L’Amplificatore Operazionale

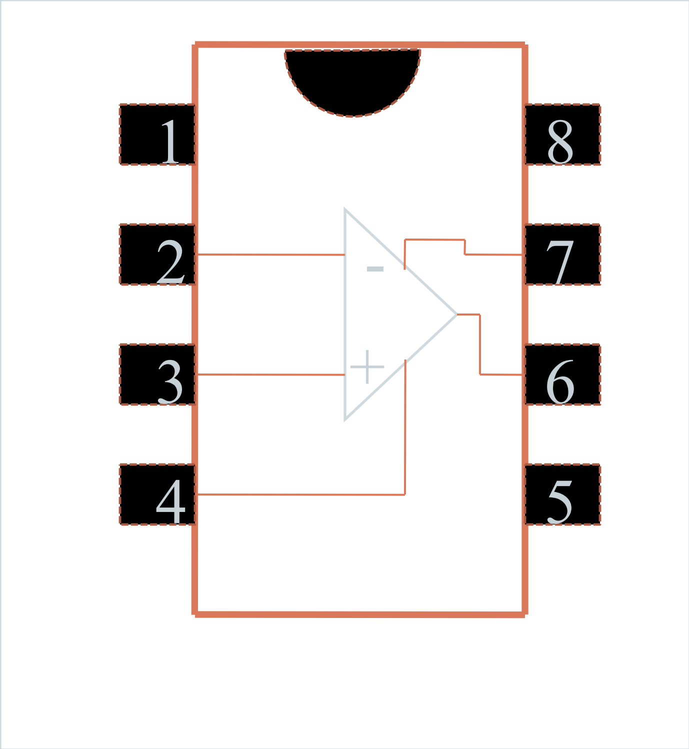
G. MARSELLA
UNIVERSITÀ DEL SALENTO

Amplificatore operazionale

- ✓ INTRODUZIONE
- ✓ A.O INVERTENTE
- ✓ A.O NON INVERTENTE
- ✓ SLEW RATE
- ✓ A.O DIFFERENZIALE
- ✓ ESEMPI

Introduzione

- L'amplificatore operazionale (AO) è un circuito integrato molto versatile, costituito da una rete di resistenze, diodi e transistor incapsulati in unico contenitore di metallo.



- L' AO può essere definito funzionalmente come un amplificatore differenziale , cioè un dispositivo attivo a tre terminali che genera al terminale di uscita una tensione proporzionale alla differenza di tensione fornite ai due terminali di ingresso, e deve essere alimentato con una tensione duale +- VCC con valori che oscillano da 5V a 15V.

L’amplificatore operazionale

terminali
di input

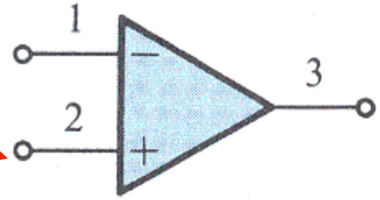
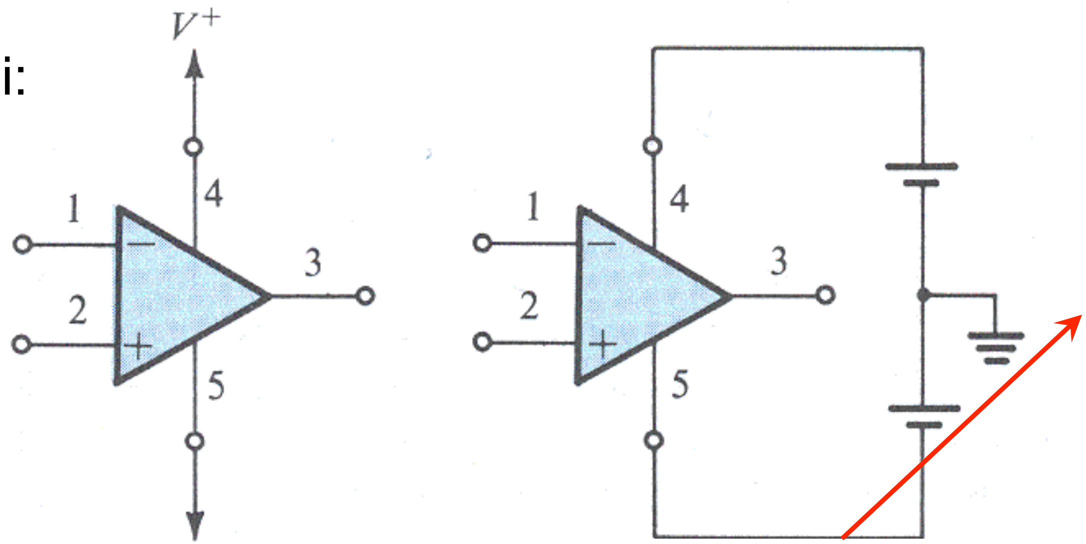


Fig. 2.1
the op amp

terminale di output

Alimentazioni:



massa – nodo comune

(a) (b)

L' Amplificatore Operazionale

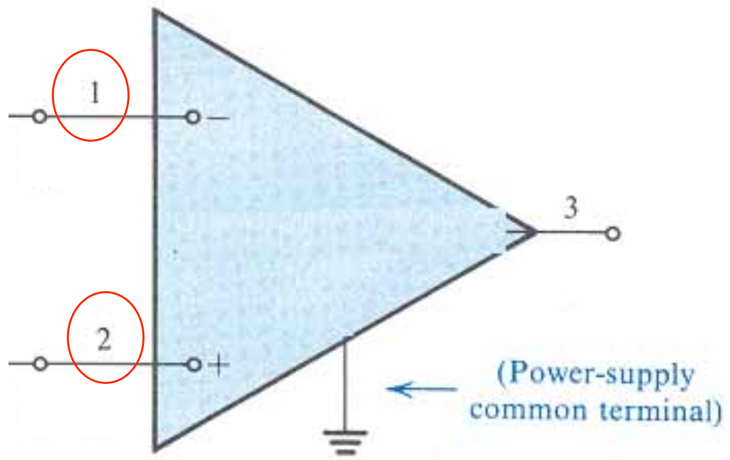
L'Amplificatore operazionale (AO) è, un amplificatore di tensione, avente le seguenti caratteristiche:

- Resistenza d'ingresso infinita; ($R_{in} = \infty$)
- Resistenza d'uscita 0; ($R_{out} = 0$)
- Guadagno di tensione infinito; ($A_{vo} = \infty$)
- Perfetto bilanciamento; ($CMRR = \infty$)
- Banda passante infinita; ($B = \infty$)

Inoltre per usarlo come amplificatore bisogna utilizzare la retroazione negativa , infatti , tutti gli schemi che funzionano in tale modo hanno la retroazione che dall'uscita vanno all'ingresso invertente,ovvero,portare una parte di tensione nel morsetto negativo ; se non si usa, l'uscita andrebbe sempre in saturazione infatti essendo idealmente ∞ $V_o = A_{vo} * V_i = \pm \infty$ ma chiaramente si bloccherebbe a $\pm V_{CC}$.

L'amplificatore operazionale ideale

Applichiamo 2 tensioni agli input 1 e 2



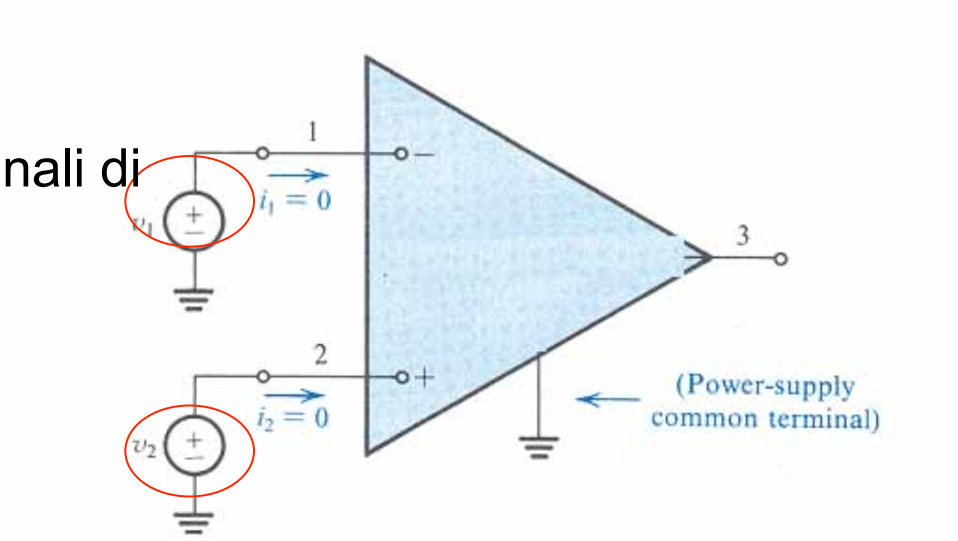
L'amplificatore è sensibile alla differenza $v_2 - v_1$:

$$V_{out} = A(v_2 - v_1)$$

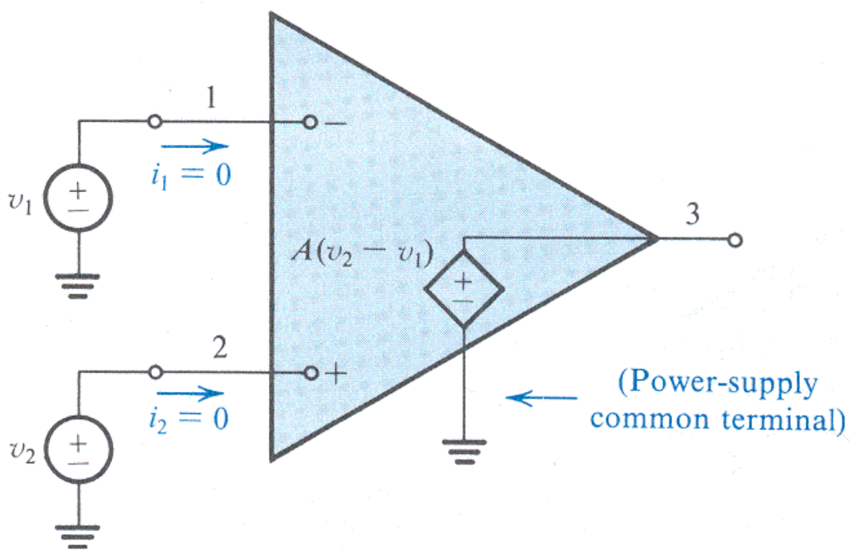
Terminale 2: terminale non invertente (+)

Terminale 1: terminale invertente (-)

Le correnti che entrano nei terminali di input sono nulle



⇒ Impedenza di input infinita



V_o output prodotta da un generatore ideale indipendentemente dal carico

⇒ Impedenza di output nulla (ideale)

$$V_o = Av(V_2 - V_1)R_L/(R_L + R_o)$$

Risposta in frequenza piatta

Guadagno A (guadagno differenziale o a loop aperto)

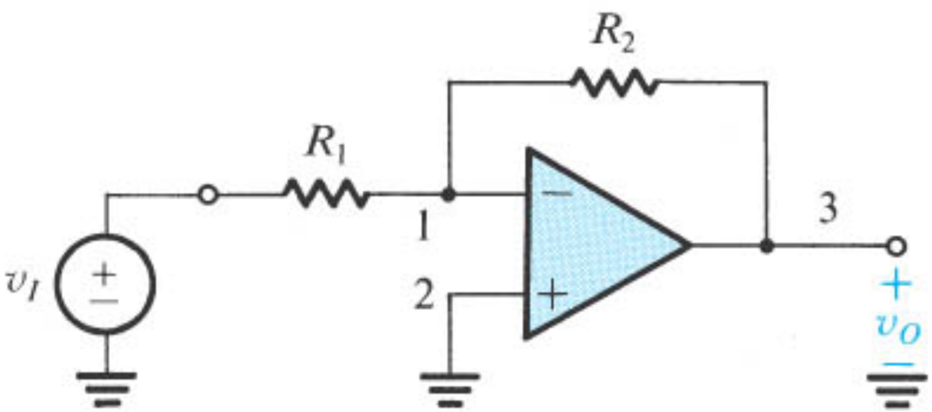
$$A = \infty!$$

Ma se A=$\propto$ quanto vale il segnale di output???

Non può essere impiegato da solo!

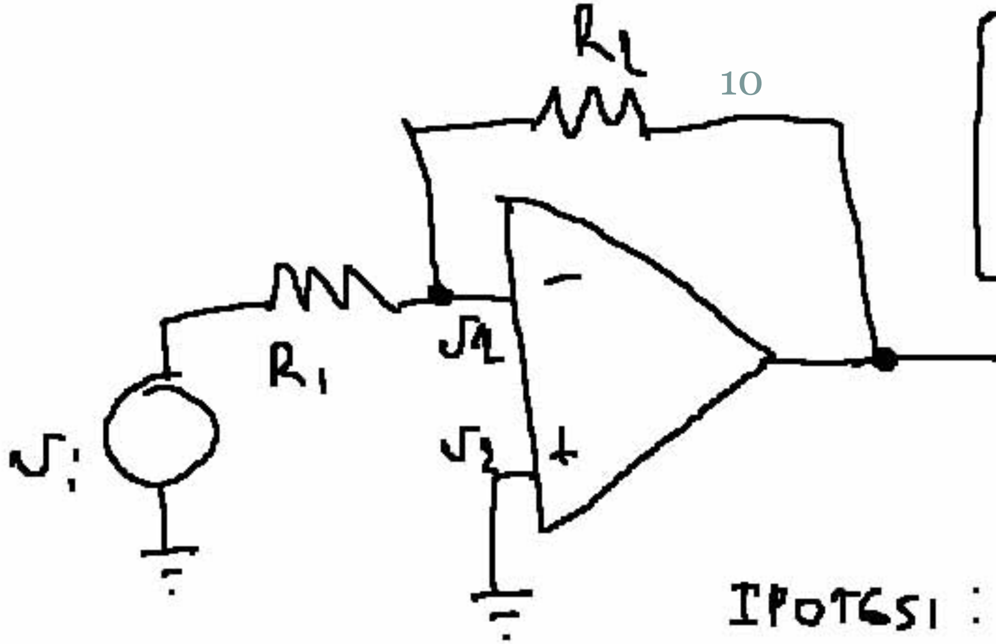
E' necessario inserire l'amplificatore in un circuito tale che v_2-v_1 = 0

La configurazione invertente



Il guadagno di loop chiuso è

$$G = \frac{v_O}{v_I}$$



FEEDBACK NEGATIVO

$v_0 = A(v_2 - v_1)$

IPOTESI: v_0 HA UN VALORE FINITO

$A = \infty$

$v_2 - v_1$?

