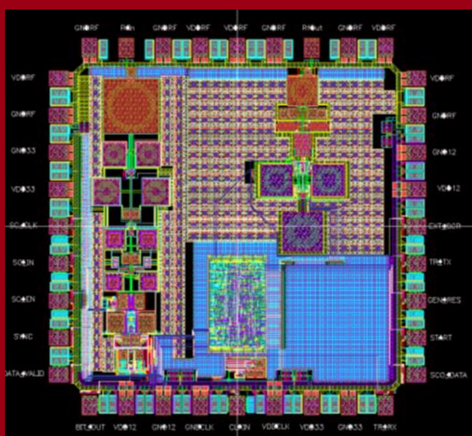
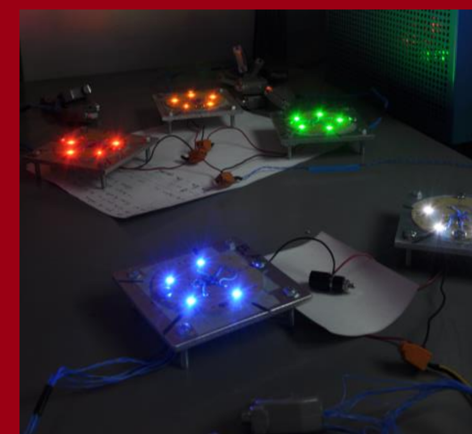
DIPARTIMENTO
DI INGEGNERIA
DELL'INFORMAZIONE

UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA



Fondamenti di Elettronica

08
Amplificatori con retroazione



Enrico Zanoni

enrico.zanoni@unipd.it

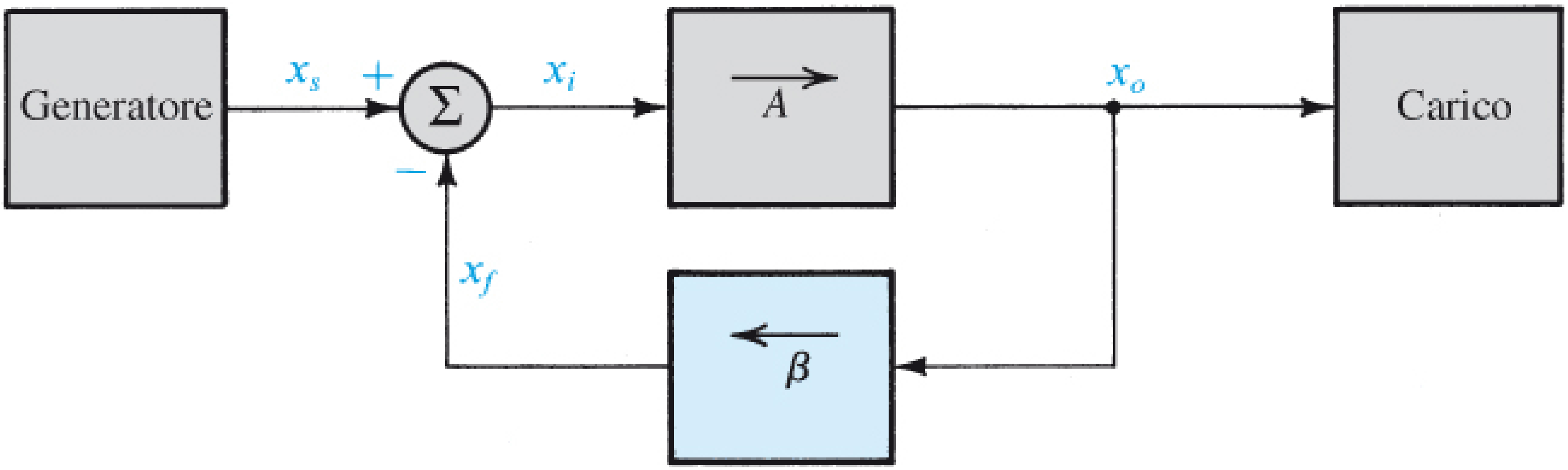
Amplificatori con retroazione

obiettivo: analizzare i circuiti di base con amplificatore operazionale, cioè l'amplificatore non invertente e l'amplificatore invertente come amplificatori con reazione negativa, corrispondenti allo schema in basso

* considereremo quindi amplificatori operazionali con guadagno A ad anello aperto *finito*, con resistenza di ingresso finita e resistenza di uscita non nulla

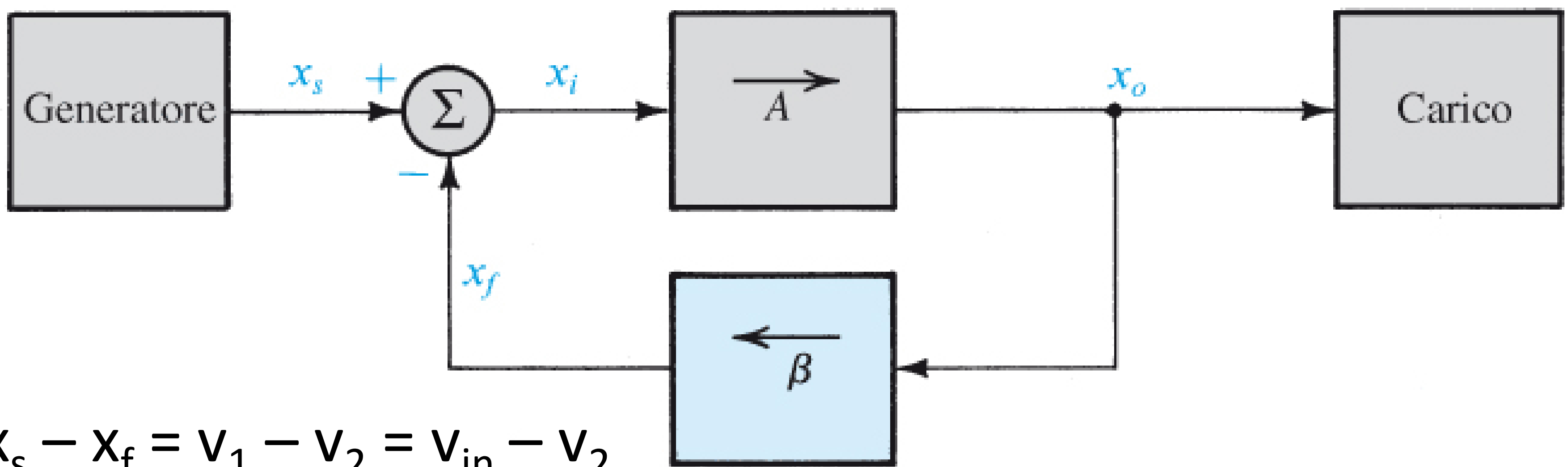
* studieremo l'effetto della reazione negativa, o controreazione, o feedback negativo, su questi parametri

