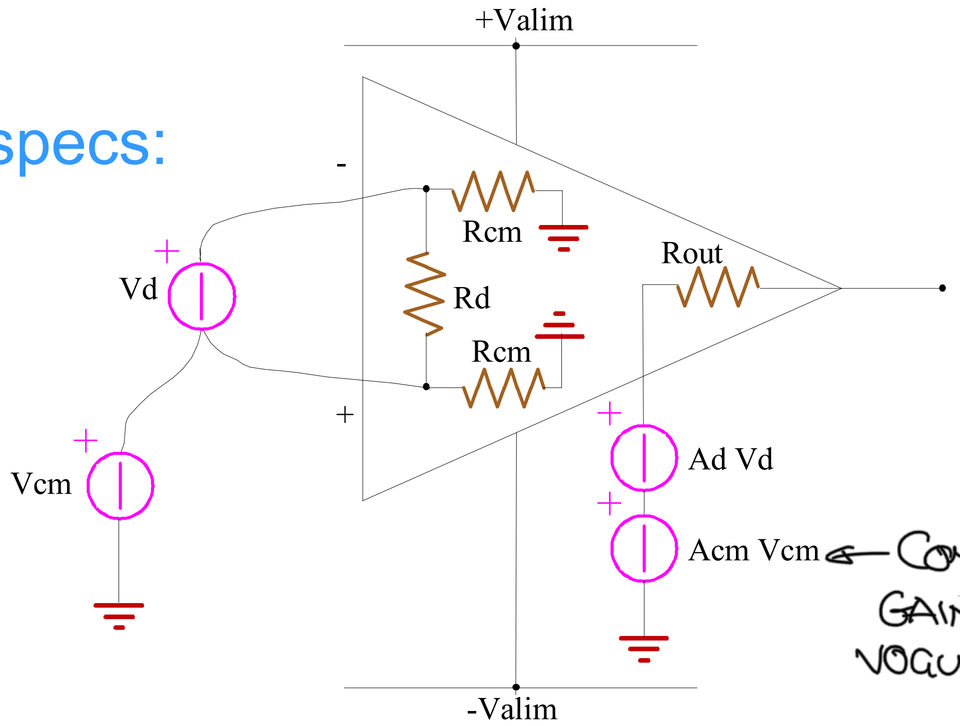
FACCIAMO UN TEST DI MODO COMUNE



$$\frac{V_{TEST}}{I_{TEST}} = \frac{R_{cm}}{2} \to \infty$$

La vorremo infinita

TENSIONE DI COMMON MODE

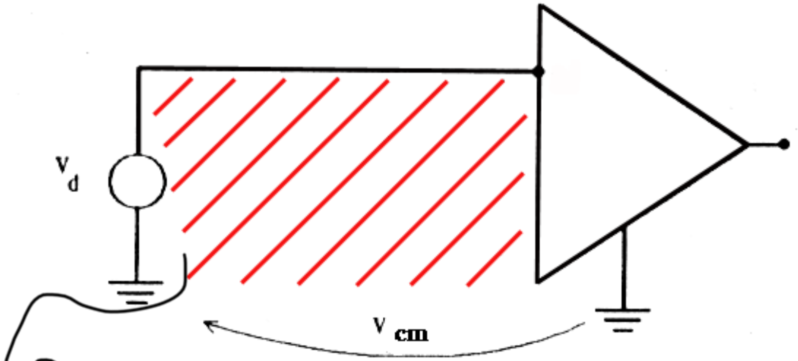


COMMON MODE GAIN (NOI LO VOGLIAMO A Ø)

· Differential Gain (A_d)	> 100’000	> 100dB
· Common-Mode Gain (A_{cm})	< 10	< 20dB
· Bandwidth (BW)	10Hz ÷ 1kHz	
· Differential input impedance (R_d)	> 100kΩ	
· Common-Mode input impedance (R_{cm})	> 1MΩ	
· Output impedance (R_o)	< 4kΩ	
· Temperature drifts	some %/°C	

Single-ended vs. Differential amplifiers

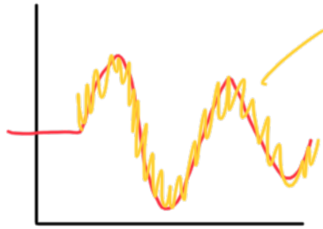
Single-ended input:



DIFFERENZA TRA LE 2 TERRE

- GND bouncing undistinguishable from signal
- ElectroMagnetic disturbance coupled through loop

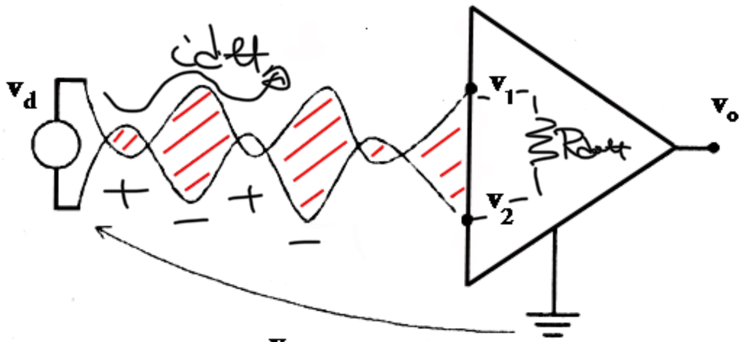
SE VEDIAMO L'AREA ROSSA QUESTA È SOGGETTA A VARIAZIONI ELETTROMAGNETICHE



USIAMO L'AMPLI DIFFERENZIALE PER RISOLVERE IL PROBLEMA

$$\frac{V_{TEST}}{i_{d,eff}} = R_{d,eff}$$

Differential input:



CROSS COUPLED

PURTROPPO UN OPAMP REALE HA SEMPRE UN AMPLIFICAZIONE DI COMMON MODE

$$v_o = A_d \cdot v_d + A_{cm} \cdot v_{cm}$$

- let's amplify just Differential signal
- let's reject Common Mode disturbance

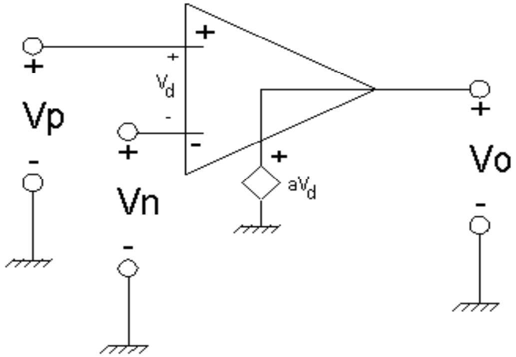
$$CMRR = \frac{A_d}{A_{cm}} \approx 80\text{–}100\text{dB}$$

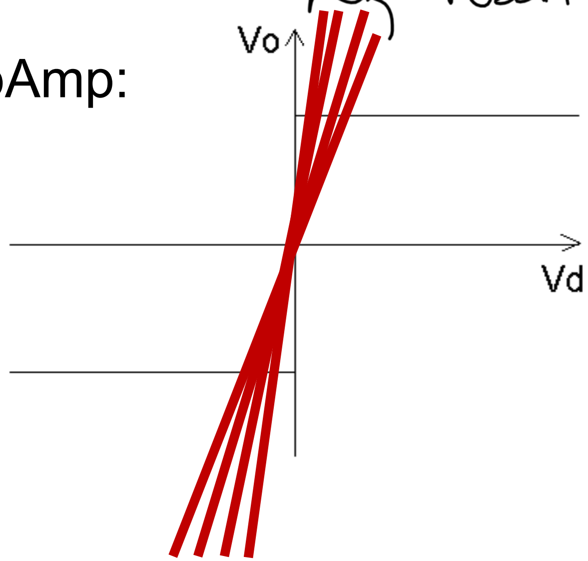
LA VOGLIAMO ∞

Feedback effect on amplifier's mismatches and drifts

POSSIAMO AVERE VARIAZIONI DEL GUADAGNO

Here is the “open-loop” OpAmp:





$$G = \frac{V_o}{V_d} = A$$

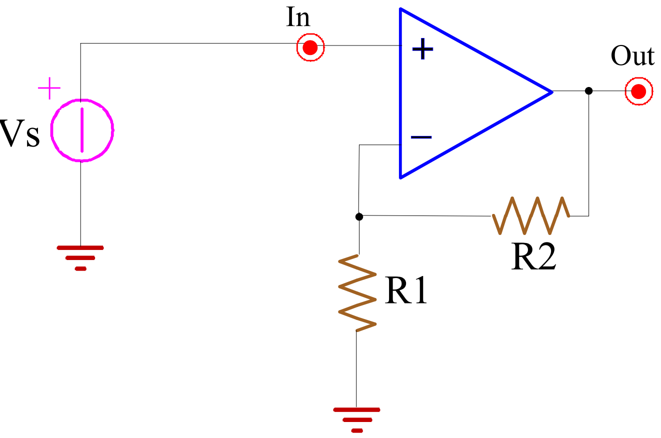
SE IL GUADAGNO DELL'OPAMP VARIA DEL 20% ANCHE IL GUADAGNO DELLO STAGE CALA DI 20%.

