POLITECNICO
MILANO 1863





ELECTRONIC SYSTEMS

2021-22 academic year

prof. Franco ZAPPA

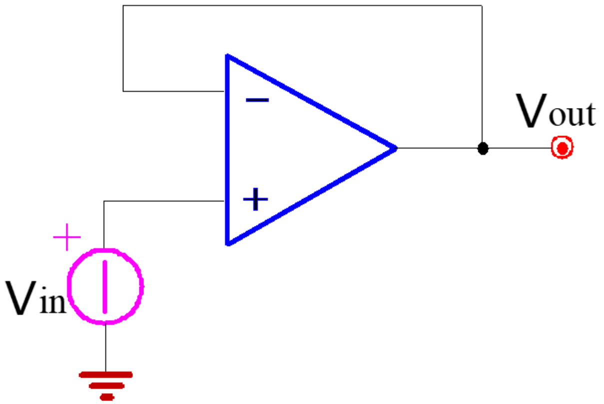
Summary 04 – Frequency Compensation

- Role of G_{loop} on stage **stability**
- **Real** closed-loop **frequency response**
- C_{in} and C_{out} can cause instability
- **Frequency Compensation** techniques
- Internal compensation (through available pins)

Open-loop frequency response (OpAmp rules)

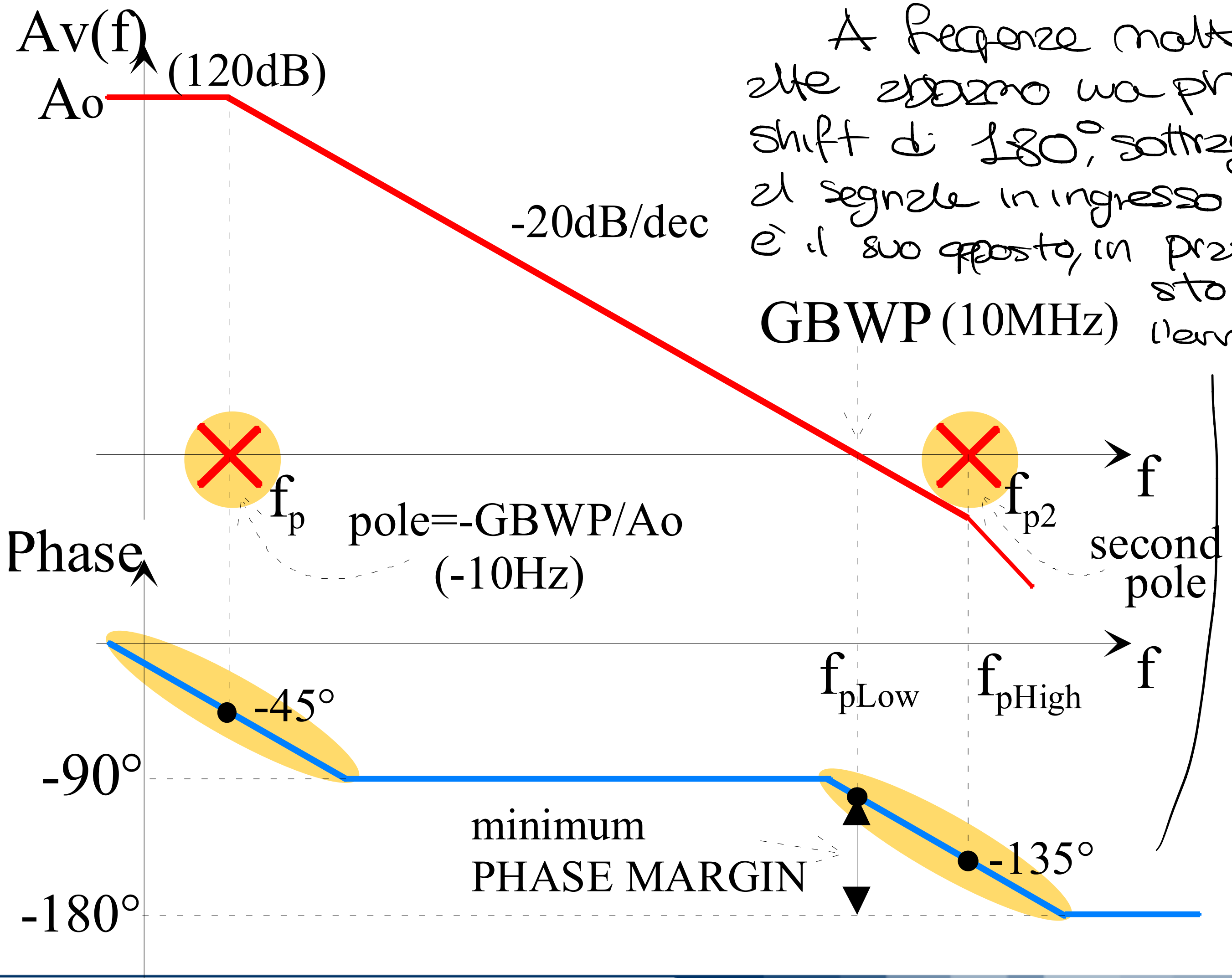
The OpAmp introduces amplification, but also phase shift!

SUPPONIAMO CHE L'OP-AMP NON ABBIA GUADAGNO INFINITO.



A causa dei poli all'interno dell'OP-AMP possiamo avere delle phase shift e quindi l'errore all'ingresso non sarà Ø perchè i 2 valori sono shiftati.

A frequenze molto alte abbiamo una phase shift di 180°, sottraggo al segnale in ingresso che è il suo opposto, in pratica sto aumentando l'errore.



Poles add -90° Zeros add +90°

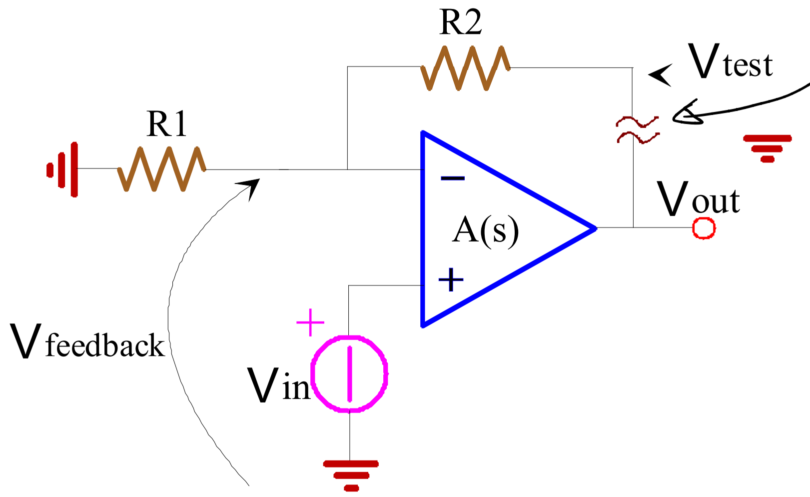
but only one decade after

Non-inverting stage

Calcoliamo il Gloop del non invertente

G_{loop} must be assessed, in order to check **quality** and **stability** of feedback

Tagliamo qui il segnale



$$\beta = \frac{v_{feedback}}{v_{test}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$Gloop = -A(s) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = -A \cdot \beta$$

Visto che entriamo nel pin negativo dell'opamp.

Real closed-loop gain:

Guadagno Reale → $G_{NI} = \dfrac{A}{1 + A \cdot \beta} =$

- $1/\beta$ if $1/\beta << A$ (i.e. if $G_{loop} >> 1$) **:Ideal gain**
- A if $1/\beta >> A$ (i.e. if $G_{loop} << 1$)

G_{loop} assessment and real gain extraction

Cose importanti che dobbiamo fare

In order to assess G_{loop}, to check feedback **quality** and stage **stability**, and to be able to draw the **real closed-loop frequency response** and not just the ideal one, do follow these hints:

Disegnamo separatamente A(s) e B(s) e cerchiamo il punto dove Gloop(s) = 1 cioè quando $A(s) = \frac{1}{B(s)}$ dato che Gloop = A(s)β(s)

1. Draw A(s) — i.e. the frequency response of the OpAmp
2. Compute β(s) — NO Laplace, just asymptotic analysis at 0, medium and ∞ freq.s
   then draw 1/β(s) — remember: poles of β(s) lift up, zeroes of β(s) put down 1/β(s)
3. The split between A(s) and 1/β(s) is $G_{loop}(s)$;
   the larger the split, i.e. G_{loop}, the better the feedback **quality**
   instead, at frequency f*, where A(s) intercepts 1/β(s), $G_{loop}(f^*)=1$
3. Draw the expected ideal gain — don't care about A(s) nor 1/β(s)
4. The **real closed-loop frequency response**
   follows the ideal one when "*there is G_{loop}*", i.e. $G_{loop}(s)>1$,
   instead, beyond f* there is no more feedback, hence the real gain rolls off from the ideal trend, experiencing all following poles and zeros of A(s); "*the real gain dies as A(s) is dying*"

Posso disegnare nello stesso grafico A(s) e 1/B(s) la distanza tra i 2 è Gloop

5. Stage **stability** depends on the "closure angle" between A(s) and 1/β(s) around f*
   stable when 20dB/dec before and after f*
   marginally stable when 20dB/dec before and 40dB/dec after f* or viceversa
   unstable when 40dB/dec or higher before and after f*

Stability assessment

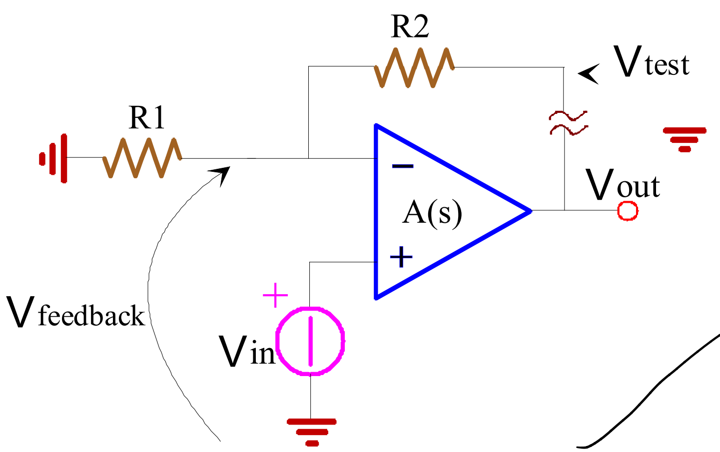
The reason why "closure angle" matters on **stability** is straightforward:

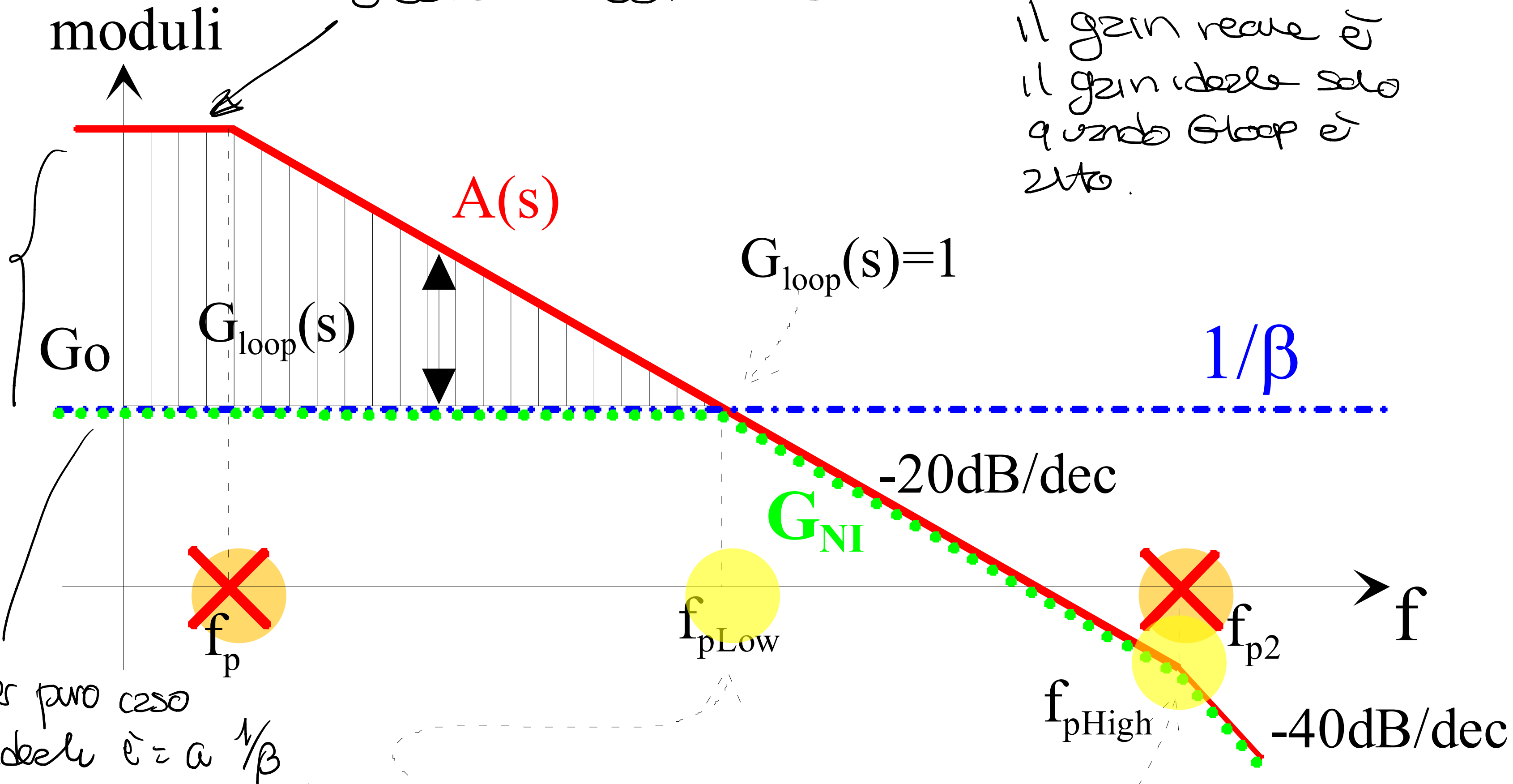
1. Given that the split between A(s) and 1/β(s) is **$G_{loop}(s)$**
2. The "closure angle" at f* measures the slope of $G_{loop}(s)$ versus frequency at f*
3. If before f* the G_{loop} experienced...

1 pole,	-20dB/dec slope
2 poles,	-40dB/dec
n poles,	n x -20dB/dec
2 poles 1 zero,	-20dB/dec
p poles z zeroes,	(p-z) x -20dB/dec
1 pole before f* and 1 pole exactly at f*,	-20dB/dec before f* but -40dB/dec after f*

4. Each pole (zero) adds a phase shift of -90° (+90°) to the feedback signal after one decade from it; instead the pole (zero) adds just -45° (+45°) if the f* is coincident with the pole (zero) itself
5. Therefore, by measuring the "closure angle" it is possible to infer the difference (p-z) and eventually the overall phase shift accumulated along the feedback path
6. The stage is **stable** if the feedback stays negative and does not accumulate -180° phase shift, in which case it turns to be positive and the stage is **unstable**

Non-inverting stage



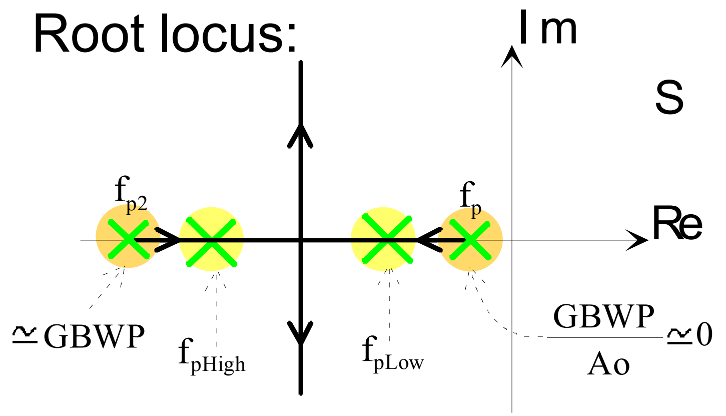


è dato nel datasheet

il gain reale è il gain ideale solo quando Gloop è alto.

La distanza tra 2 grafici logaritmici è la divisione tra i 2

Root locus:

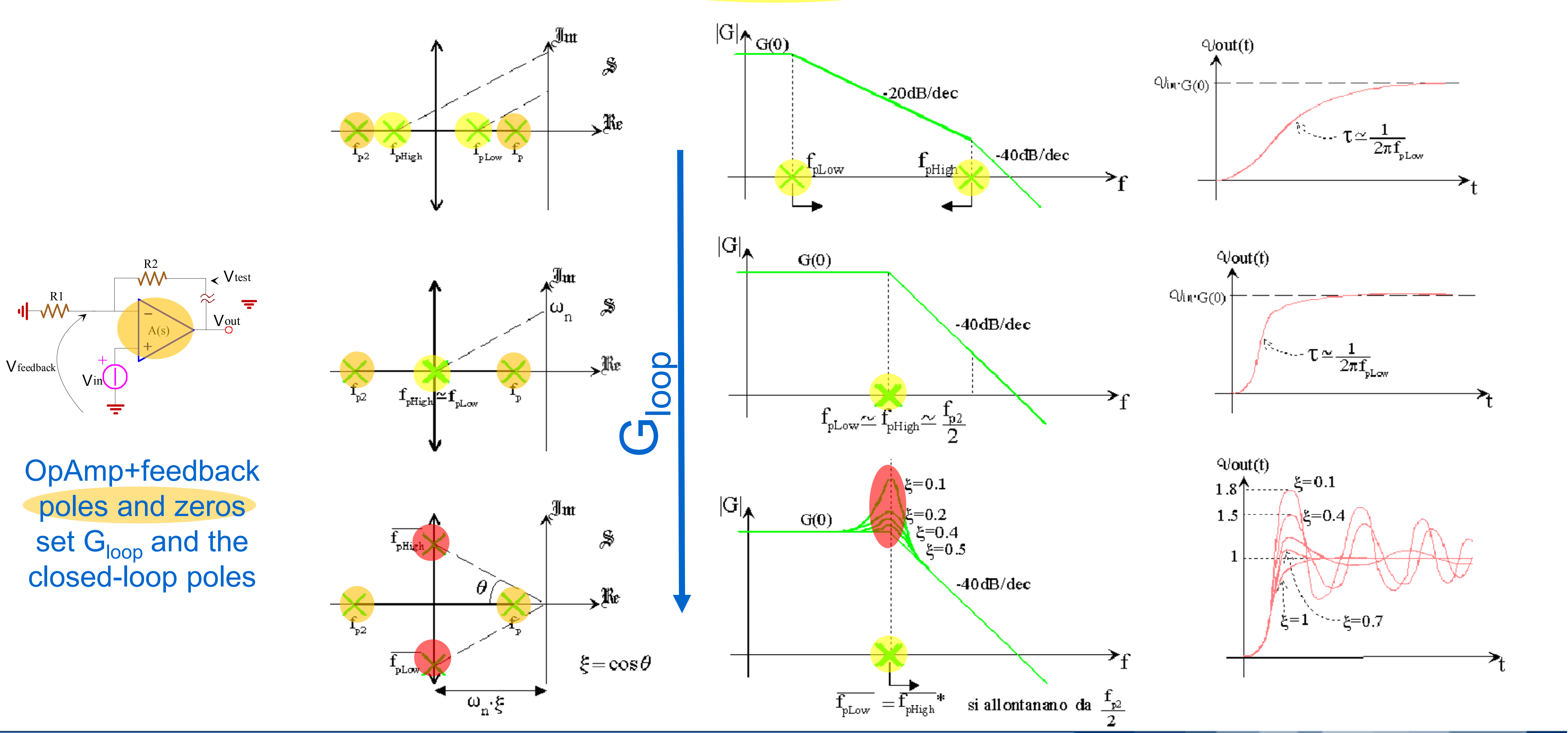


Per puro caso Gideale è = a 1/β
Greale rimane uguale a Gideale finchè A(s) e 1/β(s) non si incrociano poi segue la curva minore.