$$x_o = Ax_i$$

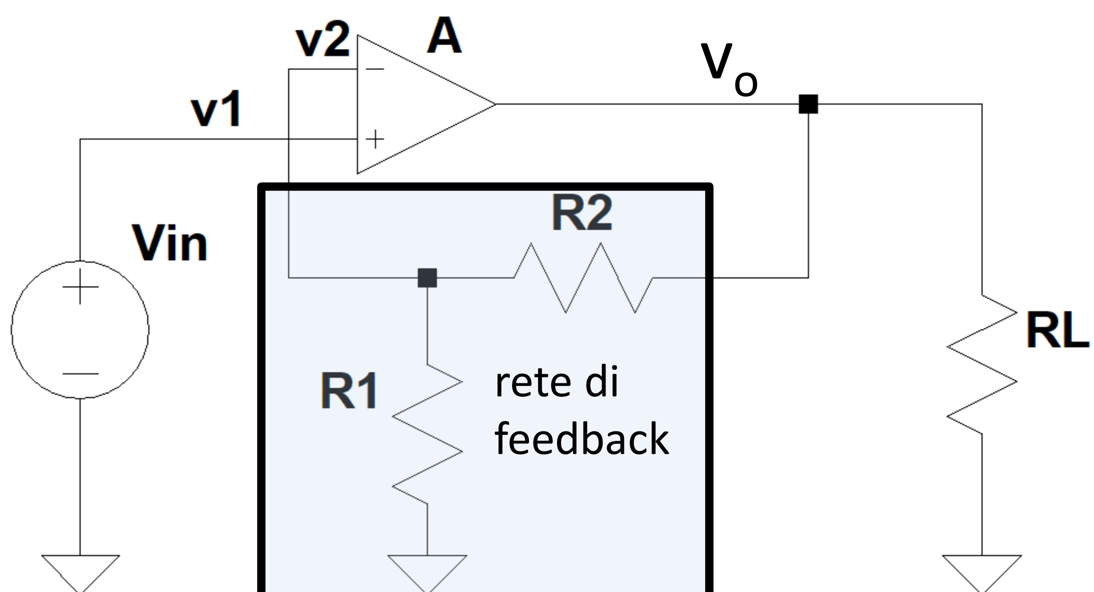


Amplificatori con retroazione

$$x_o = Ax_i$$

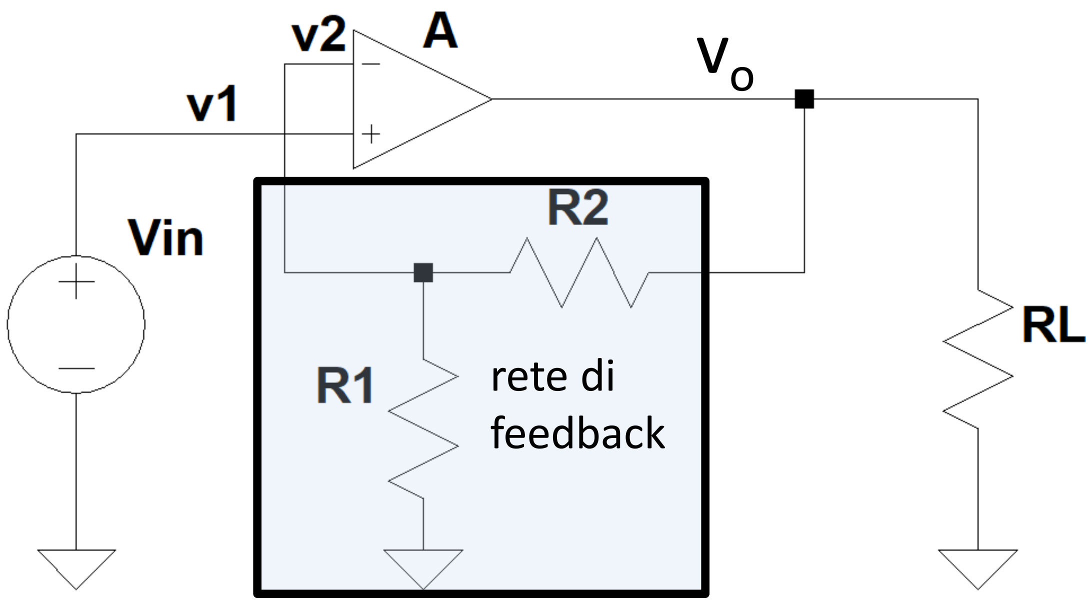


$$x_s - x_f = v_1 - v_2 = v_{in} - v_2$$



Amplificatori con retroazione: amplificatore non invertente

$x_s - x_f = v_1 - v_2 = v_{in} - v_2$



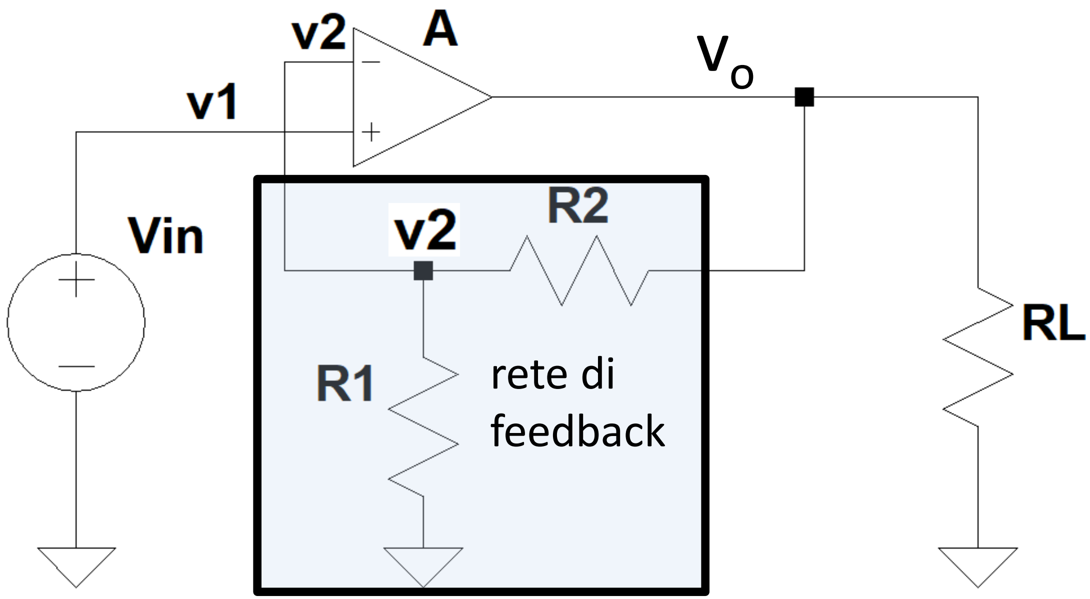
$A = v_o / v_{id} = v_o / (v_1 - v_2)$ guadagno ad anello aperto

$A_F = v_o / v_{in}$ guadagno ad anello chiuso, guadagno con reazione

β = fattore di retroazione $= \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}$

Amplificatori con retroazione: amplificatore non invertente

$x_s - x_f = v_1 - v_2 = v_{in} - v_2$



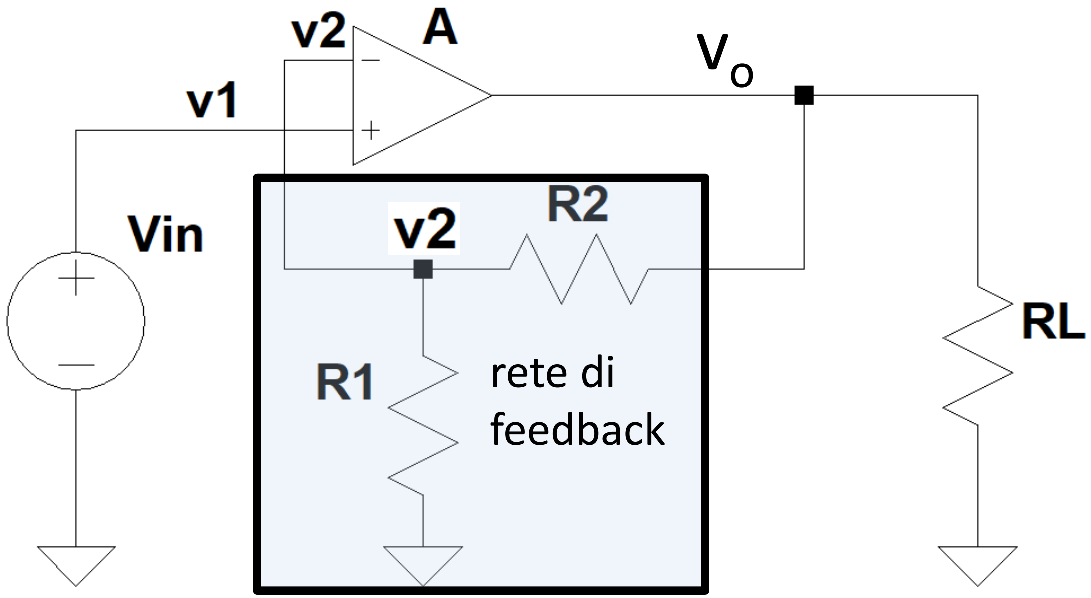
$A = v_o / v_{id} = v_o / (v_1 - v_2)$ guadagno ad anello aperto

$v_o = A(v_1 - v_2)$; $v_2 = v_f = v_o(R_1/(R_1 + R_2)) = \beta v_o$

$v_o = A(v_{in} - v_o(R_1/(R_1 + R_2)) = A(v_{in} - \beta v_o) =$

$$v_o = \frac{Av_{in}}{1 + A\beta} = \frac{Av_{in}}{1 + A\frac{R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{Av_{in}(R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + AR_1}$$

Amplificatori con retroazione: amplificatore non invertente

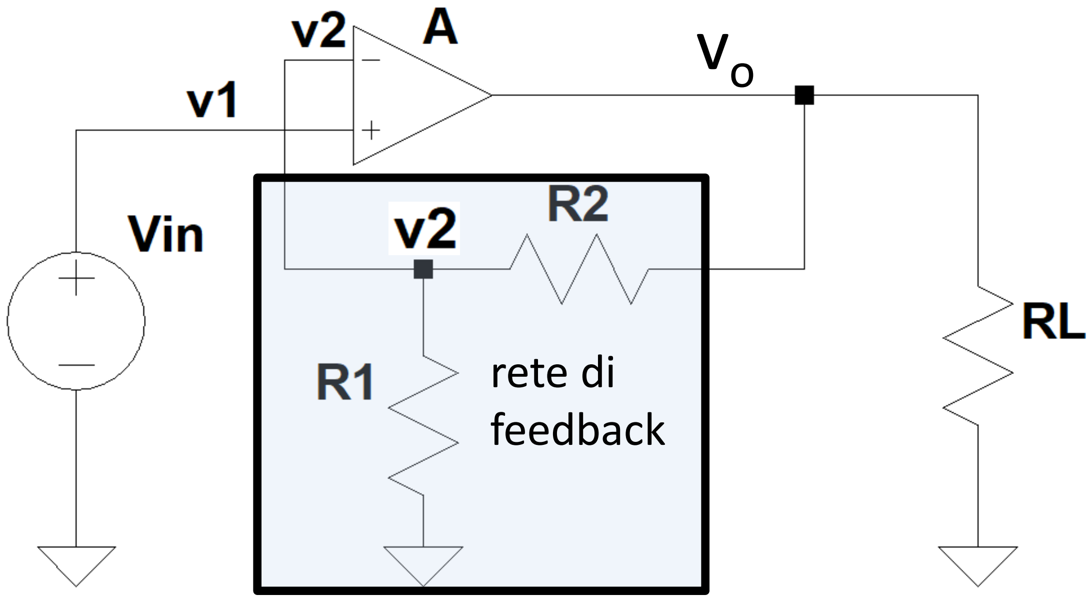


$$v_o = \frac{Av_{in}}{1 + A\beta} = \frac{Av_{in}}{1 + A\dfrac{R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{Av_{in}(R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + AR_1};\ \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$A_F = \frac{v_o}{v_f} = \frac{A}{1 + A\beta}\ per\ A \longrightarrow \infty\ A_F = \frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$\Rightarrow$ il guadagno con feedback A_F diventa indipendente dal guadagno dell'amplificatore ad anello aperto A