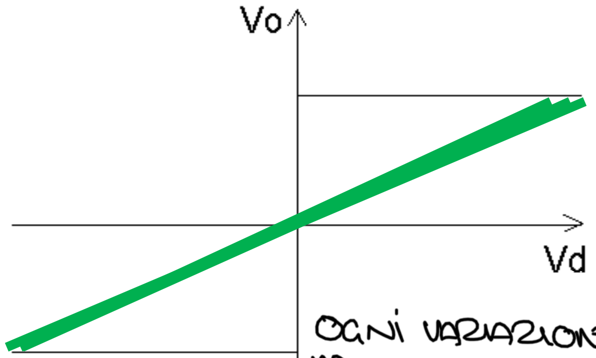
$$\frac{dG}{G} = \frac{dA}{A}$$

e.g.=±50%

AL CONTRARIO IN RETROAZIONE LA VARIAZIONE DI GUADAGNO DELL'INTERO STAGE VIENE RIDOTTA DI $\frac{1}{1-G_{loop}}$

Here is a basic “closed-loop” (negative feedback) circuit:





$$G = \frac{V_o}{V_d} = \frac{A}{1 - A \cdot F} = \frac{A}{1 + G_{loop}}$$

$$\frac{dG}{G} = \frac{dA}{A} \cdot \frac{1}{1 - G_{loop}}$$

e.g.=$\pm 50\% \cdot \frac{1}{1+100} = \pm 5‰$

OGNI VARIAZIONE DI R1 E R2 HA UN GRANDE IMPATTO SULL' GAIN DELLO STAGE.

But what about $\frac{dG}{G} = \frac{dF}{F}$ ...??

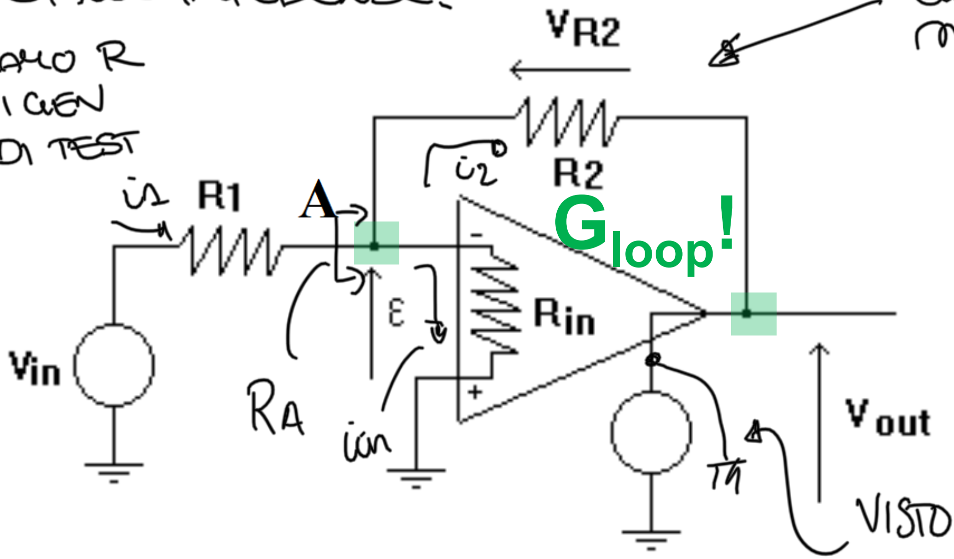
RESISTENZE PRECISE

Feedback effect on impedances

COSA SUCCEDE ALLE IMPEDENZE?

QUANDO CALCOLIAMO R SPEGNAMO TUTTI I GEN TRANNE QUELLI DI TEST

GUARDANDO COSÌ DIREMMO CHE LA R È Rin//R2 ma no c'è anche un altro termine



VISTO CHE SPEGNAMO IL GEN

Input impedance:

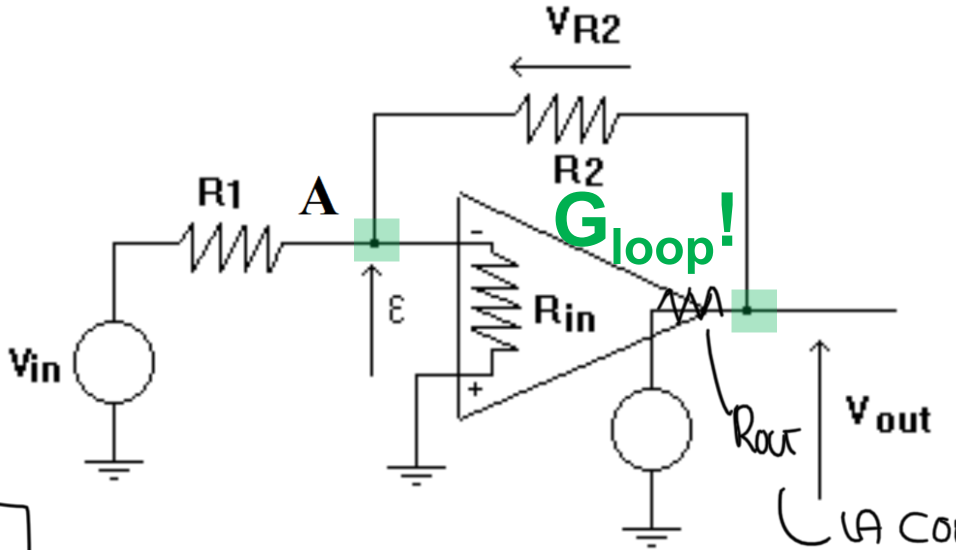
$$R_{in} = R_1 + R_A$$

$$R_A = \frac{\varepsilon}{i_1} = \frac{\varepsilon}{i_{in} + i_2} = \frac{\varepsilon}{\dfrac{\varepsilon}{R_{in}} + \dfrac{\varepsilon - A(s)\cdot\varepsilon}{R_2}} = \frac{R_{in}\cdot R_2}{R_2 + R_{in} - A(s)\cdot R_{in}} =$$

$$= \frac{R_{in}\cdot R_2}{R_{in} + R_2}\cdot\frac{1}{1 - A(s)\cdot\dfrac{R_{in}}{R_{in}+R_2}} = \frac{R_{in}\|R_2}{\underbrace{1 - A(s)\cdot\dfrac{R_{in}}{R_{in}+R_2}}_{\text{è Gloop!!}}}$$

Feedback effect on impedances at NODES

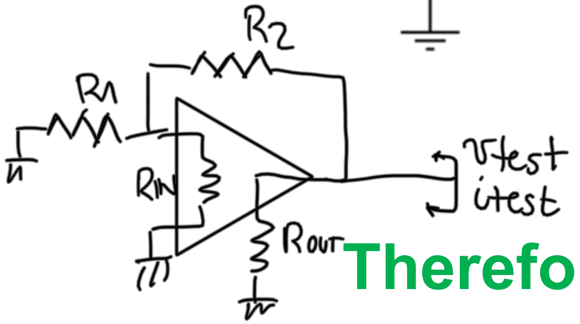
POLITECNICO
MILANO 1863



Real transfer function:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 - \frac{1}{G_{loop}(s)}}$$