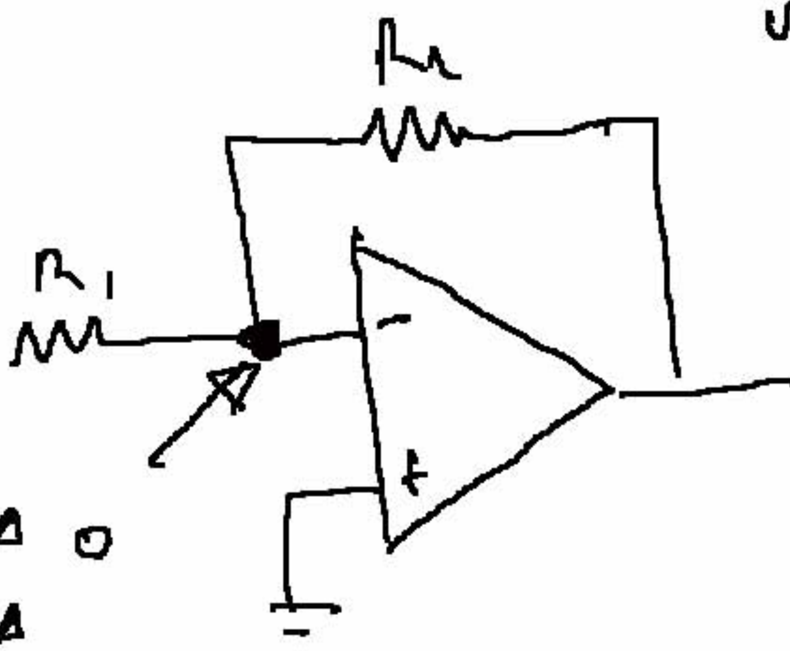
v_1 = TENSIONE NEL TERM. INV.

v_2 = TENSIONE NEL TERM. NON INV.

$v_o = A(v_2 - v_1)$

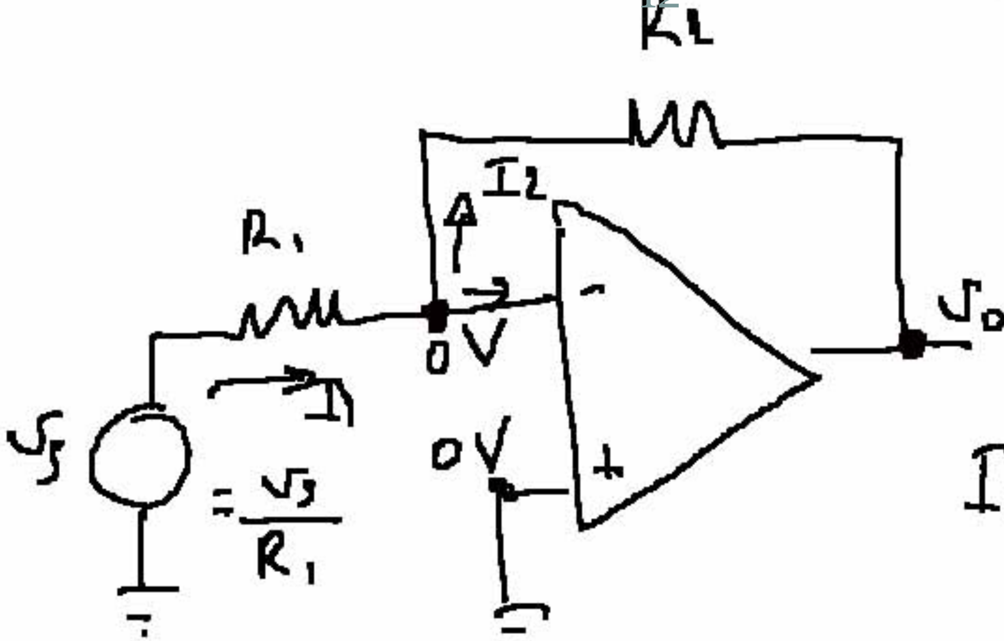
$v_2 - v_1 \simeq 0$

$v_2 \simeq v_1$



TERMINALE INVERTENTE ALLO STESSO POTENZIALE DI QUELLO NON INV.

MASSA O TERRA "VIRTUALE"



I_1 ?

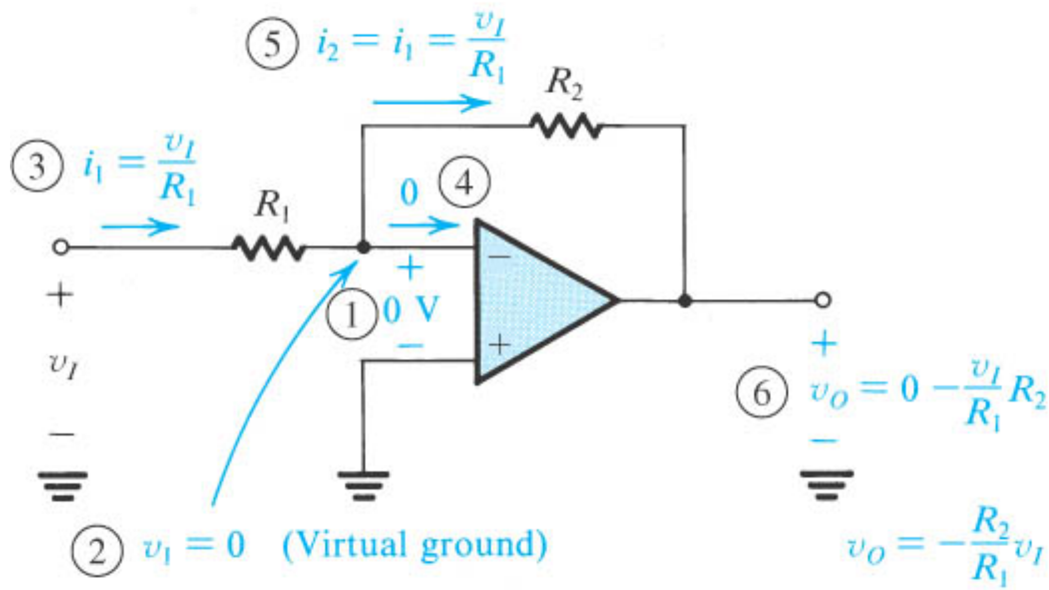
$$I_1 = \frac{v_s}{R_1}$$

$$I_2 = I_1$$

$$= \frac{v_s}{R_1}$$

$$0V - v_o = I_2 R_2 \Rightarrow v_o = -I_2 R_2 = -\frac{R_2}{R_1} v_s$$

Riassunto dell'analisi del circuito



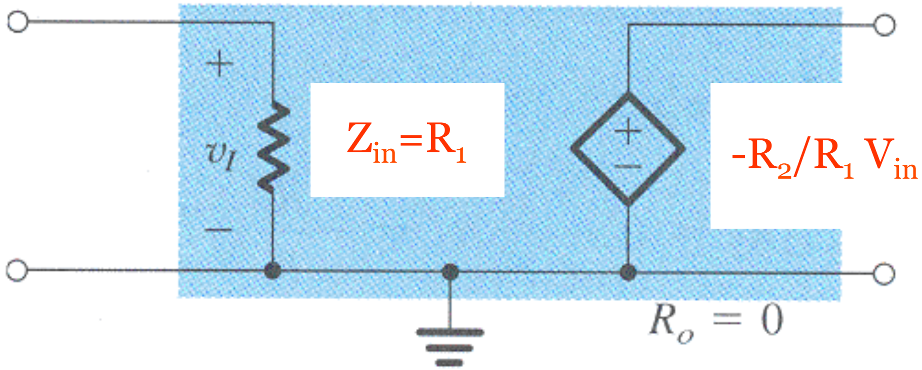
(b)

- Essendo $A=\infty$,
  $V_2 - V_1 = V_{out}/A \sim 0$

- Poichè l'impedenza di input è infinita, si ha
  $I_1 = I_2$

- Quindi $I_2=I_1=V_{in}/R_1$ e $\boxed{Vout = -I_2R_2= -V_{in} R_2/R_1}$

Resistenza di input e di output



Circuito equivalente

- Guadagno

$$G = -\ R_2/R_1$$

- Impedenza di input

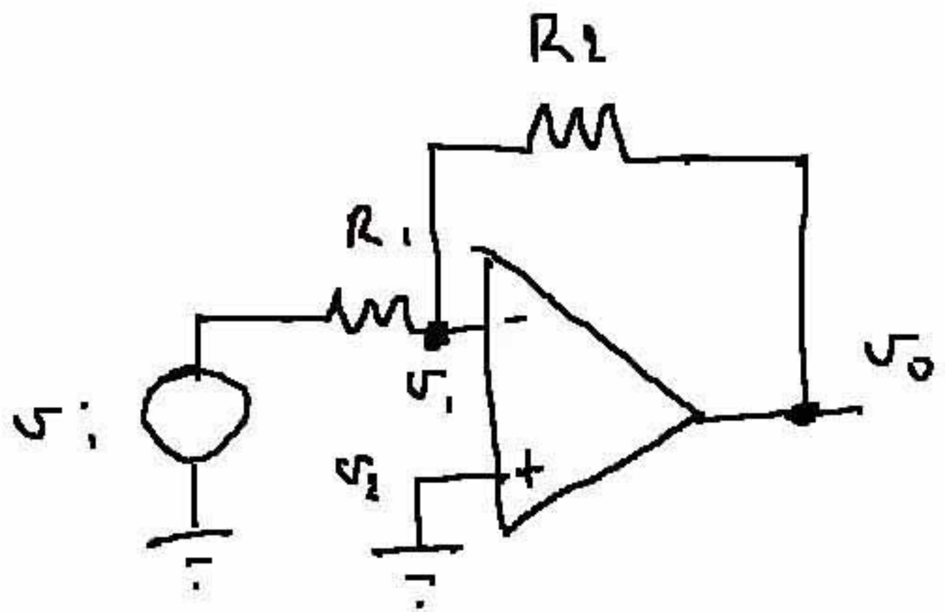
$$Z_{in} = V_{in}/I_1 = R_1$$

- Impedenza di output

$$Z_{out} = 0$$

Effetti del guadagno finito

Supponiamo che A sia grande ma finito

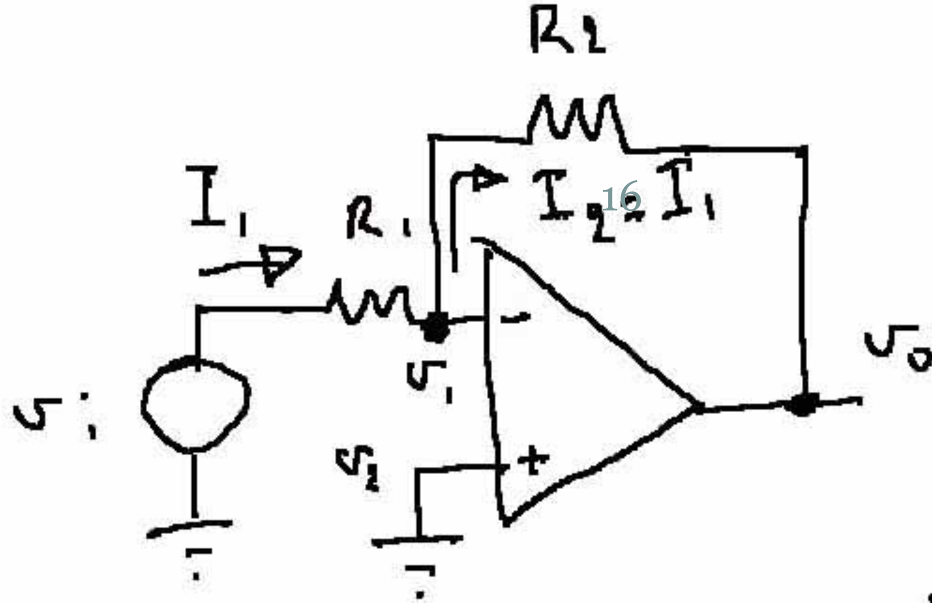


$v_2 = 0$

v_1 IN TERMINI DI v_i, v_o E A?