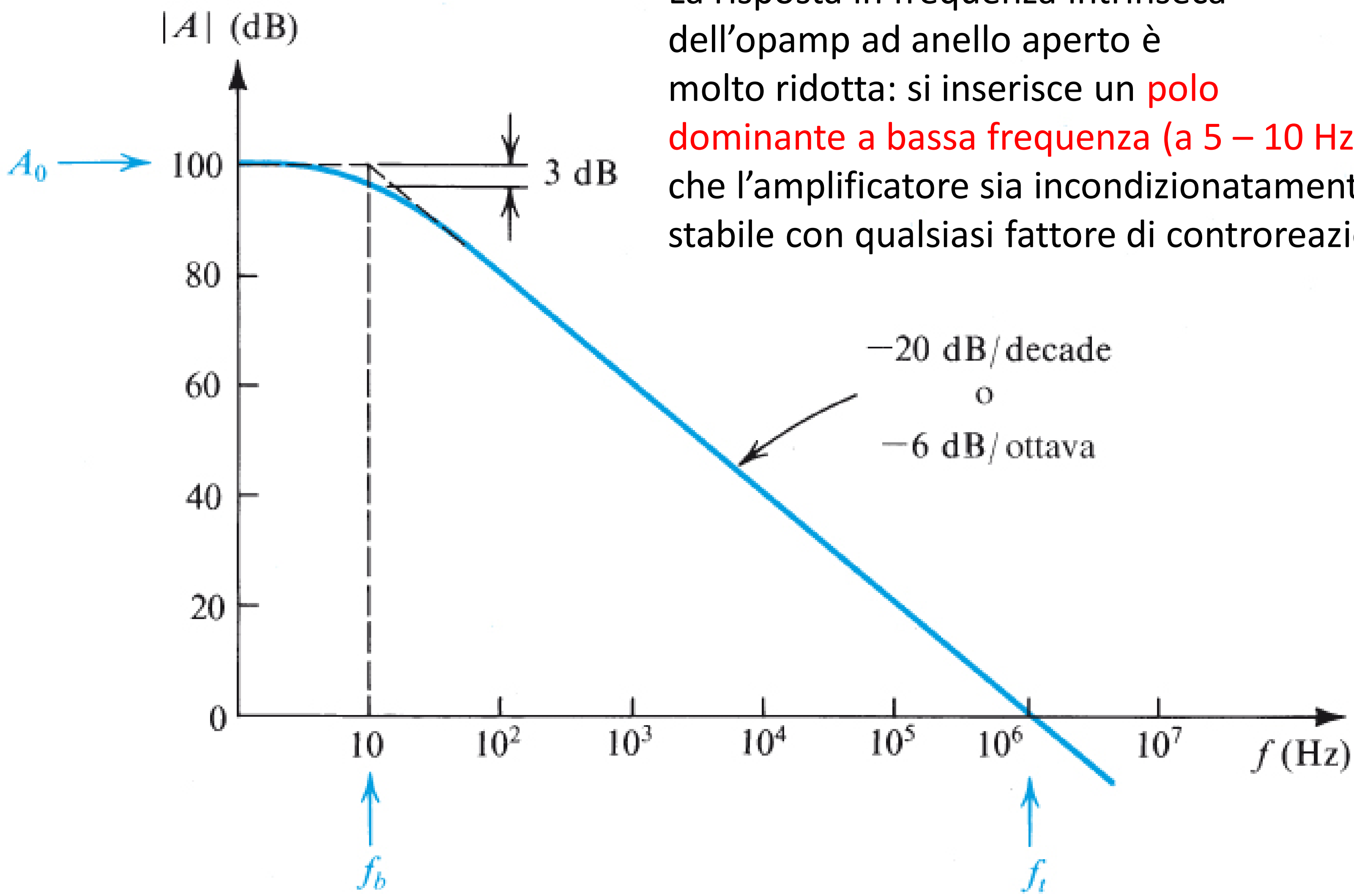
Amplificatori con retroazione: amplificatore non invertente



Inoltre, in questa configurazione circuitale, se l'amplificatore A ha una resistenza di ingresso R_{io} ad anello aperto finita, grazie al feedback la resistenza di ingresso dell'amplificatore complessivo con feedback diventa $R_{if} = R_{io}(1 + A\beta)$;

Se l'amplificatore ad anello aperto ha una resistenza R_o diversa da zero, l'amplificatore con feedback avrà una resistenza di uscita $R_{of} = R_o/(1+A\beta)$

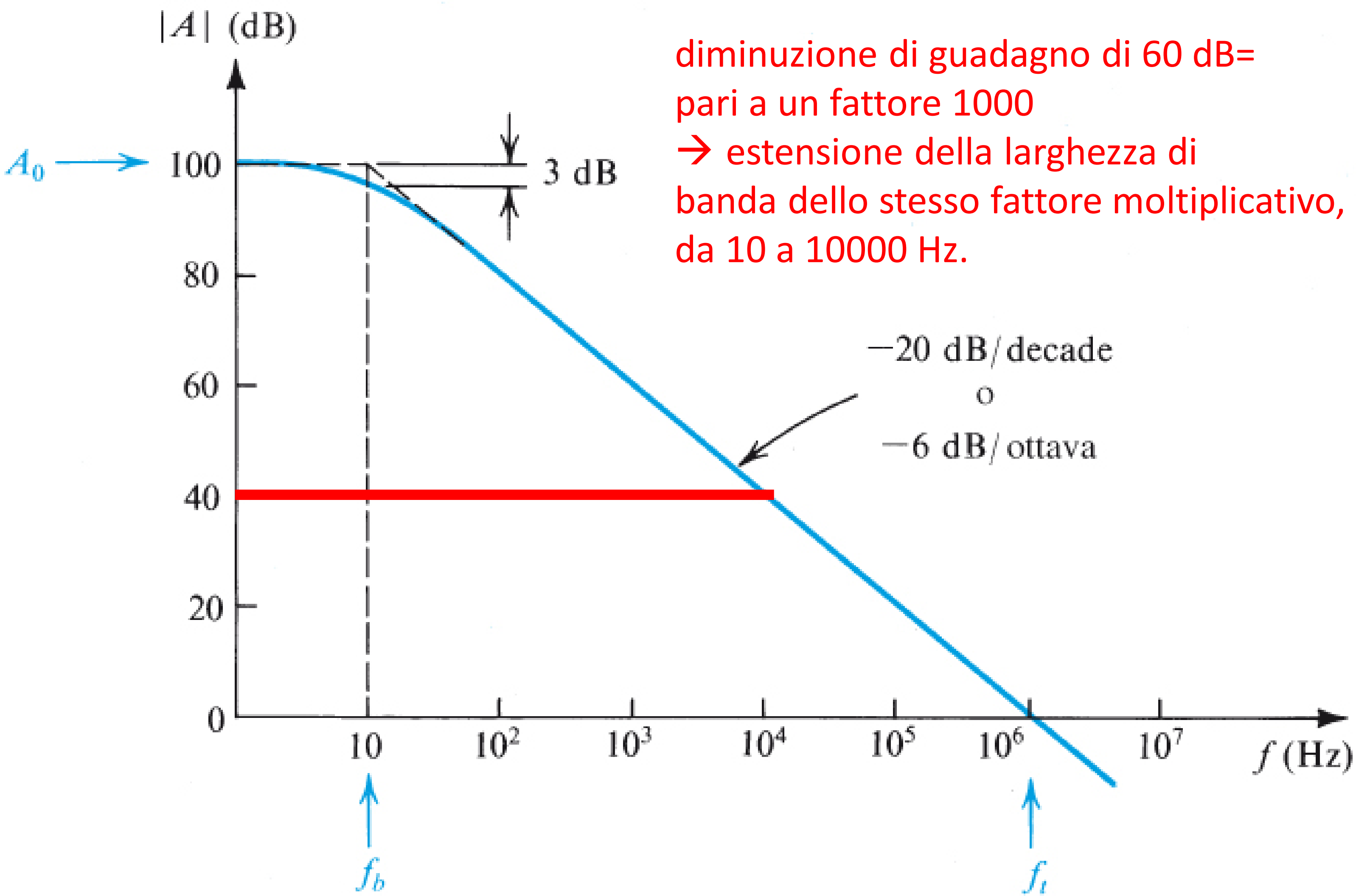
Questo tipo di retroazione (che preleva una tensione in uscita e riporta un segnale di feeback di tensione in ingresso) migliora quindi le proprietà dell'amplificatore di tensione



La risposta in frequenza intrinseca dell'opamp ad anello aperto è molto ridotta: si inserisce un polo dominante a bassa frequenza (a 5 – 10 Hz) in modo che l'amplificatore sia incondizionatamente stabile con qualsiasi fattore di controreazione

Prodotto guadagno-larghezza di banda in un amplificatore

dimostrare che introdurre il feedback significa passare dal guadagno ad anello aperto A al guadagno con feedback A/(1 + βA)



diminuzione di guadagno di 60 dB= pari a un fattore 1000
→ estensione della larghezza di banda dello stesso fattore moltiplicativo, da 10 a 10000 Hz.

Risposta in frequenza di un amplificatore con feedback

- amplificatore passa-basso senza feedback

$$A(s) = \frac{A_M}{1 + {}^{s}/_{\omega_H}}$$

Consideriamo un amplificatore con un singolo polo, la cui risposta in frequenza ad anello aperto è data da A(s)

A_M è l'amplificazione a centro banda; ω_H è la pulsazione di taglio superiore

Vogliamo studiare l'effetto dell'introduzione del feedback sulla larghezza di banda di un amplificatore con controreazione

Risposta in frequenza di un amplificatore con feedback

- amplificatore passa-basso senza feedback

$$A(s) = \frac{A_M}{1 + {}^{s}/_{\omega_H}}$$

- amplificatore passa-basso con feedback

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1+A(s)\beta}$$

sostituisco l'espressione di A(s):

$$A_f(s) = \frac{{}^{A_M}/_{(1 + {}^{s}/_{\omega_H})}}{1 + {}^{\beta A_M}/_{(1 + {}^{s}/_{\omega_H})}}$$

comportamento passa-basso dell'amplificatore con e senza reazione

$$A_f(s) = \frac{{A_M}/{(1+{s}/{\omega_H})}}{1+{\beta A_M}/{(1+{s}/{\omega_H})}}$$

$$A_f(s) = \frac{A_M}{1+{s}/{\omega_H}+\beta A_M} =$$

$$A_f(s) = \frac{{A_M}/{1+\beta A_M}}{\frac{1+\beta A_M}{1+\beta A_M}+\frac{s}{\omega_H(1+\beta A_M)}}$$