LA CONSIDERIAMO PER L'IMPEDENZA DI OUTPUT
(NON SO PERCHÈ NON L'ABBIAMO FATTO PRIMA

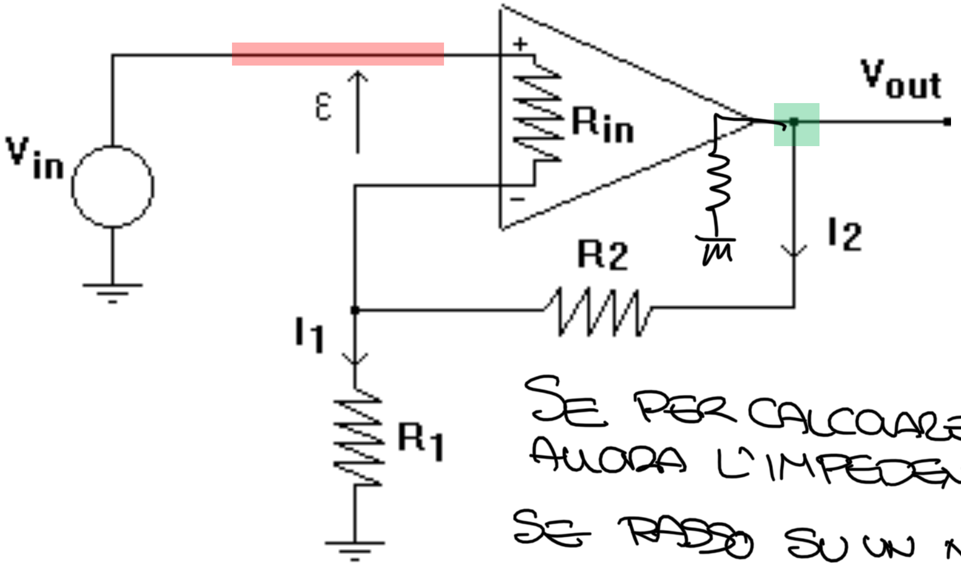


Therefore, in case of FEEDBACK at a «NODE»:

Input impedance: $R_{in} = R_1 + R_A$ $\qquad R_A = \dfrac{R_{in} \| R_2}{1 - G_{loop}(s)}$ $\qquad R_A \approx 0$

Output impedance: $R_{out} = \dfrac{R_{out} \| \left(R_2 + R_1 \| R_{in}\right)}{1 - G_{loop}(s)}$ $\qquad R_{out} \approx 0$

Feedback effect on impedances through Branches



Real transfer function:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = +\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\cdot\frac{1}{1-{}^{1}\!/\!{}_{G_{loop}(s)}}$$

SE PER CALCOLARE L'IMPEDENZA ENTRO DENTRO L'OPAMP ALLORA L'IMPEDENZA AUMENTA DI 1−Gloop.

SE PASSO SU UN NODO E NON PASSO CON TUTTA LA CORRENTE DENTRO L'OPAMP HO CHE VIENE DIVISA PER 1−Gloop

Therefore, in case of FEEDBACK at a «NODE»:

Output impedance: $R_{out} = \dfrac{R_{out} \| \left(R_2 + R_1 \| R_{in}\right)}{1-G_{loop}(s)}$ $\qquad R_{out} \approx 0$

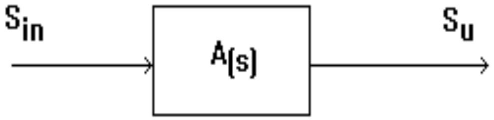
Instead, in case of FEEDBACK through a «BRANCH»:

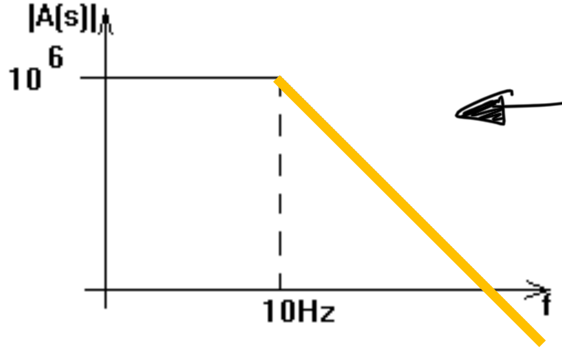
Input impedance: $R_{in} = \left[R_{in} + R_1 \| R_2\right]\cdot\left[1-G_{loop}(s)\right]$ $\qquad R_{in} \to \infty$

Feedback effect on bandwidth

SLOPE: x/x 10/10 -20dB/dec -45°

Open-loop just the OpAmp:





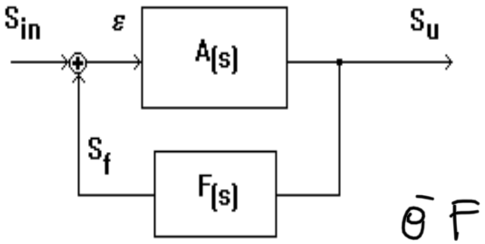
SE L'AMPLI HA BANDA LIMITATA

$$A = \frac{G_0}{1+s\tau}$$

Closed-loop

CON IL FEEDBACK LA BANDA VIENE AUMENTATA

OpAmp with feedback:

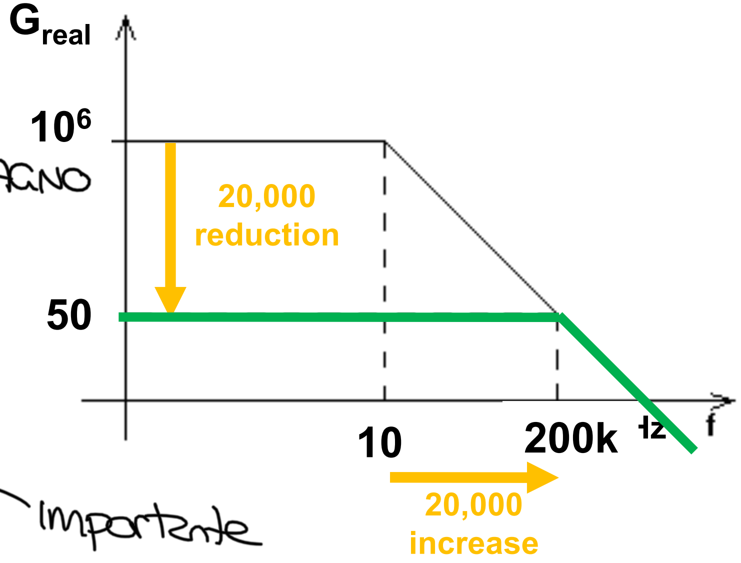


Gain gets lower $\frac{G_0}{1+\text{Gloop}}$

$$\frac{A}{1+A\beta} = \frac{\frac{G_0}{1+s\tau}}{1+\beta\cdot\frac{G_0}{1+s\tau}} = \frac{G_0}{(1-\text{Gloop})\cdot\left(1+\frac{s\tau}{1-\text{Gloop}}\right)}$$

β = F

IL GAIN VIENE RIDOTTO MA GUADAGNO IN BANDA



Bandwidth gets wider polo=(1/τ)·(1+Gloop)

importante

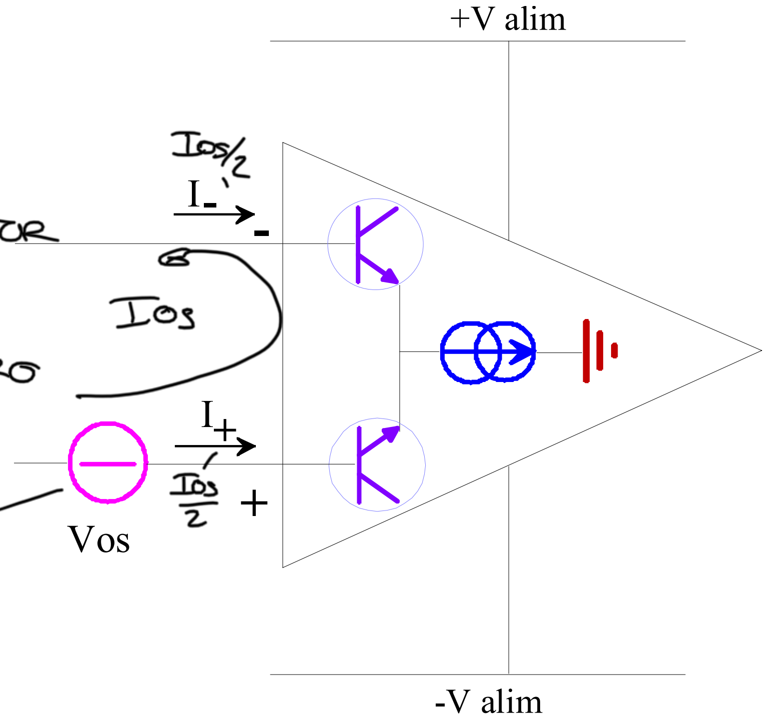
For example: F=1/50 G_{loop}= -20,000 $G_{real} \approx 50$ pole = 200,000 Hz !