A = GRANDE MA FINITO

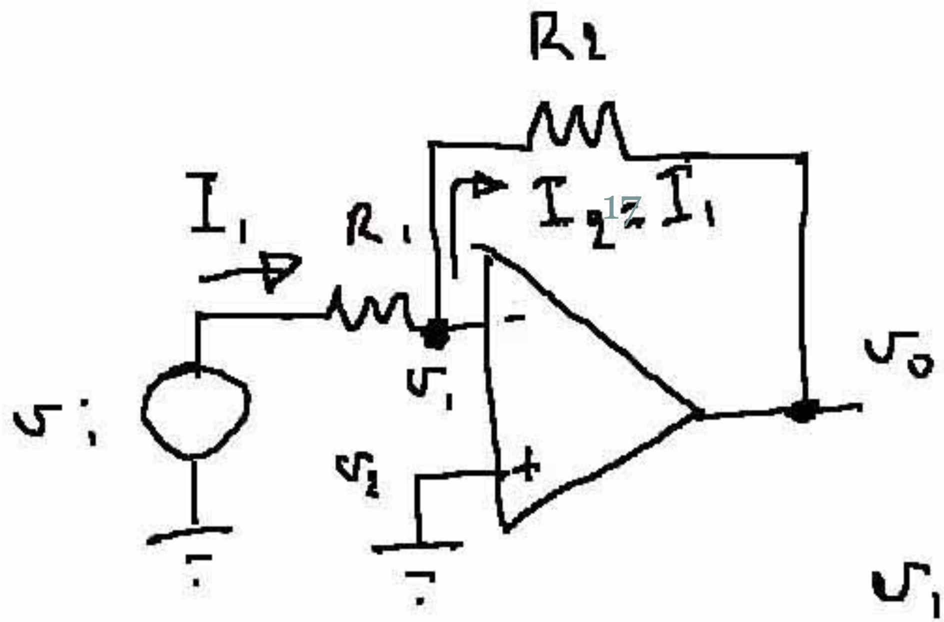
$$v_o = A(v_2 - v_1) \Rightarrow v_1 = -\frac{v_o}{A}$$



v_o IN TERMINI DI A, R_1, R_2 ?

$$v_i - v_1 = I_1 R_1$$

$$I_1 = \frac{v_i - v_1}{R_1} = \frac{v_i + v_o/A}{R_1}$$

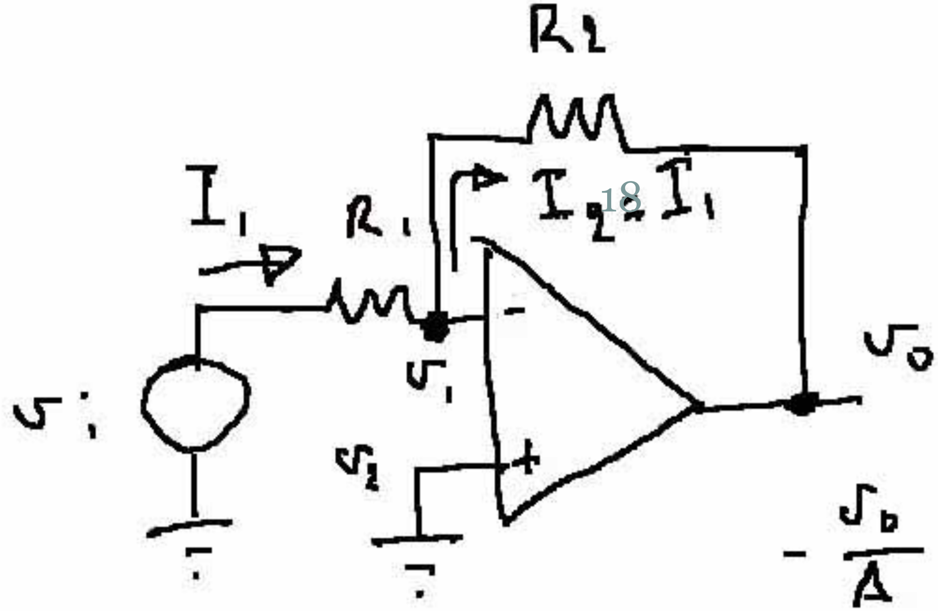


$$v_1 - v_o = I_2 R_2$$

$$-\frac{v_o}{A} - v_o = \frac{R_2}{R_1}\left(v_i + \frac{v_o}{A}\right)$$

$$v_i - v_1 = I_1 R_1$$

$$I_1 = \frac{v_i - v_1}{R_1} = \frac{v_i + v_o/A}{R_1}$$



$$-\frac{v_o}{A} - v_o = \frac{R_2}{R_1}\left(v_i + \frac{v_o}{A}\right)$$

$$\Rightarrow \boxed{v_o = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{v_i}{1 + (1 + R_2/R_1)/A}}$$

$$v_i - v_1 = I_1 R_1$$

$$I_1 = \frac{v_i - v_1}{R_1} = \frac{v_i + v_o/A}{R_1}$$

Esempio

Consideriamo la configurazione invertente con R_1=1 KΩ, R_2=100 KΩ.
Troviamo il guadagno di loop-chiuso per i casi

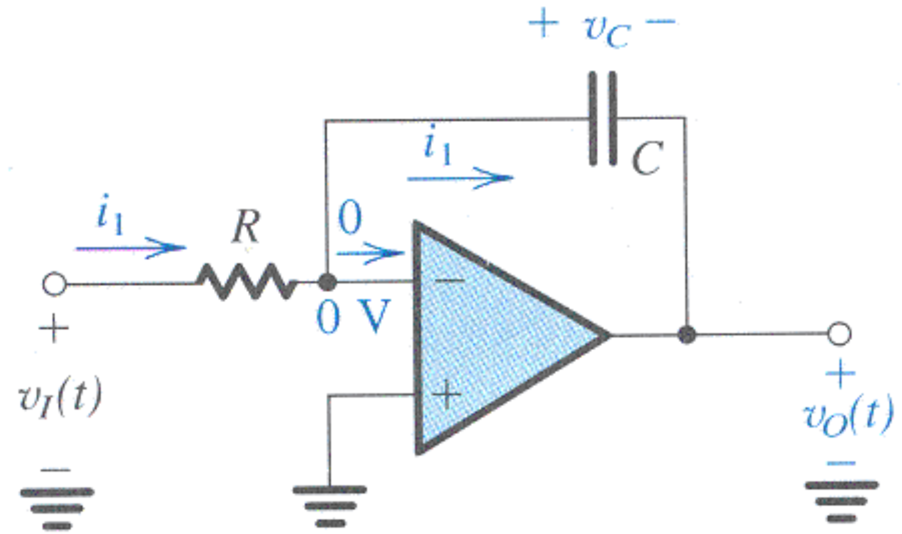
$A=10^3$, 10^4, 10^5 e determiniamo l'errore percentuale di G rispetto al valore ideale.

L'integratore invertente

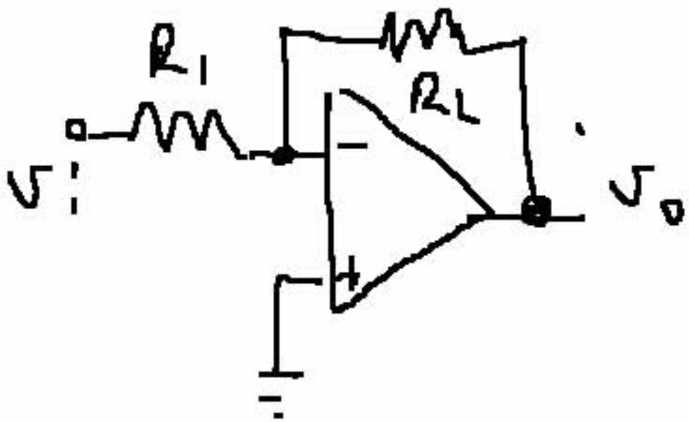
Abbiamo $i_1(t) = v_{in}(t)/R_1$.
Quindi

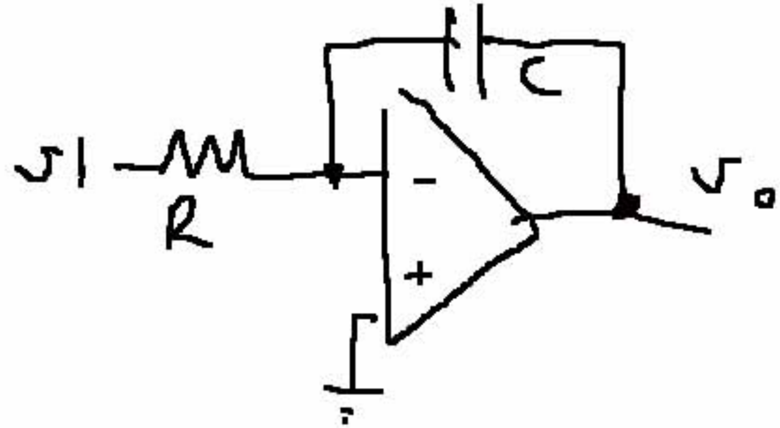
$$v_{out}(t) = -v_C(t) = -V_C - \frac{1}{C}\int_0^t i_1(t)dt$$

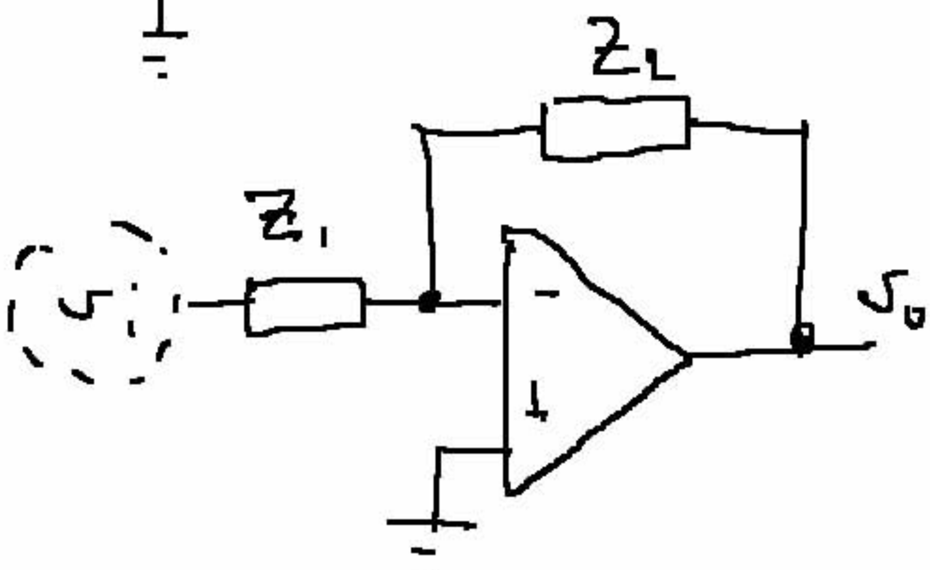
$$= -V_C - \frac{1}{RC}\int_0^t v_{in}(t)dt$$



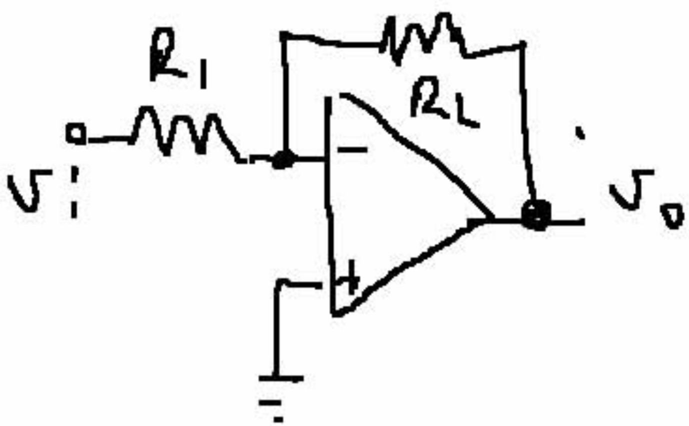
Il circuito fornisce una tensione di output proporzionale all'integrale dell'input.