comportamento passa-basso dell'amplificatore con e senza reazione

$$A_f(s) = \frac{A_M / (1 + s/\omega_H)}{1 + \beta A_M / (1 + s/\omega_H)}$$

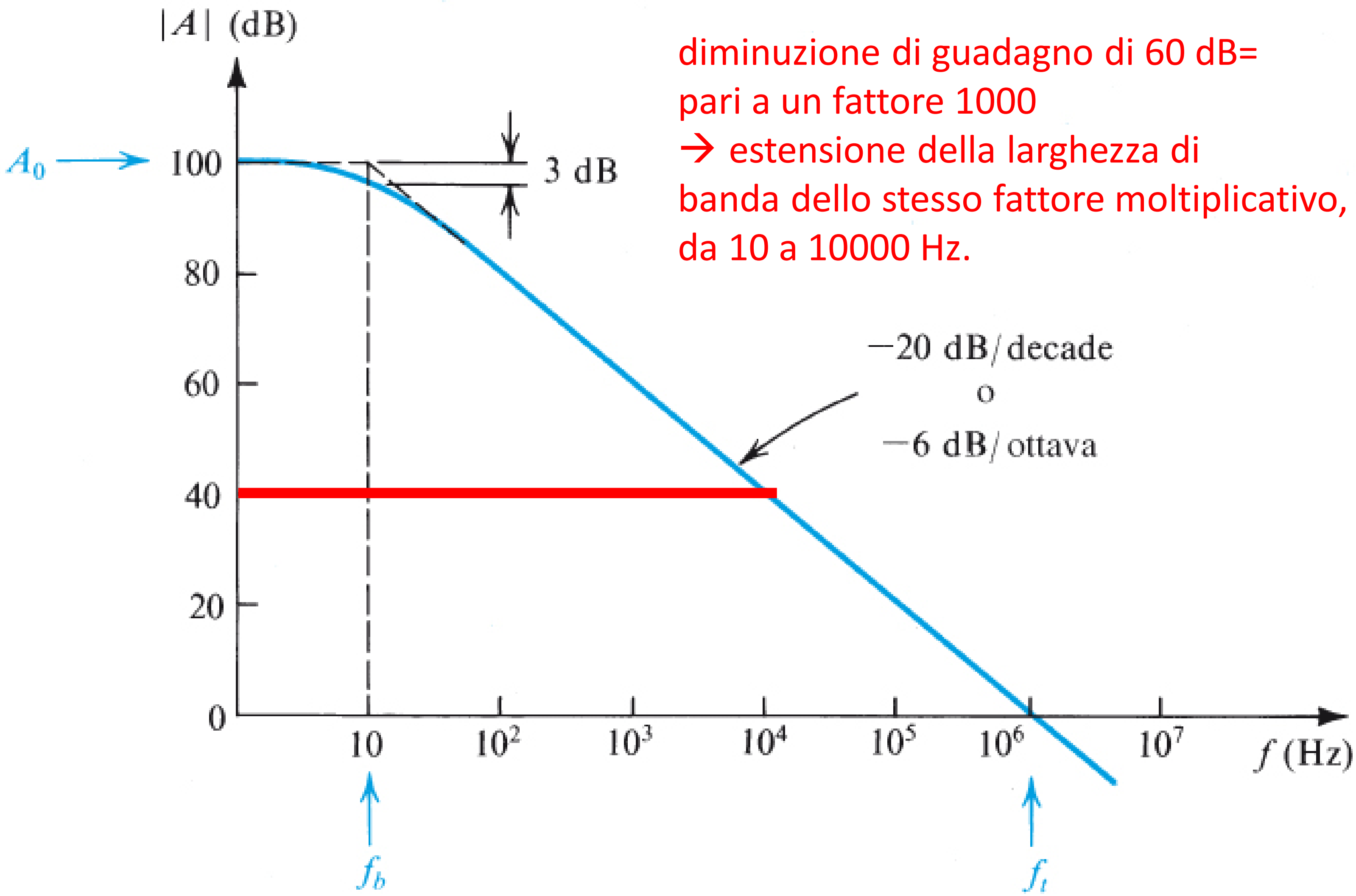
$$A_f(s) = \frac{A_M}{1 + s/\omega_H + \beta A_M} =$$

il guadagno cala di $1+\beta A_M$

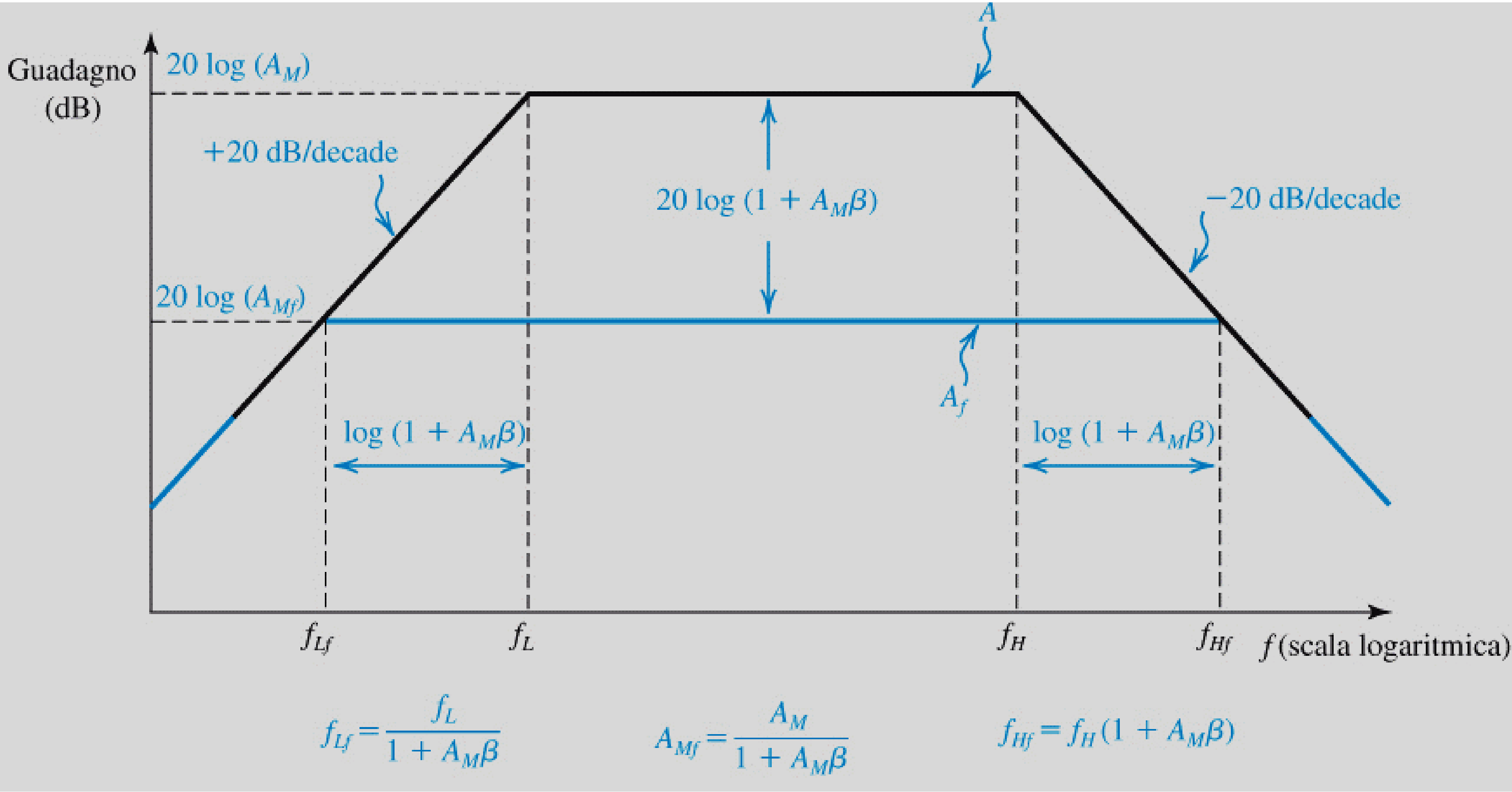
La frequenza di taglio aumenta dello stesso fattore

$$A_f(s) = \frac{A_M / 1 + \beta A_M}{\cancelto{1}{\frac{1 + \beta A_M}{1 + \beta A_M}} + \frac{s}{\omega_H (1 + \beta A_M)}}$$

Il prodotto guadagno-larghezza di banda rimane costante



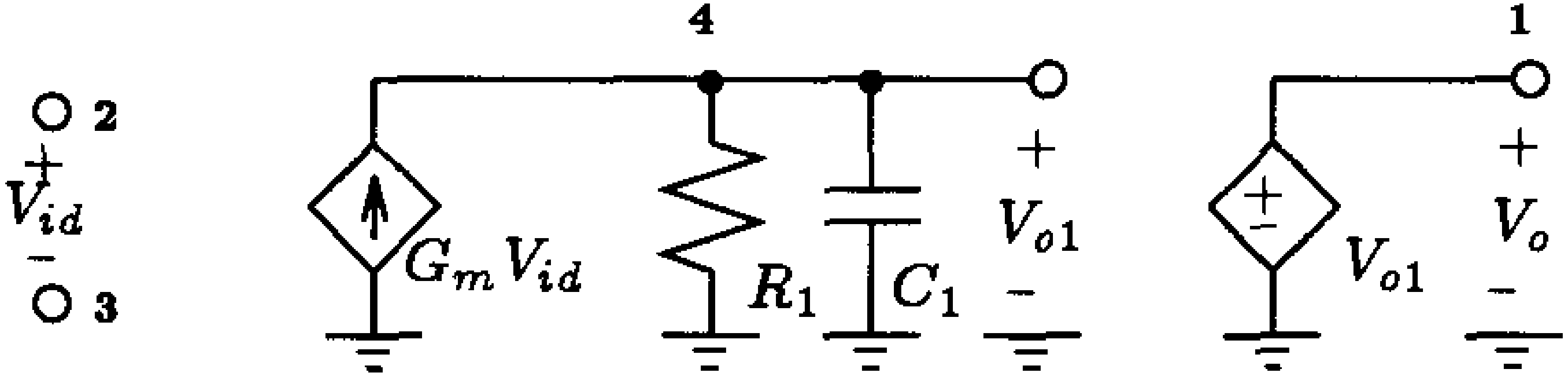
diminuzione di guadagno di 60 dB=
pari a un fattore 1000
→ estensione della larghezza di banda dello stesso fattore moltiplicativo, da 10 a 10000 Hz.



Guadagno (dB)
20 log (A_M)
A
+20 dB/decade
20 log (1 + $A_M\beta$)
−20 dB/decade
20 log (A_{Mf})
A_f
log (1 + $A_M\beta$)
log (1 + $A_M\beta$)
f_{Lf}
f_L
f_H
f_{Hf}
f (scala logaritmica)
$f_{Lf} = \frac{f_L}{1 + A_M\beta}$
$A_{Mf} = \frac{A_M}{1 + A_M\beta}$
$f_{Hf} = f_H(1 + A_M\beta)$