Input errors

Non-ideal **large-signal** specs:

UN OPAMP CIUPPA CORRENTE DI BIAS PER I TRANSISTOR

POSSIAMO MODELLARE QUESTO CON UNA CORRENTE Ios CHE SCORRE DENTRO IN UN PIN E NE ESCE DALL'ALTRO



GENERATORE DI OFFSET (mV) CARATTERIZZA LE VARIAZIONI TRA I VARI COMPONENTI (MODO COMUNE)

Se ho 20%/°C di variazione devo fare

$\Delta I = 20\%/°C \cdot 1\mu \cdot 40°$ esempio

$\overset{!}{=} 800\% \cdot 1\mu$

· Input bias currents	$I_B = (I_- + I_+) / 2$	< 1μA
· input offset current	$I_{os} = I_- - I_+$	> 1 ~~MΩ~~ nA
· Input offset voltage	V_{os}	< 5mV
· Temperature drifts	T.C.	few %/°C
· Temperature ranges		

Input bias currents

LE CORRENTI DI BIAS SONO INDISPENSABILI

In order to cancel the effect of the input bias currents,

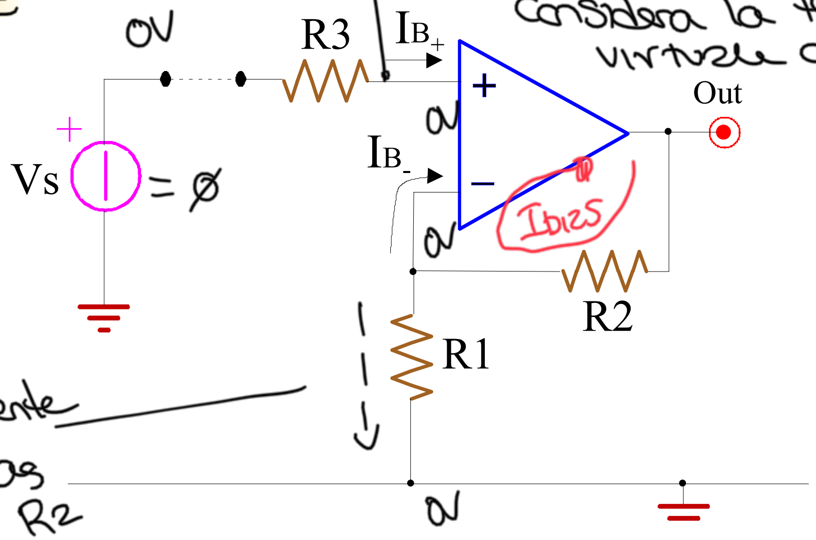
the **impedences “seen” by + and – pins must be equal**

Errori dovuti alle correnti di bias

PER COMPENSARE VBIAS BISOGNA USARE R3!!!

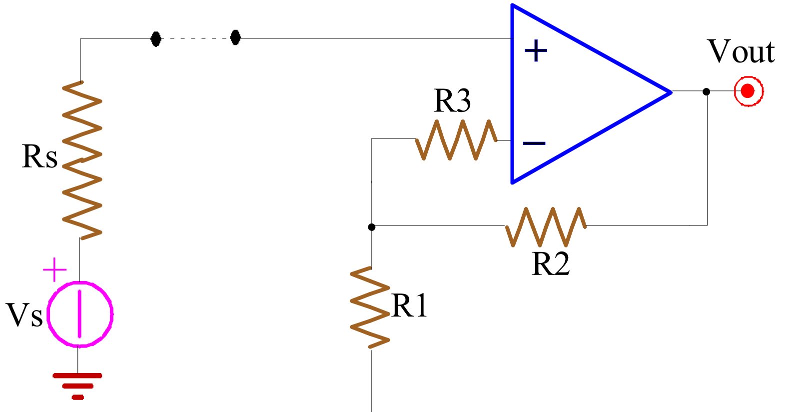
$-R_3 I_{B+}$

Non ho capito benissimo perchè considera la terra virtuale a ∅



non passa corrente quindi tutta ibias passa solo per R2

$R_3 = (R_1||R_2)$



Fare gli stessi conti e si ricava

$R_s = R_3 + (R_1||R_2)$

Allora

$V_{OUT} = I_B \cdot R_2 - R_3 I_{B+}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$

QUANDO I 2 VALORI SONO UGUALI HO $V_{OUT} = \emptyset$

$R_3\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) = R_2 \Rightarrow R_3 = R_1 || R_2$

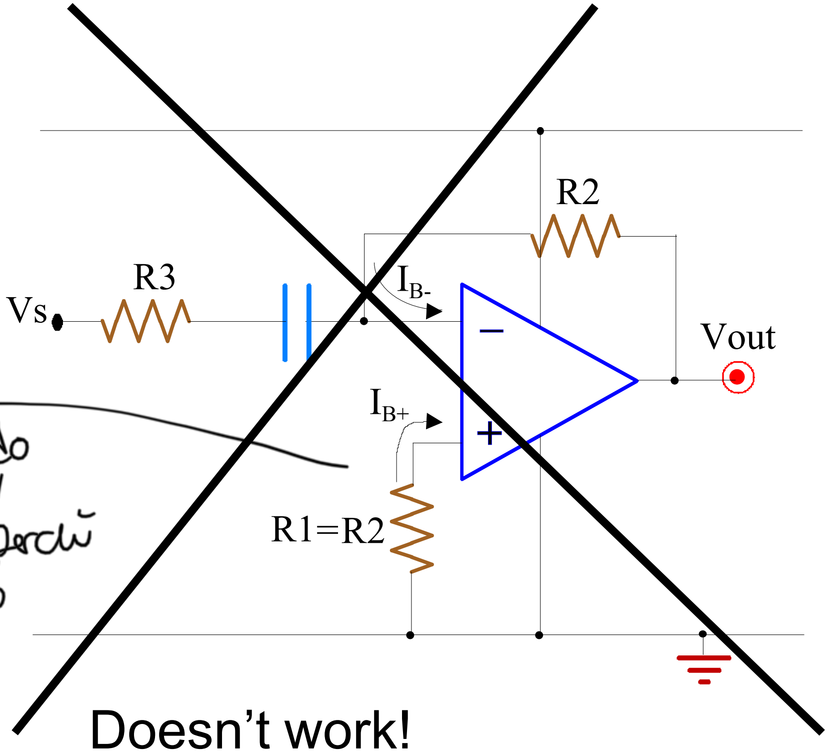
Questa R3 serve per compensare le correnti di bias