Per sapere il margine di fase conto quanti poli di A(s) ci sono stati prima e sottraggo a 180°

Phase Margin: $\Phi_M = 180° - 90° - arctg \frac{|f_{plow}|}{|f_{p2}|}$

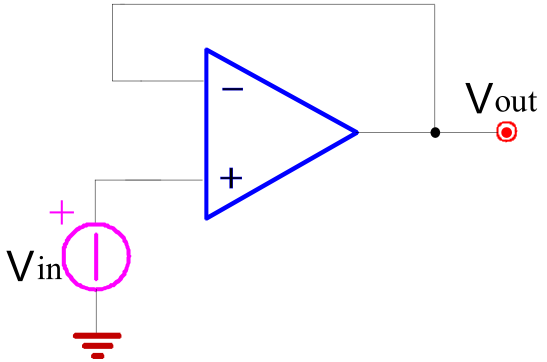
Closed-loop frequency response (feedback rules)

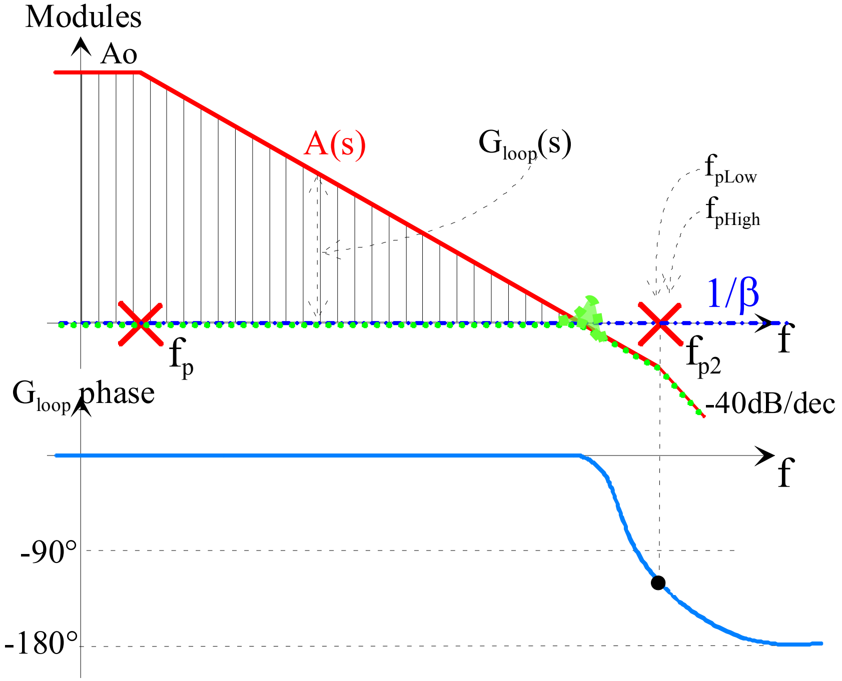


OpAmp+feedback poles and zeros set G_{loop} and the closed-loop poles

Non-inverting stage – the worst case…

… the **BUFFER** (when G_{loop} is the highest)



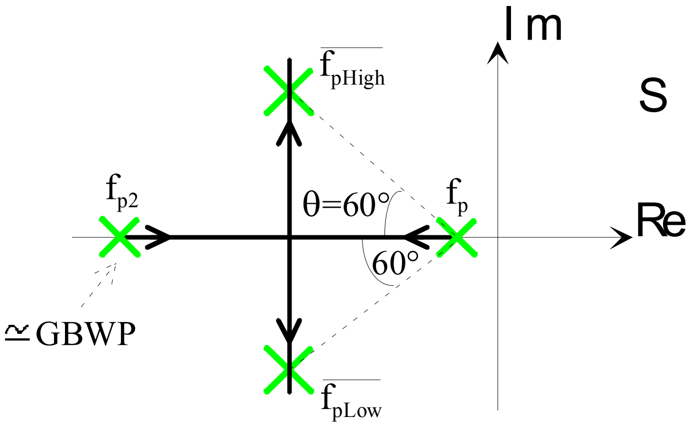


$$Gloop(s) = -\beta \cdot \frac{A_0}{\left(1+\frac{s}{GBWP}\right)\cdot\left(1+\frac{sA_0}{GBWP}\right)} = +1$$

When f_{p2}=GBWP...

$$s_{1,2} = -\frac{GBWP}{2} \pm j \cdot GBWP \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}$$

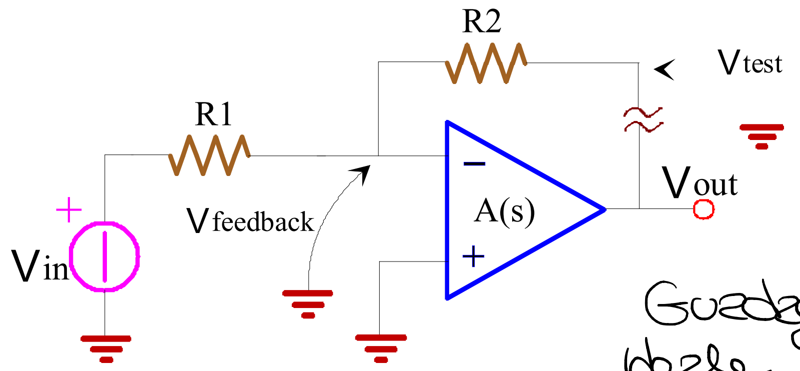
... Phase Margin=45°



$$\xi = 0.5 = \cos\theta = \cos 60°$$

Margine di **F**ase = 45° ≠ θ

Inverting stage

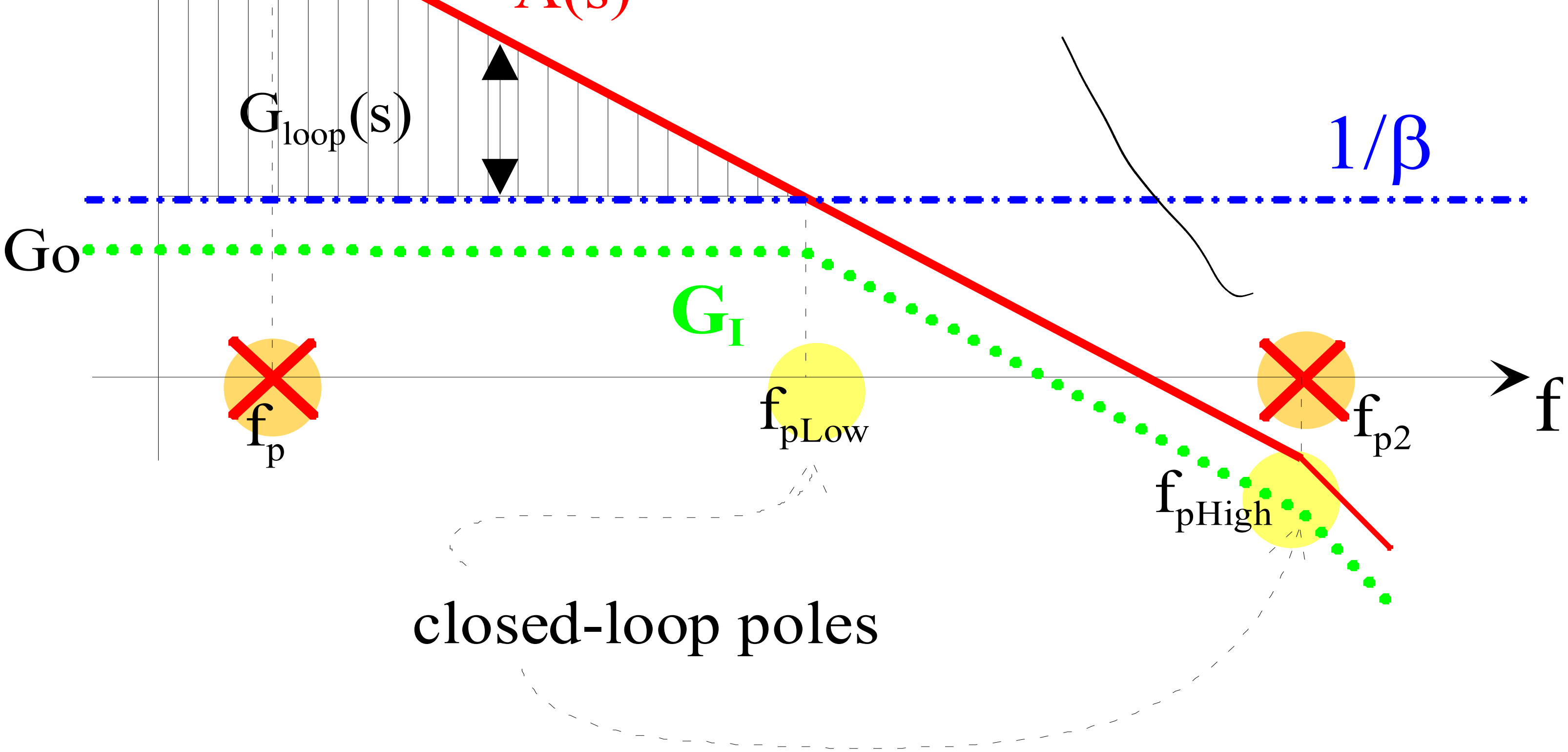


Guadagno ideale è negativo dato che è un inverting OP-Amp

$$\beta = \frac{v_{feedback}}{v_{test}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$Gloop = -A(s) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = -A \cdot \beta$$

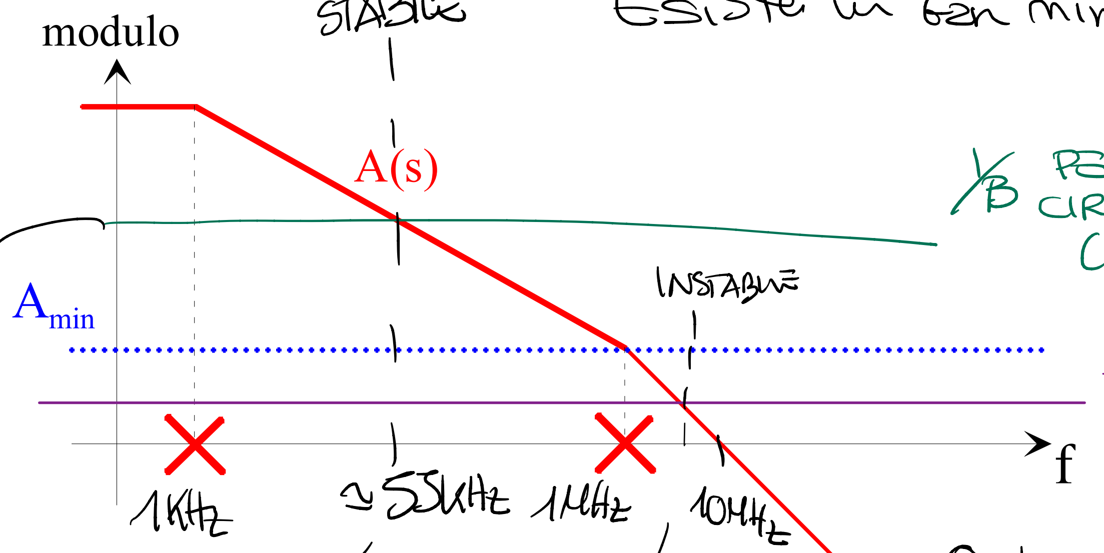
Un OP-AMP è compensato se il 2° polo accade dopo che il Guadagno reale è < 1
Si chiama non compensato se il 2° polo accade con guadagno > 1



"Uncompensated" OpAmps

There exists a "Minimum Gain" A_{min} and two major poles f_0 and f_1

Esiste un Gain minimo Amin



Example

Compensated:

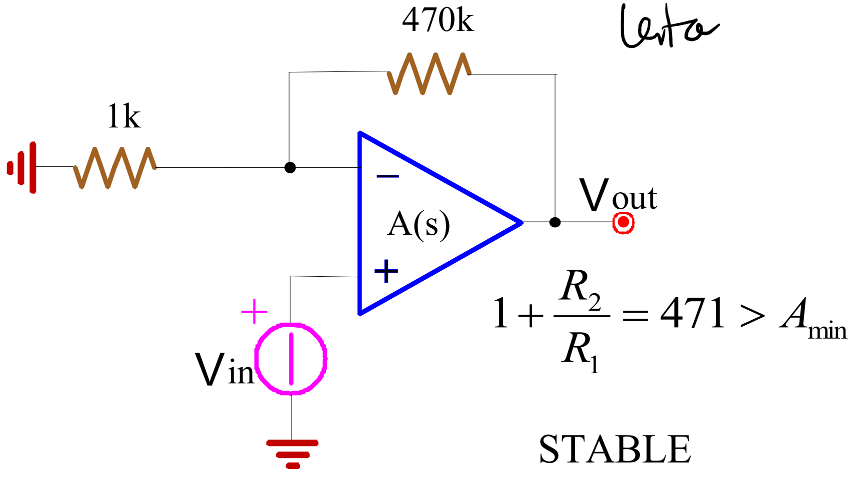
OPA 27 SR = 2V/ms

Uncompensated:

OPA 37 SR = 17V/ms

ho plottato l'1/B di questo circuito

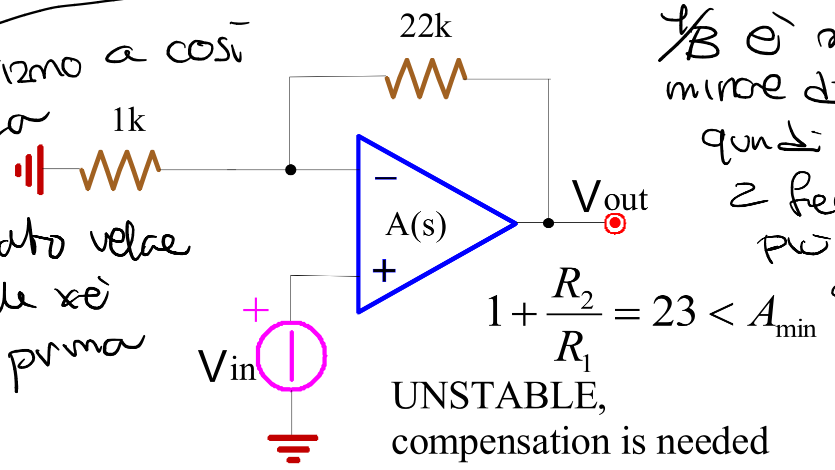
costante di tempo lenta



$$1+\frac{R_2}{R_1}=471>A_{min}$$

STABLE

Dato che siamo a così alta frequenza il transient di tensione è molto veloce ma è instabile xè ho 2 poli prima

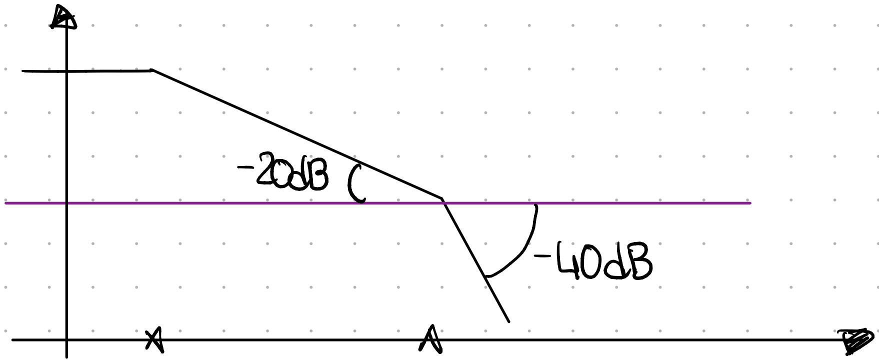


$$1+\frac{R_2}{R_1}=23<A_{min}$$

UNSTABLE,
compensation is needed

Questo stage è instabile perché 1/B è molto basso minore di Amin e quindi abbiamo fra 2 frequenze molto più alte (dopo il secondo polo)

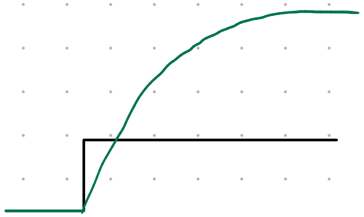
Supponiamo che $1/B$ sia = A_{min}, allora ho che gli angoli di chiusura sono uno $-20dB$ e l'altro $-40dB$



Se trovo 20/20 è molto buono
Se trovo 40/40 è instabile
Se ho 20/40 è il top perché ho la massima banda. Sul valore del polo io considero $-45°$ di margine di fase

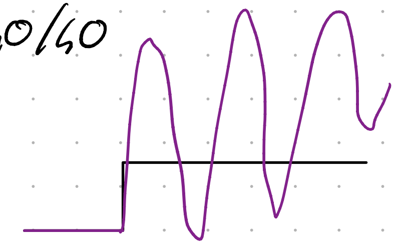
risposte al gradino

20/20



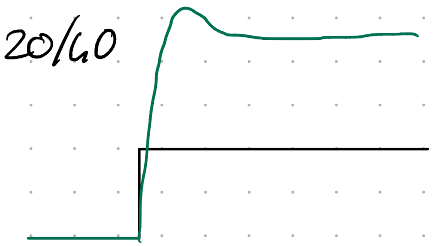
Banda lenta

40/40



Instabile

20/40

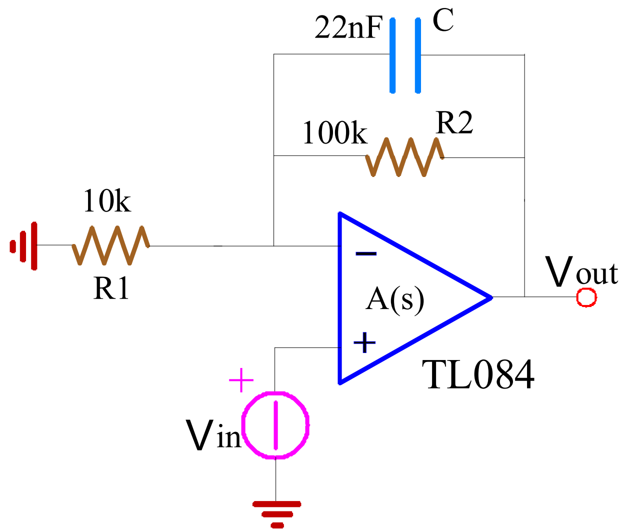


il top, veloce costante di tempo

Con un OP-AMP compensato il circuito è sempre stabile per qualsiasi rete passiva. Infatti il manufacturer lavora in modo che quando collego l'OP-AMP in buffer sono comunque stabile.

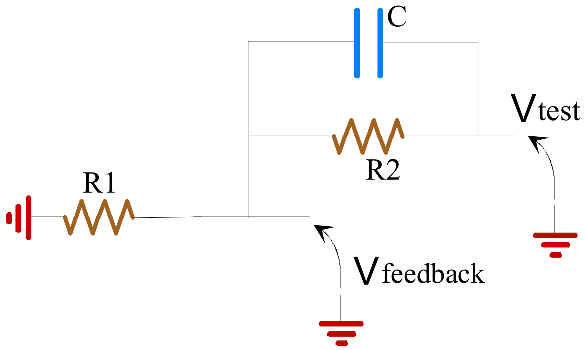
RICORDARE CHE PLOTTIAMO $1/B$ QUINDI SE B HA UN POLO È UNO ZERO PER $1/B$.

Role of C_F

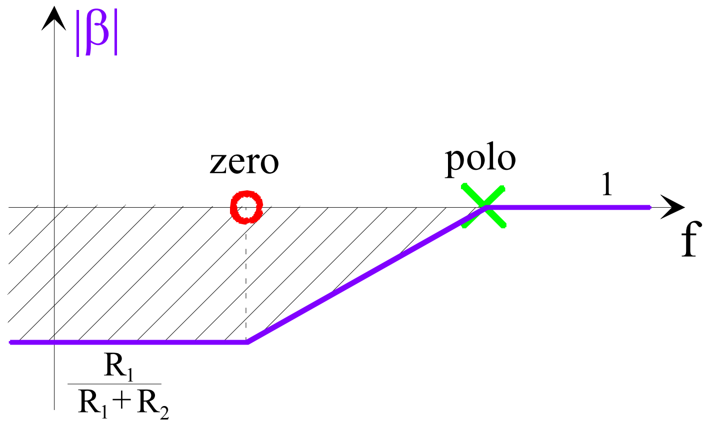


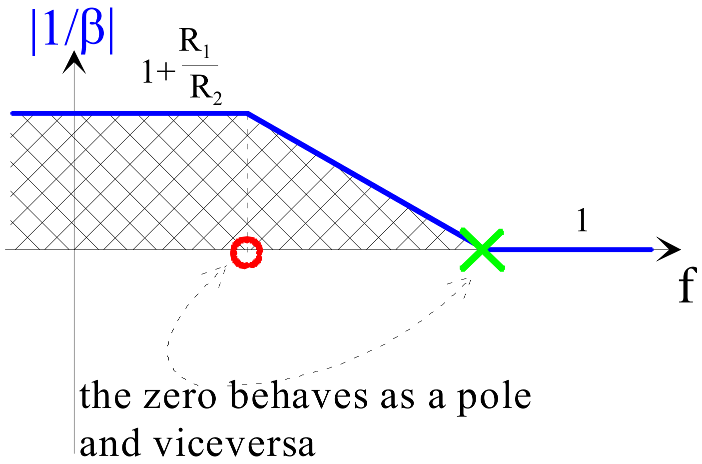
$$\text{Polo} = \frac{1}{2\pi C (R_1 \| R_2)}$$

$$\text{Zero} = \frac{1}{2\pi C R_2}$$

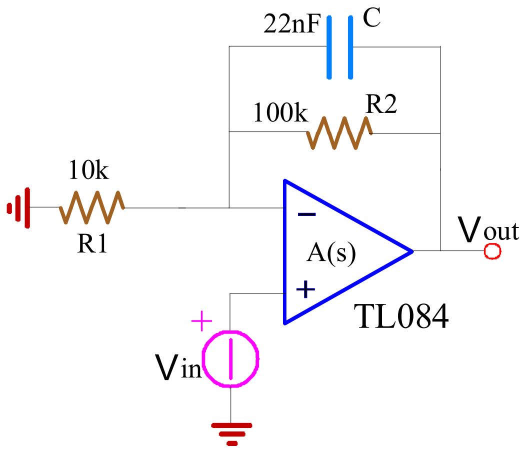


The $1/\beta(s)$ has a low-pass shape, which increases G_{loop} at high frequencies