Risposta in frequenza dell'amplificatore operazionale ideale

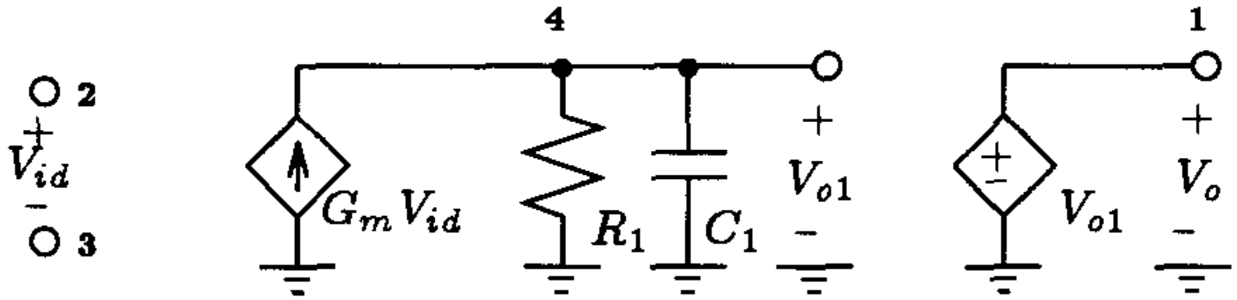
$$\frac{V_o}{V_{id}}(s) = \frac{G_m R_1}{1 + sR_1 C_1} \qquad A(s) = \frac{A_0}{1 + s/\omega_b}$$



$$A_0 = G_m R_1 \qquad \omega_b = 1/R_1 C_1$$

Risposta in frequenza dell’amplificatore operazionale ideale

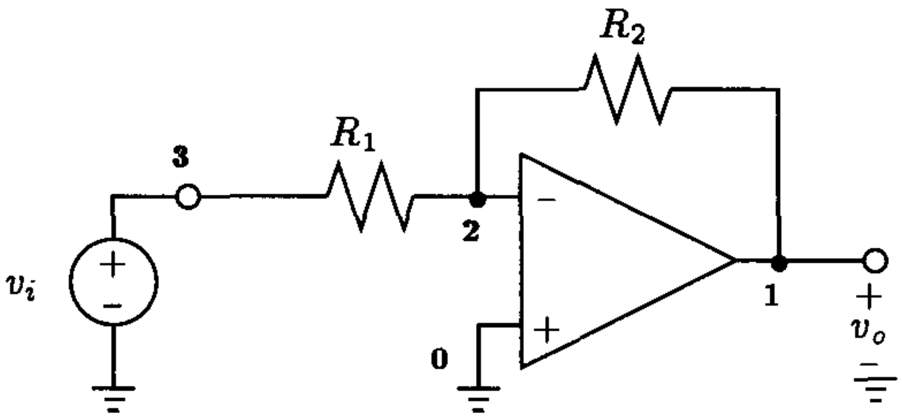
```
* op-amp subcircuit
.subckt small_signal_opamp 1 2 3
* connections:           | | |
*              output | |
*             +ve input |
*              -ve input
Ginput 0 4 2 3 0.19m
Iopen1 2 0 0A     ; redundant connection made
at +ve input terminal
Iopen2 3 0 0A     ; redundant connection made
at -ve input terminal
R1 4 0 1.323G
C1 4 0 30p
Eoutput 1 0 4 0 1
.ends small_signal_opamp
```



$$A_0 = G_m R_1 \qquad \omega_b = 1/R_1 C_1$$

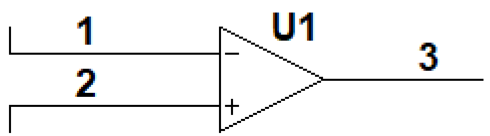
Risposta in frequenza dell'amplificatore operazionale ideale

```
** Main Circuit **
* signal source
Vi 3 0 AC 1V 0Degrees
Xopamp 1 0 2 small_signal_opamp
R1 3 2 1k
R2 2 1 1k
** Analysis Requests **
.AC DEC 5 0.1Hz 100MegHz
** Output Requests **
.PRINT AC V(3) V(1)
.END
```



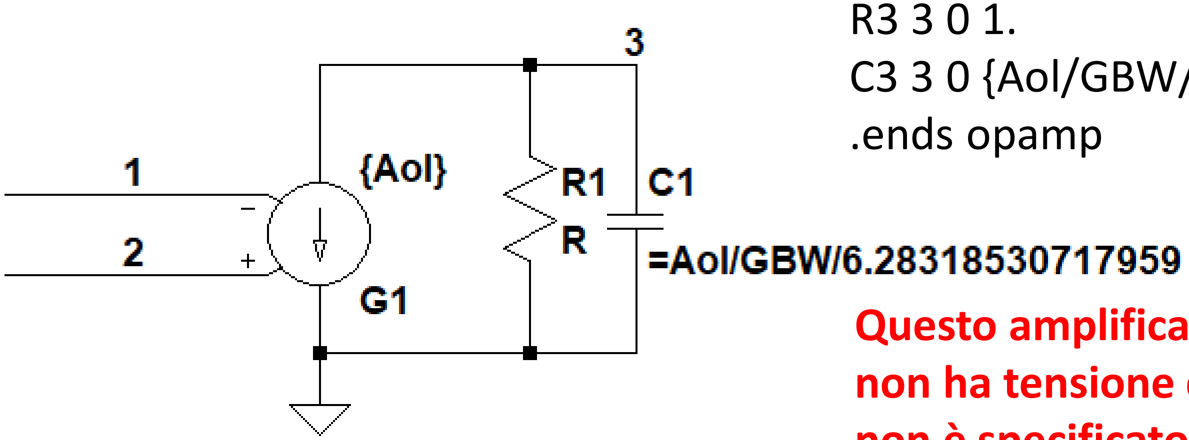
Modello dell'amplificatore operazionale in SPICE

Il modello adottato per l'amplificatore operazionale ideale è quello di un generatore di corrente comandato dalla differenza di tensione V2-V1, con un guadagno Aol da definire (solitamente 100000 A/V); la corrente in uscita viene convertita in una tensione da una resistenza R da 1 Ω. Il circuito RC di uscita definisce la costante di tempo di un circuito passa basso in modo da ottenere il prodotto guadagno x larghezza di banda GBW specificato dall'utente



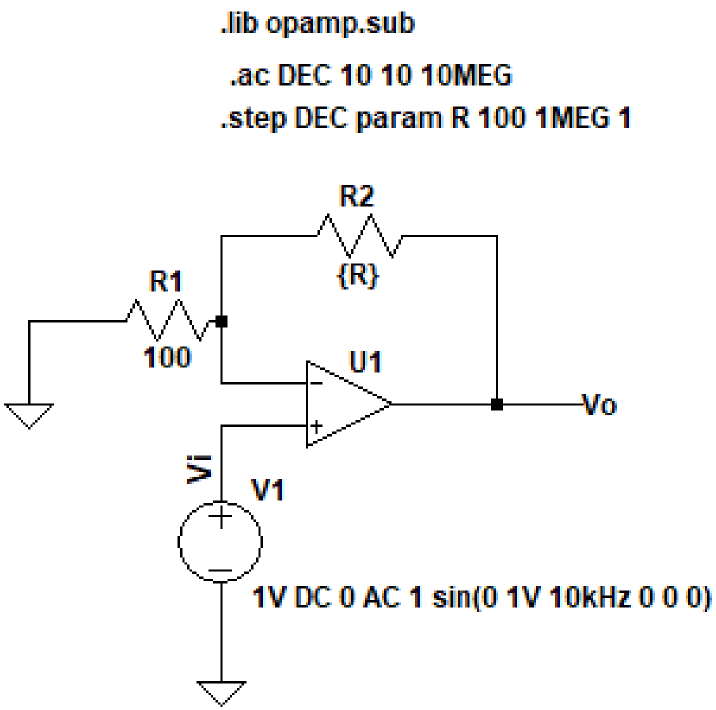
il relativo macromodello (opamp.sub nella libreria lib) è il seguente:

```
* opamp
*
.subckt opamp 1 2 3
G1 0 3 2 1 {Aol}
R3 3 0 1.
C3 3 0 {Aol/GBW/6.28318530717959}
.ends opamp
```



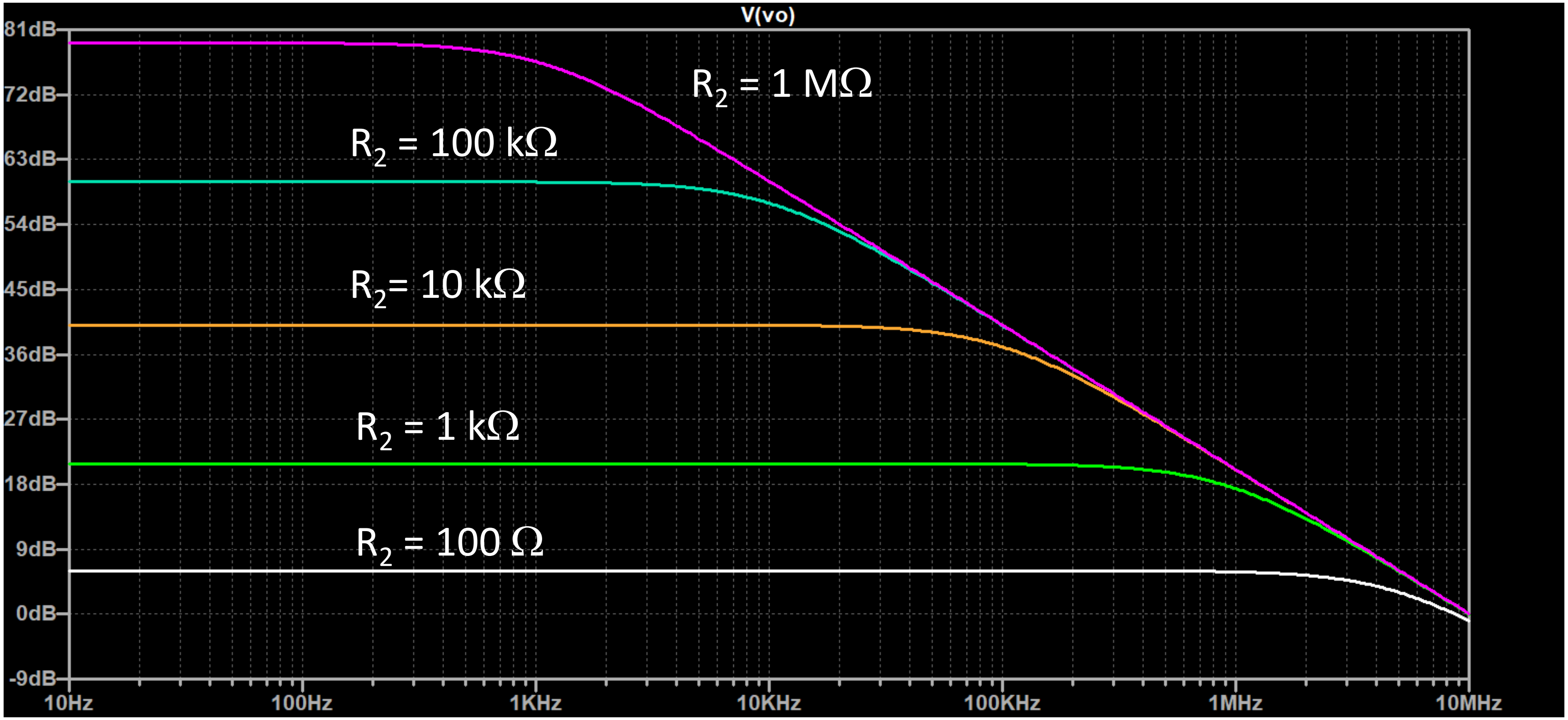
Questo amplificatore operazionale ideale non ha tensione di offset. Inoltre l'alimentazione non è specificato, quindi NON SATURA MAI !