Input bias currents

They are compulsory,

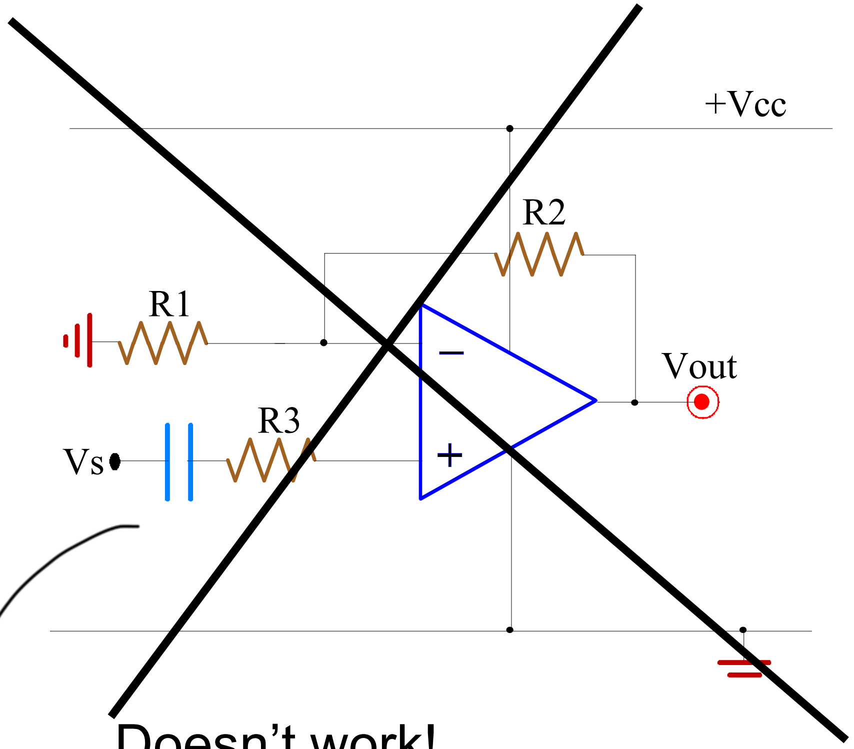
otherwise the OpAmp won't work at all

Se avessimo qui corrente al nodo più avremmo -1V che è impossibile perché il generatore è solo positivo.



Doesn't work!

OK it does if –VDD is not grounded or if I_B has opposite direction



Doesn't work!

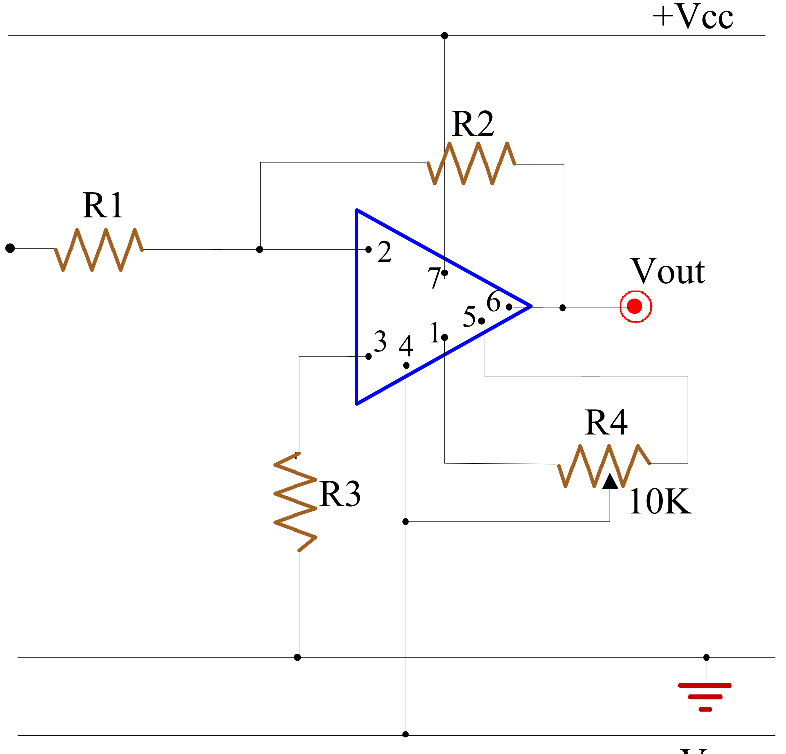
OK it does with a resistor from + to GND

Non va perché noi dobbiamo avere una corrente costante ma la tensione ai capi del condensatore andrebbe crescendo a rampa fino alla tensione VDD

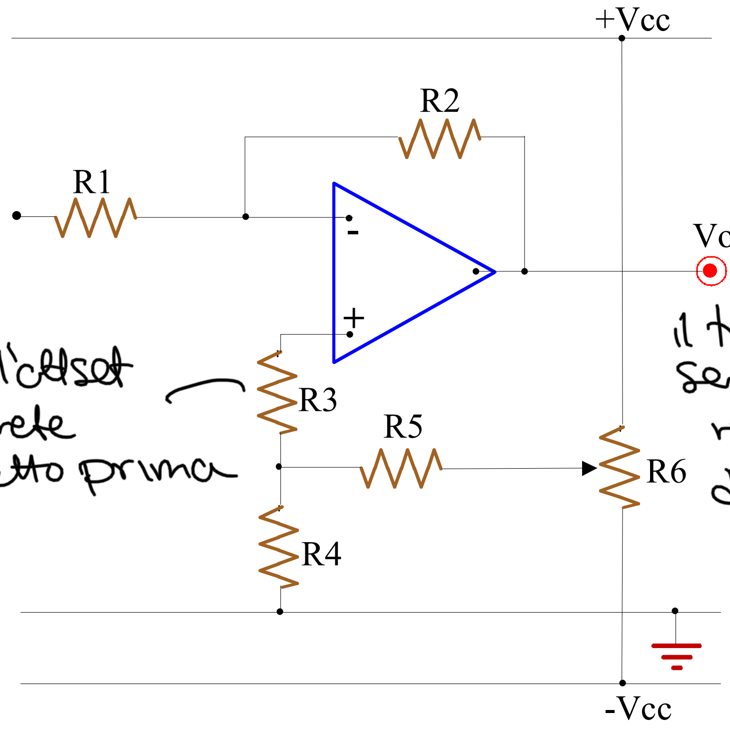
Input offset voltage

Some OpAmps provide pins for **internal trimming** (i.e. for nNulling the offset) **…**

… otherwise **external trimming** can be added



μA741

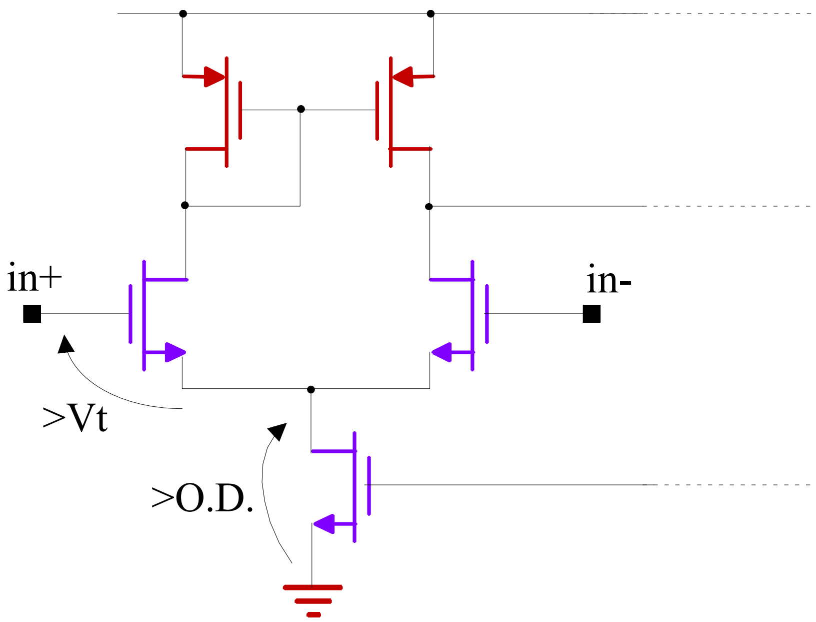


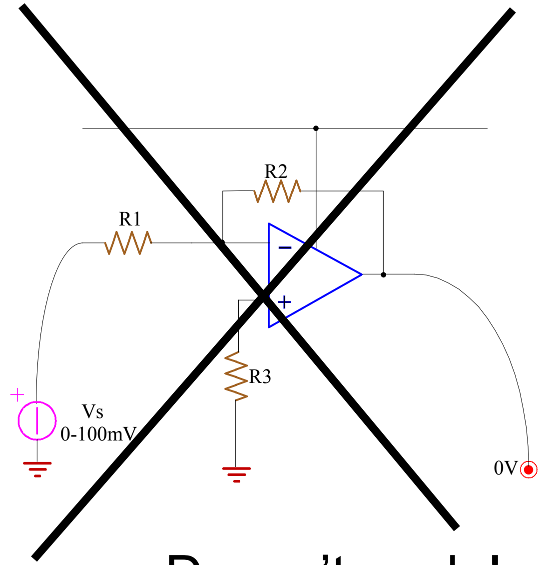
Per l'offset di corrente come detto prima

il trimmer serve per regolare l'offset di tensione a Ø

Dynamic ranges

Input voltage ranges and output voltage swings are limited





Doesn't work !