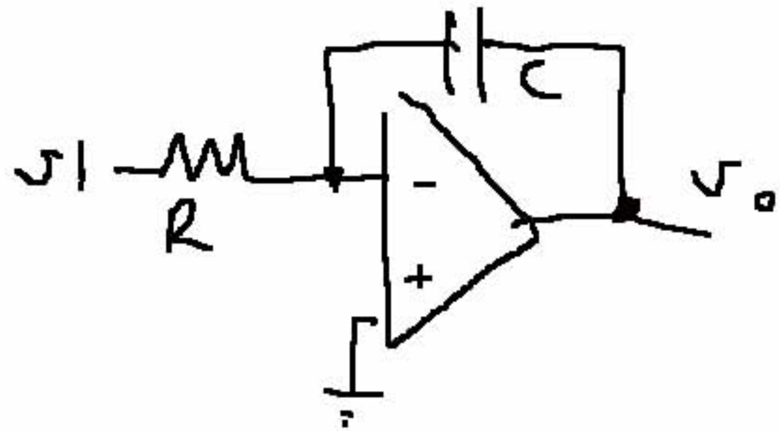


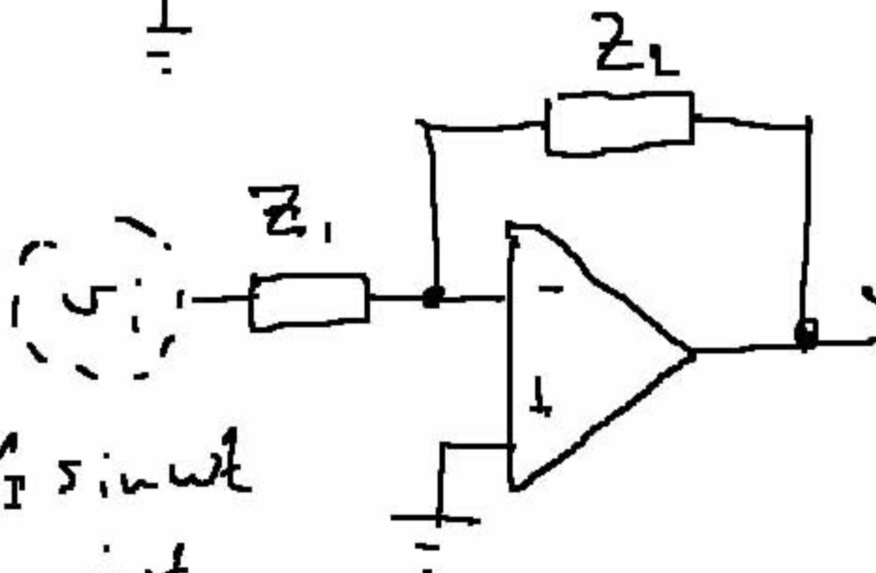




$$\boxed{\frac{v_o}{v_i} = -\frac{Z_2}{Z_1}}$$

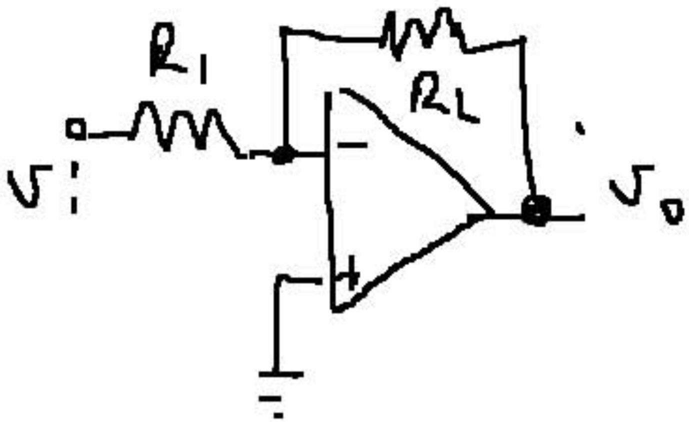


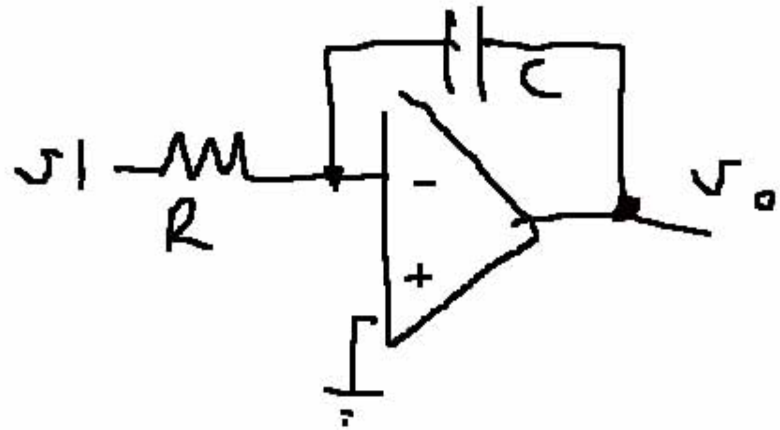


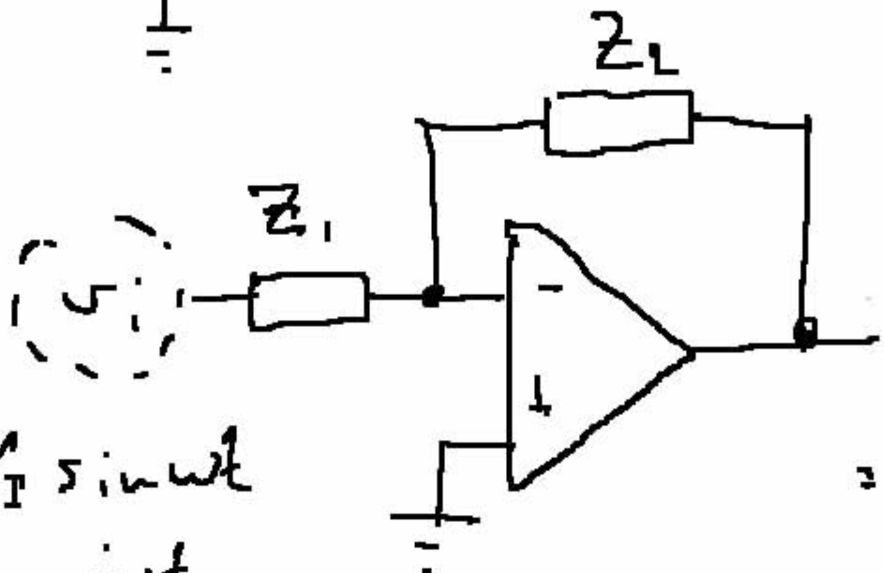


$$v_o = V_o \sin(\omega t + \phi) = V_o e^{j\phi} e^{j\omega t} = \tilde{V}_o e^{j\omega t}$$

$$v_i = V_I \sin \omega t = V_I e^{j\omega t}$$

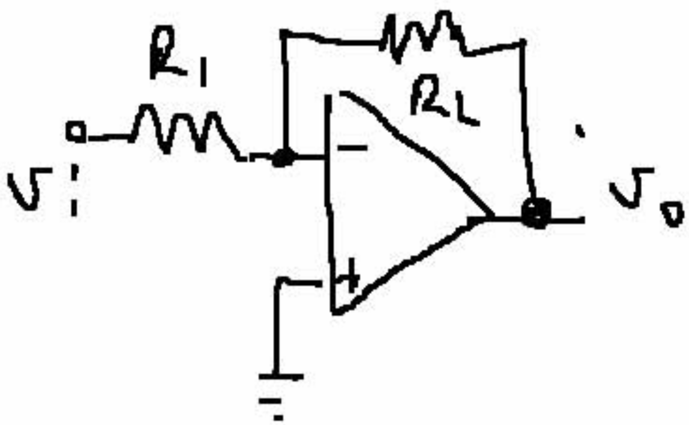


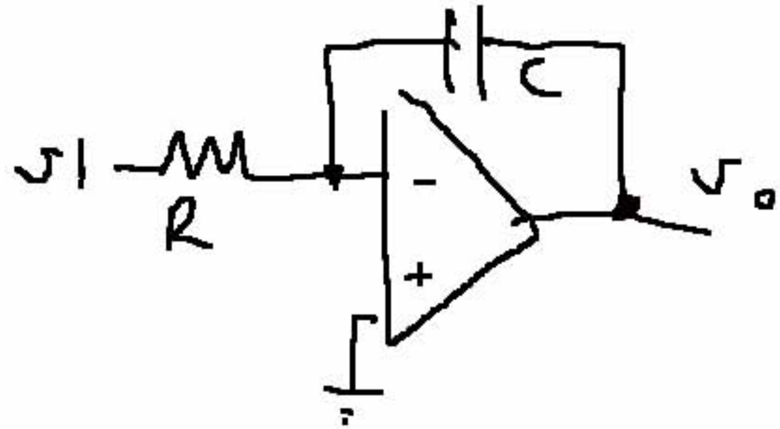


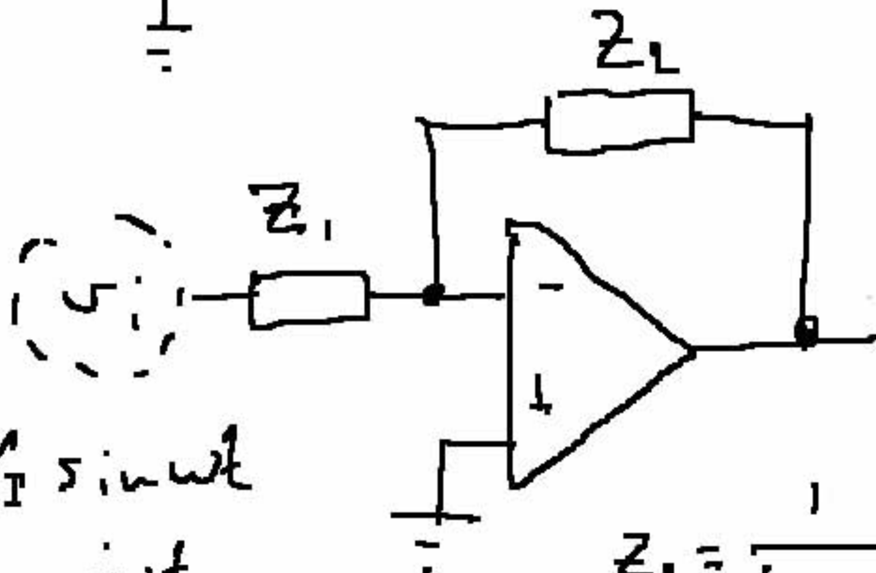


$$v_i = V_I \sin \omega t$$
$$= V_I e^{j\omega t}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{V_o e^{j\phi} e^{j\omega t}}{V_i e^{j\omega t}}$$
$$= \frac{V_o e^{j\phi}}{V_i} = -\frac{Z_L}{Z_1}$$







$$\frac{V_o e^{j\phi}}{V_i} = -\frac{1}{j\omega RC}$$

$$v_i = V_I \sin \omega t$$

$$= V_I e^{j\omega t}$$

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C}, \quad Z_1 = R$$

$$\left|\frac{V_0 e^{j\phi}}{V_i}\right| = \frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{wRC} \Rightarrow$$ GUADAGNO IN FUNZIONE DI w

$$\frac{V_0 e^{j\phi}}{V_i} = \frac{1}{jwRC} \qquad \phi\ ? \qquad j = e^{j\pi/2}$$

$$= \underbrace{\cos\frac{\pi}{2}}_{0} + j\underbrace{\sin\frac{\pi}{2}}_{1}$$

$$\frac{V_0 e^{j\phi}}{V_i} = \frac{j}{wRC} = \frac{e^{j\pi/2}}{wRC}$$

$$\frac{V_0 e^{j\phi}}{V_i} = \frac{e^{j\pi/2}}{wRC}$$

CONFRONTO I MODULI

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{wRC}$$

CONFRONTO LE FASI

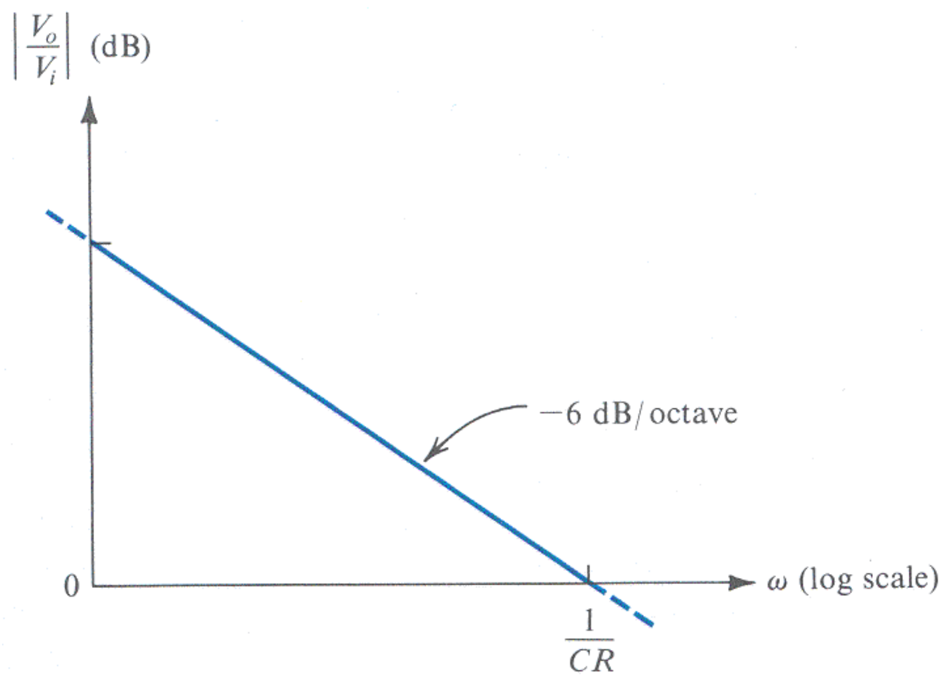
$$e^{j\phi} = e^{j\pi/2} \Rightarrow \boxed{\phi = \pi/2}$$

L'integratore invertente – risposta in frequenza

Nel dominio della frequenza abbiamo

$$v_{out}(j\omega) = -\frac{v_{in}(\omega)}{j\omega RC}$$

grafico di Bode



Abbiamo

$|V_{out}/V_{in}| = 1/\ \omega RC$
$\varphi = +90^o$

Comportamento di un filtro passa-basso con ω(0dB)=1/RC.
A dc il guadagno è infinito! (il circuito è aperto)

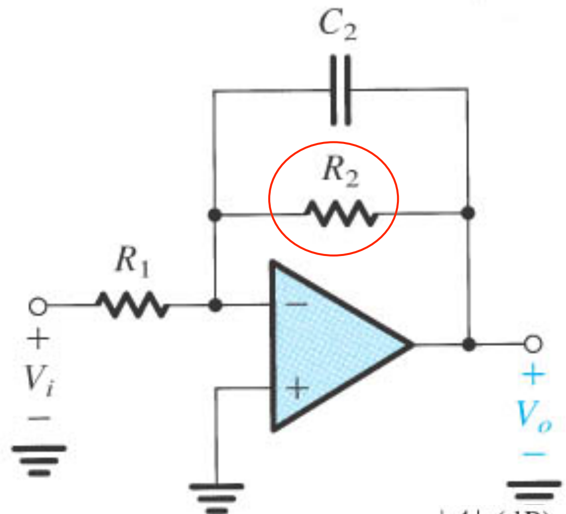
ESEMPIO

$v_i(t) = V_{idc} + V_i \sin \omega t$

$\Rightarrow$ AMPLIF. CON GUADAGNO ∞

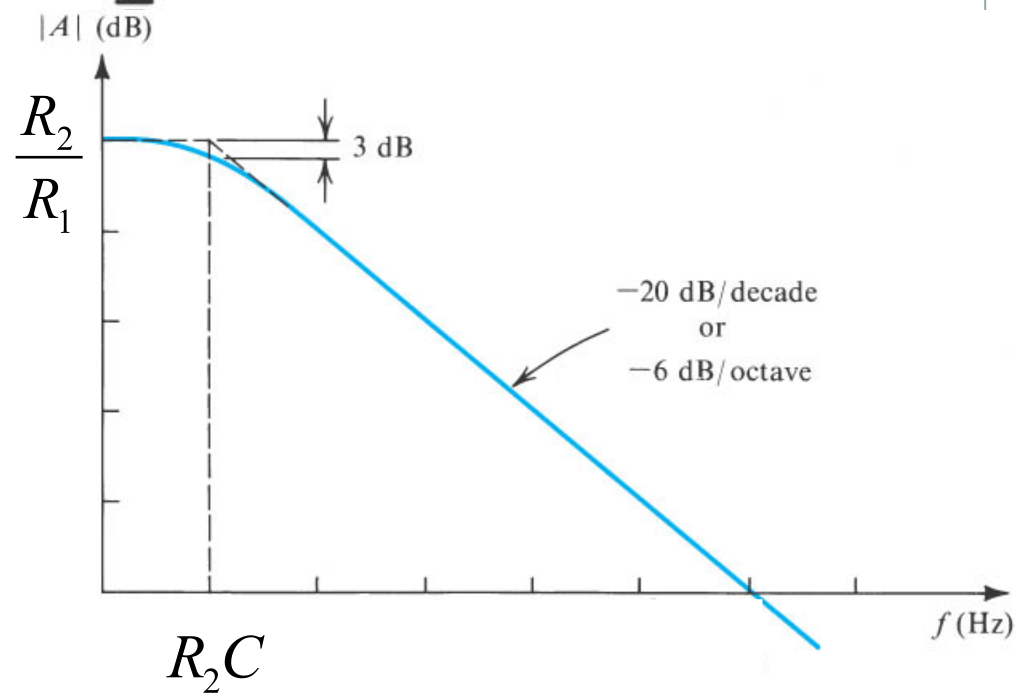
$\Rightarrow$ VA IN SATURAZIONE

Soluzione al problema della saturazione



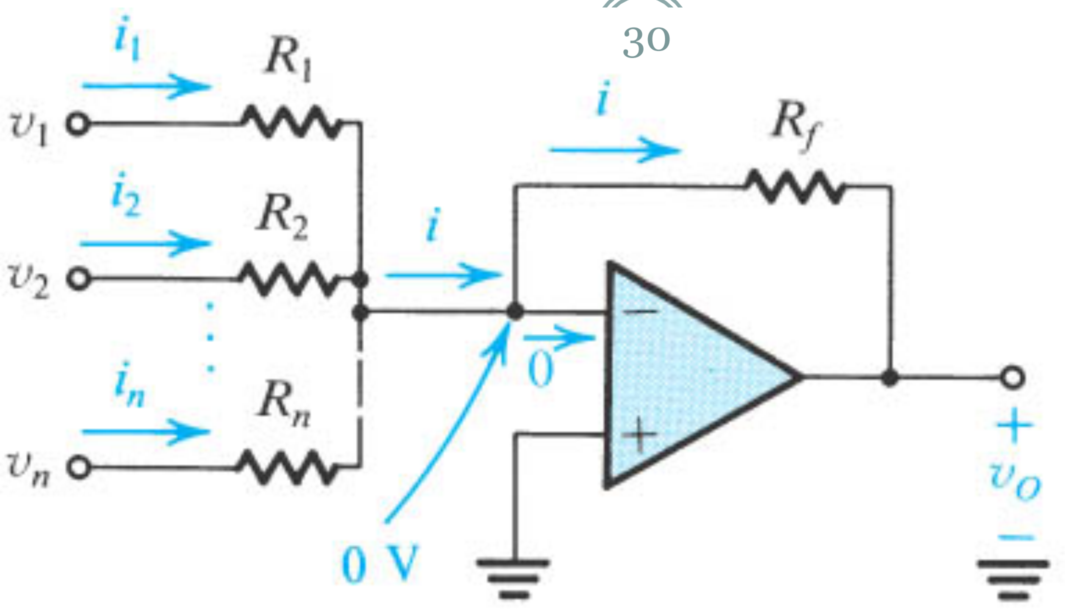
R_2 chiude il loop a dc fornendo un guadagno dc $-R_2/R_1$