Esempi di simulazione SPICE : risposta in frequenza dell’amplificatore non invertente



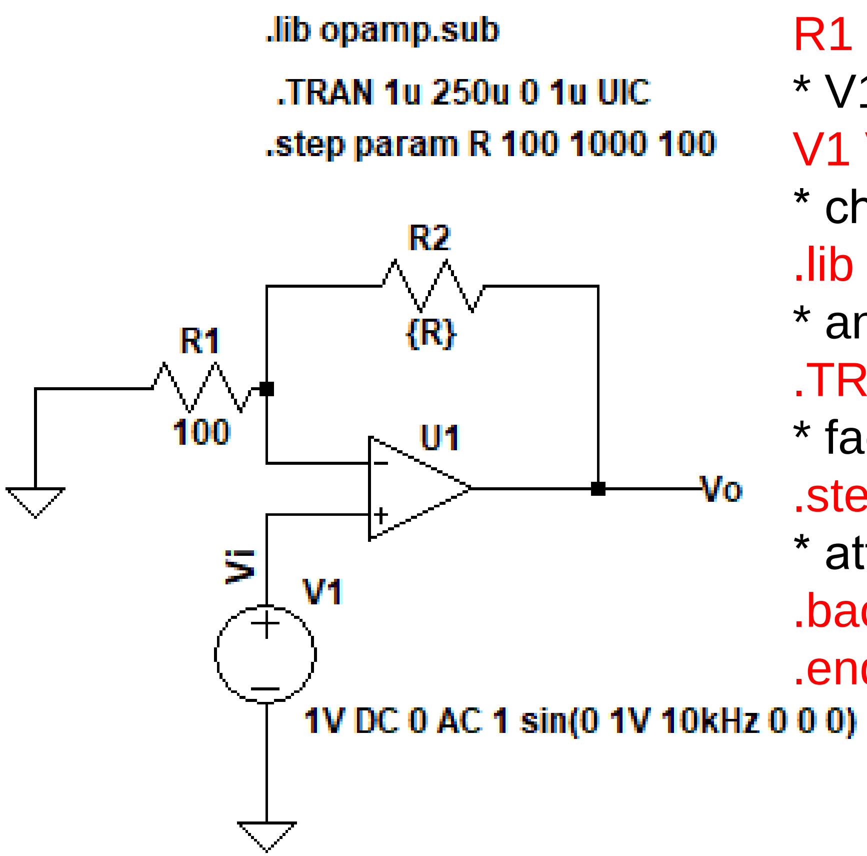

```
* risposta in frequenza opamp.asc
XU1 N001 Vi Vo opamp Aol=100K GBW=10Meg
* amplificatore operazionale XU1
* nome V- V+ Vout nome modello
* guadagno ad anello aperto Aol
* prodotto guadagno larghezza banda GBW
* resistenze: R2 è parametrizzata come R
R2 Vo N001 {R}
R1 0 N001 100
* V1 segnale sinusoidale di ampiezza 1 V
V1 Vi 0 1V DC 0 AC 1 sin(0 1V 10kHz 0 0 0)
* chiamata alla libreria per il modello dell'opamp
.lib opamp.sub
* analisi in frequenza per decadi, 10 punti per
* decade, da 10 Hz a 10 MHz
.ac DEC 10 10 10MEG
* la resistenza R2 viene fatta variare per decadi
* da 100 Ω a 1 MΩ, di decade in decade
.step DEC param R 100 1MEG 1
.backanno
.end
```

Effetto del feedback sulla larghezza di banda – amplificatore non invertente



Amplificatore non invertente
Av ideale = (1+R2/R1)

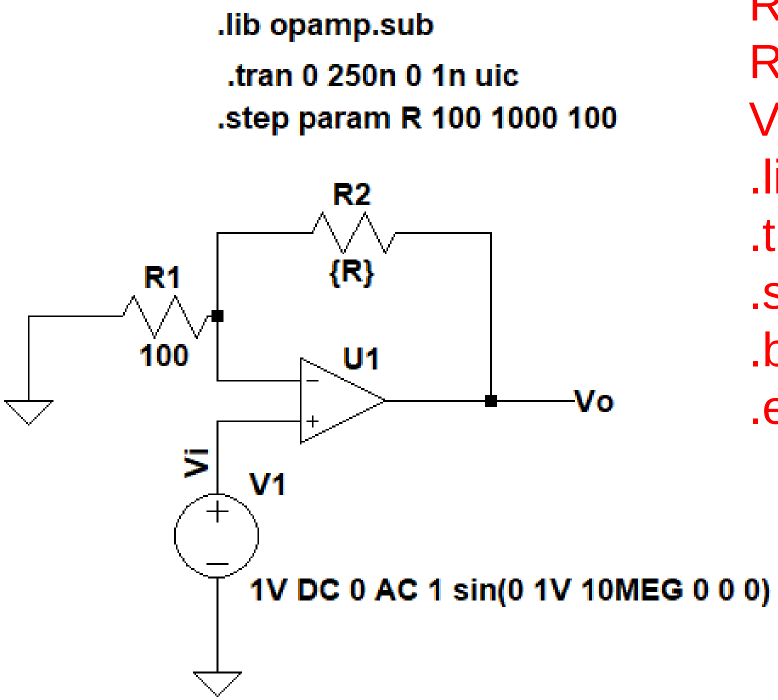
Studio in regime sinusoidale al variare del valore di R2 alla frequenza di 10 kHz




```
* opamp.asc
* amplificatore operazionale XU1
* nome V- V+ Vout nome modello
* guadagno ad anello aperto Aol
* prodotto guadagno larghezza banda GBW
XU1 N001 Vi Vo opamp Aol=100K GBW=10Meg
* resistenze: R2 è parametrizzata come R
R2 Vo N001 {R}
R1 0 N001 100
* V1 è sinusoidale con ampiezza 1 V f=10 kHz
V1 Vi 0 1V DC 0 AC 1 sin(0 1V 10kHz 0 0 0)
* chiamata alla libreria con il modello dell’opamp
.lib opamp.sub
* analisi in transitorio da 1μs a 250 μs, step 1 μs
.TRAN 1u 250u 0 1u UIC
* faccio variare R2 da 100 Ω a 1 kΩ step 100 Ω
.step param R 100 1000 100
* attivo l’analisi grafica di LTSpice, e fine !
.backanno
.end
```

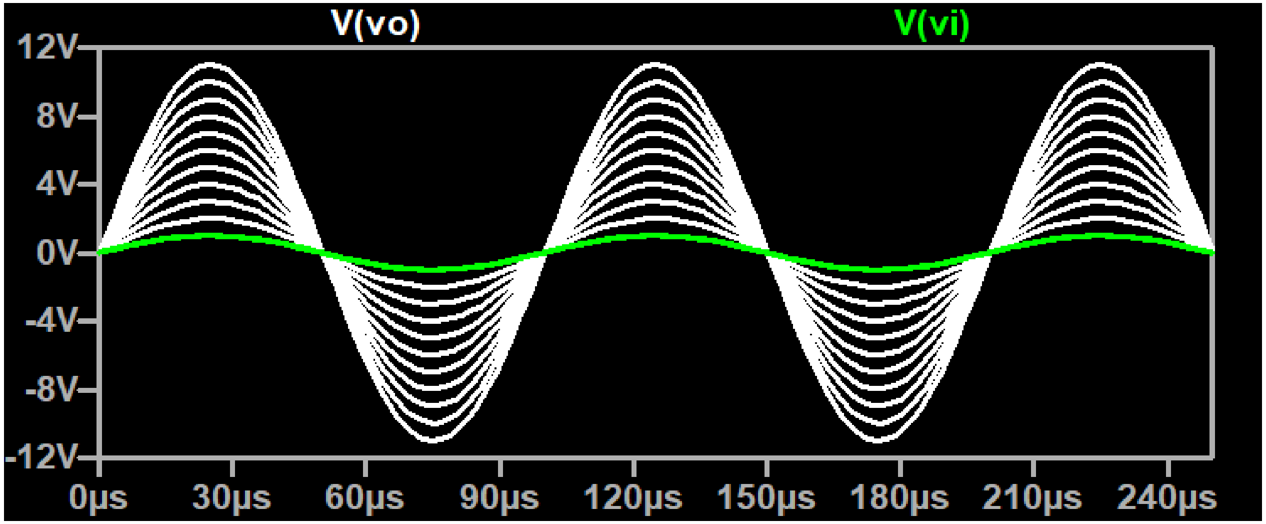
Circuito schematico e listato SPICE

Amplificatore non invertente
Av ideale = (1+R2/R1)
Studio in regime sinusoidale
al variare del valore di R2
alla frequenza di 10 MHz



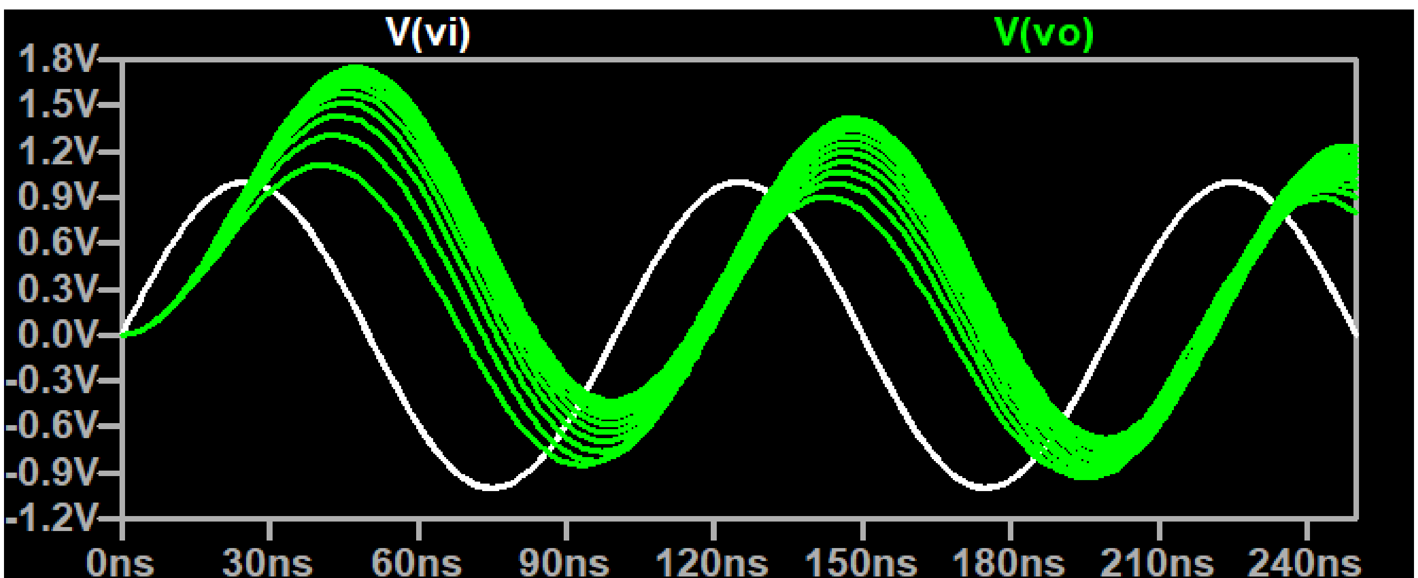

```
* alta frequenza opamp.asc
XU1 N001 Vi Vo opamp Aol=100K GBW=10Meg
R2 Vo N001 {R}
R1 0 N001 100
V1 Vi 0 1V DC 0 AC 1 sin(0 1V 10MEG 0 0 0)
.lib opamp.sub
.tran 0 250n 0 1n uic
.step param R 100 1000 100
.backanno
.end
```