Ranges:

- at the inputs **Common Mode Input Voltage Range**
- at the output **Output Voltage Swing**

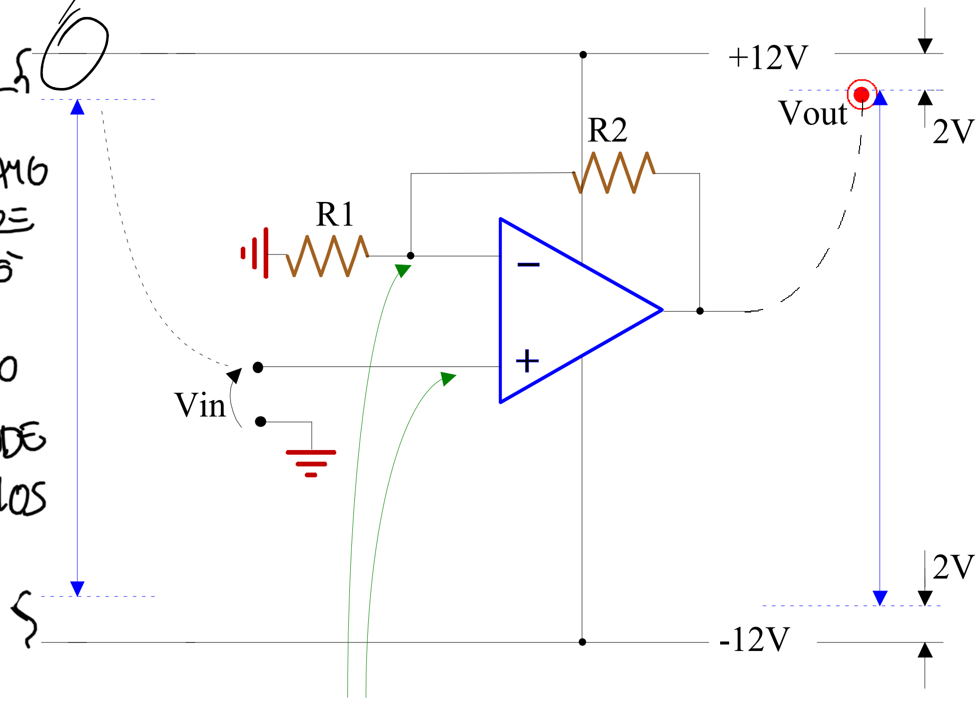
Some OpAmps are **rail-to-rail**

Power supply

NON È RAIL TO RAIL

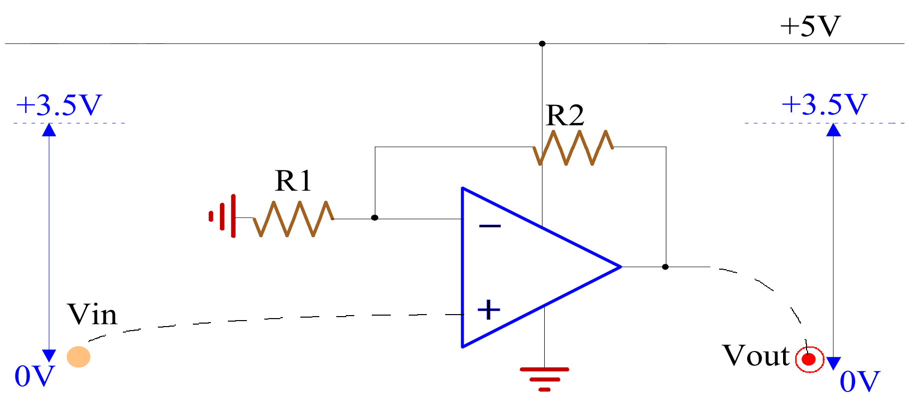
Dual-polarity

DOBBIAMO TENERE UN PO' DI SPAZIO
DIPENDE DAI MOS

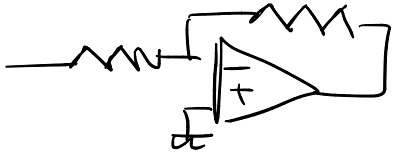


NOTE: at the same voltage (virtual ground) !

Single-polarity



PER UN OPAMP INVERTENTE LA FACCENDA È DIVERSA



in teoria ho sempre Ø in ingresso quindi non ho limiti nella common mode voltage range
Il problema è che l'OPAMP satura e dopo aver saturato ho 2 resistenze in serie

Note: input voltage V_{in} can exceed power supply in some conf. !

allora ho che la tensione sul − aumenta e l'opamp può bruciarsi. Se uso -R2/R1 piccolo allora non ho praticamente limiti su VIN.

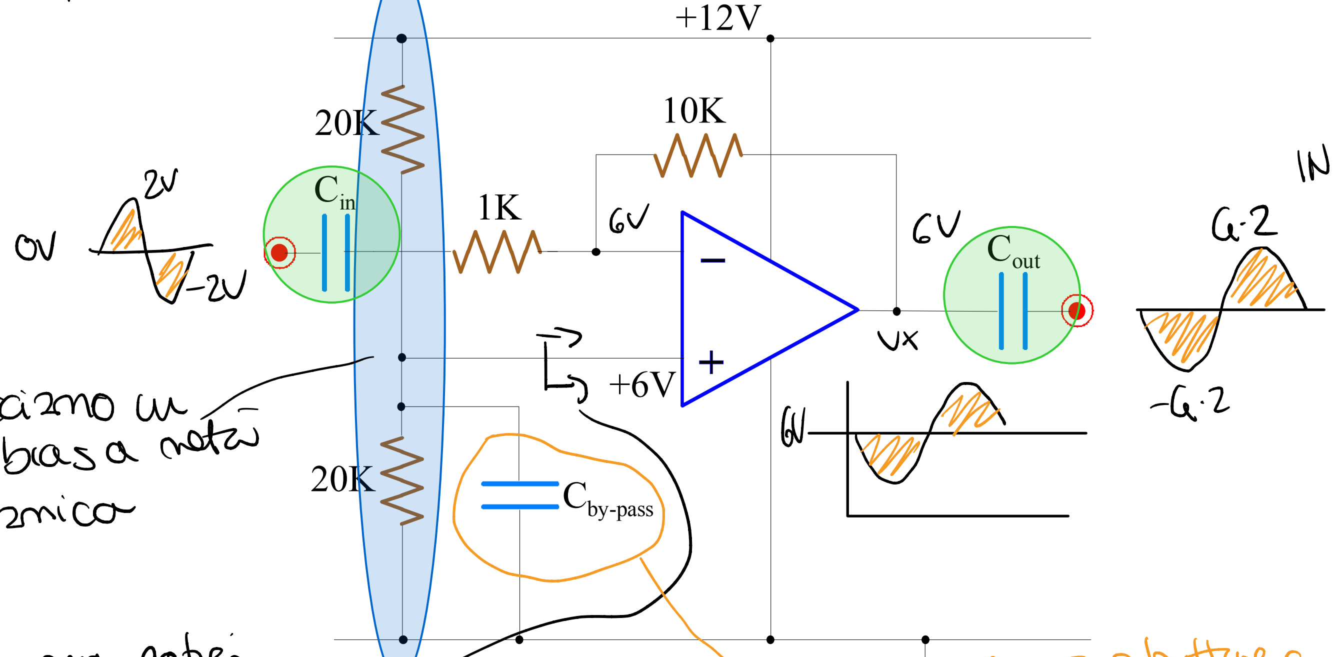
Power supply

Anche positivi e negativi rispetto a una baseline con una power supply unicamente positiva

How to apply (and get) dual polarity signals with a single-polarity power supply?