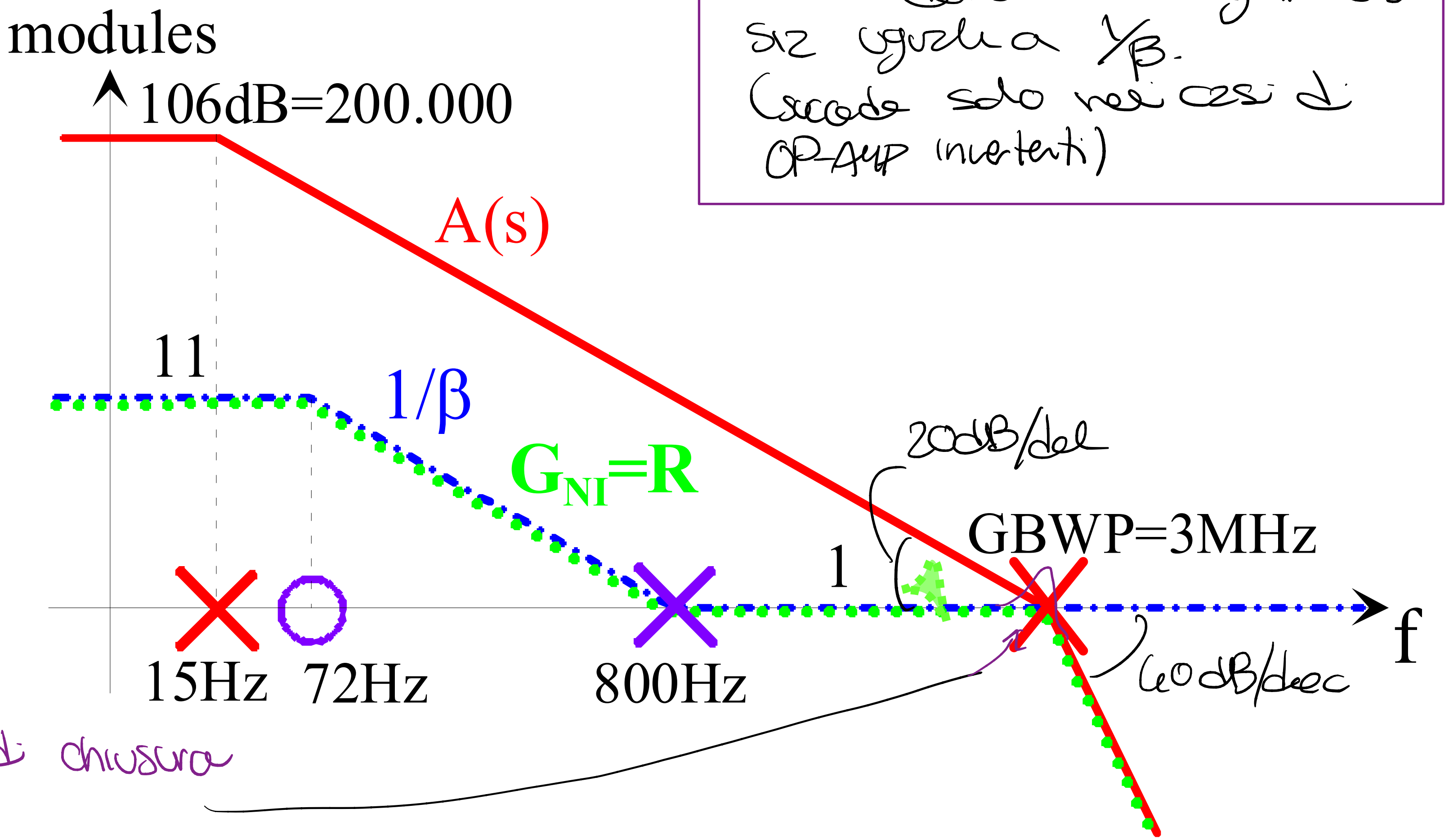


Role of C_F



il polo della rete chiusa è $\frac{1}{2\pi R_2 C_2}$
che è uguale allo zero di β.

Gideale non è la curva minore delle 2 perché non è detto che il gain ideale sia uguale a 1/β.
(accade solo nei casi di OP-AMP invertenti)



The closed-loop pole is equal to the open-loop zero of the feedback network β(s) !

no un peaking perché gli angoli di chiusura non sono il top.

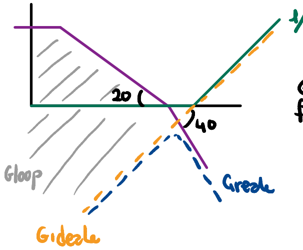
Derivator stage

30.09.2021

Ideal derivator (**always unstable!**):

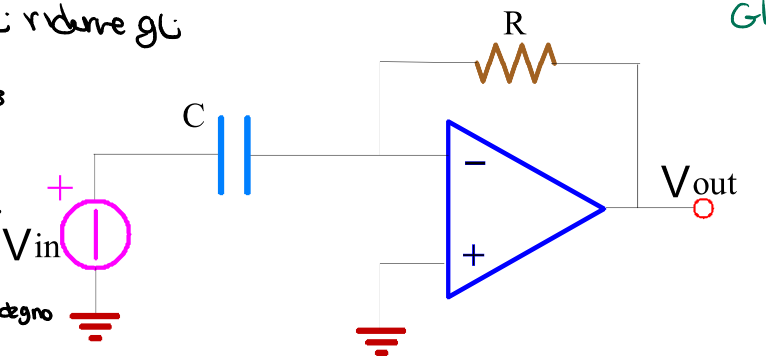
Dobbiamo trovare un modo di ridurre gli angoli di chiusura

si potrebbe spostare in avanti il polo di $1/\beta$

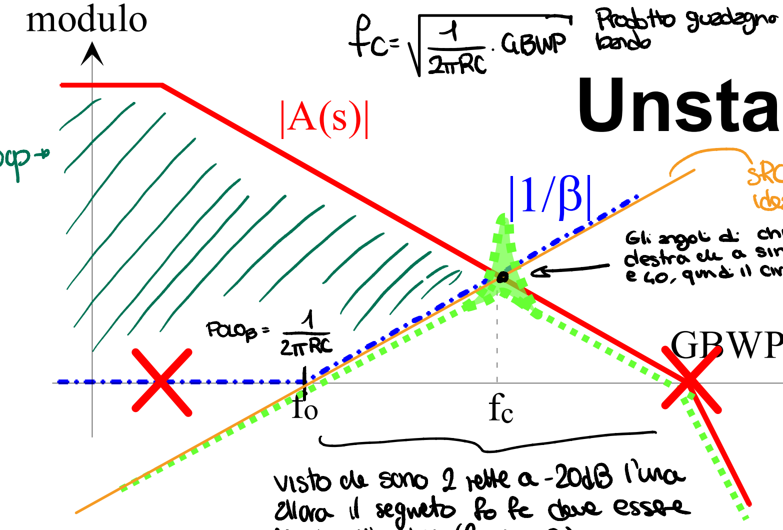


ricordiamo che il Greale è = a Gideale finché c'è Gloop

Non è un buon derivatore ha guadagno minore di 1



$f_C = \sqrt{\frac{1}{2\pi RC} \cdot GBWP}$ Prodotto guadagno banda



Unstable

SRC andamento ideale derivatore

Gli angoli di chiusura sia a destra che a sinistra sono +40 e 40, quindi il circuito è instabile

il margine di fase è calcolabile come

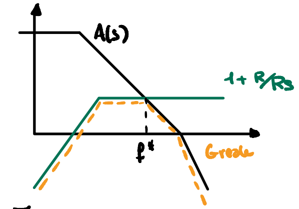
$\varphi_m = 180 - \sum \operatorname{atan}\frac{f^*}{f_{POLE}} + \sum \operatorname{atan}\frac{f^*}{f_{ZERO}}$

$= 180 - \underbrace{\operatorname{atan}\frac{f^*}{10Hz}}_{\simeq -90} - \underbrace{\operatorname{atan}\frac{f^*}{\frac{1}{2\pi RC}}}_{\simeq -90} - \underbrace{\operatorname{atan}\frac{f^*}{f_2}}_{\simeq \emptyset} \simeq 0°$ instabile

visto che sono 2 rette a -20dB l'una allora il segmento fo fc deve essere uguale all'altro (fc-GBWP)

Aggiungiamo un resistore di compensazione così a $f \to \infty$ $1/\beta$ tende a un valore finito questo non ci aiuterebbe a rendere il circuito stabile ma ma facciamo sì che il polo di $1/\beta$ si trovi prima o esattamente sul punto in cui $1/\beta$ si incrocia con A(s).

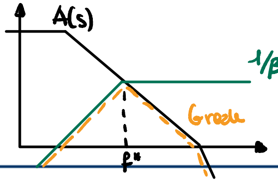
Real derivator (**can be stable**):

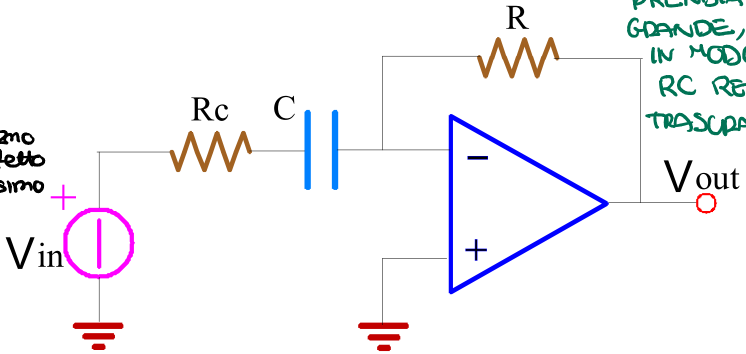


Qui il crossing è buono 20/20

Ma possiamo fare meglio, infatti abbiamo una zona piatta in cui non abbiamo effetto derivativo, in più non sfruttiamo al massimo gli angoli di chiusura

se impongo il polo di $1/\beta$ esattamente sull'incrocio tra A(s) e $1/\beta$ allora ottengo

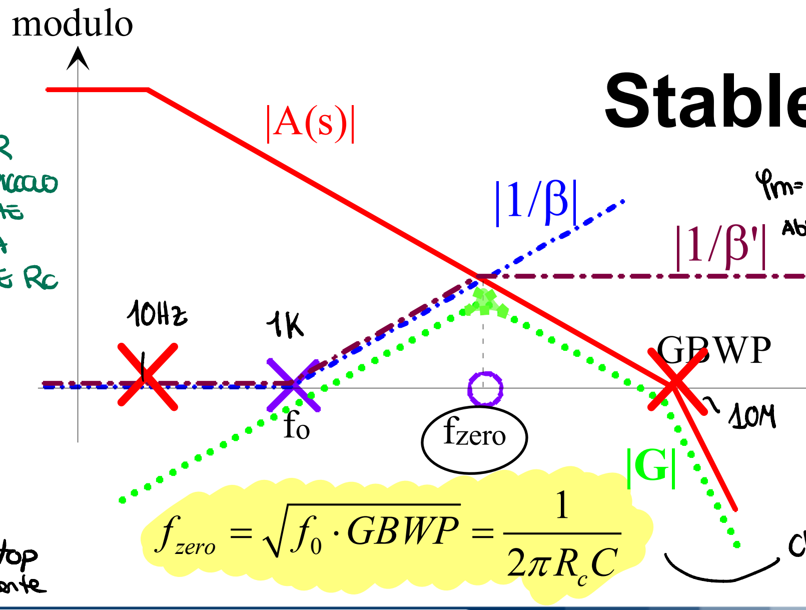




PRENDIAMO R GRANDE, C PICCOLO IN MODO CHE RC RENDA TRASCURABILE Rc

in questo modo ho gli angoli di chiusura 40/20 che sono il top

ATTENZIONE PERÒ! abbiamo un f* più piccola di quella del caso precedente



Stable

il margine di fase è:

$\varphi_m = 180 - \operatorname{atan}\frac{f^*}{10Hz} - \operatorname{atan}\frac{f^*}{f_0} - \operatorname{atan}\frac{f^*}{10MHz} + \operatorname{atan}\left(\frac{f^*}{f_{zero}}\right)$

Abbiamo che $f_{zero} = f^*$

$\varphi_m \simeq 45°$ $(\operatorname{atan}(1))$

$$f_{zero} = \sqrt{f_0 \cdot GBWP} = \frac{1}{2\pi R_c C}$$

Che è anche la f^*

Derivator

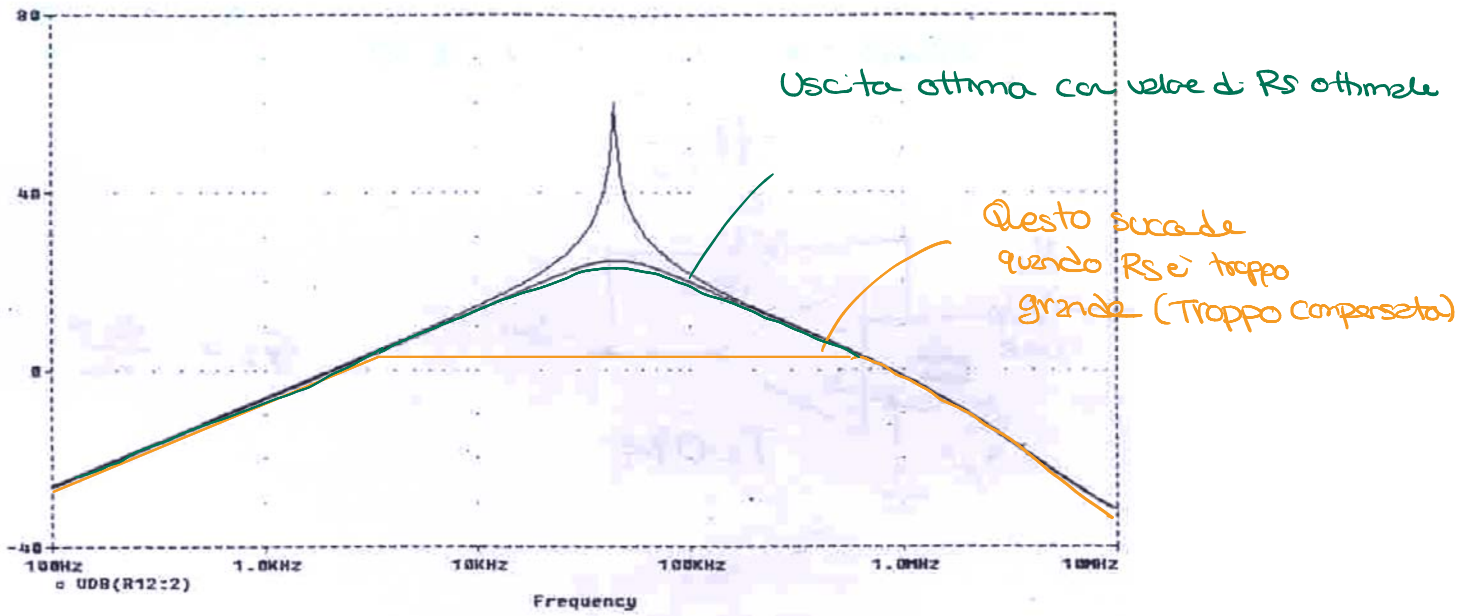
SPICE simulations:

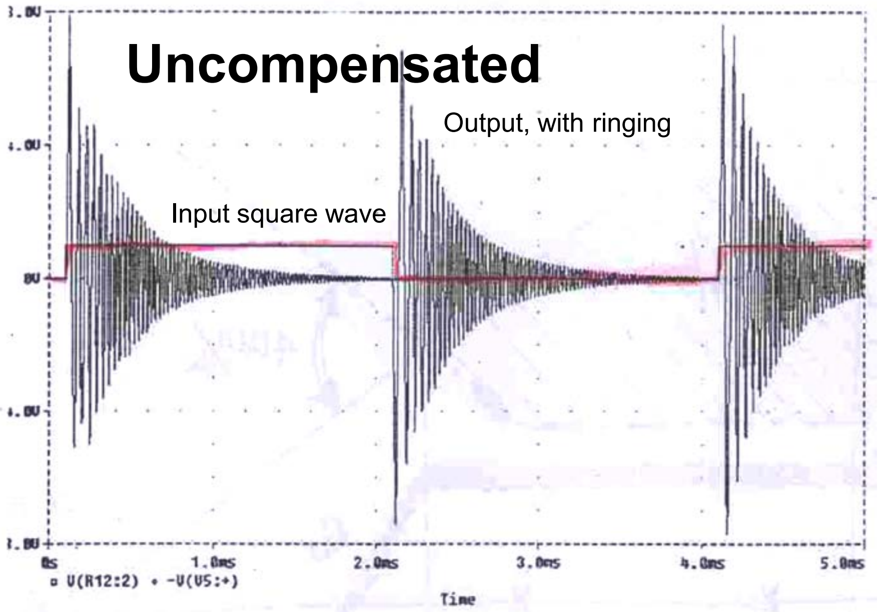
LM101A

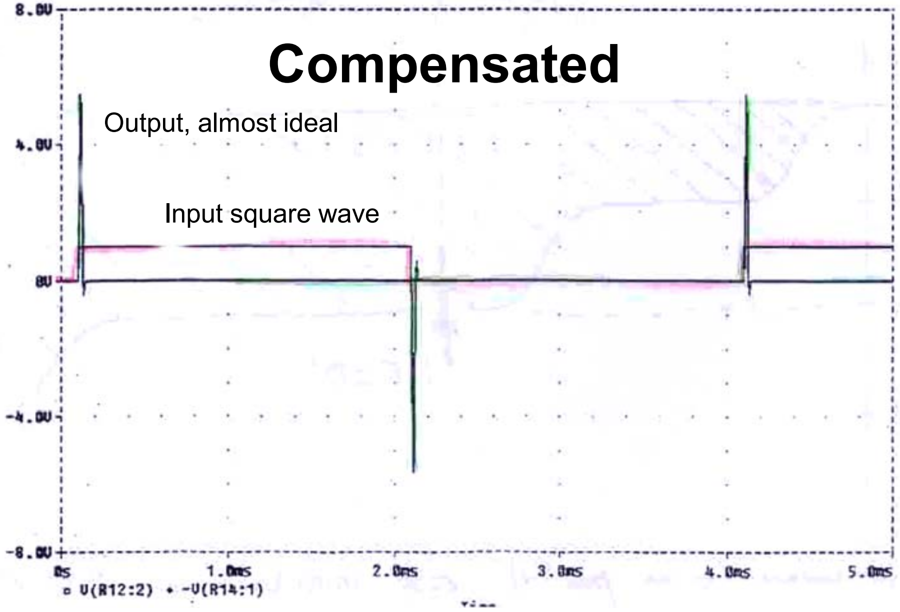
f_i = 1kHz

C = 16nF

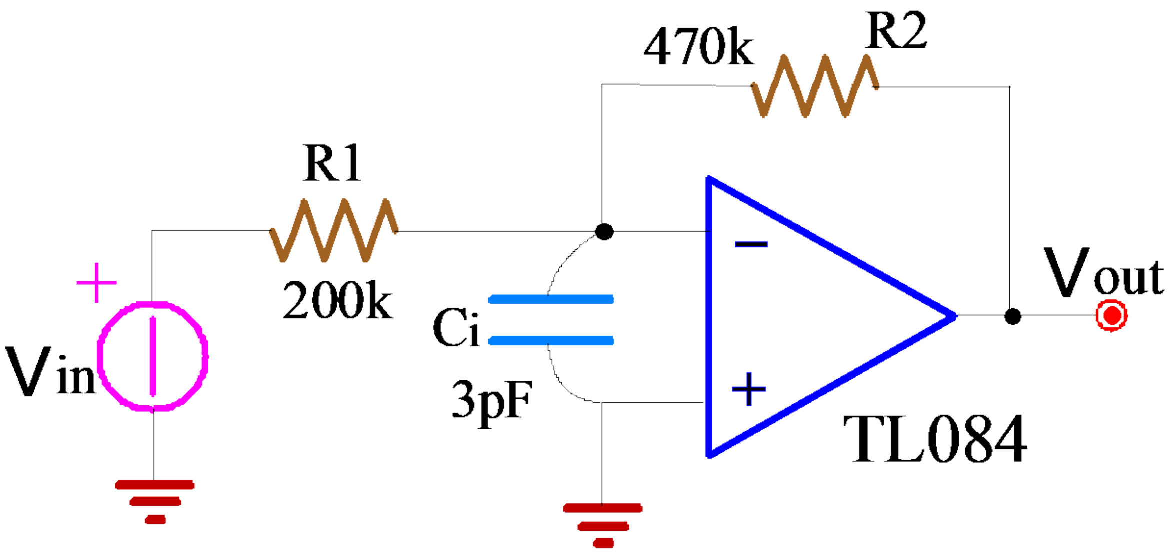
R = 4.7kΩ





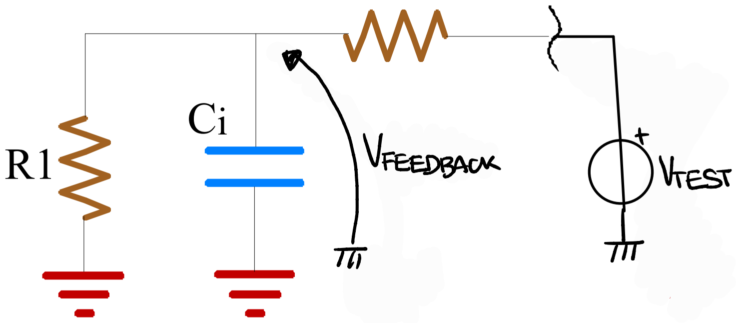


Effect of C_{in} (Questa può essere una capacità parassita)