a 10 kHz, con R2 che varia da 100 ohm a 1000 ohm in step di 100 ohm
il guadagno segue la formula ideale (1+R2/R1) e varia da 2 a 12



verde: tensione in ingresso
bianco: tensione in uscita

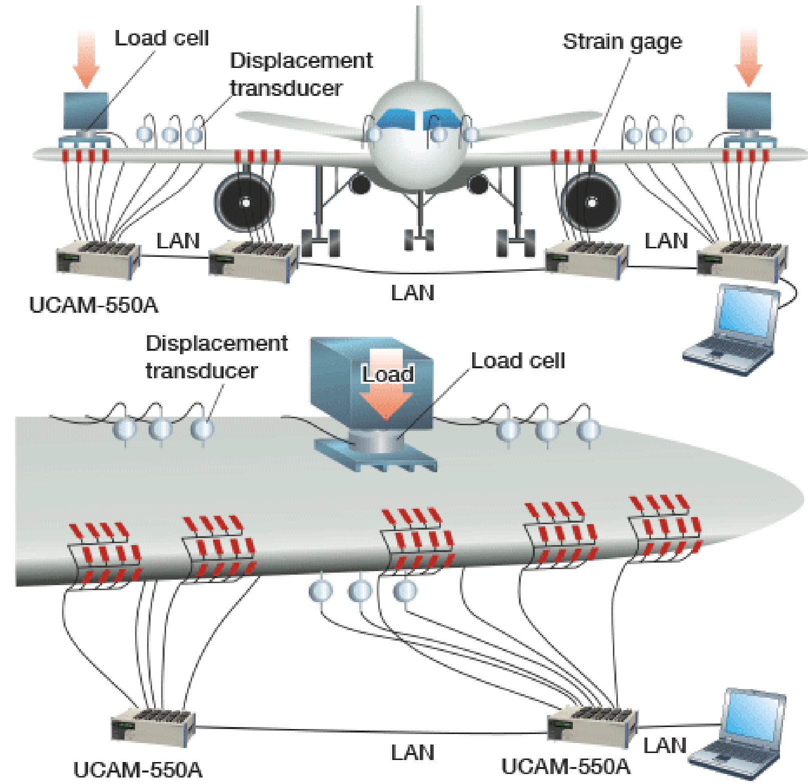
a 10 MHz, R2 sempre da 100 ohm a 1000 ohm la larghezza di banda non è sufficiente: il guadagno è molto più basso e ingresso e uscita non sono più in fase



bianco: tensione in ingresso
verde: tensione in uscita

Simulazione SPICE : sensori resistometrici

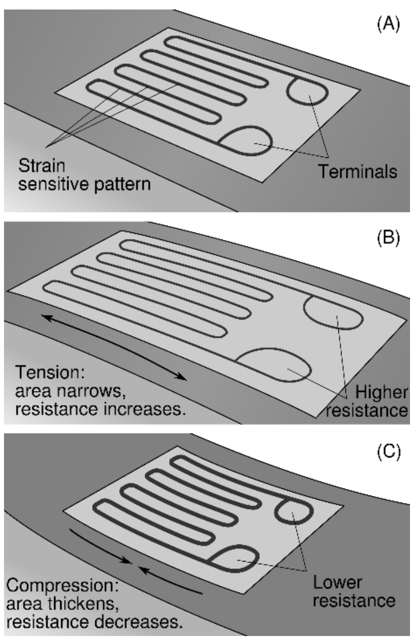
https://www.youtube.com/watch?v=fy8KqYdlT2Q



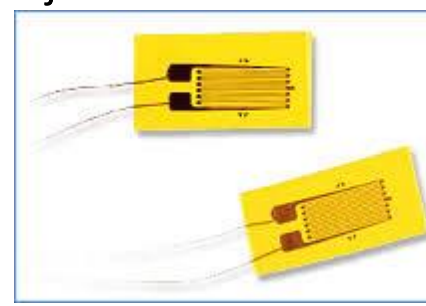
Strain gauge

Un sensore resistometrico è in pratica un resistore la cui resistenza varia in funzione del valore della grandezza fisica da misurare (temperatura, deformazione meccanica, pressione, ...)

Ad esempio, uno *strain gauge* è un resistore metallico utilizzato per valutare la deformazione meccanica delle strutture, comprese le ali degli aerei quando sono sottoposte alle prove di stress utilizzate per valutare l'esattezza dei modelli utilizzati per la progettazione e la robustezza delle strutture es. https://www.youtube.com/watch?v=meEG7VwjTew



Sia R = la resistenza del sensore in condizioni date (es. a 20°C nel caso di un sensore di temperatura)



ΔR è la variazione indotta dalla variazionedella grandezza fisica allora

$R+\Delta R = R(1+\delta)$ è la resistenza del sensore, dove $\delta = \Delta R/R$ è la variazione frazionaria

NB ci sono molti altri tipi di sistemi : basati su fibra ottica, su elaborazione di immagine ecc.

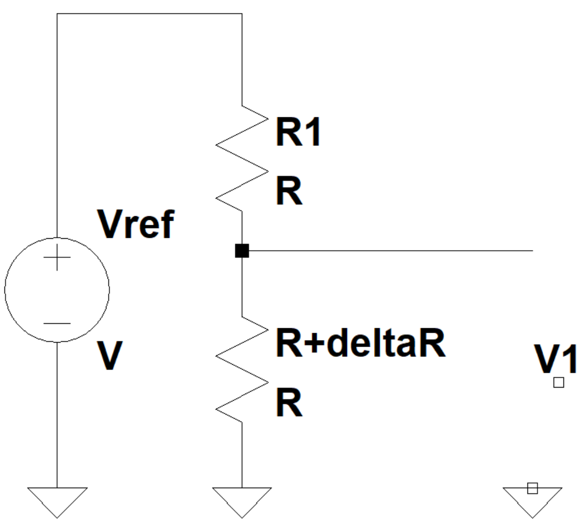
Obiettivo :

(i) convertire ΔR in una variazione di tensione ΔV
(ii) amplificare ΔV in forma differenziale usando un amplificatore operazionale
(iii) simulare il comportamento del circuito con SPICE, utilizzando un macromodello per l'amplificatore operazionale
(iv) progettare un circuito alternativo

Obiettivo :

(i) convertire ΔR in una variazione di tensione ΔV

semplice : usiamo un partitore resistivo a partire da una tensione di riferimento



R+deltaR = R (1+δ) rappresenta il sensore

Vref è un riferimento di tensione costante

R1 è una resistenza di valore opportuno

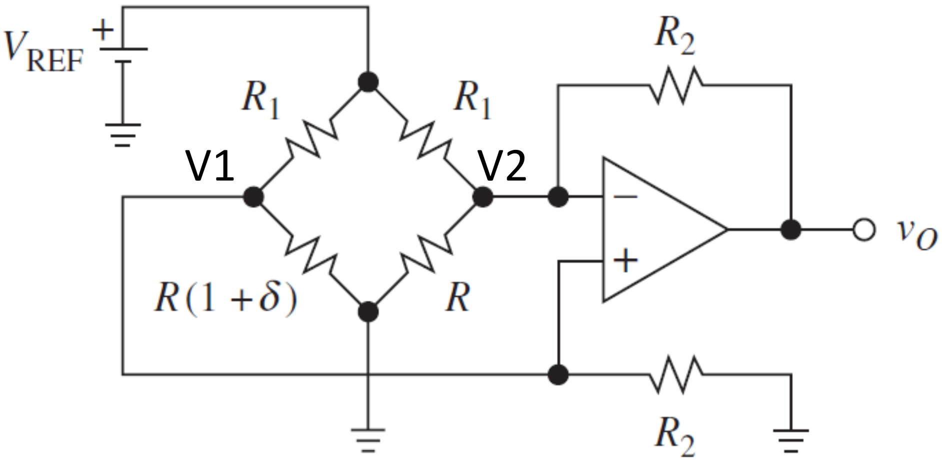
Obiettivo :

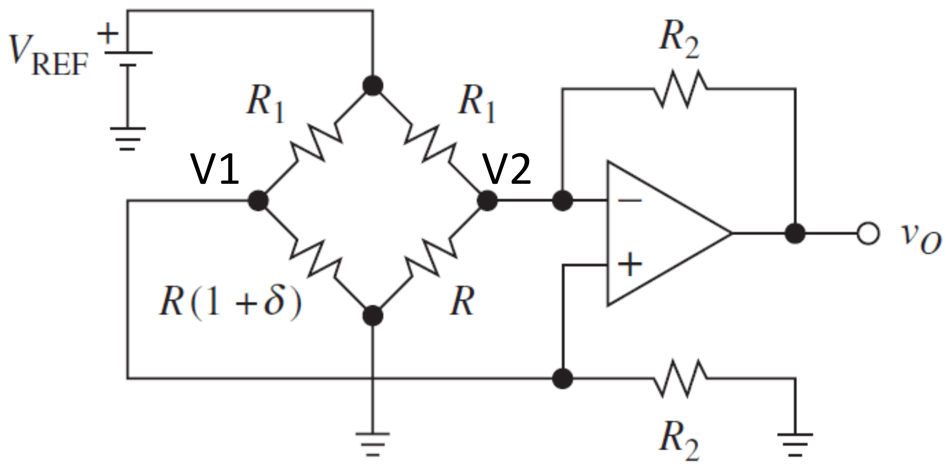
(i) convertire ΔR in una variazione di tensione ΔV

(ii) amplificare ΔV in forma differenziale usando un amplificatore operazionale

generiamo una tensione di riferimento fissa V2 attraverso un altro partitore di tensione, così potremo amplificare la differenza tra la tensione V1 e la tensione V2, quest'ultima ottenuta con un partitore resistivo identico. La differenza tra V1 e V2 è dovuta alla differenza tra R e $R(1+\delta)$, che è quella che ci interessa. La tensione comune (e il rumore ad essa associato) non viene amplificata, grazie al CMRR dell'amplificatore operazionale.