By **DC pre-bias** of the OpAmp at $V_{DD}/2$ and **AC coupling** of the signal

è un problema perché per la massa virtuale il pin− mi andrebbe a 6V e quindi amplificherei di $\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$ che mi satura (NON bene). Mettiamo un condensatore in ingresso e uscita, quello in ingresso blocca le componenti continue. Quello in uscita fa sì che le componenti continue non facciano corrente e che quindi non passa corrente sui resistori R_1 e R_2 e quindi $V_x = 6V$ e dopo il condensatore ho 0V

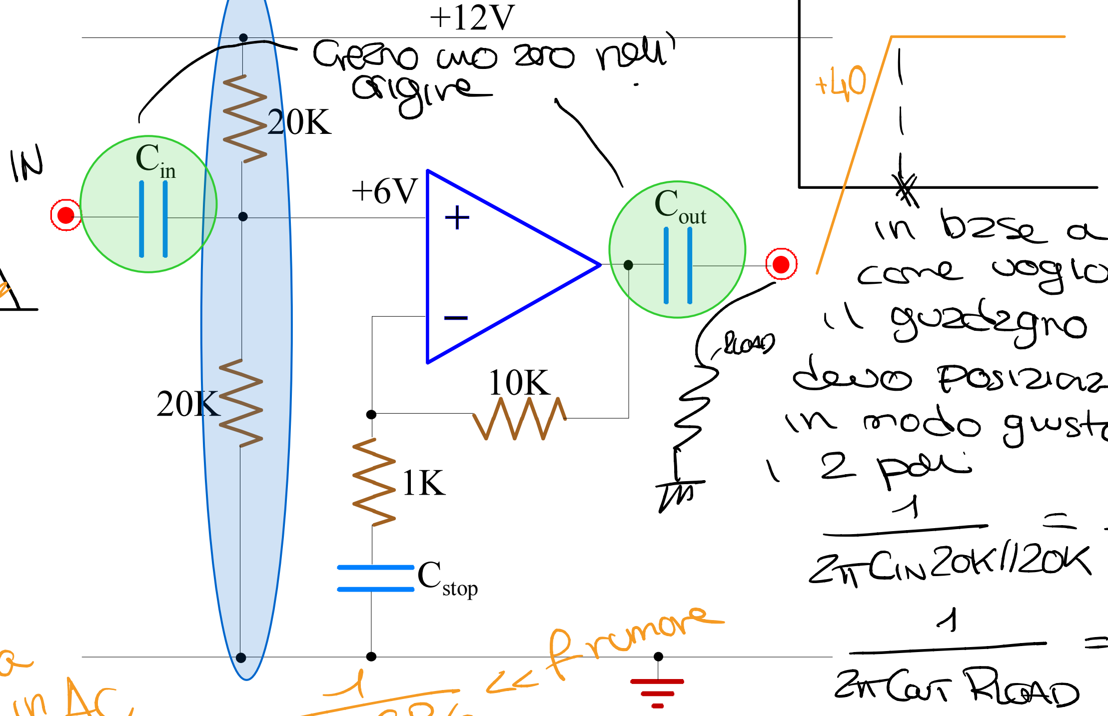


Facciamo un pre bias a metà dinamica

Da qua potrei vedere come un non invertente, per non avere cose che non voglio in uscita allora metto i condensatori

serve per buttare a terra i disturbi in AC

Inverting conf.



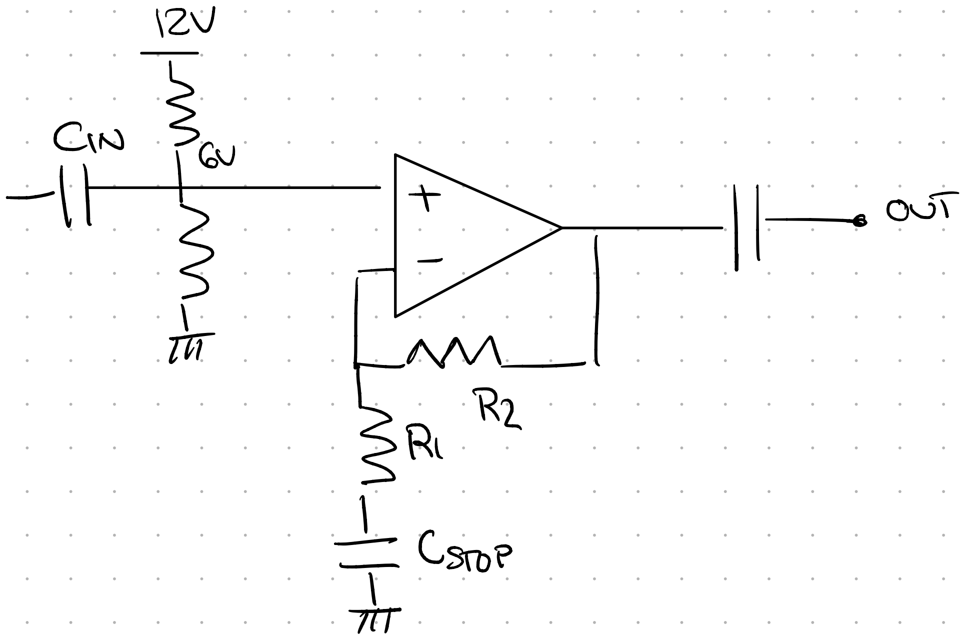
il polo di questo sistema è a $\frac{1}{2\pi C R/2} \ll f$ rumore

Non inverting conf.

in base a come voglio il guadagno devo posizionare in modo giusto i 2 poli

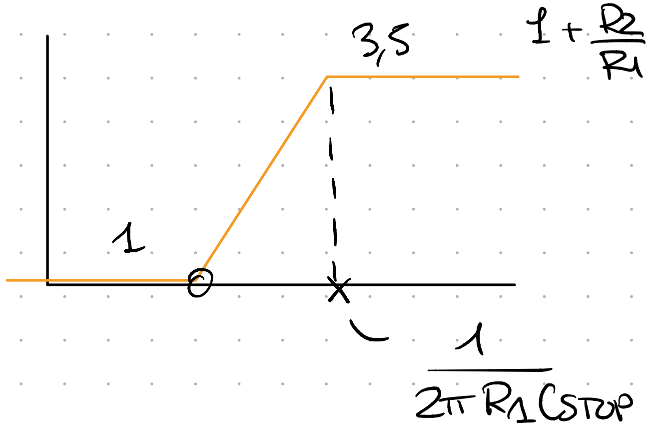
$\frac{1}{2\pi C_{IN} 20K // 20K} =$

$\frac{1}{2\pi C_{OUT} R_{LOAD}} =$



Finché C_{STOP} è un aperto il guadagno è 1, quando C_{STOP} è in corto accade che il guadagno è $1 + R_2/R_1$

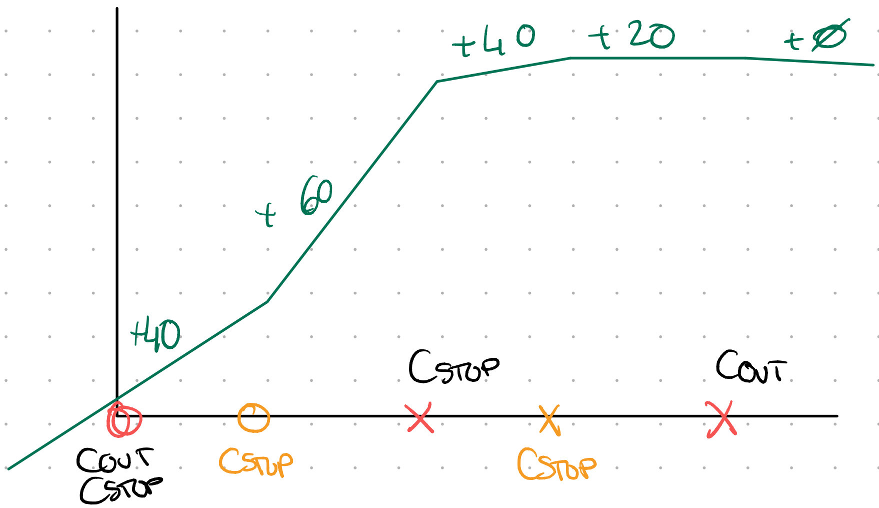
Perciò



il valore dello zero lo trovo facendo il prodotto guadagno banda

$$\text{Zero} = \frac{\text{Pole}}{3,5}$$

Mettendo nel grafico tutto quello che abbiamo visto sui condensatori otteniamo che