Tuttavia l'integratore non è più ideale e si comporta come un filtro passa-basso

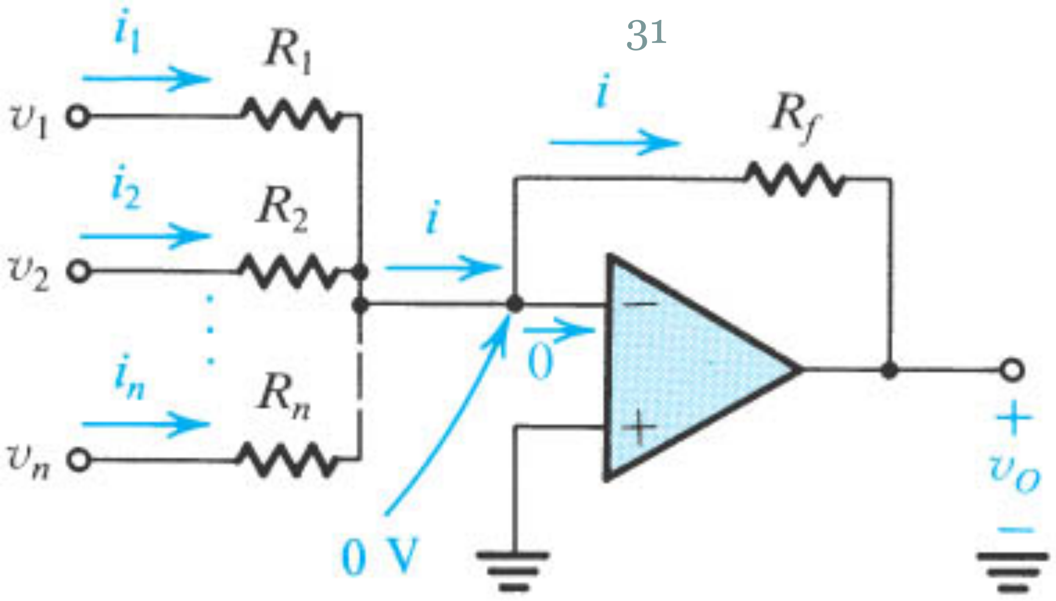


$$v_{out}(j\omega) = -\frac{R_2}{R_1}\frac{v_{in}(\omega)}{1 + j\omega R_2 C}$$

Somma pesata di tensioni



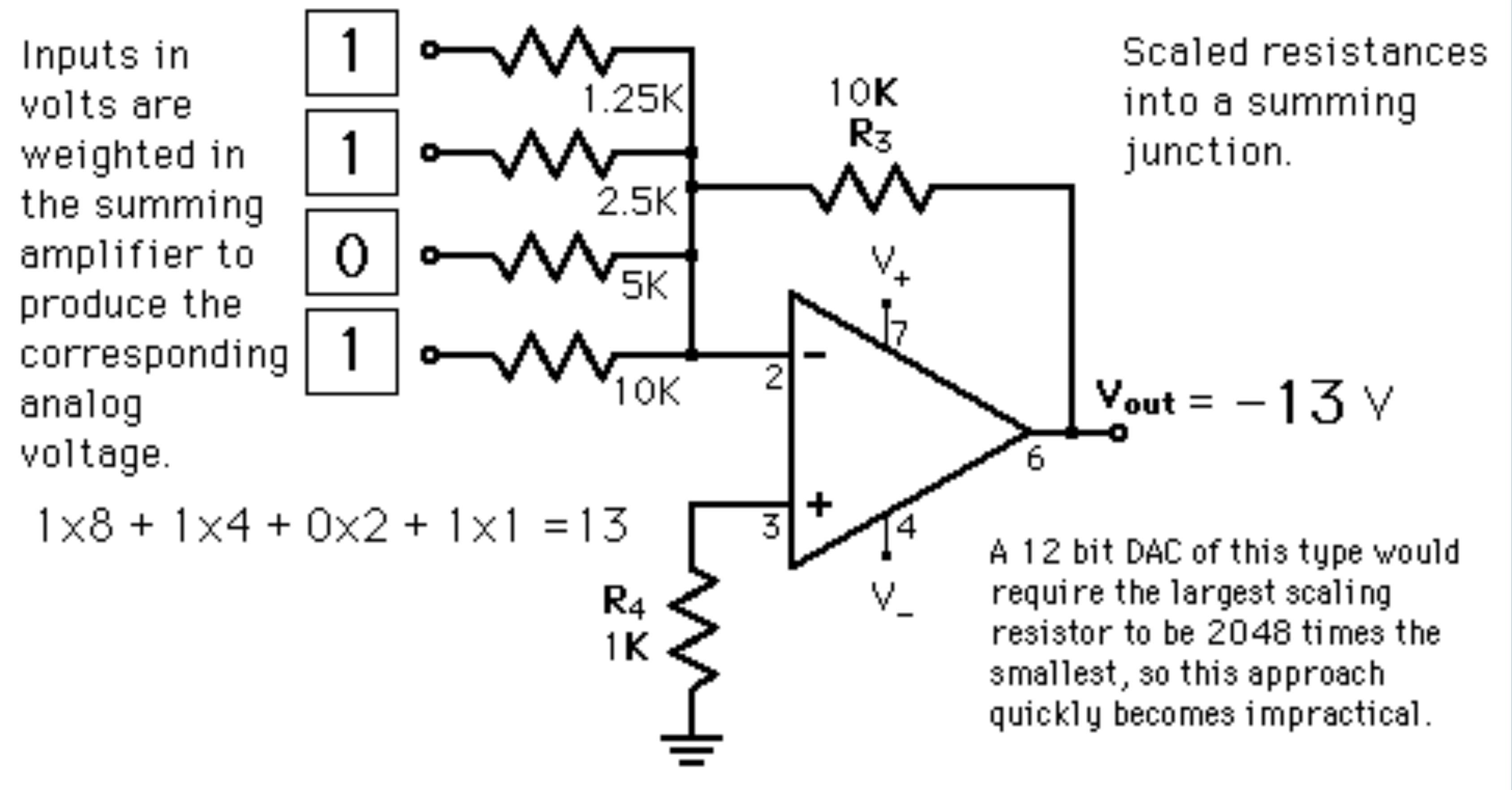
Somma pesata di tensioni



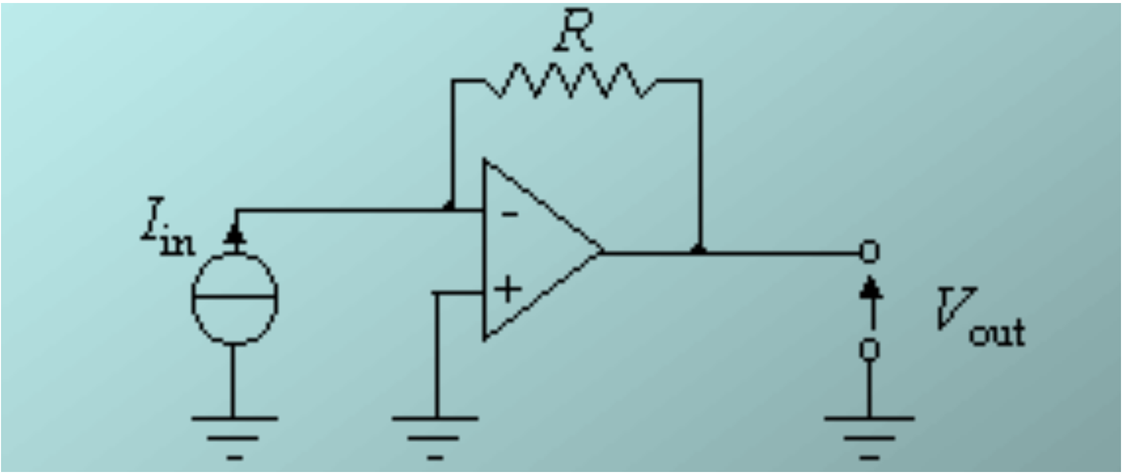
$$v_O = -\left(\frac{R_f}{R_1}v_1 + \frac{R_f}{R_2}v_2 + \cdots + \frac{R_f}{R_n}v_n\right)$$

Applicazione: digital to analog converter (DAC)

Esempio a 4 bit

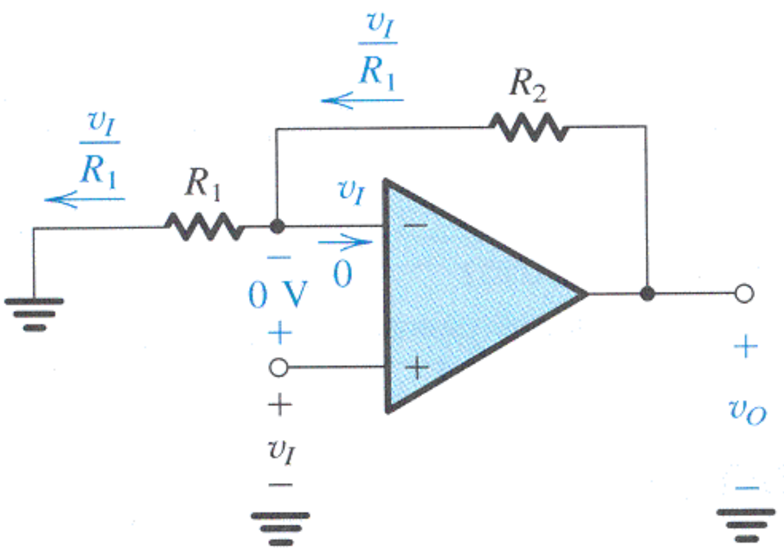


Convertitore corrente-tensione



- $V_{out}=-I_{in}R$
- $Z_{in}=0$
- $Z_{out}=0$

L'amplificatore non invertente



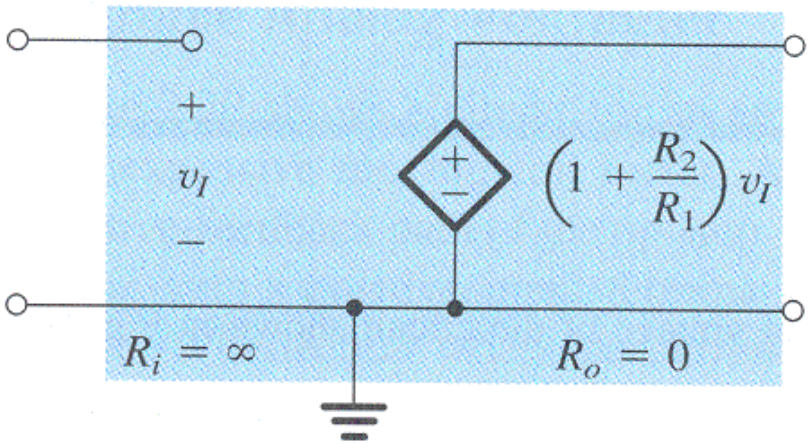
Abbiamo sempre V⁺=V⁻ e le correnti entranti negli input sono nulle a causa dell'impedenza infinita

$$I_2 = I_1 = \frac{V_{in}}{R_1}$$

$$V_{out} - V_{in} = I_2 R_2 = V_{in} \frac{R_2}{R_1}$$

$$V_{out} = V_{in}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

Resistenza di input e di output



Circuito equivalente

I parametri della configurazione invertente sono dunque

$$G = 1 + R_2 / R_1$$

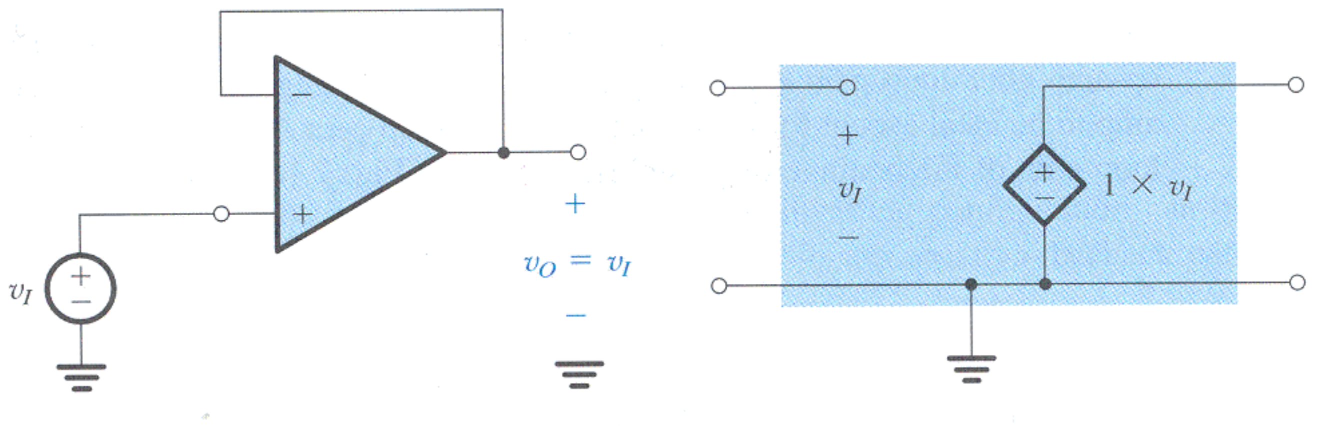
$$Z_{in} = \infty$$

$$Z_{out} = 0$$

Effetto del guadagno finito

$$G = \frac{1 + R_2 / R_1}{1 + \frac{1 + R_2 / R_1}{A}} \Rightarrow 1 + R_2 / R_1 << A$$