Ora colleghiamo V1 e V2 agli ingressi non-invertente (V+) e invertente (V-) di un amplificatore differenziale





Calcoliamo la tensione di uscita V*o* in funzione della variazione di resistenza δ

Se l'amplificatore operazionale è ideale, V1 = V+ = V- = V2

Nella maglia superiore a destra verso V2, la corrente attraverso R1 :
(VREF-V2)/R1 = (V2-Vo)/R2 + V2/R

Nella maglia inferiore a sinistra verso V1, la corrente attraverso l'altra R1 :
(VREF-V1)/R1 = V1/(R(1+δ)) + V1/R2 (la corrente entrante nell'amplificatore è nulla)

Nella maglia superiore a destra verso V2, la corrente attraverso R1 :
(VREF-V2)/R1 = (V2-Vo)/R2 + V2/R

Nella maglia inferiore a sinistra verso V1, la corrente attraverso l'altra R1 :
(VREF-V1)/R1 = V1/(R(1+δ)) + V1/R2 (la corrente entrante nell'amplificatore è nulla)

ma V1 = V2, quindi sostituendo V2 a V1

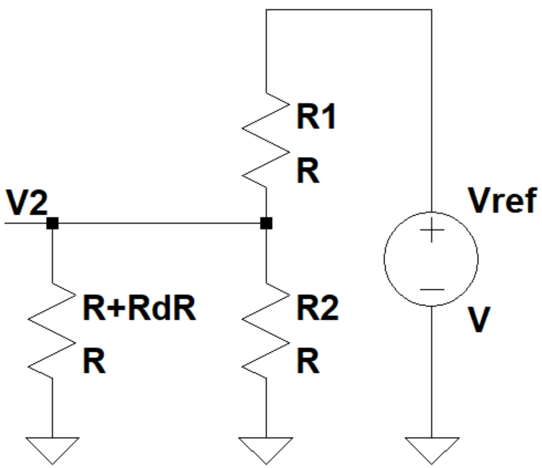
(V2-Vo)/R2 + V2/R = V2/(R(1+δ)) + V2/R2 ; moltiplico tutto per R2

V2 – Vo + V2 (R2/R) = V2[R2/(R(1+δ))] + V2; semplifico V2

$$Vo = V2\left(\frac{R2(1+\partial) - R2}{R(1+\partial)}\right)$$

$$Vo = V2\left(\frac{\partial R2}{R(1+\partial)}\right)$$

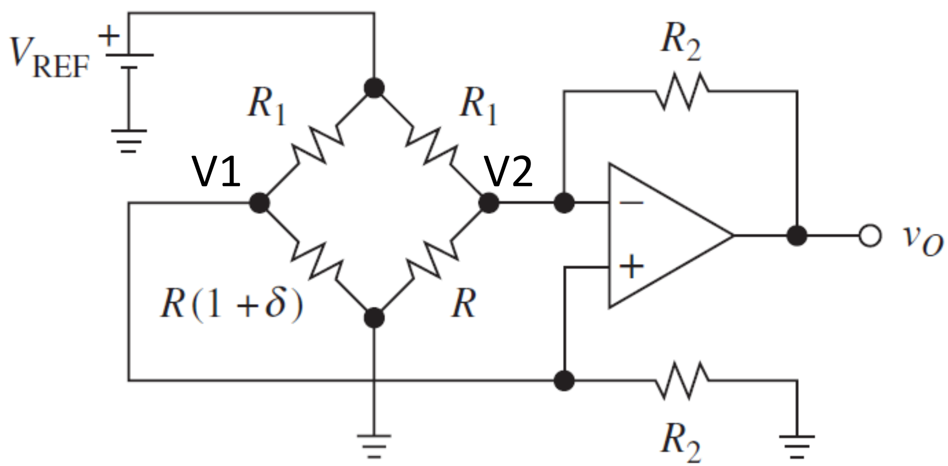
Per trovare la relazione tra VREF e V1=V2 notiamo che tra VREF e V1 esiste questo partitore resistivo :



V2 = VREF [R(1+δ)//R2] / [R1 + R(1+δ)//R2]

e dopo vari passaggi:

$$V2 = VREF \frac{(1+\partial)}{(1+\partial)\left(1+\frac{R1}{R2}\right)+\frac{R1}{R2}}$$



quindi mettendo insieme

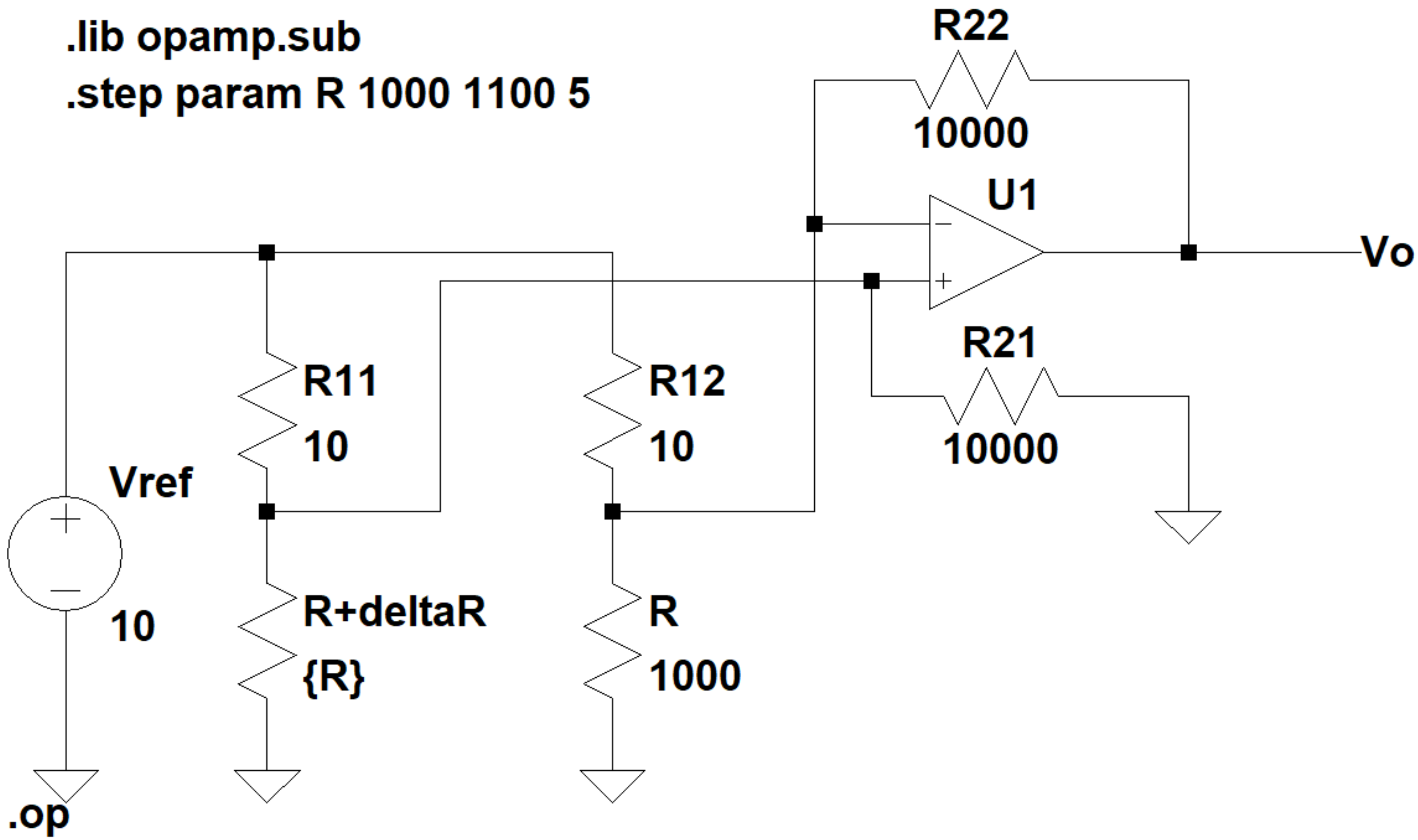
$$Vo = V2\left(\frac{\partial R2}{R(1+\partial)}\right)$$

$$V2 = VREF\,\frac{(1+\partial)}{(1+\partial)\left(1+\frac{R1}{R2}\right)+\frac{R1}{R2}}$$

otteniamo

$$Vo = VREF\;\partial\;\frac{R2}{R}\frac{1}{(1+\partial)\left(1+\frac{R1}{R2}\right)+(\frac{R1}{R})}$$

che porta ad una relazione non lineare tra Vo e δ, a meno che non sia $\delta \ll 1$



Circuito utilizzato per la simulazione; il sensore resistometrico è identificato come R+deltaR = R (1+δ). R11=R12=R1 ; R21=R22=R2

```
* resistenze : nome nodo1 nodo2 valore in ohm
R11 N002 N003 10
R12 N002 N001 10
R N001 0 1000
R22 Vo N001 10000
R21 N003 0 10000
* resistenza variabile con parametro R
R+deltaR N003 0 {R}
* generatore di tensione di riferimento
Vref N002 0 10
* amplificatore operazionale
* nome in- in+ out nome modello
* Aol = guadagno ad anello aperto
* GBW = prodotto guadagno larghezza di banda Hz
XU1 N001 N003 Vo opamp Aol=100K GBW=10Meg
* chiamata alla libreria con il modello dell'amplificatore
.lib opamp.sub
* calcolo delle grandezze del circuito in DC (punto operativo)
.op
* incrementa il valore del parametro R da 1kohm a 1.1kohm (δ da 0 a 0.1)
.step param R 1000 1100 5
* abilita la grafica interattiva di LTSPICE per la visualizzazione di correnti e tensioni
.backanno
* fine !
.end
```

Simulazione SPICE : tensione di uscita in funzione del valore della resistenza R(1+δ), per una tensione di riferimento VREF di 10 V