It threatens stability because it alters the feedback β

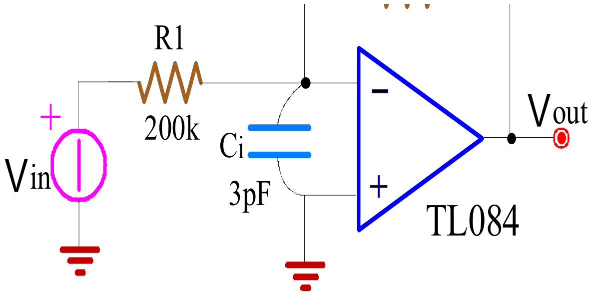
Iniziamo studiando il β del circuito



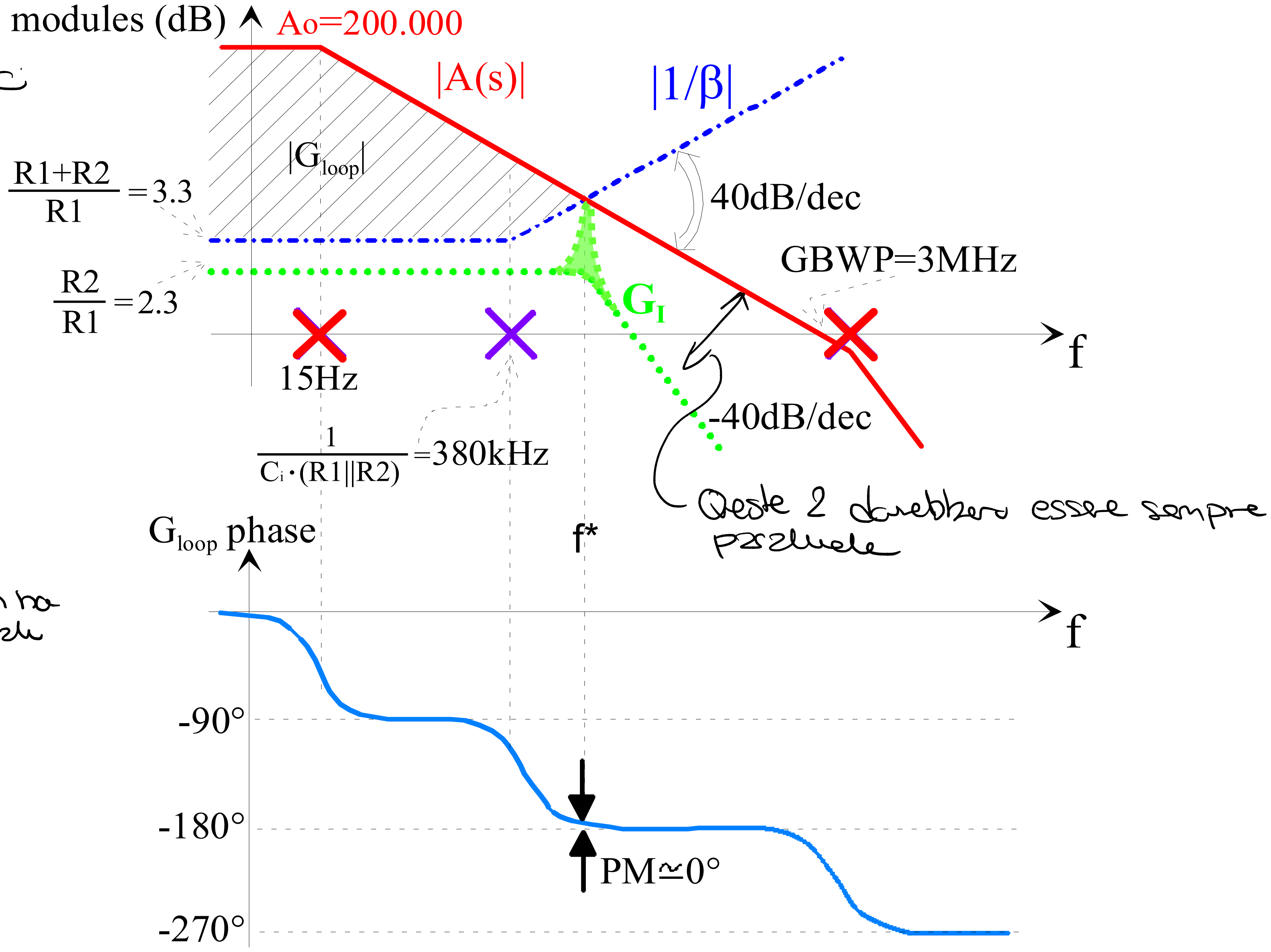
$$\beta = \frac{R_1}{R_1+R_2} \cdot \frac{1}{\left[1+\frac{s}{\left(C_i \cdot \left(R_1 \| R_2\right)\right)}\right]}$$

Effect of C_{in}

Quel condensatore di merda ci porta all'instabilità se lo zero di $1/\beta$ accade prima dell'incrocio con $A(s)$.



il guadagno ideale è sempre $-\frac{R2}{R1}$ e Ci non ha effetti idealmente a causa della terra virtuale



Effect of C_{in} (Metodi per tornare alla stabilità)

Re-catch stability: no additional component, but simple value adjustments

By changing C_{in}
or the value of $R_1//R_2$

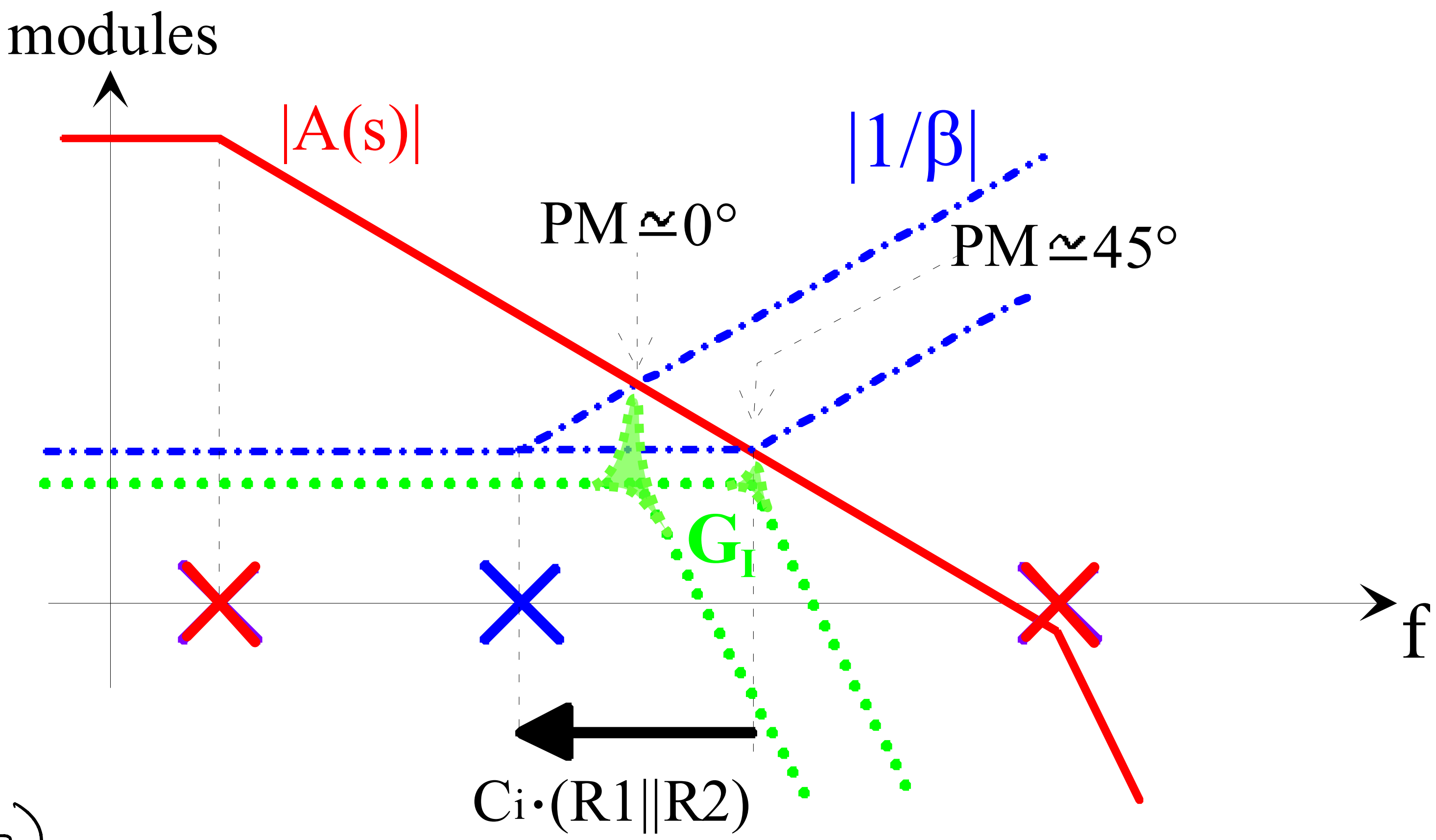
(i.e. the input pole)

Spostiamo il polo ad alta frequenza

Dato che il polo di beta è a

$$\frac{1}{2\pi C_i (R_1 \| R_2)}$$

(il polo di β è lo zero di $1/\beta$)



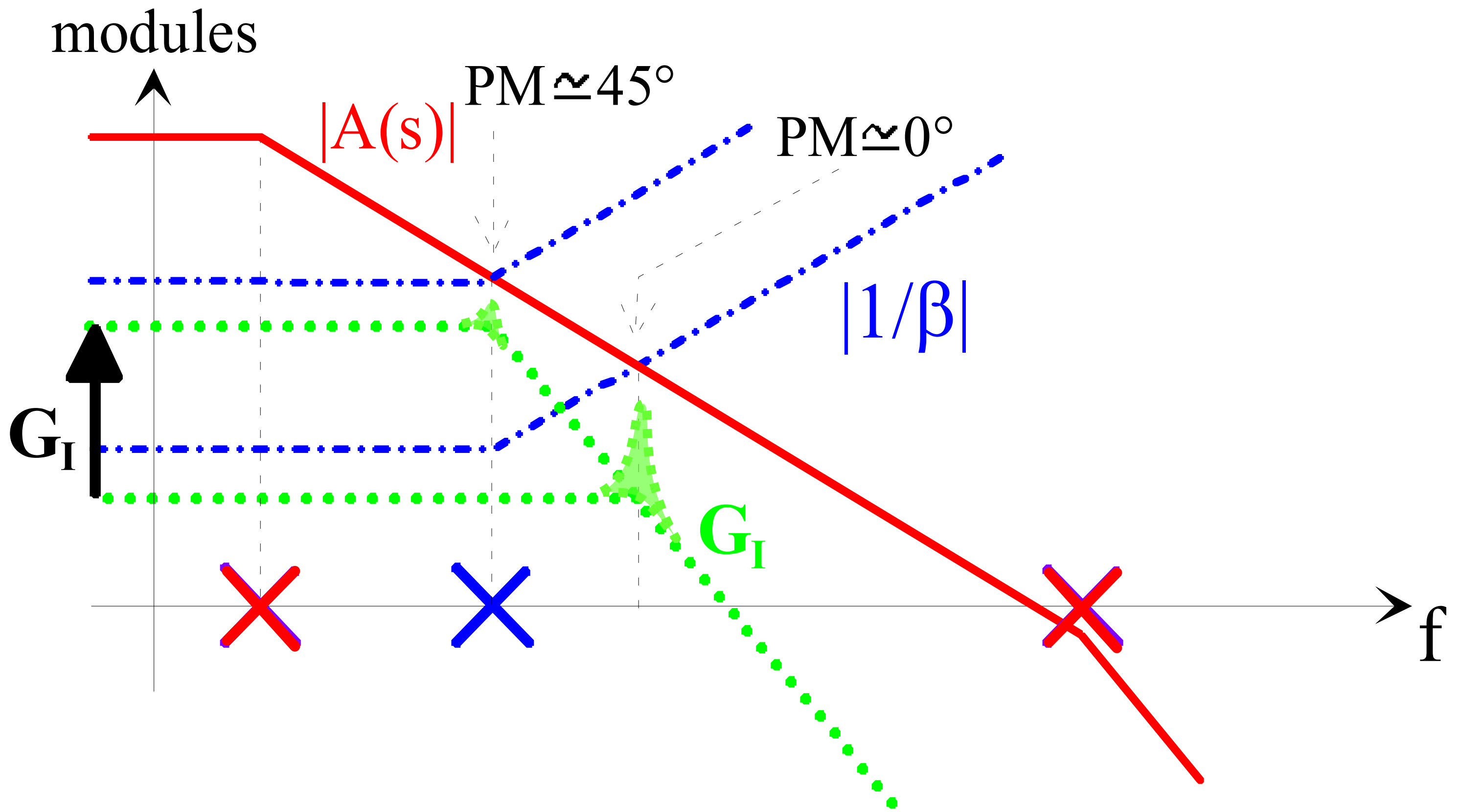
Possiamo muovere il polo cambiando R_1 e R_2 e avendo lo stesso guadagno $\frac{R_2}{R_1}$

Effect of C_{in}

Re-catch stability: no additional component, but simple value adjustments

By changing the value of R_1 or R_2

(i.e. the gain)



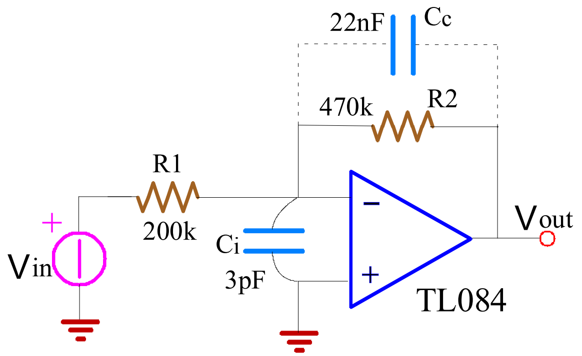
Effect of C_{in} – how to compensate instability

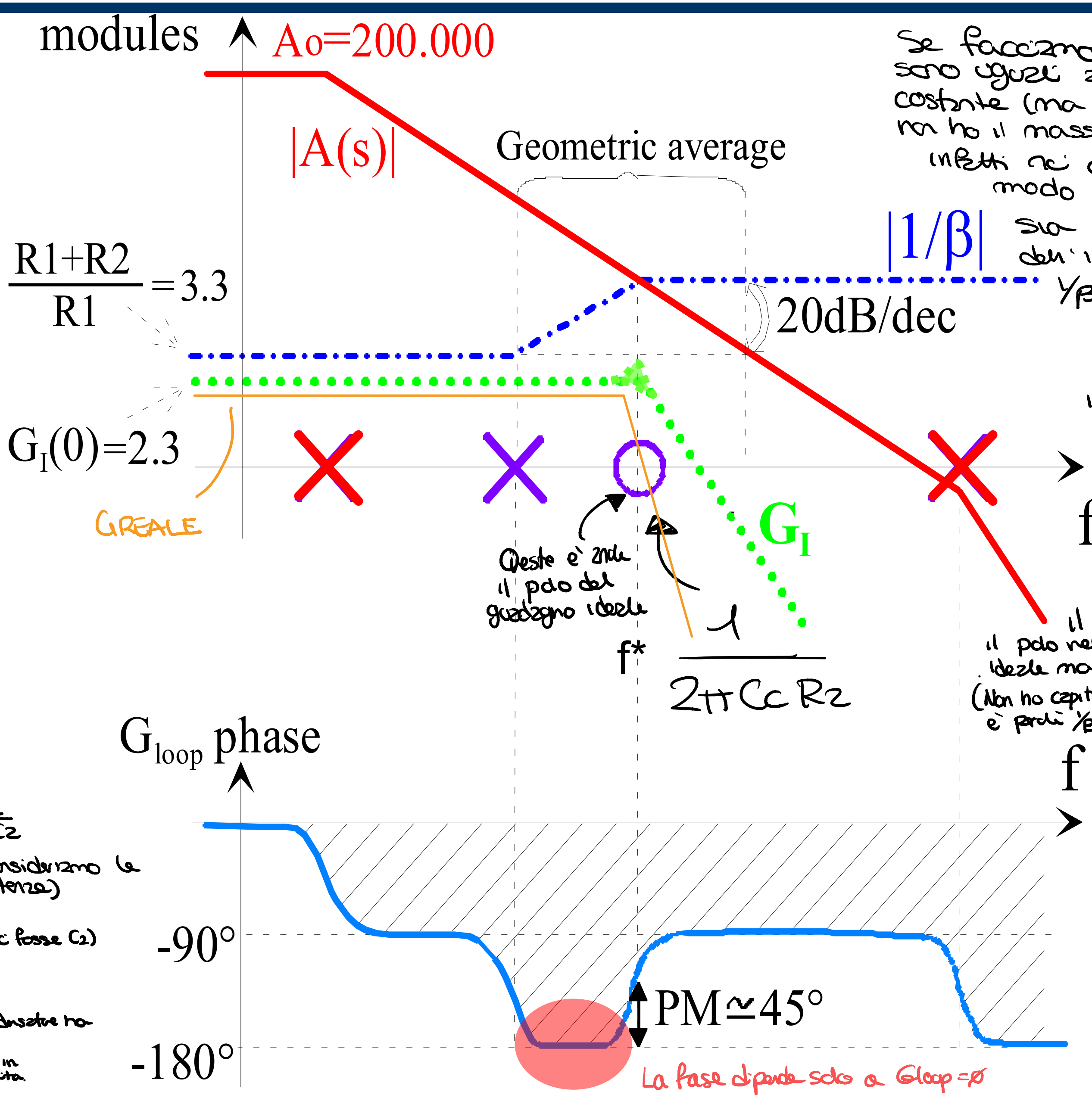
POLITECNICO
MILANO 1863

Possiamo compensare il circuito anche mettendo un condensatore in feedback.
In DC i 2 condensatori sono aperti
a $f \to \infty$ R_1 e R_2 diventano trascurabili

Compensation

is needed !



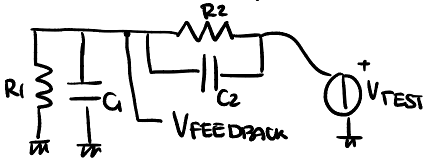


Se facciamo che C_iR_1 e C_cR_2 sono uguali abbiamo che $1/\beta$ è costante (ma non è il top) perchè non ho il massimo guadagno
infatti noi compensiamo in modo che lo zero di $1/\beta$ sia messo allo stesso valore dell'incrocio tra $A(s)$ e $1/\beta$

Quanto è il gain ideale?
a DC il gain ideale è $-\frac{R_2}{R_1}$, ma abbiamo anche C_c che induce un polo e quindi ho che il guadagno tende a ∅ a frequenze infinite.

Il guadagno reale ha il polo nello stesso posto di quello ideale ma cala di 20dB di più
(Non ho capito bene perchè ma ha detto che è perchè $1/\beta$ è costante e $A(s)$ scende di 20dB (questo dopo l'incrocio)

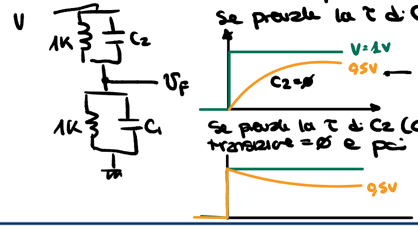
Calcoliamo il β



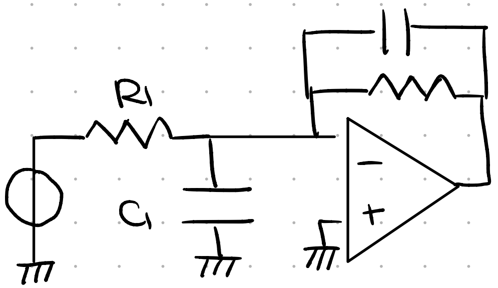
$\beta(0) = \frac{R_1}{R_1+R_2}$ (Condensatori sono degli aperti)

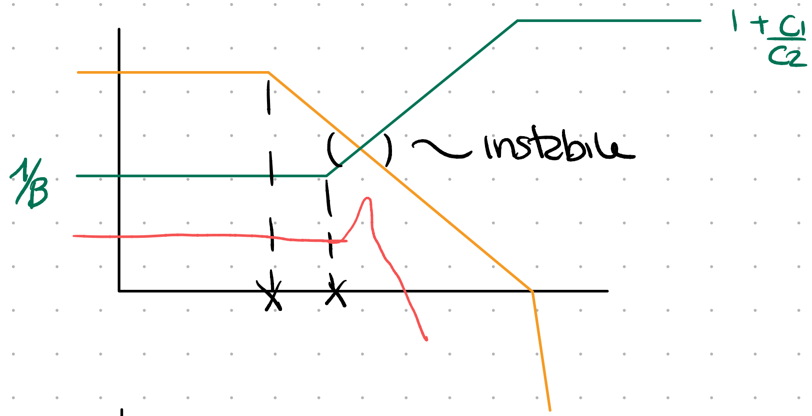
$\beta(\infty) = \frac{V_{FEED}}{V_{TEST}} = \frac{\frac{1}{sC_1}}{\frac{1}{sC_1}+\frac{1}{sC_2}} = \frac{C_2}{C_1+C_2}$ (Non consideriamo le resistenze)

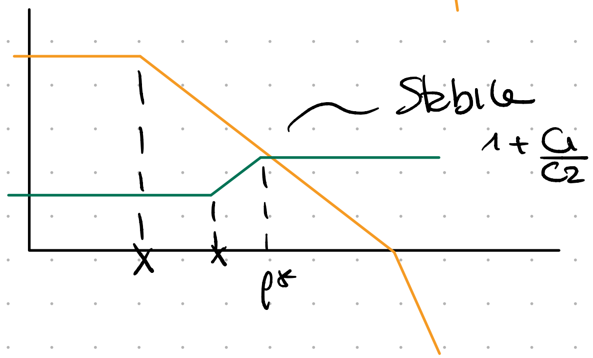
Se ho un circuito del tipo



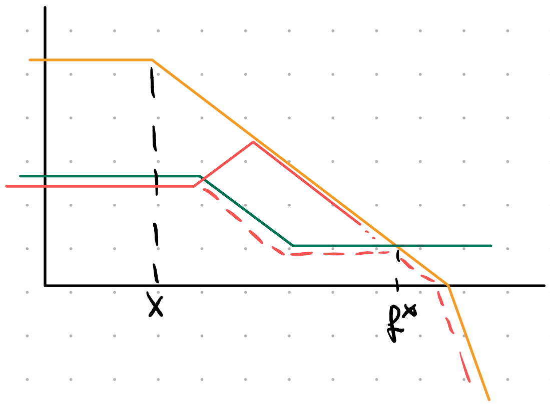
Se prendo la τ di C_1 ho che il comportamento è: (suppongo come se non ci fosse C_2)
0,5V ← è metà perchè le 2 R sono 1K e 1K
Se prendo la τ di C_2 (C_1=∅) allora ho che subito ho frequenze infinite quindi il condensatore ha transizione = ∅ e poi succede che ho un rilassamento della tensione
Se le 2 τ fossero identiche avrei che il trasferimento in uscita è immediato senza transitorio, ho subito 0,5V in uscita.