Voltage follower



Configurazione di amplificatore non invertente con $R_1=\infty$ e $R_2=0$. Quindi

$$V_{out} = V_{in}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) = V_{in}$$

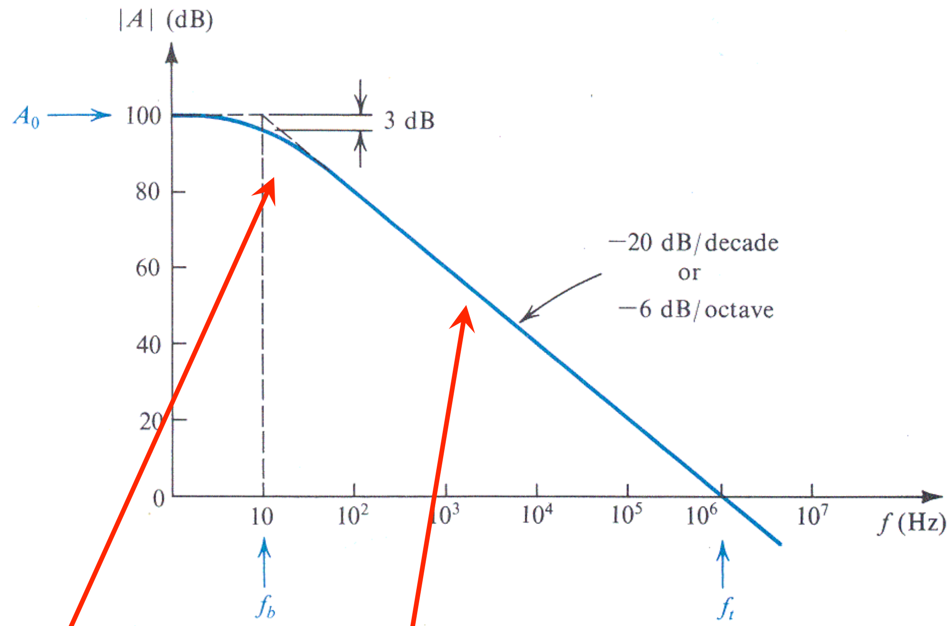
L'impedenza di input è infinita mentre quella di output nulla.

Questo amplificatore è quindi impiegato come adattatore di impedenza

L'amplificatore reale: risposta in frequenza

comportamento tipo passa-basso

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_{3dB}}$$



Per $\omega \gg \omega_{3b}$ si ha

$$|A(j\omega)| = \frac{A_0\omega_{3dB}}{\omega} \equiv \frac{\omega_t}{\omega}$$

ω_{3dB}

il guadagno decresce di 20 dB per decade

dove

$$\omega_t \equiv A_0\omega_{3dB} = \text{frequenza a cui il guadagno è } 1 \text{ (0 dB)}$$

unity-gain bandwidth

Esempio: amplificatore invertente

Il guadagno dell'amplificatore invertente è

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-R_2/R_1}{1+(1+R_2/R_1)/A}$$

Sostituendo $A(j\omega) = \dfrac{A_0}{1+j\omega/\omega_b}$ troviamo

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1}\frac{1}{1+j\omega/\omega_{3dB}}$$

dove

$$\omega_{3dB} = \frac{\omega_t}{1+R_2/R_1}$$

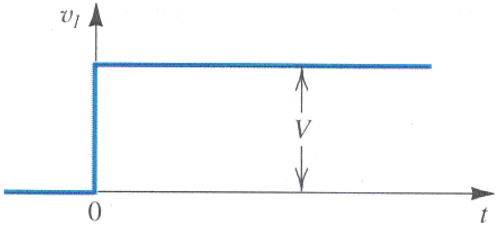
Es.: f_t=1 MHz
guadagno nominale = 1000

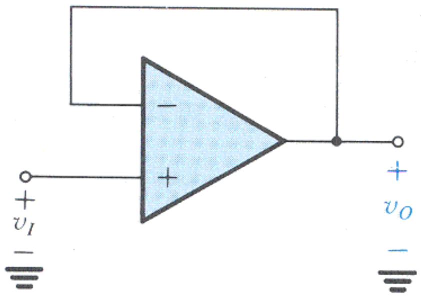
⇨ f_{3dB}=1 kHz

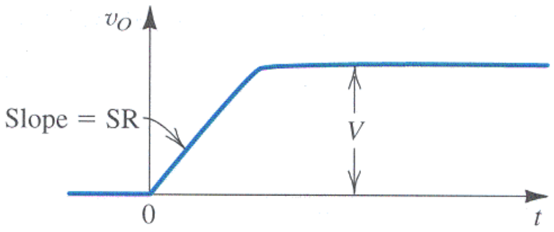
Slew rate

Il massimo rate con cui può variare il segnale di output è

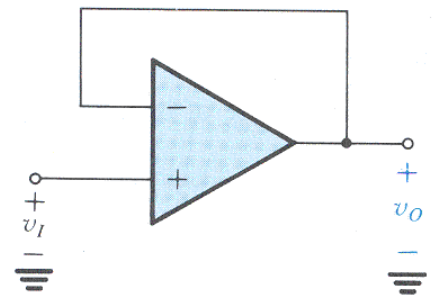
$$SR = \left.\frac{dV_{out}}{dt}\right|_{\max}$$







Full power band width

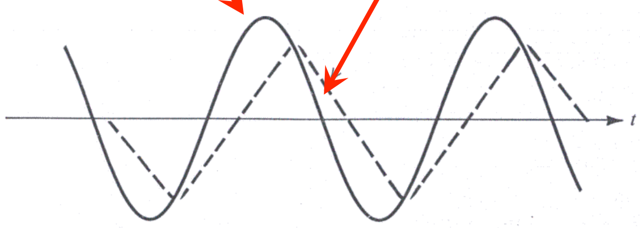


Consideriamo un segnale sinusoidale

$$v_I = V_I \sin \omega t$$

Il rate max di cambiamento del segnale è

$$\left.\frac{dv_I}{dt}\right|_{\max} = V_I \omega$$



Full power band width: frequenza oltre cui il segnale di output massimo comincia a presentare distorsione a causa dello slew-rate

$$\omega_M V_{out,\max} = SR,$$

$$f_M = \frac{SR}{2\pi V_{out,\max}}$$

Es. posto SR $=1V/\mu s$
$V_{out,max}=10$ V

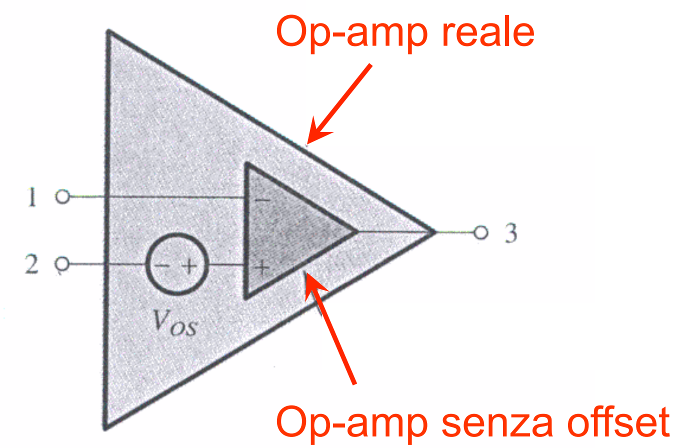
$\rightarrow f_M=16$ kHz

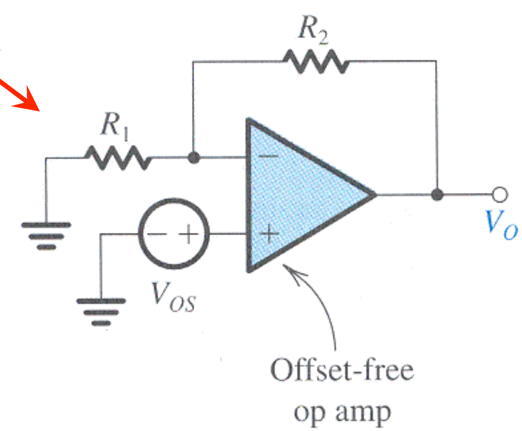
Tensione di offset

Come effetto dei mismatch degli stadi differenziali di input esiste una tensione di offset V_{OS} anche se gli input sono collegati a massa

Questo offset appare nell'output amplificato

$$V_{out} = V_{OS}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$



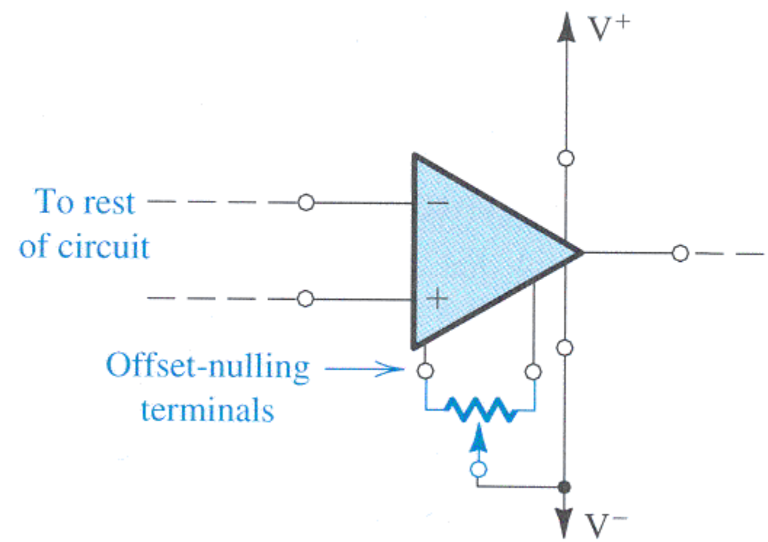


Il valore di V_{OS} dipende dalla tecnologia:

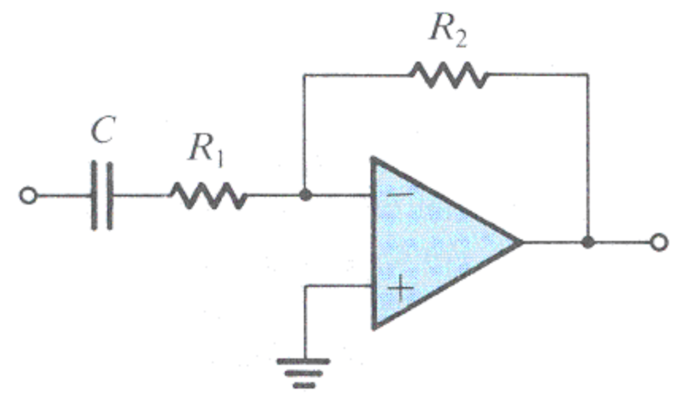
- 10^{-5} per BJT
- 10^{-4} per BJFET e CMOS

2 soluzioni:

1) input addizionali
per sottrarre l' offset



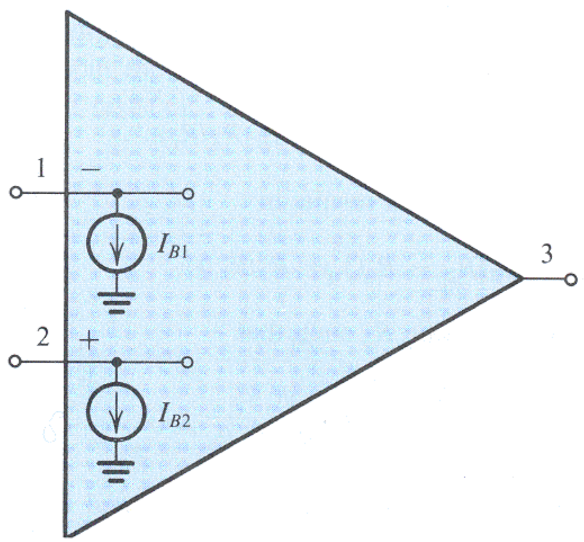
2) accoppiamento ac.
A dc il condensatore apre il
Circuito e V_{os} non è amplificata
(follower a guadagno unitario)



Corrente di bias

Collegando a massa gli input, si osservano delle correnti assorbite ed erogate.

Circuito equivalente

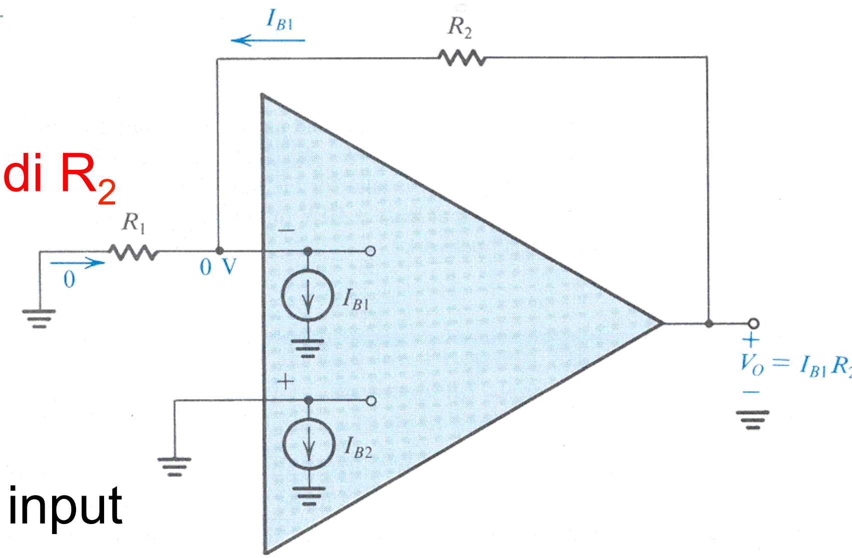


La corrente $I^+_B - I^-_B = I_{OS}$ è detta corrente di offset.