$$\text{Polo } C_{in} = \frac{1}{2\pi C_{IN}(100k \parallel 100k)} \qquad \text{Polo } C_{STOP} = \frac{1}{2\pi C_{STOP} R_1}$$

$$\text{Polo } C_{OUT} = \frac{1}{2\pi C_{OUT} R_L}$$

Se i poli e zeri sono messi in posizioni diverse potremo avere altri bode

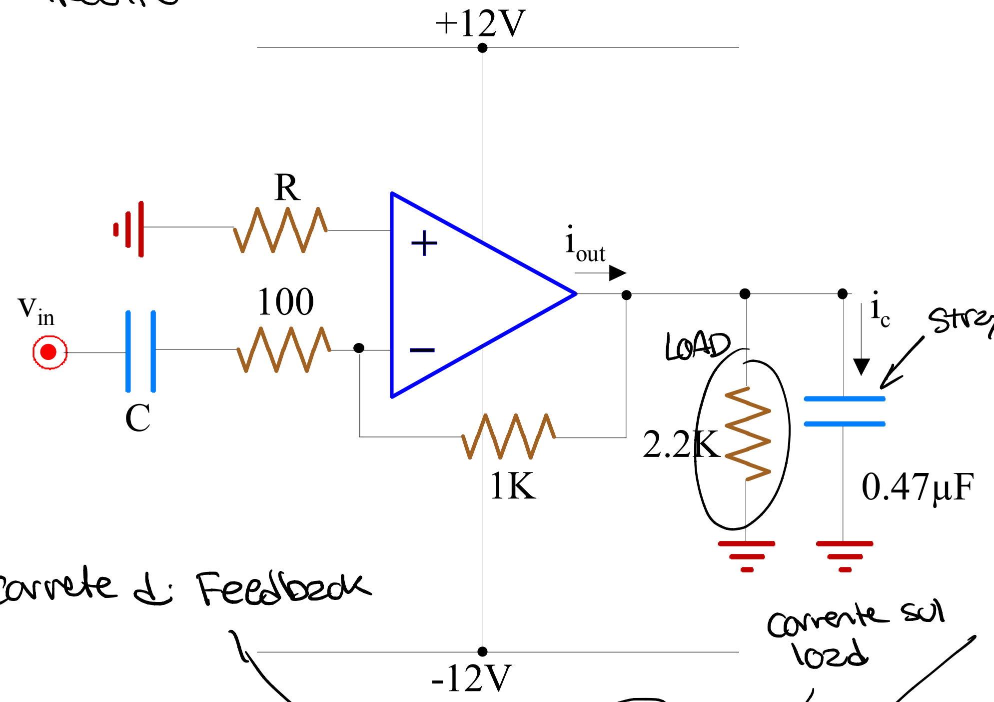
Output driving capability

All OpAmps have a limited $I_{out,max}$

IN DC NON HO NESSUNA CORRENTE IN NESSUNA PARTE DEL CIRCUITO

... both in DC... and in AC (**capacitive loading** is even worse, indeed)

IN AC



$$I_C = C \cdot \frac{dV_C}{dt}$$

Corrente di Feedback

corrente sul load

CORRENTE CHE L'OPAMP DEVE FORNIRE IN AC MA SENZA CONDENSATORE

Se ho 20mA che vanno sul condensatore la massima variazione di tensione d'uscita sono 0,04 V/µs (in pratica la pendenza della rampa di tensione che si crea ai capi del condensatore)

Resistive (DC) component: $$Iout_{max} = \pm\left(\frac{12V}{1k} + \frac{12V}{2.2k}\right) = \pm 18mA$$

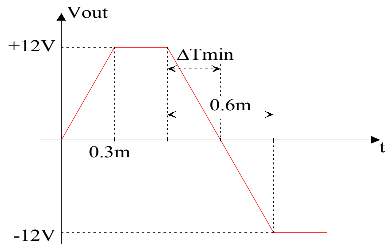
QUANDO SIAMO IN AC e colleghiamo il condensatore

Capacitive (AC) component: $$\left.\frac{dVout}{dt}\right|_{max} = \frac{Iout_{max}}{C} \cong \frac{20mA}{0.47\mu F} = 0.04\frac{V}{\mu s}$$

dV/dt limitation due to *$Iout_{max}$* and to SR

$I_{out,max}$ limits also the **voltage** swing, causing the output to **slew down**

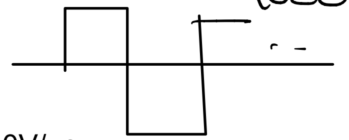
Example: with $I_{out,max} = \pm 20mA$ we get $\left.\dfrac{dVout}{dt}\right|_{max} = \dfrac{Iout_{max}}{C} \cong \dfrac{20mA}{0.47\mu F} = 0.04\dfrac{V}{\mu s}$



Max frequency for a full-swing **digital** output: $f_{max} = \dfrac{1}{2 \cdot \Delta T_{min}} \cong \dfrac{Iout_{max}}{2 \cdot C \cdot \Delta Vout_{max}} = 833Hz$

Max frequency for a full-swing **sinusoidal** output (**F**ull**P**ower**B**and**W**idth): $FPBW = \dfrac{Iout_{max}}{2\pi \cdot C \cdot Vout_{max}}$

risultato in uscita se mettiamo un onda quadra



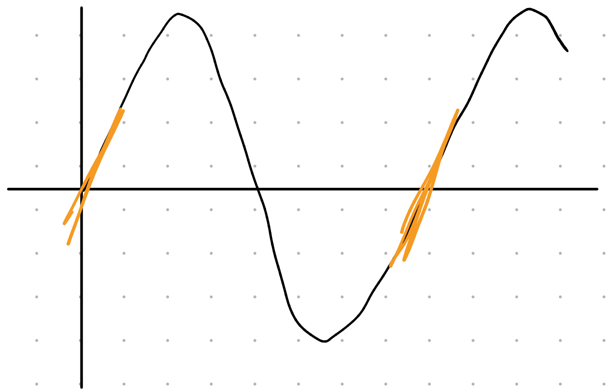
Slew-Rate is an internal limit of the OpAmp (**independent** of $I_{out,max}$) $SR = \left(\dfrac{dVout}{dt}\right)_{max}$ Example: SR=10V/µs

la massima frequenza che possiamo usare è quella di pecisante da un onda quadra

Max frequency for a full-swing **digital output** (triangular shape, full-swing transitions): $f\,max_{slew-rate} = \dfrac{SR}{\Delta Vo_{max,picco-picco}}$

Max frequency for a full-swing **sinusoidal** output (**F**ull**P**ower**B**and**W**idth): $FPBW = \dfrac{SR}{2\pi \cdot Vout_{max}}$

Se ho una sinusoide



La massima pendenza si ha attorno allo ∅

$v(t) = V_P \sin(2\pi f t)$

$$\left.\frac{dV}{dt}\right|_{MAX} = V_P \cdot 2\pi f_{MAX} \underbrace{\cos(2\pi f t)}_{=1} \text{ non ho capito perché}$$

$$= 2\pi V_{PMAX} f_{MAX}$$

Full Power Bandwith

FPBW è la massima freqenza di una sinusoide che mi permette di andare al massimo e al minimo dell'alimentazione

$$FPBW = \frac{I_{OUTMAX}}{2\pi C_{LOAD} \cdot V_{ALIM}}$$

questo perché

$$\left.\frac{dV}{dt}\right|_{max} = 2\pi V_{PMAX} f_{MAX} = \frac{I_{OUTMAX}}{C_{LOAD}}$$

Slew rate

massima velocità di tensione in uscita all'output di un opamp.

Quindi l'uscita $\frac{dV_{OUT}}{dt}$ è limitata sia dallo slew rate sia dal condensatore d'uscita

Il minore dei 2 è quello che limita di più.

Conclusions

- OpAmps are gorgeous
- mostly thanks to **negative feedback**
- $\mathbf{G_{loop}}$ must be high enough (>10 is enough)
- **Virtual ground** is wonderful to play with

Next lesson: **03 – OpAmp stages**