Ma perchè non facciamo una cosa del tipo?



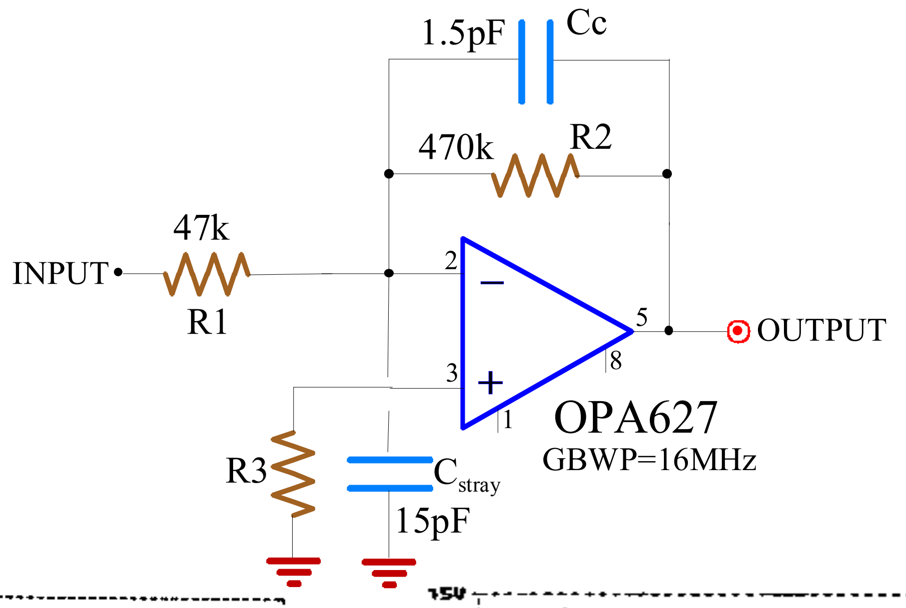
Avremo + banda ma perchè non ci piace?

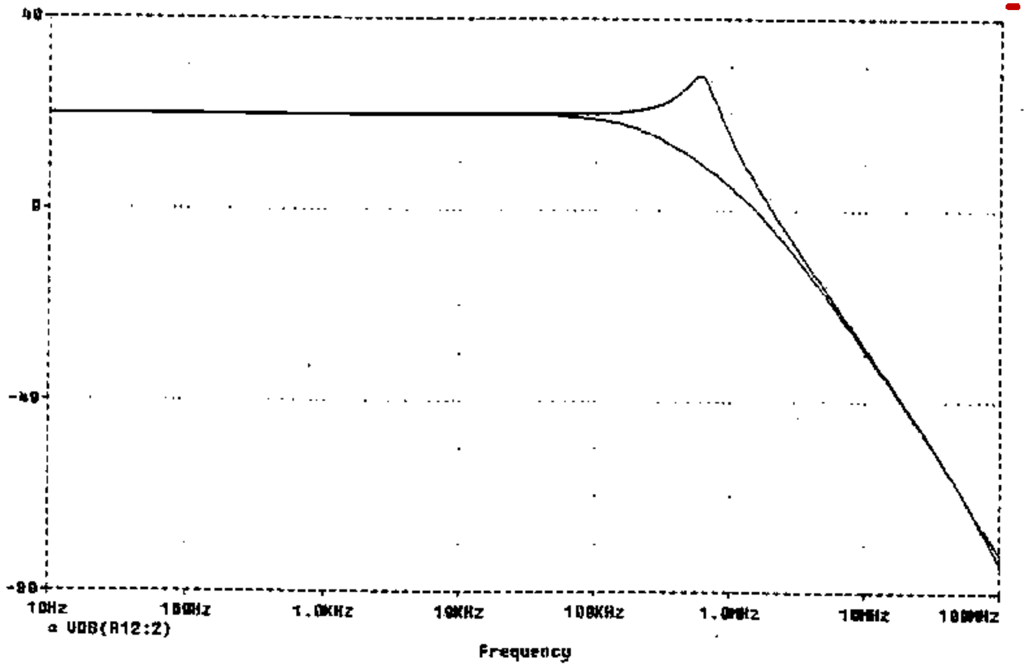
Non ci piace perchè per avere quell' $1/\beta$ dobbiamo avere un C_2 molto grande e questo cambia il guadagno ideale

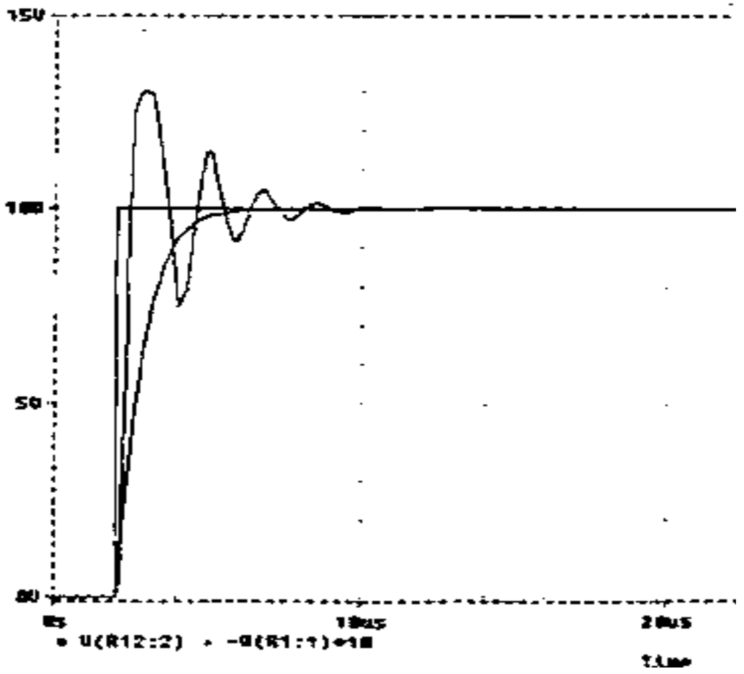
2 possibili andamenti di Greale. VEDIAMO CHE NON SONO PIATTI e quindi a noi non piacciono
Se C_2 è troppo grande ci da questo andamento di merda nel circuito.

Effect of C_{in}

Example: SPICE simulation





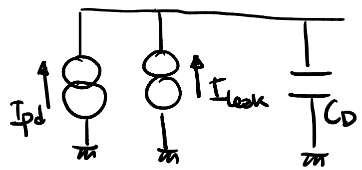


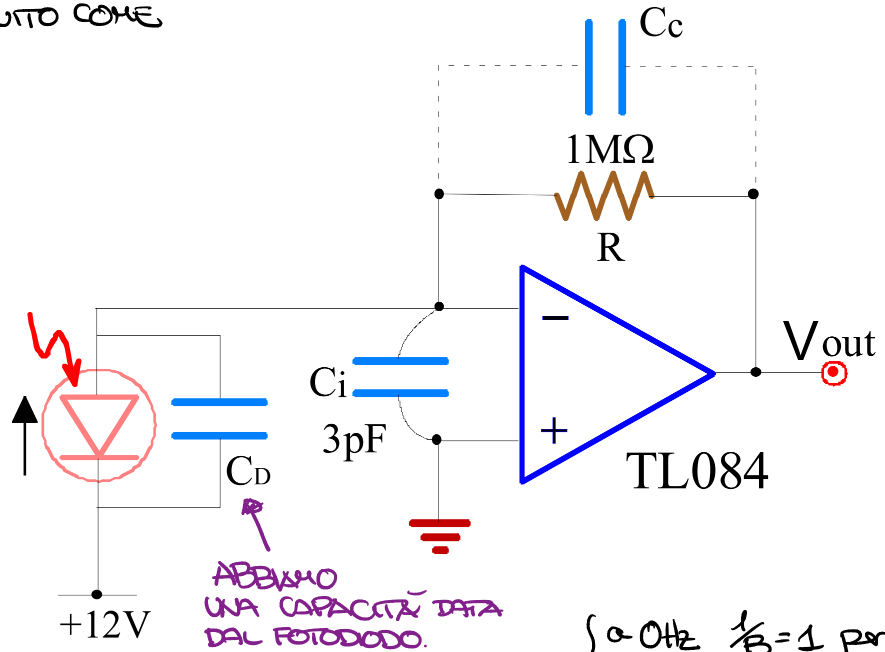
Transimpedance amplifier

LEGGERE UN FOTODIODO

Example: photodiode amplifier

POSSO MODELLARE IL CIRCUITO COME



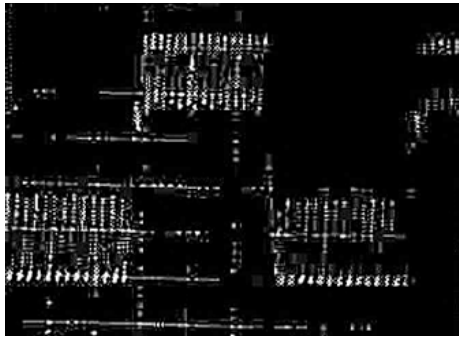


ABBIAMO UNA CAPACITÀ DATA DAL FOTODIODO.

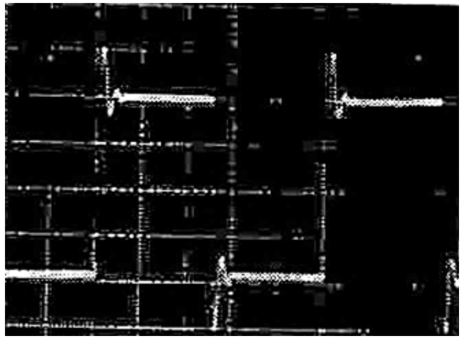
Input:

Output:

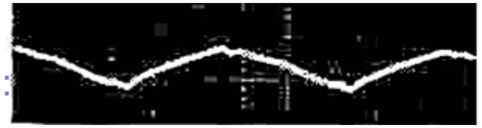
No compensation:



Compensated:



overcompensation:



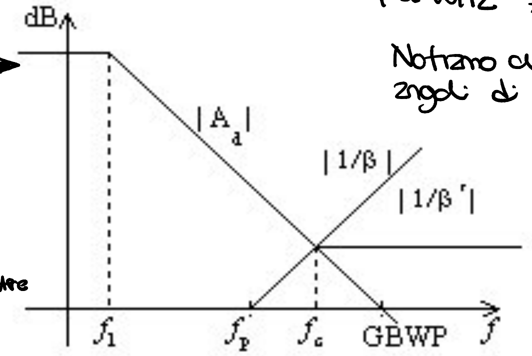
a 0Hz $\frac{1}{\beta}=1$ perché il fotodiodo è aperto
a ∞Hz $\frac{1}{\beta}$ tende a ∞ a causa di C_D+C_i

Notiamo che così gli angoli di chiusura sono +40 e -40 instabilità!

Dobbiamo fare sì che 1/β non vada a ∞. Per fare questo dovremo mettere un resistore in serie ai condensatori (non si può perché sono parassiti) il modo vero di farlo è inserire un condensatore di feedback

così $\beta(\omega)=\frac{Z_i}{Z_i+Z_f}=\frac{\frac{1}{s(C_D+C_I)}}{\frac{1}{s(C_D+C_i)}+\frac{1}{sC_f}}$

GUADAGNO TIPICO DI UN COMPENSATED OPAMP.



Quando mettiamo il condensatore di feedback abbiamo un nuovo polo

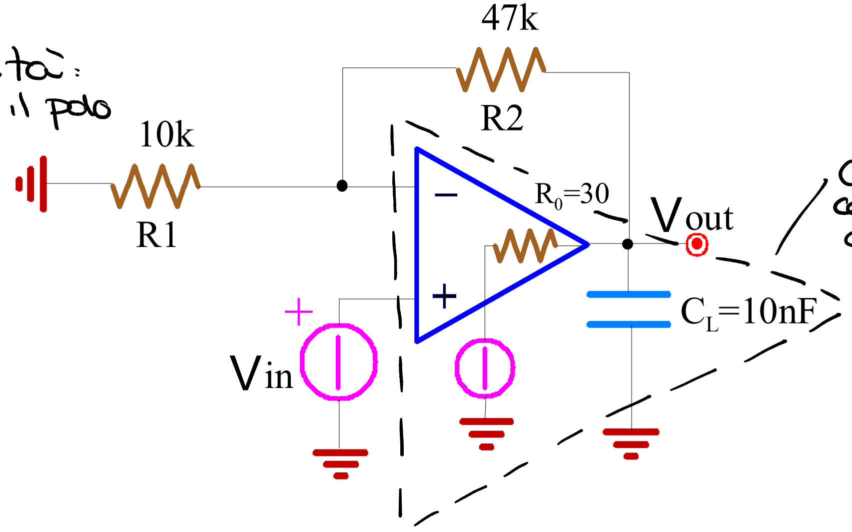
$polo_{f} = \frac{1}{2\pi R_f C_f}$

La vera cosa intelligente è sì introdurre C_f ma anche mettere lo zero di β che non è altro che il polo di prima esattamente al punto d'incontro con A(s).

Effect of C_{out}

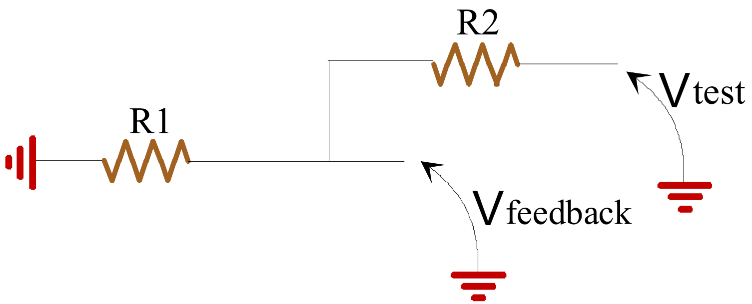
Anche la capacità di output crea instabilità:
Se idealmente l'opamp ha $R_{OUT}=\varnothing$ allora non ho il polo
ma nella realtà ho un R_{OUT}.
R_0 è molto piccola quindi vincerà nel parallelo,
allora possiamo approssimare il polo con:

$$\frac{1}{2\pi C_L R_0}$$



Considero questo
come il mio opamp
quindi lo considero come A(s)

It threatens stability because it alters the forward gain A(s)



$$A \cong A(s)\cdot\frac{\frac{1}{sC_L}}{R_0+\frac{1}{sC_L}} = A(s)\cdot\frac{1}{1+sC_L\cdot R_0}$$

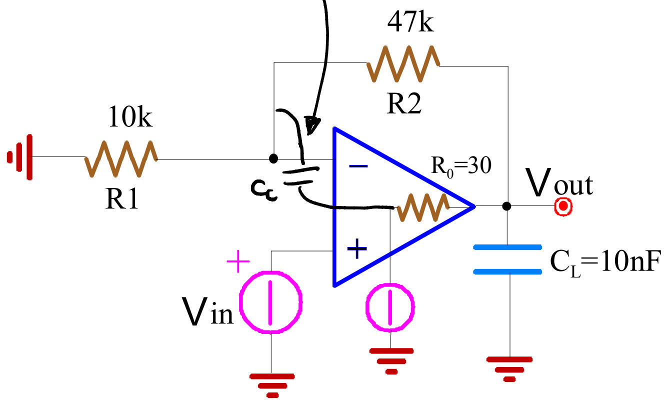
$$\beta = \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

… due to the additional output pole: $f_{out} = -\frac{1}{C_L\cdot R_0} = 530kHz$

Effect of C_{out}

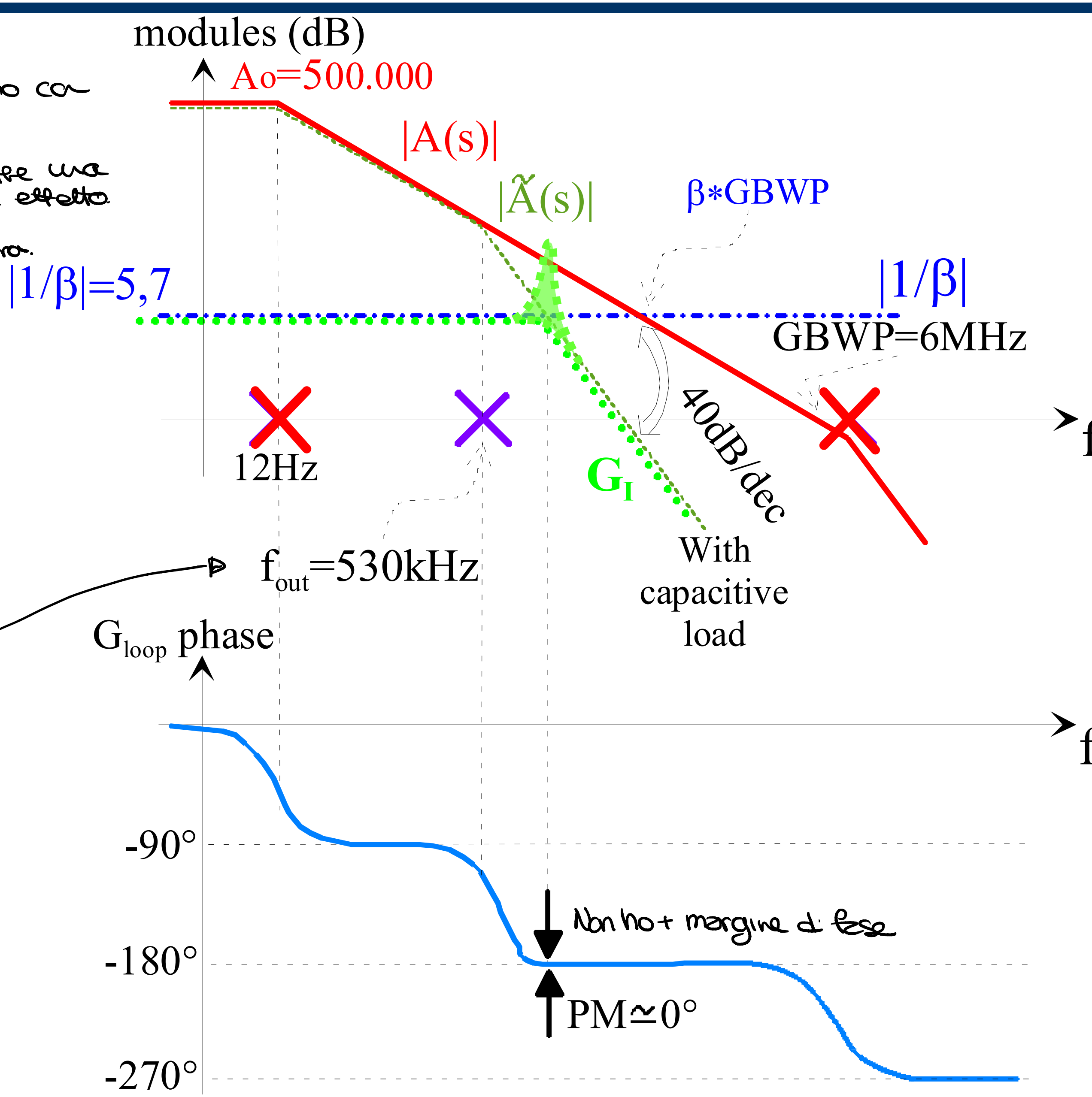
L'effetto di Cout è molto simile a quello che abbiamo con un OPAMP non compensato.