Tecnologia BJT: $I_B \sim 100$ nA $I_{OS} \sim 10$ nA
Tecnologia JFET, CMOS: ~ pA

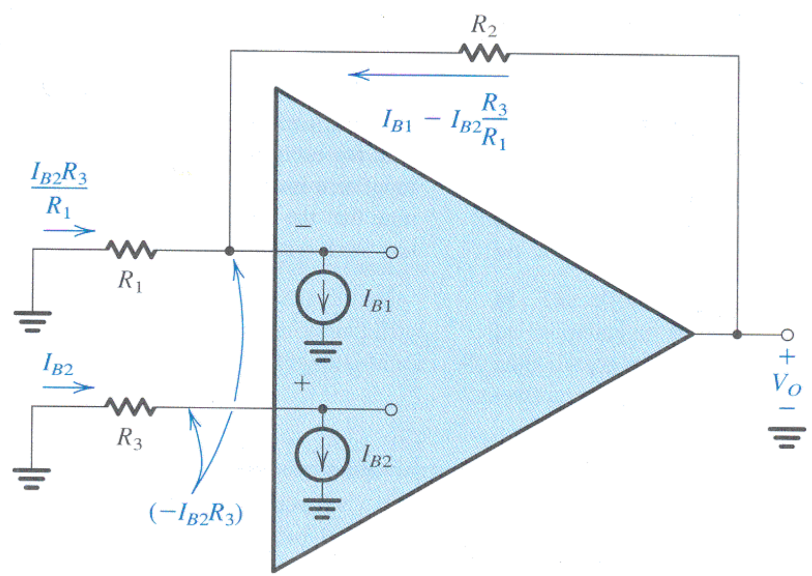
Assumiamo che $I_{B1}=I_{B2}=I_B$

$$V_O \approx I_B R_2$$ $\Rightarrow$ limite sul valore di R_2



Soluzione: Inseriamo una resistenza nell'input non invertente

$$V_O = -I_{B2} R_3 (I_{B1} - I_{B2} R_3 / R_1)$$
$$I_B\left[R_2 - R_3\left(1 + R_2 / R_1\right)\right]$$



Avremo che $V_O=0$ se

$$R_3 = R_1 \parallel R_2$$ (R vista dall'input)

Se $I_{B1}=I_B+I_{OS}/2$, $I_{B1}=I_B-I_{OS}/2$

$$V_O = I_{OS} R_2 << I_B R_2$$

L'amplificatore operazionale reale

In generale $A^+ \neq A^-$ e possiamo scrivere

$$V_{out} = \left(A^+ - A^-\right)\frac{V^+ + V^-}{2} + \frac{A^+ + A^-}{2}\left(V^+ - V^-\right)$$

Abbiamo

$$\frac{V^+ + V^-}{2} = \text{tensione di modo comune}$$

$$V^+ - V^- = \text{tensione di modo differenziale}$$

L'amplificatore operazionale reale - 2

Definiamo

$$\frac{A^+ + A^-}{2} = \text{guadagno di modo differenziale}$$

$$A^+ - A^- = \text{guadagno di modo comune}$$

Il rapporto

$$CMMR = \frac{\frac{A^+ + A^-}{2}}{A^+ - A^-}$$

è detto rapporto di reiezione del modo comune
(common mode rejection ratio)

- Se l'amplificatiore è ideale CMRR=∞ ($A^+=A^-$)
- L'amplificatore ideale amplifica solo la tensione di modo differenziale

L'amplificatore operazionale reale - 3

Il CMRR è un parametro importante per valutare la bontà di un amplificatore

- tanto più grande è il CMRR tanto più viene amplificata solo la differenza $V^+ - V^-$ e non anche la tensione di modo comune

- Valori tipici del CMMR variano da 80 dB (10^4) a 120 dB (10^6) e variano considerevolmente con la frequenza

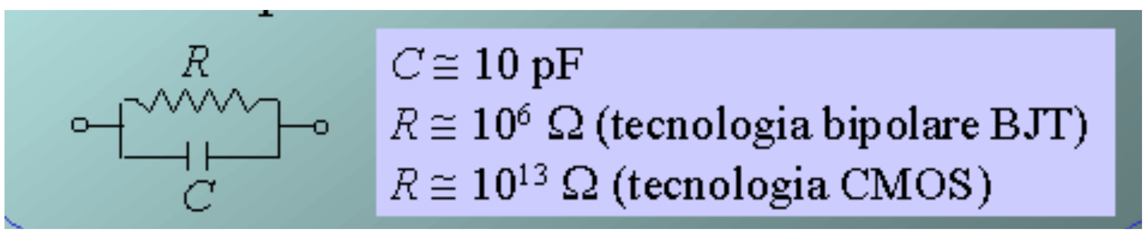
Il guadagno di modo differenziale $(A^+ + A^-)/2$ non è infinito (come nell'amplificatore ideale) ma assume valori dello stesso ordine di grandezza del CMMR e varia fortemente con la frequenza

Impedenze di ingresso e uscita

- L'impedenza d'ingresso del modo differenziale è la resistenza vista fra i due input

- L'impedenza d'ingresso del modo comune è la resistenza vista fra un input e i punti al potenziale di riferimento

Le impedenze di ingresso di un amplificatore reale sono grandi ma non infinite. Hanno valori simili e possono essere schematizzate col circuito equivalente



L'impedenza di uscita tipica ad anello aperto è 10^1-$10^2\ \Omega$
Diminuisce chiudendo l'anello (vede in parallelo l'impedenza del ramo di retroazione)

Dinamica di ingresso e uscita

- Dipende dalla tensione di alimentazione

- I valori tipici sono compresi nei 10 V di picco, con correnti di uscita di alcune decine di mA

- Esistono amplificatori per alte tensioni, con dinamica dell'ordine di centinaia di volt

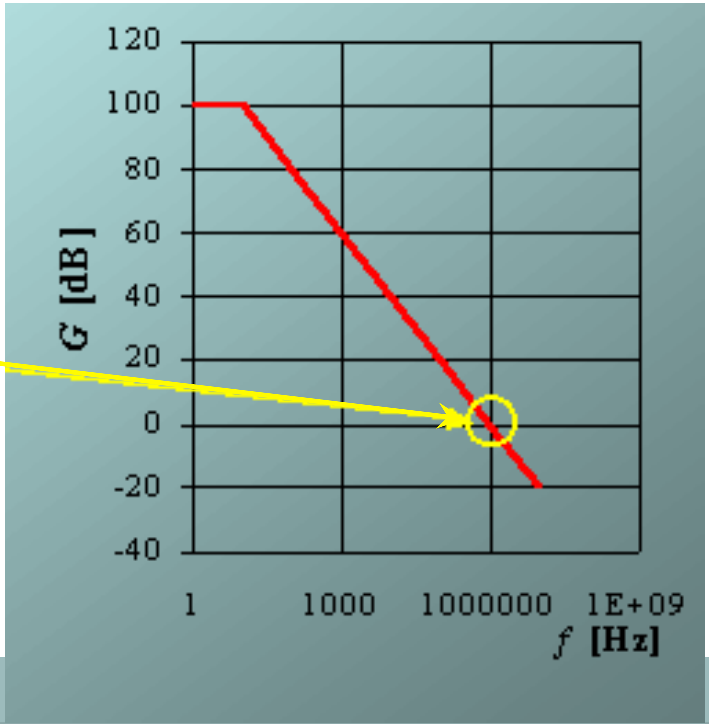
Prodotto banda-guadagno GBW-1

G = 1 ⇒ guadagno 0 dB

Questo si ha alla frequenza $f_{t,}$ che è detta anche gain-bandwidth product.

parametro con spread limitato → quotato nel data-sheet

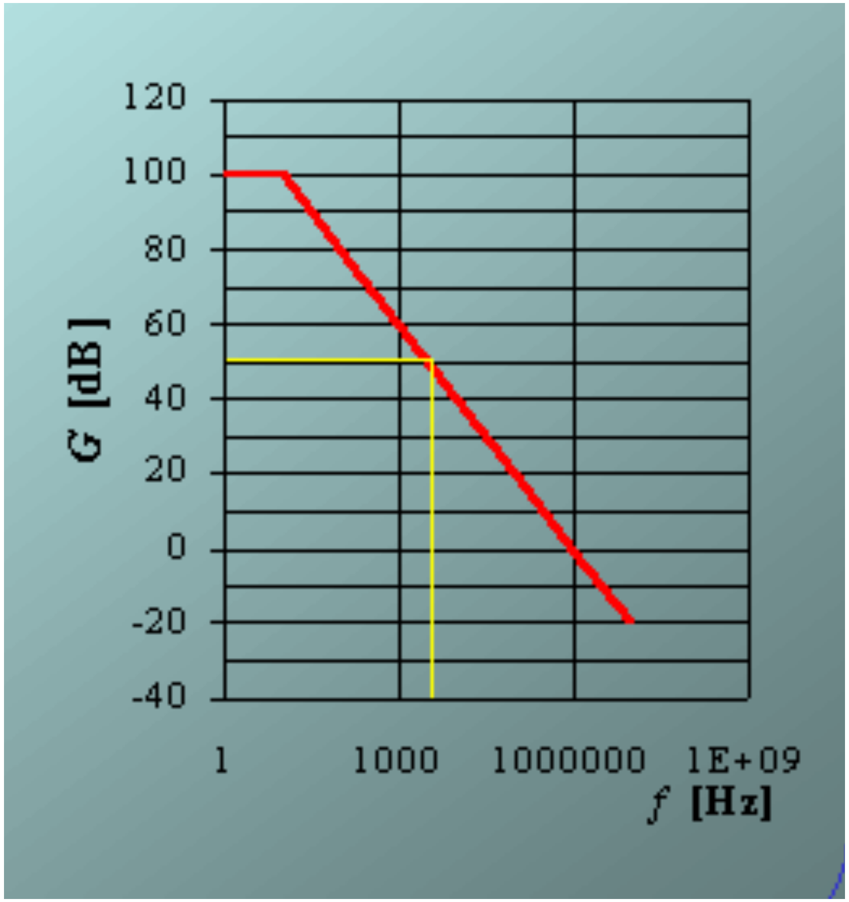
Esempio: supponiamo che G=1 per f_t=1 MHz.



Prodotto banda-guadagno GBW-2

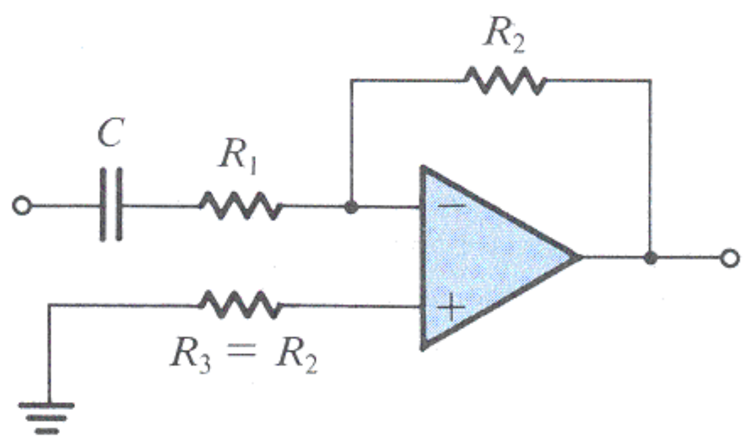
Supponiamo di voler aver un guadagno di almeno 50 dB

Poichè il guadagno ha pendenza 20 dB/decade, 50 dB sono 1.5 decadi e quindi la banda richiesta è 5 kHz

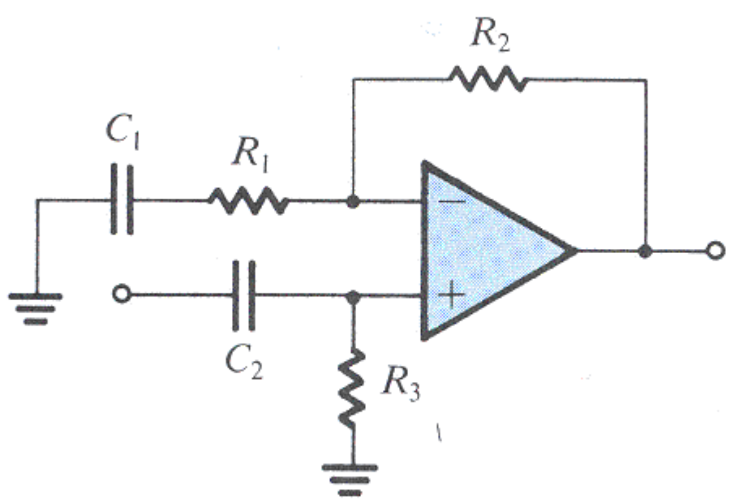


Amplificatori ac-coupled

In un amplificatore ac-coupled la resistenza dc vista dall'input è R_2 .
Quindi R_3=R_2