Come possiamo riprendere la stabilità? Basta mettere una un condensatore in feedback ma in questo caso questo non avrebbe effetto.
Questo perché CL fa cadere A(s) molto velocemente.
Noi sappiamo che ad alte freq CL va in corto e quindi Vout va a terra.
Allora dovremo mettere il CC qui:



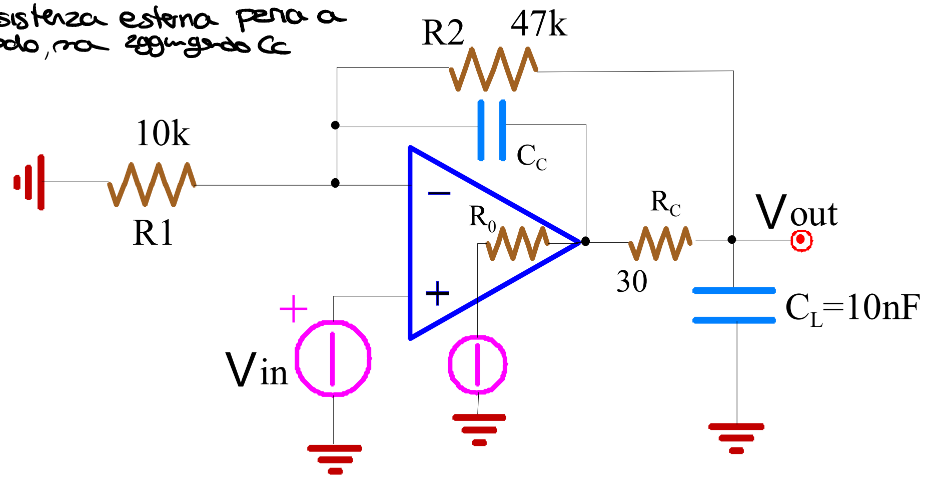
$$f_{out} = -\frac{1}{C_L \cdot R_0} = 530kHz$$

$$f_{polo} = \sqrt{f_{out} \cdot \beta \cdot GBWP}$$



Effect of C_{out} – how to compensate instability

Ma noi non possiamo entrare nell'opamp. Allora aggiungiamo una resistenza esterna pari a Ro e poi mettiamo Cc. Il fatto di aggiungere la resistenza peggiorerebbe il polo, ma aggiungendo Cc riusciamo a compensare



First **compensation** approach:

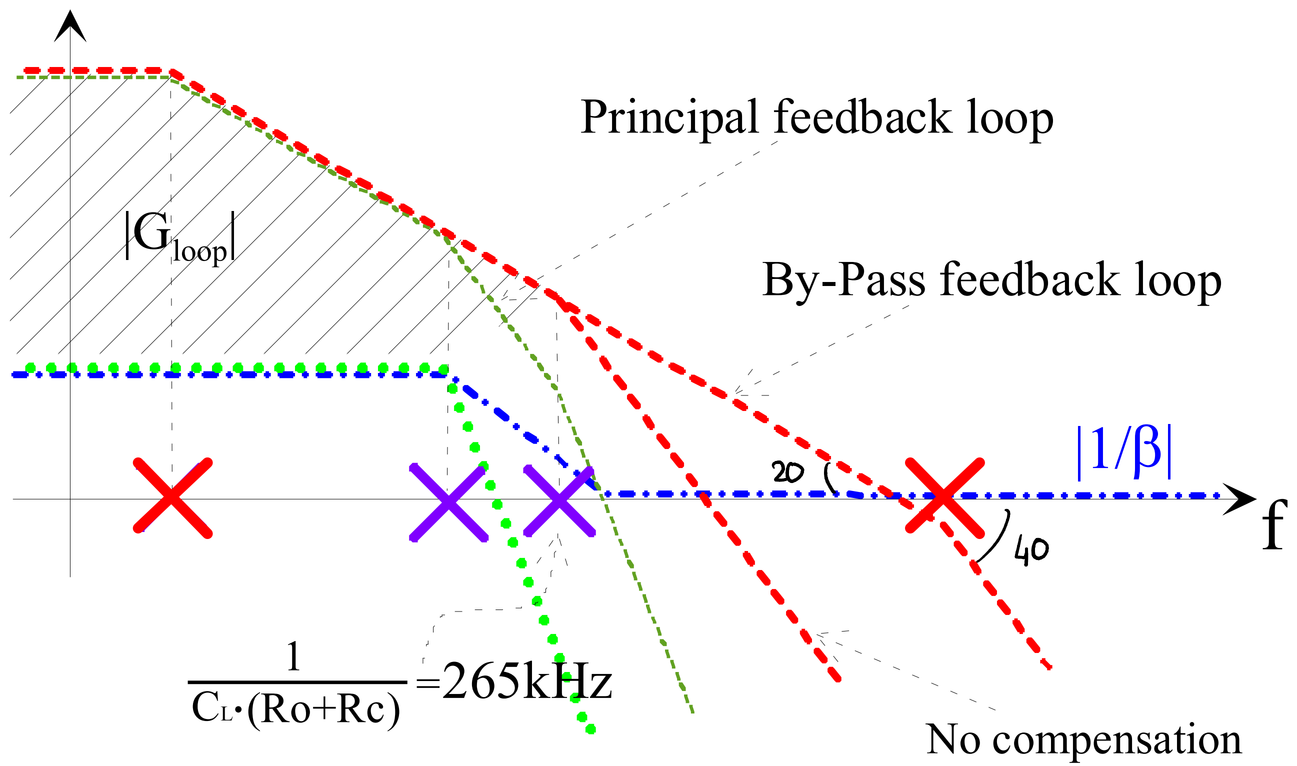
Sizing (empirical? Not at all!):

$$Rc \cong R_0$$

$$Cc = C_L \cdot \frac{2R_0}{R_2} = 13\,pF$$

Equazioni di dimensionamento!

Capire perché con queste eq il circuito diventa stabile!



Disadvantage:

R_O leads to voltage drop !

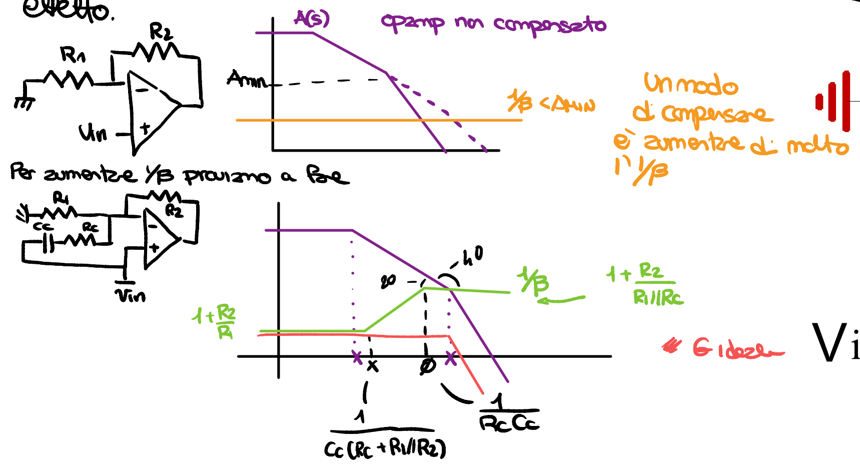
Another compensation technique (negative feedback)

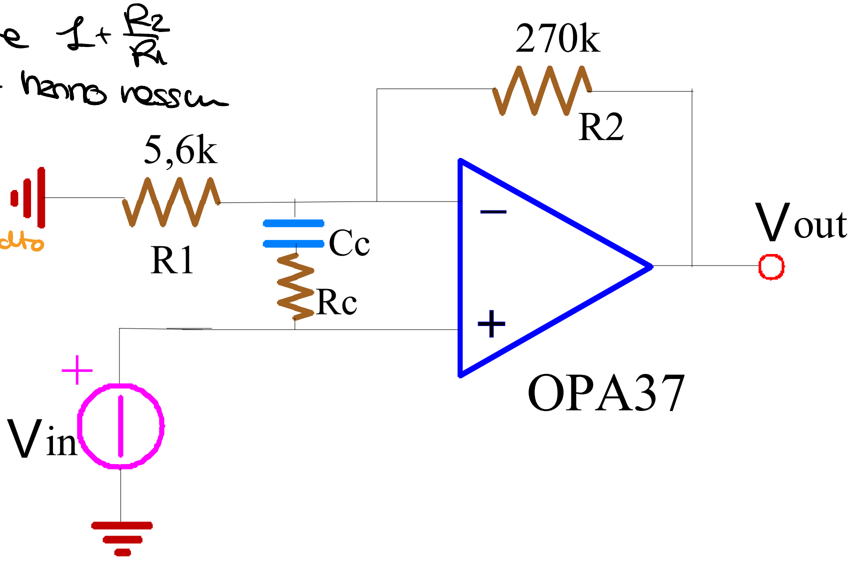
Altra tecnica di compensazione, troviamo una soluzione che valga per tutto? e che magari non mi cambi il guadagno ideale come faceva il condensatore di Feedback.

This approach is suitable for the compensation of any pole of A(s)

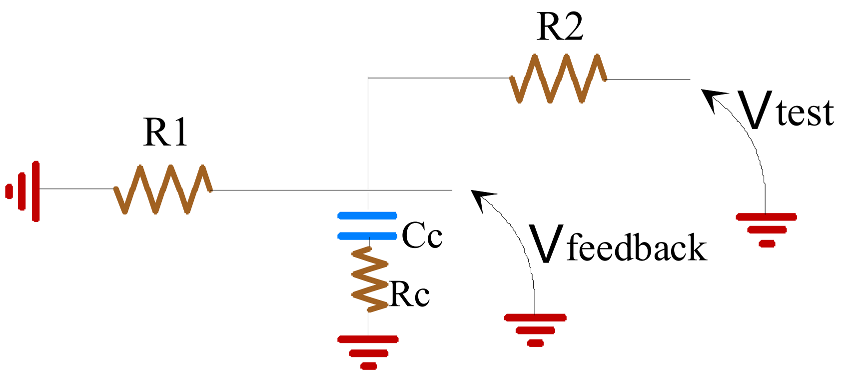
It improves the Slew-Rate too

ho sempre $R_{IN}=\infty$ e il guadagno è sempre $1+\frac{R_2}{R_1}$ idealmente quella resistenza e condensatore non hanno nessun effetto.





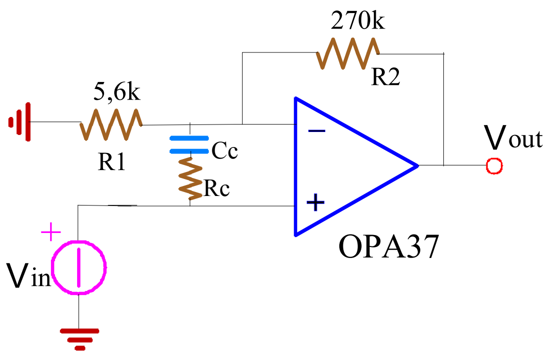
Ad $f\to\infty$ Cc diventa un corto e Rc va in parallelo a R1 e questo fa aumentare $1/\beta$.

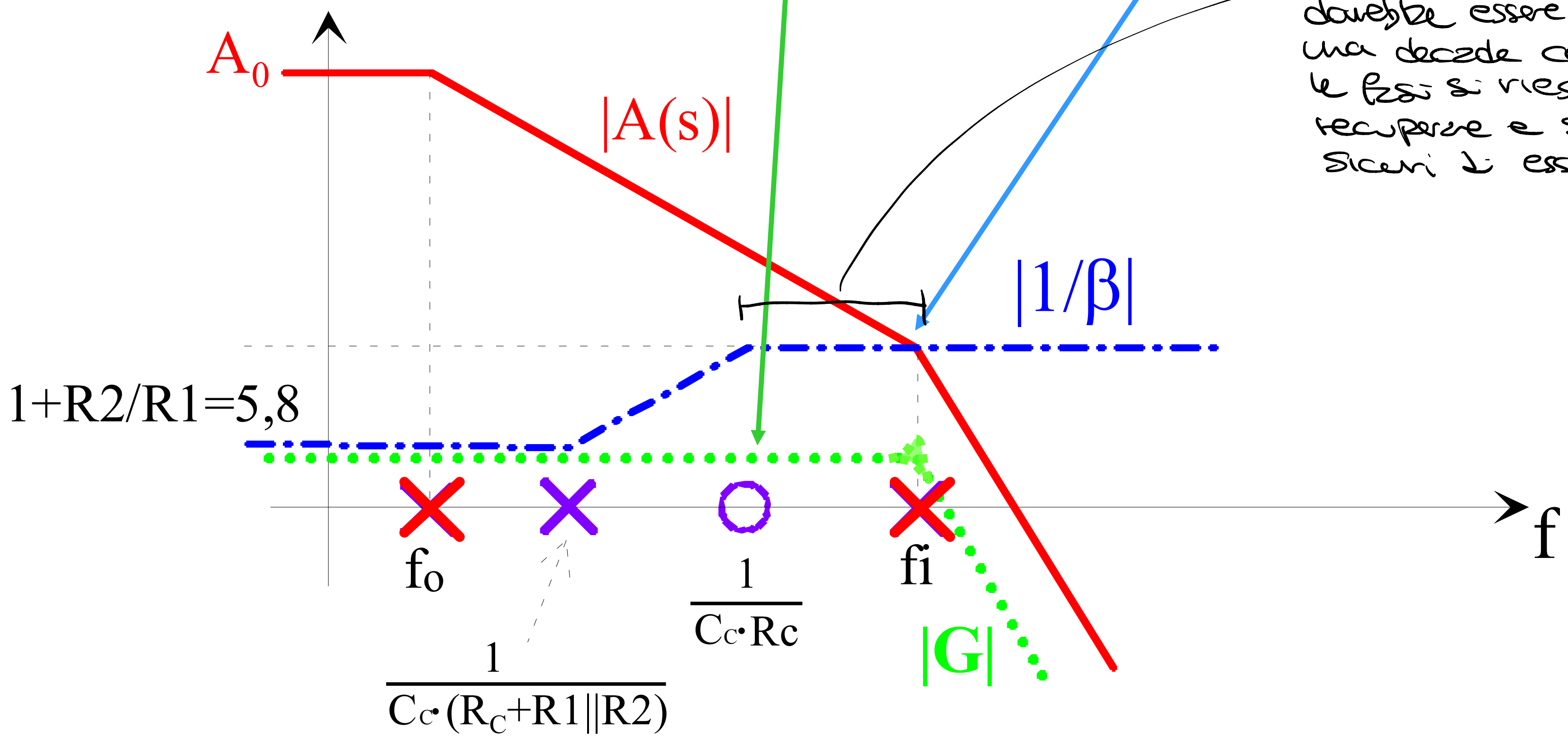


$$\beta=\frac{R_1}{R_1+R_2}\cdot\frac{1+sRc\cdot Cc}{1+s\left(Rc+R_1\|R_2\right)}$$

R$_c$ C$_c$ are bootstrapped on the input signal,

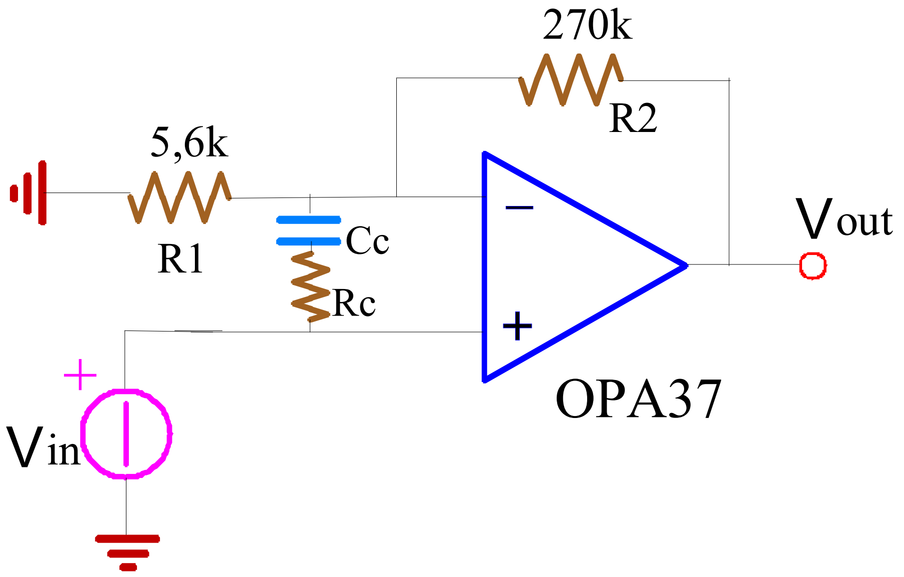
hence they have no role in the circuit (what's up here then?!?!)

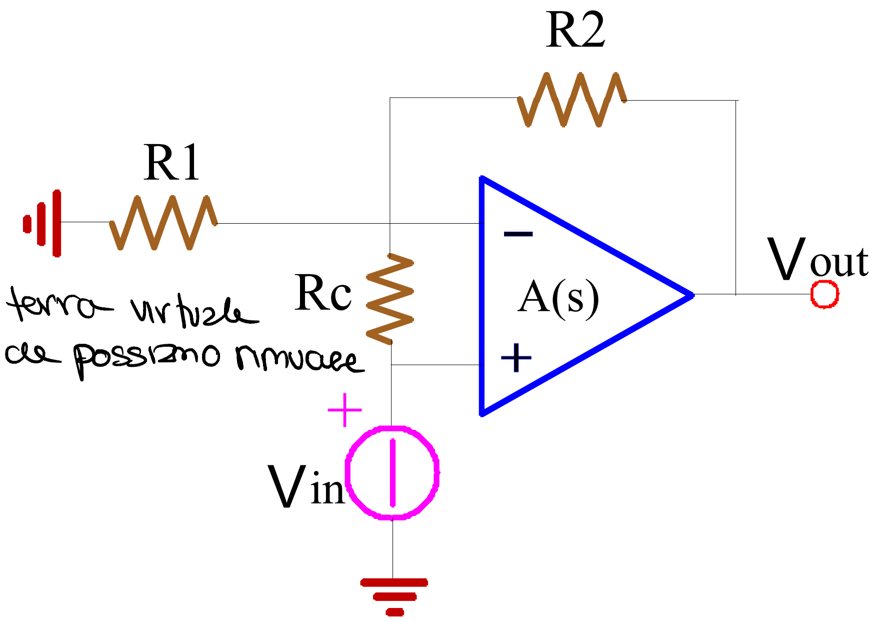




Questa distanza dovrebbe essere almeno una decade così le fasi si riescano a recuperare e siamo sicuri di essere stabili

Possible simplification: removal of C_C





Per la terra virtuale credo che possiamo rimuovere Cc.

But G_{loop} lowers at all frequencies, down to DC too !

Another compensation technique (positive feedback)

For buffers, previous approaches cannot be applied... therefore

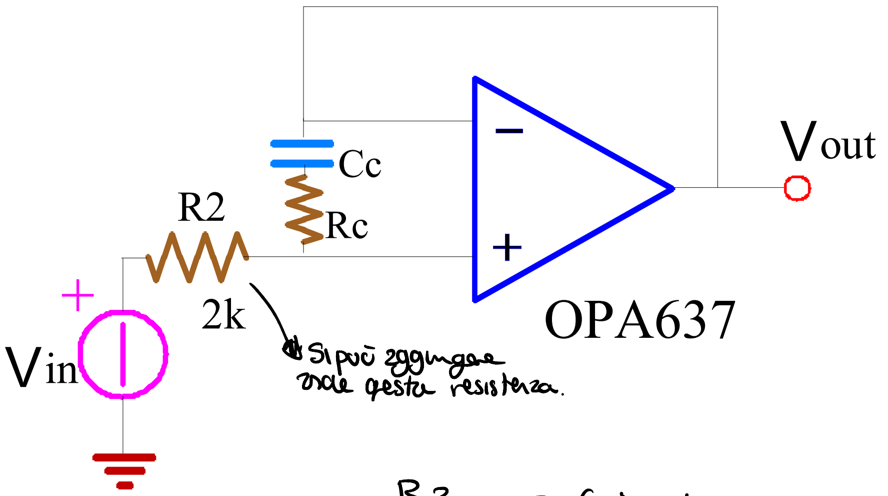
Voglio mettere il guadagno = 1

Se usassimo un OP-AMP compensato ci sbatteremo alla grandissima perchè è tutto ok.

il problema è se usiamo un OP-AMP non compensato. Non possiamo aggiungere Cf o resistenza alla cazzum.

$$R_C = \frac{R_2}{A_{min} - 1}$$

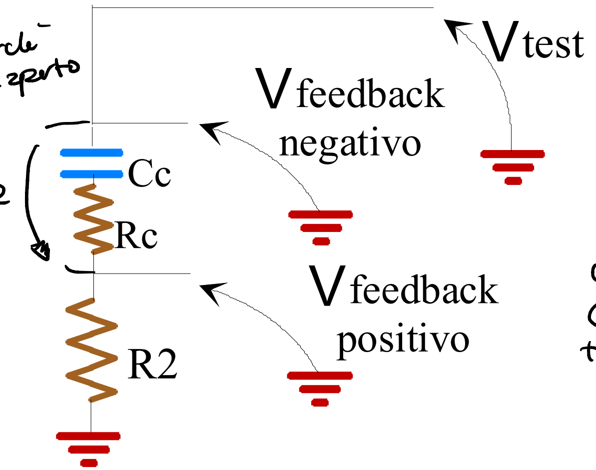
$$C_C = \frac{1}{2\pi \frac{f_i}{10} \cdot Rc}$$



Si può aggiungere anche questa resistenza.

il feedback a ∞ è $\beta_+(\infty) = \frac{R2}{R2+Rc}$ $\quad \beta_-(\infty) = 1$

$\beta(\infty) = \beta_- - \beta_+ = 1 - \frac{R2}{R2+Rc} = \frac{Rc}{R2+Rc}$

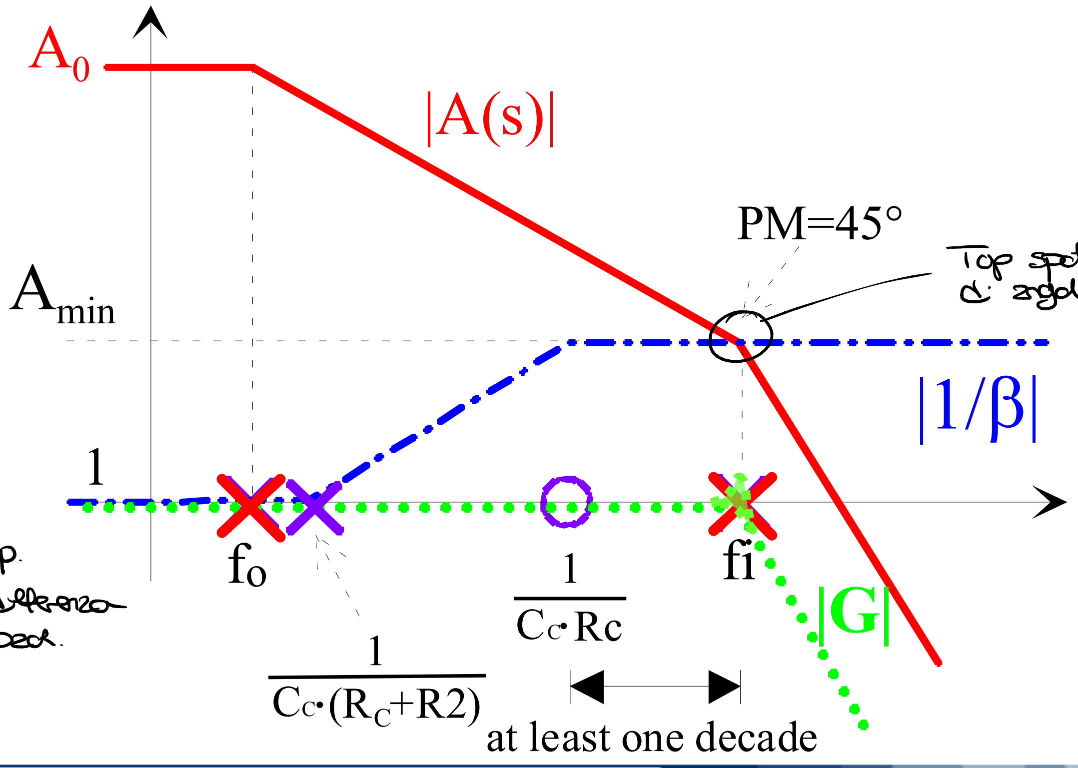


perchè Cc aperto

$\beta(0) = 1$

$\beta(\infty) = \frac{Rc}{Rc+R2}$ v_R

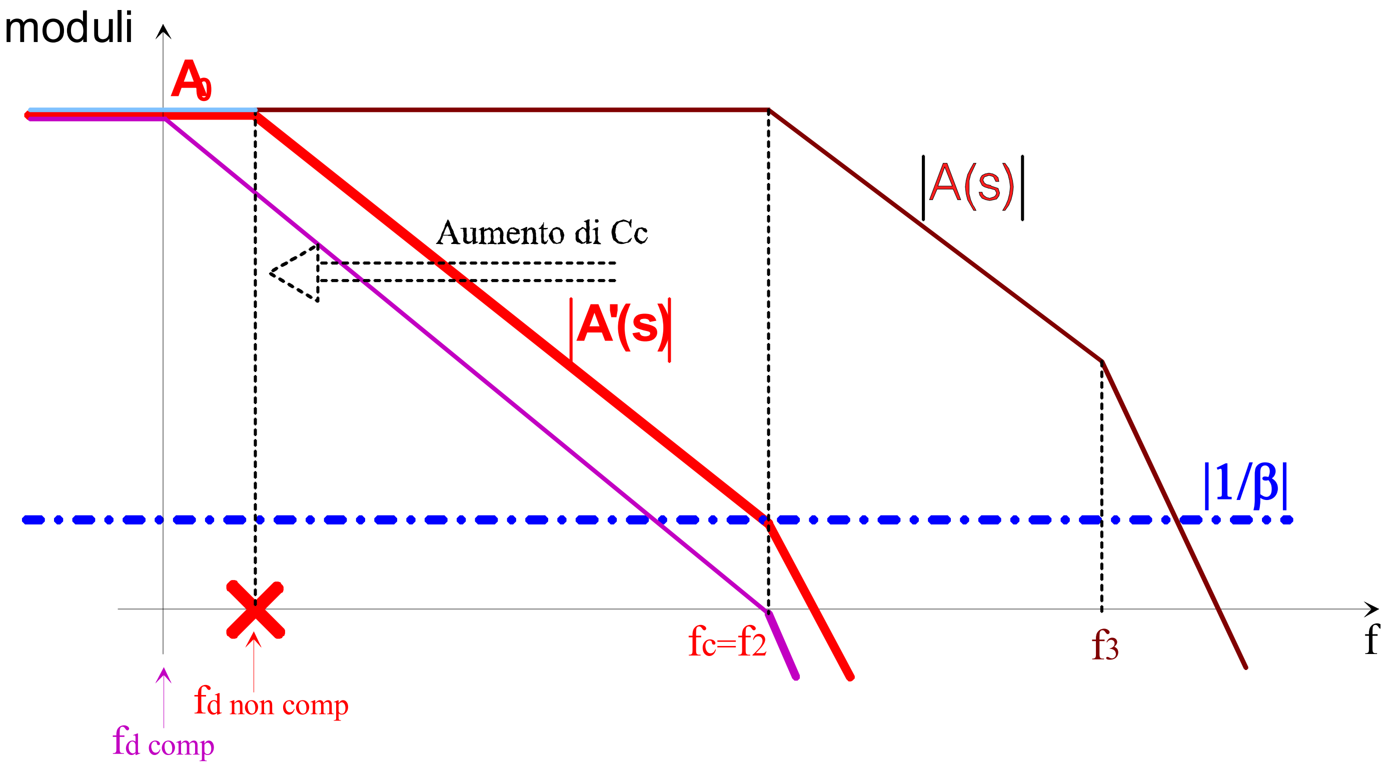
il feedback sono entrambi i β che entrano nell'opamp. Cioè facciamo la differenza tra i 2 pin di feedback.



Top spot perchè ho 20 e ho di angoli di chiusura

Dobbiamo mettere $\frac{Rc}{R2+Rc} = A_{MIN}$ e mettere lo zero di β una decade prima di fi.

Instead, INTERNAL frequency compensation

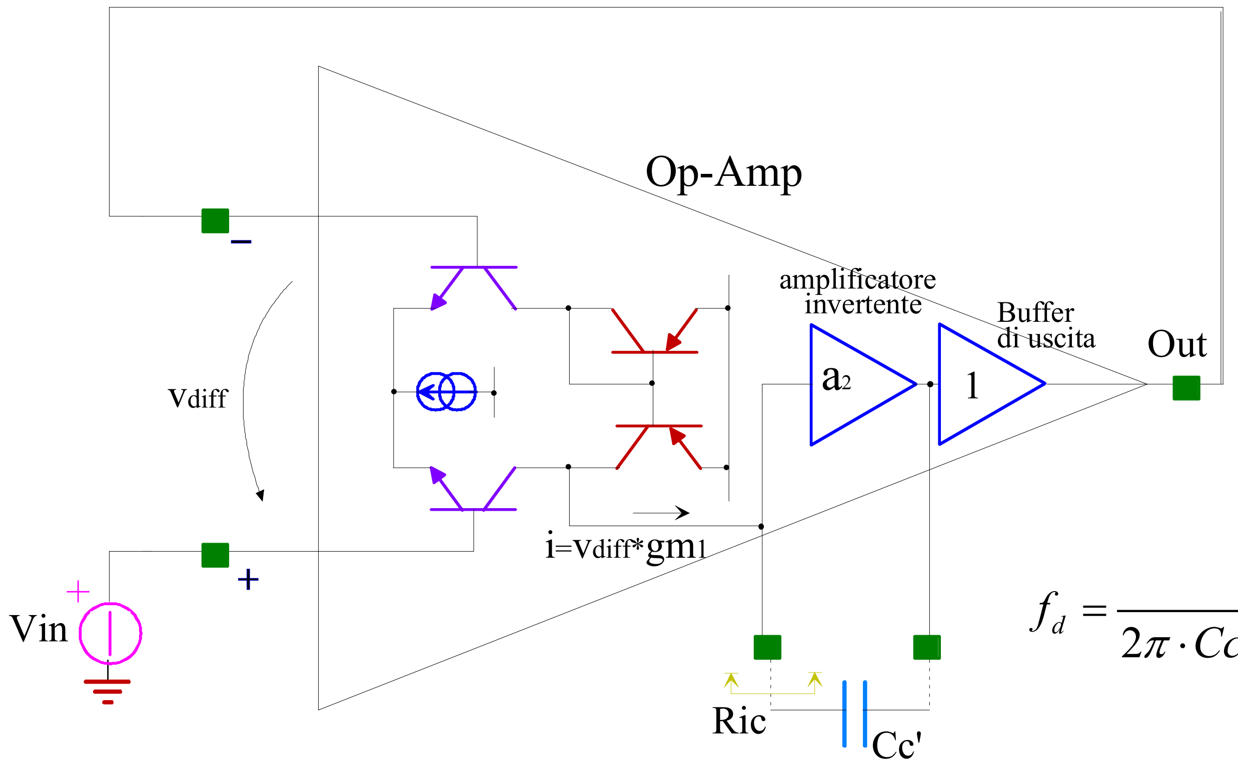


By adding (or increasing) an internal Capacitor, the dominant pole lowers.

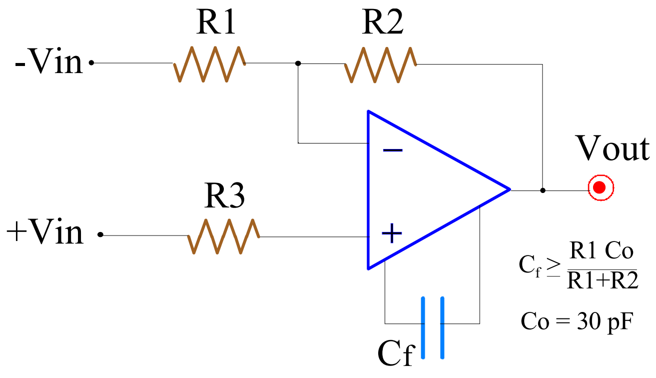
In this way it is possible to guarantee stability (closure angle of 20÷40dB/dec at |Gloop|=1)

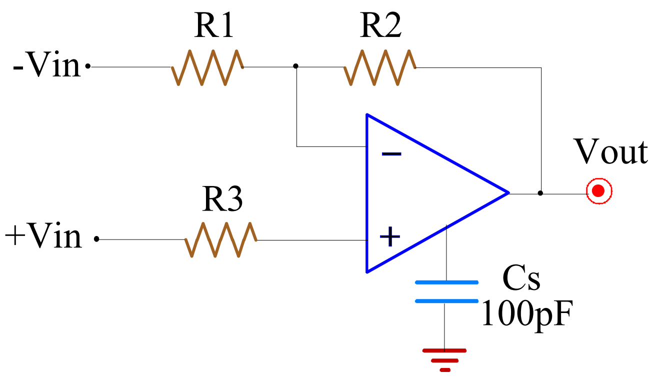
1- Dominant pole compensation

Typical in-chip (also external) compensation at dominant pole (**Miller**):



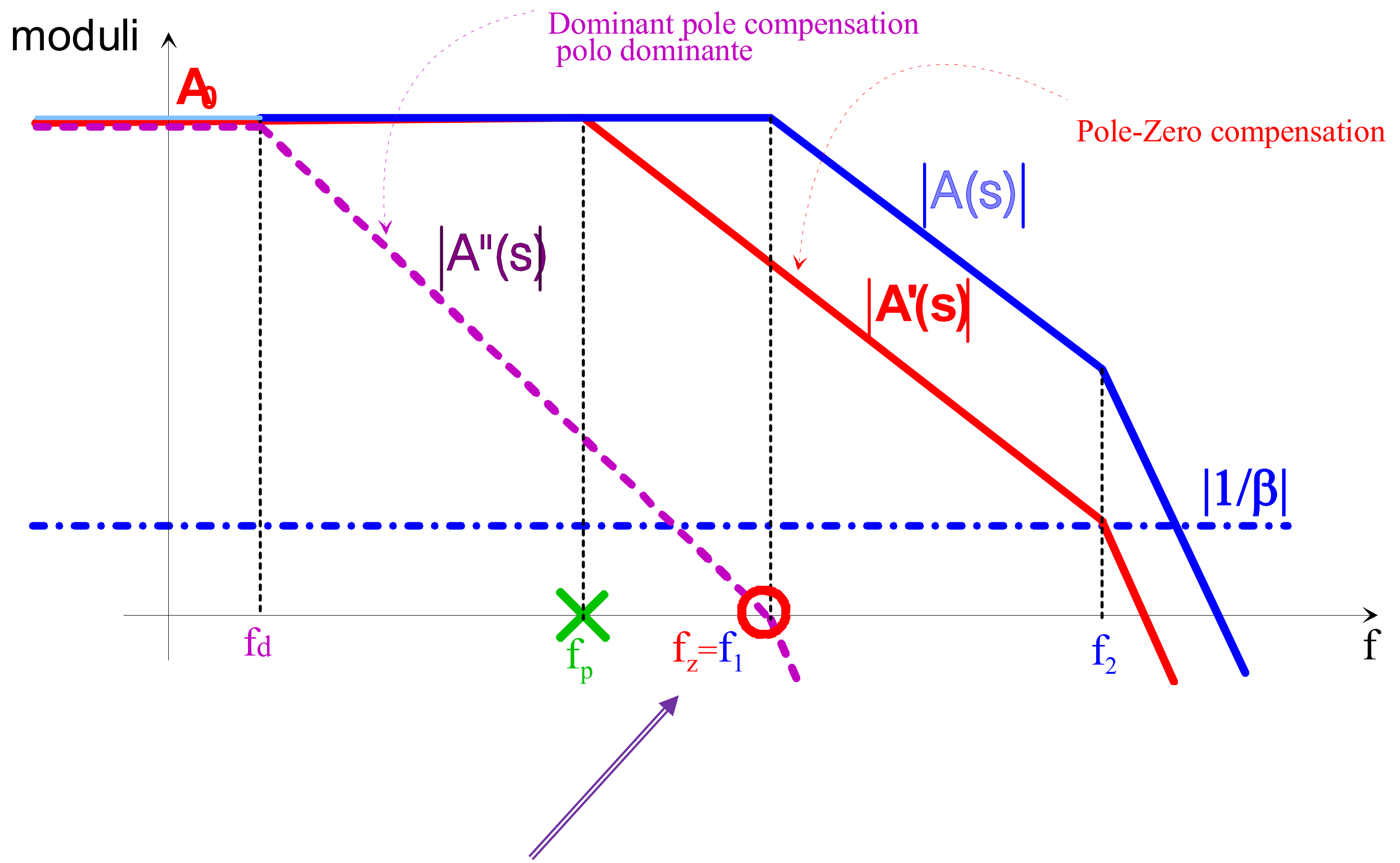
$$f_d = \frac{1}{2\pi \cdot Cc' \cdot R_{ic} \cdot (1 - a_2)}$$



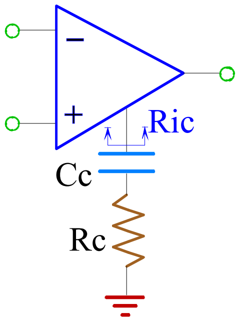


2- Pole-Zero compensation

POLITECNICO
MILANO 1863



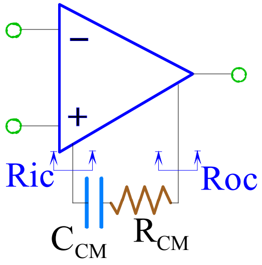
Direct configuration:



$$f_z = \frac{1}{2\pi \cdot Rc \cdot Cc}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi \cdot (Ric + Rc) \cdot Cc} = f_z \cdot \frac{Rc}{Ric + Rc}$$

Miller (effect) configuration:

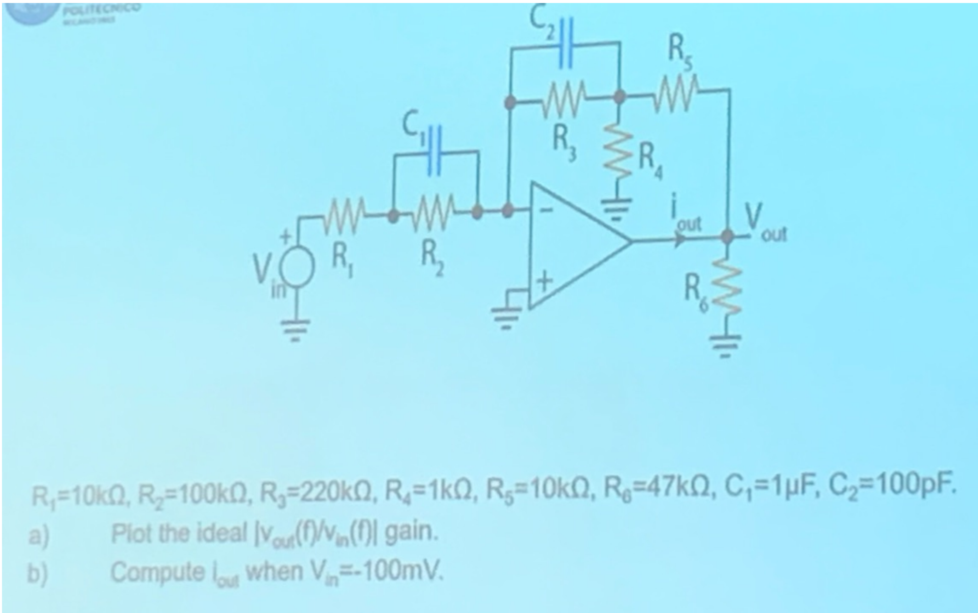


$$\mathrm{f_z} = \frac{1}{2\pi \cdot \mathrm{Rcm} \cdot \mathrm{Ccm}}$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi \cdot (Rcm + Ric \cdot (1 - a_2)) \cdot Ccm} =$$

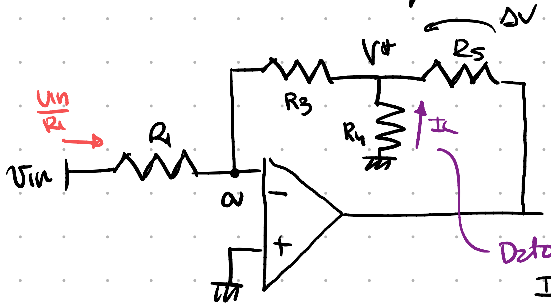
Place a new Zero over the existing Pole (the one which would cause instability)

And lower the Pole to guarantee stability (not as low as with dominant pole compensation)



Punto a)

Partiamo studiando in DC questo



$V^* = 0V - \frac{V_{in}}{R_1} \cdot R_3$

$= -\frac{V_{IN} R_3}{R_1}$

Dato che V^* è negativo

$I_4 = -\frac{V^*}{R_4} = \frac{V_{in} R_3}{R_1 R_4}$

sia I_4 che I_1 passano su R_5, perciò $\Delta V = R_5(I_4 + I_{in}) = V_{in}\frac{R_3 R_5}{R_1 R_4} + V_{in}\frac{R_5}{R_1} = V_{IN}\frac{R_5}{R_1}\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)$

Allora possiamo calcolare che $V_{OUT} = V^* - \Delta V$

$= -V_{in}\frac{R_3}{R_1} - V_{in}\frac{R_5}{R_1}\left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right)$

$= -V_{in}\left[\frac{R_3 R_4 + R_4 R_5 + R_3 R_5}{R_1 R_4}\right]$

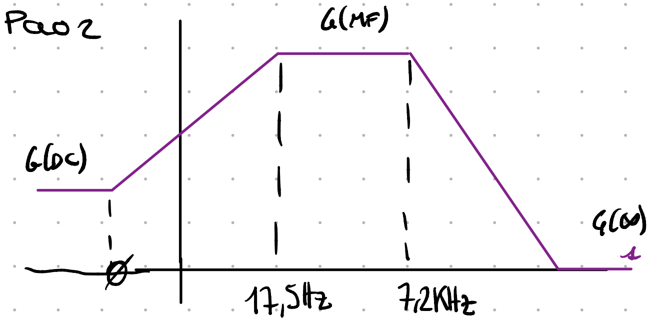
Guadagno del circuito.
Quando voglio molto guadagno faccio così.

Calcoliamo i poli

$\text{Polo 1} = \frac{1}{2\pi C_1 \cdot (R_1 \| R_2)} = \frac{1}{2\pi \cdot 1k\,9090\Omega} = 17{,}5\ Hz$

$\text{Polo 2} = \frac{1}{2\pi C_2 R_3} = 7{,}2\ KHz$

Polo 1 << Polo 2



Devo avere uno zero da qualche parte perché calcolando il guadagno a ∅ e ∞ e a medie frequenze e vediamo che sale

$G(MF) = -\frac{R_3 R_4 + R_4 R_5 + R_3 R_5}{R_1 R_4} \simeq -243$

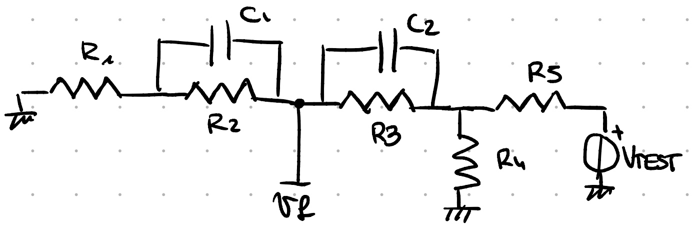
Considera C_1 un corto e C_2 un aperto.

Ci manca solo il guadagno a ∅ (è lo stesso guadagno a MF solo che non ho solo R ma R_1+R_2)

$G(0) \simeq 22$

Notiamo che il gain non dipende da R6 perché l'op-amp lavora per dargli corrente per tenerlo alla tensione giusta.

Calcoliamo adesso β per vedere la stabilità.



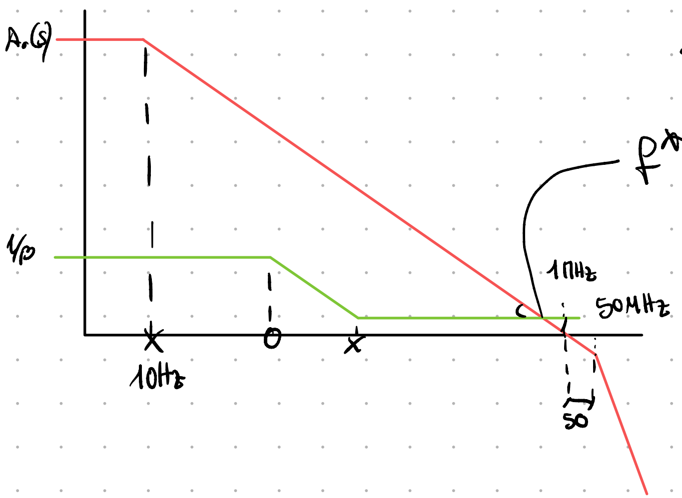
$$\beta(0) = \frac{R_4 \parallel (R_1+R_2+R_3)}{R_4 \parallel (R_1+R_2+R_3)+R_5} \cdot \frac{R_1+R_2}{R_1+R_2+R_3} \simeq \frac{R_4}{R_4+R_5} \cdot \frac{R_1+R_2}{R_1+R_2+R_5} \simeq \frac{1}{33}$$

Dato che so che entro nel pin −, allora so che
$1/\beta(0) = -33$

Le capacità C_1 e C_2 sono però interagenti quando calcoliamo β (dovrei fare laplace)
Dobbiamo usare il metodo delle costanti di tempo. ma non lo facciamo e calcoliamo $\beta(\infty)$

$$\beta(\infty) = \frac{R_4 \parallel R_1}{R_4 \parallel R_1 + R_5} \cdot 1 \longrightarrow \frac{1}{\beta}(\infty) \simeq -12$$

Abbiamo che



Se ho il polo di β nella banda di $A(s)$ allora sicuro è stabile il circuito

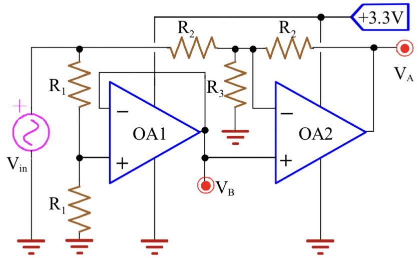
$$f^* = \frac{GBWP}{12} = 83KHz$$

Conclusions

- Easy technique to investigate stability
- And to compensate stages with feedback
- Unaccounted parasitism can impair stability

- … up to now we forgot … NOISE!!!

Next lesson: **05 – Noise**



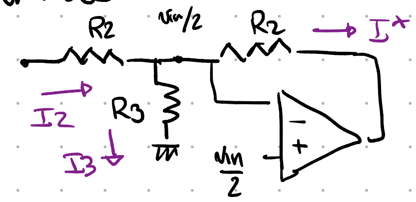
OpAmp with A_0=100dB and GBWP=100MHz. R_1=47kΩ, R_2=220kΩ, R_3=110kΩ.

a) Compute the **real** $v_A(f)/v_{in}(f)$ and $v_B(f)/v_{in}(f)$ gains and the input impedance.

b) Compute the output static error on V_A, due to I_B=10nA and V_{OS}=5mV of both OpAmps.

$$\frac{V_B}{V_{in}} = \frac{1}{2}$$

il sistema ha feedback negativo quindi terra virtuale



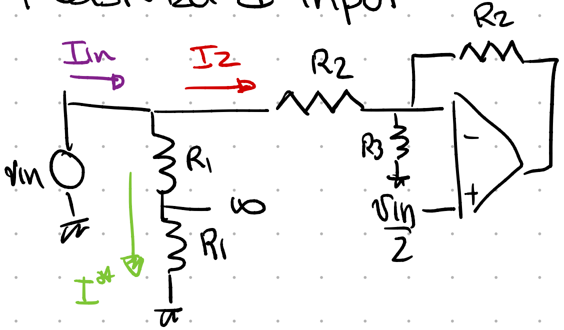
$$I_2 = \frac{V_{in} - V_{in}/2}{R_2} = \frac{V_{in}}{2R_2}$$

$$I_3 = \frac{V_{in}/2}{R_3} = \frac{V_{in}}{2R_3}$$

$$I^* = I_2 - I_3 = \frac{V_{in}}{2}\,\frac{R_3 - R_2}{R_3R_2}$$

$$V_A = V^+ - R_2\frac{V_{in}}{2}\cdot\frac{R_3-R_2}{R_2R_3} = V_{in}\frac{R_2}{2R_3}$$

Resistenza di input



Applichiamo la sovrapposizione degli effetti

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}}$$

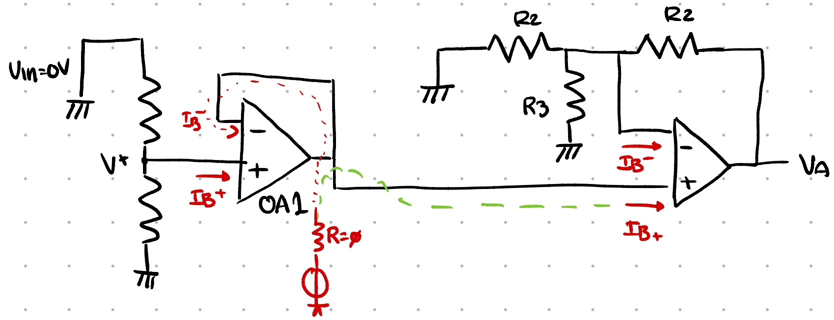
Allora $I_{in} = I^* + I_2 = \frac{V_{in}}{2R_1} + \frac{V_{in}}{2R_2} = \frac{V_{in}}{2}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) = V_{in}\frac{\frac{R_1+R_2}{R_1R_2}}{2} = \frac{V_{in}}{2(R_1//R_2)}$

$I_* = \frac{V_{in}}{2R_1}$ $\quad I_2 = \frac{V_{in} - V_{in}/2}{R_2} = \frac{V_{in}}{2R_2}$

Perciò $Z_{in} = 2(R_1//R_2) = 2R_1//2R_2$

Domanda b)

Dobbiamo considerare tutte le non idealità.



L'errore dato da I_B^- del primo OPAMP non ha effetto perché tutta la corrente viene assorbita dall'OPAMP

La corrente I_B^+ fa variare la tensione V^*

$$V^* = 0 - (R_1//R_1) I_{B+} = -I_{B+}\frac{R_1}{2}$$

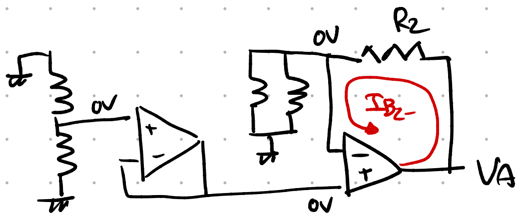
Poi ho terra virtuale e quindi $V_A = V^* \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_2//R_3}\right) = 940\mu V$

La corrente I_B^+ del 2° opamp arriva dall'opamp 1 che ha $R_{OUT} = \emptyset$ quindi I_{B2+} non ha nessun effetto

E se l'OPAMP avesse una $R_{OUT} \neq \emptyset$? NON CAMBIAVA NIENTE PERCHÉ C'È UN LOOP QUINDI LA VERA RESISTENZA CHE VEDIAMO ALL'OUT DI OPAMP 1 È $R_{OUT} = R_O/(1-G_{loop})$

Studiamo I_B^- dell'OPAMP 2.

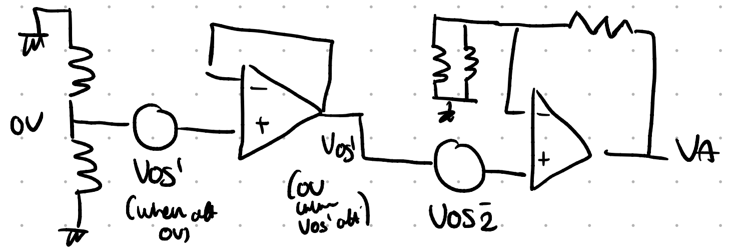
A causa dell'opamp 1 e della sua terra virtuale abbiamo che tutto è a 0V, allora l'unico giro che può fare I_{B-} è:



l'unico giro che può fare la corrente

$V_A = R_2 I_{B2}^- \simeq 2{,}2mV$

Consideriamo gli errori di tensione



$V_{OS1} \rightarrow V_A = V_{OS1} \cdot G_{OP_2} \simeq 20mV$

$V_{OS2} \rightarrow V_A = V_{OS2} \cdot G_{OP_2} \simeq 20mV$

Ne tengo attivo uno alla volta e gioco con le terre virtuali

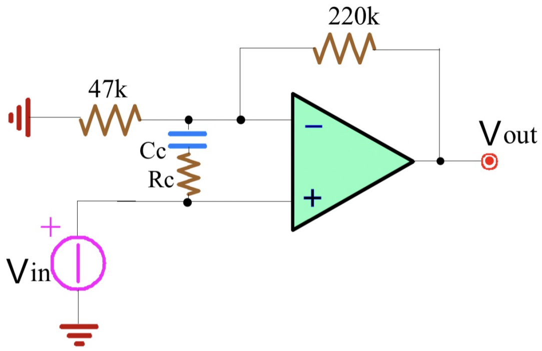
Con l'offset di tensione dobbiamo considerare la tensione in modulo poi non sappiamo il segno

Perciò quando calcolo l'errore d'uscita devo fare

Perché per l'appunto non so il segno

$$V_{EA} = \emptyset - 940\mu V + \emptyset + 2{,}2mV \pm 20mV \pm 20mV = 1{,}26mV \pm 40mV$$

ANO 1863



Il guadagno ideale è $G_{id} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{220k}{47k} = 5{,}7$

Noi vogliamo il G reale allora plottiamo su Bode

Calcoliamo $A(s) = 120dB \rightarrow 10^{\frac{120}{20}} = 1M$

$\left[\beta = \frac{47K}{47K + 220K} \qquad \frac{1}{\beta} = 5{,}7 \right.$ senza compensazione $\left. \right]$

Uncompensated OpAmps with A_0=120dB, f_0=5kHz and f_1=50MHz, I_B=1nA and V_{OS}=3mV.

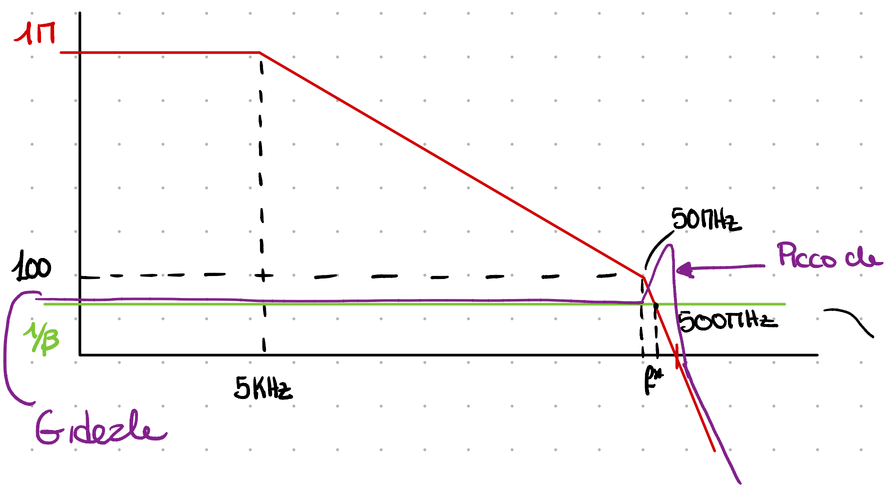
a) **Without** C_C and R_C, compute stability and PM.

b) Properly size C_C and R_C to attain PM=90°.

Posso trovare il punto di incontro tra $1/\beta$ e $A(s)$ facendo

$$f^* = \sqrt{\frac{100}{5{,}7}} \cdot 50MHz = 210MHz$$

vediamo che è instabile dati gli angoli di chiusura.



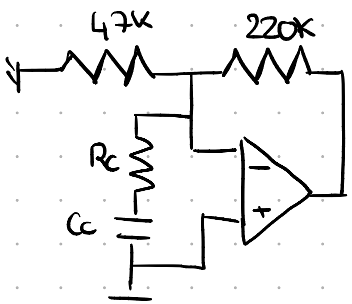
Picco che mostra che c'è instabilità

ha detto che non è il Gain bandwidth product perché vale solo con 20dB/dec e lui l'ha calcolato prendendo la distanza tra 50MHz e l'eventuale freq di taglio se la curva scendesse di 20dB/dec e poi ha diviso a metà la distanza tra 50M e f_{20dB} e oltre la vera f_T.

Calcoliamo il margine di Fase $\quad PM = 180° - \underset{5KHz}{90°} - \arctan\left(\frac{f^*}{f_{P1}}\right) = 13°$ ← Decisamente instabile

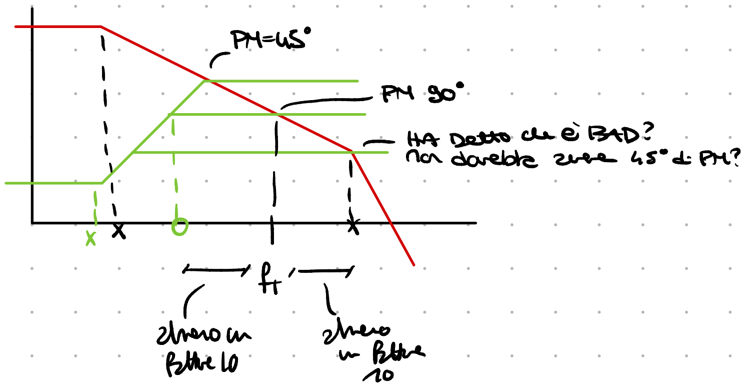
↑ è molto lontano da f^* quindi ha tutto l'effetto = 90°

Studiamo adesso la compensazione per avere stabilità. Dobbiamo dimensionare



$1/\beta(0) = 5{,}7$

$1/\beta(\infty) = 1 + \dfrac{220k}{(47K//Rc)}$



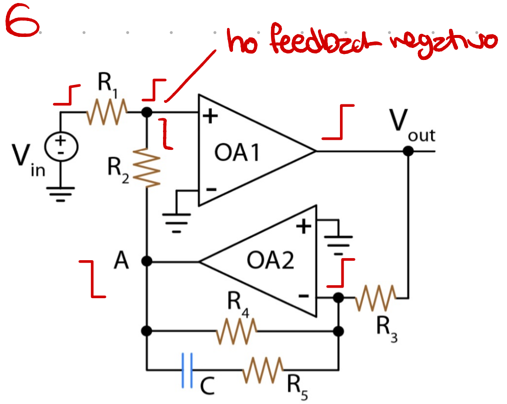
Allora impongo che $f^* = \dfrac{50MHz}{10} = 5MHz$ e quindi zero $\beta = \dfrac{5MHz}{10} = 500kHz = \dfrac{1}{2\pi R_C C_C}$

è così abbiamo trovato la prima eq. adesso vedo l'altezza di $A(s)$ a f^* e impongo che $1/\beta$ a f^* sia a quel valore
Allora:

$$1 + \frac{220K}{(47K//Rc)} = \frac{1000000}{1000} = 1000 \longrightarrow Rc = \frac{220K}{(100-1)} = 220\,\Omega$$

e poi ricavo che $Cc = \dfrac{1}{2\pi\, 220\ 500K} = 1nF$

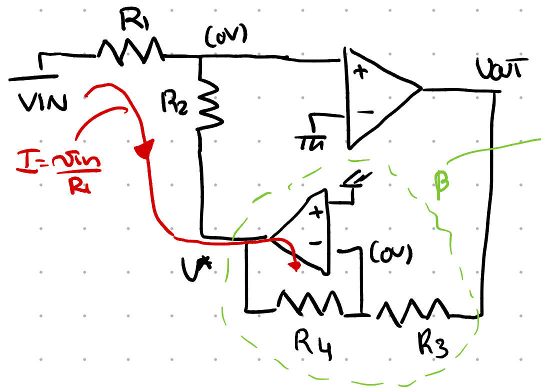
ESERCIZIO 6



OpAmp with A_0=120dB and GBWP=20MHz, with I_B=10nA and V_{OS}=5mV.
R_1=1kΩ, R_2=50kΩ, R_3=2kΩ, R_4=50kΩ, R_5=1kΩ, C=10nF.

a) Plot the Bode diagram of the $v_{out}(f)/v_{in}(f)$ **real** gain, when OA2 is still **ideal**.
b) Discuss circuit stability when also OA2 is **real**.
c) Compute the output error due to bias currents and offset voltages of both OpAmps.

Il feedback è composto da un altro OPAMP



$V^* = -\dfrac{Vin}{R1} \cdot R2$

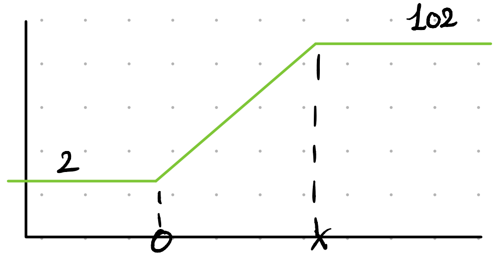
$V^* = Vout \cdot \beta$
$= Vout\left(-\dfrac{R4}{R3}\right)$

COSA IMPORTANTE! PER CALCOLARE VOUT SEGUIRE SEMPRE IL VERSO DEL SEGNALE.

Perciò $Vout = -\dfrac{R3}{R4}\, v^*$
$= \dfrac{R2}{R1}\dfrac{R3}{R4}\, Vin$

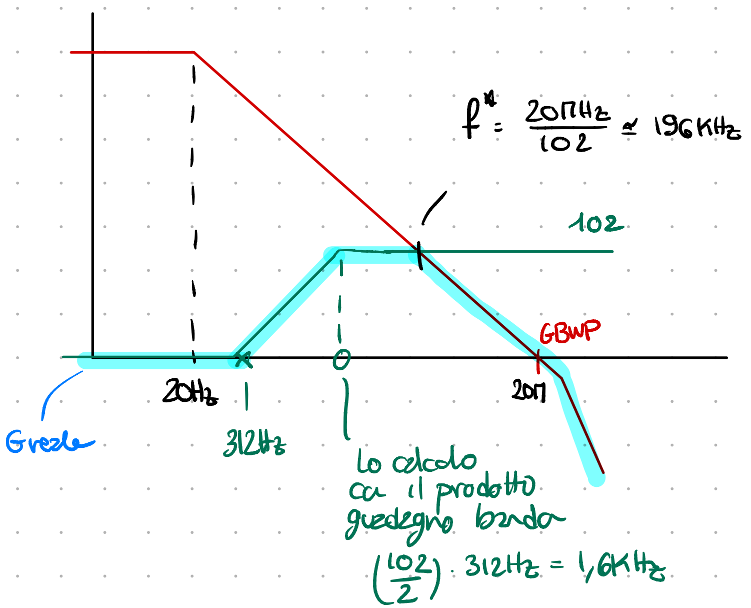
Allora $V_{out}/V_{in}(0) = \frac{R_2}{R_1}\frac{R_3}{R_4} = 2$ $\qquad$ $\frac{V_{out}}{V_{in}}(\infty) = \frac{R_2}{R_1}\frac{R_3}{(R_4 \| R_5)} \simeq 100$

Allora il Gideale è:

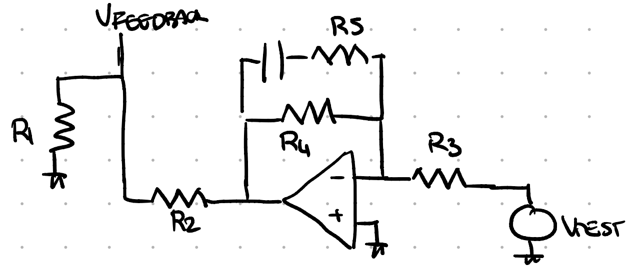


Pare molto difficile calcolare i poli e zeri quindi aspetto, intanto studiamo la stabilità:

Plottiamo $1/\beta$ e $A(s)$



Per il β facciamo



$\beta(0) = -\frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{R_1}{R_1+R_2}$ $\qquad$ $\frac{1}{\beta}(0) = -\frac{R_3}{R_4}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) \simeq -2$

$\beta(\infty) = -\frac{R_4 \| R_5}{R_3}\left(1+\frac{50k}{1k}\right)$ $\qquad$ $\frac{1}{\beta}(\infty) = \frac{2k}{1k} \cdot 51 \simeq -102$

Calcoliamo il polo di beta $= \frac{1}{2\pi C(R_4+R_5)} = 312Hz$

ATTENZIONE NOI SAPPIAMO CHE IL POLO DEL GIDEALE È UGUALE ALLO ZERO DI BETA