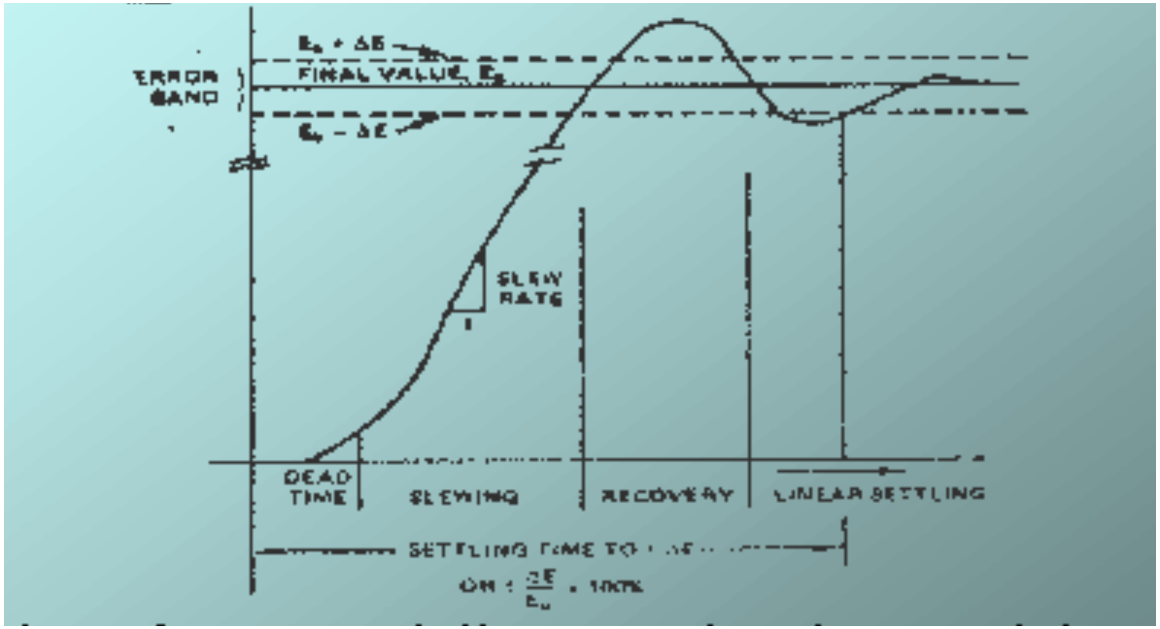


Inoltre in ogni input si deve fornire un percorso dc verso massa



Settling-time

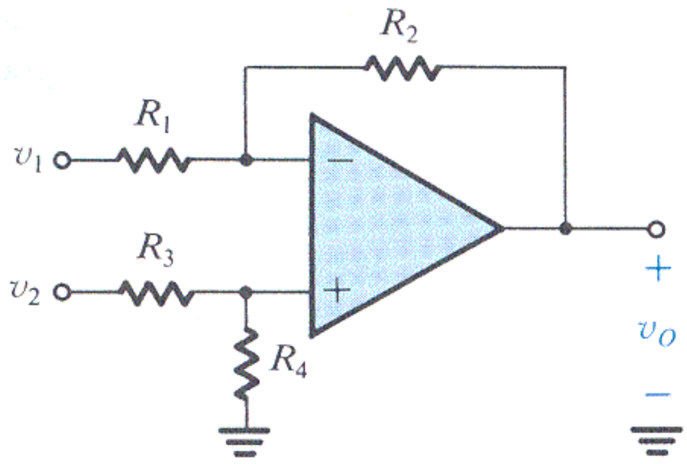
Se a un amplificatore reale viene applicato un segnale a gradino
L'uscita assume un andamento oscillatorio smorzato



Il settling time è il tempo necessario affinchè l'output rientri
In una fascia assegnata ±ΔE attorno al valore finale E_o

Amplificatore differenziale - 1

Analizziamo il seguente amplificatore attraverso il principio di sovrapposizione



Se v_2=0

$$V_O = -v_1 \frac{R_2}{R_1}$$

Se v_1=0

$$V_O = v_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$V_O = -v_1 \frac{R_2}{R_1} + v_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

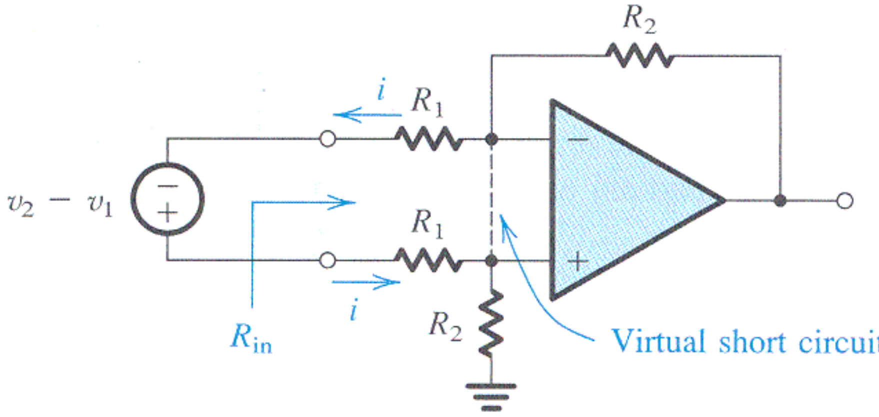
Amplificatore differenziale - 2

Vogliamo che vengano amplificate solo differenze. Quindi richiediamo che V_O=0 quando v_1=v_2. Questo ci dà

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4}$$

$$V_O = \frac{R_2}{R_1}(v_2 - v_1)$$

La resistenza di input è definita come



$$R_{in} = \frac{v_2 - v_1}{i}$$

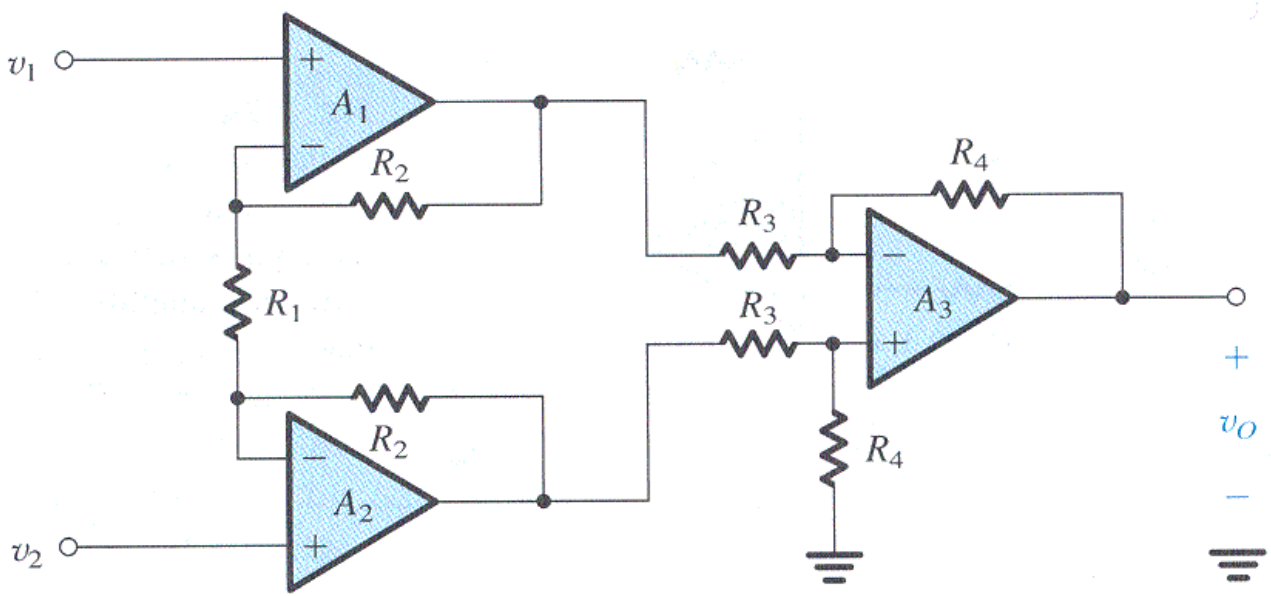
Poichè

$$v_2 - v_1 = R_1 i + 0 + R_1 i \quad \Rightarrow \quad R_{in} = 2R_1$$

Amplificatore strumentale - 1

Vogliamo un amplificatore con una resistenza di input maggiore e con la possibilità di poter regolare il guadagno.

Un circuito molto superiore è il seguente



(a)

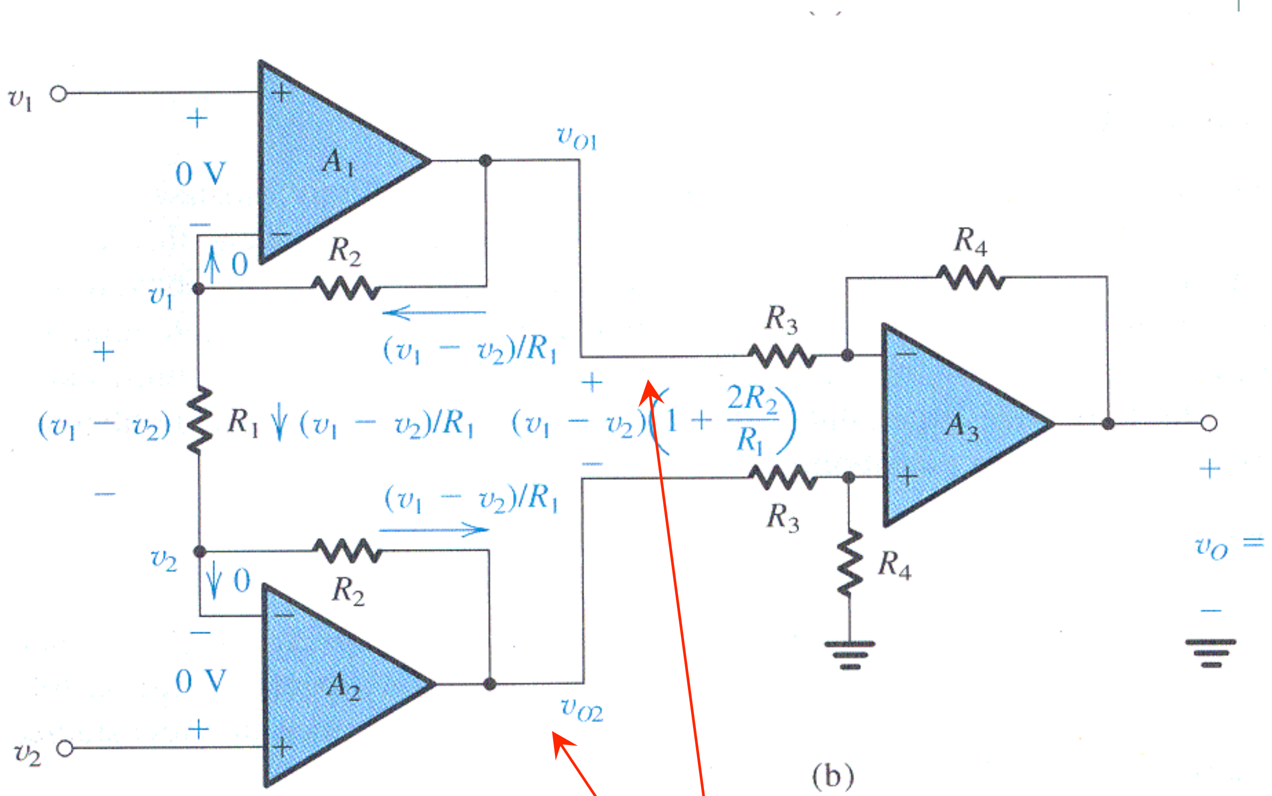
Amplificatore strumentale - 2

v_1 e v_2 appaiono attraverso R_1, per cui

$$i = \frac{v_1 - v_2}{R_1}$$

$$v_{O1} - v_{O2} = (R_1 + 2R_2)i$$

$$(R_1 + 2R_2)\frac{v_1 - v_2}{R_1}$$



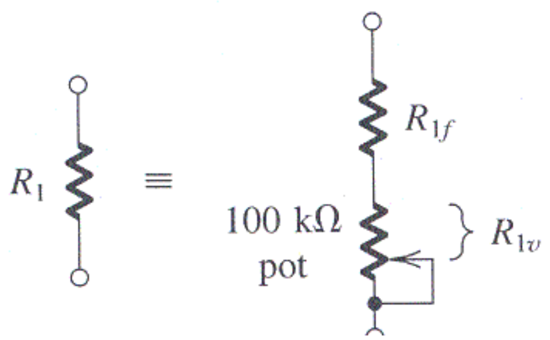
L'amplificatore A_3 amplifica V_{O2}-V_{O1}

$$V_O = -\frac{R_4}{R_3}(v_{O1} - v_{O2})$$

Amplificatore strumentale - 2

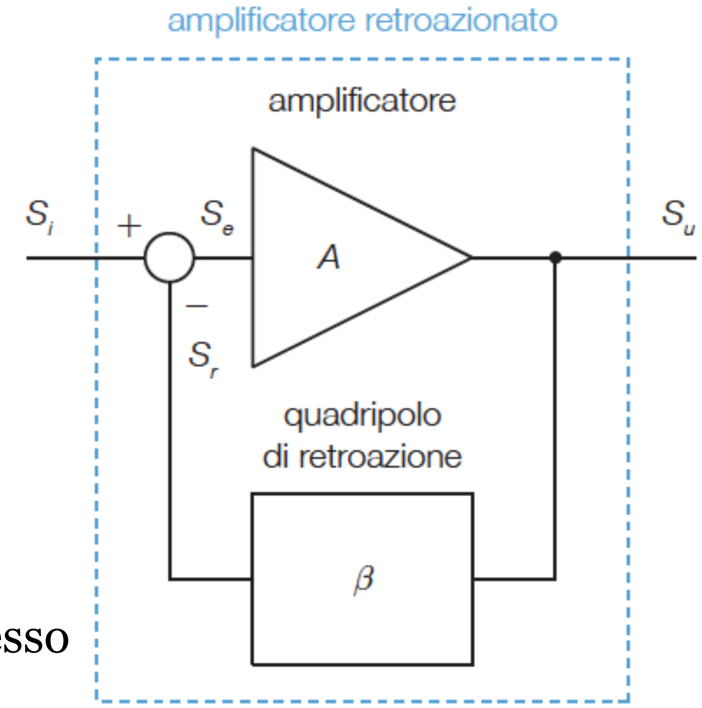
Poichè lo stadio di input è formato da due op-amp in configurazione non invertente, la resistenza di input è infinita.

Potremmo inoltre introdurre una regolazione sul guadagno attraverso un potenziomentro posto in serie con R_1



La retroazione negli Amplificatori Operazionali

Retroazionare un amplificatore (*A*) significa sottrarre (o sommare) al segnale d'ingresso (*Si*) il segnale di retroazione (*Sr*) ottenuto dal segna-le d'uscita (*Su*) mediante un quadripolo di retroazione (*feedback*) (β), come illustrato nello schema a blocchi



Il segnale errore S_e all'ingresso dell'amplificatore A è dato da $S_e = S_i - S_r$.
I segnali, al momento indicati con i simboli S_i, S_r, S_e e S_u, possono essere tensioni o correnti, tuttavia continueremo a chiamare amplificazione o guadagno il rapporto tra i segnali all'uscita e all'ingresso di un quadripolo, anche se dimensionalmente tale rapporto risulta un'impedenza o un'ammettenza.

La retroazione negli Amplificatori Operazionali

Per lo studio della retroazione negli amplificatori si forniscono le seguenti definizioni:

- **Amplificazione ad anello aperto A** (*open loop gain*): è il guadagno dell'amplificatore in assenza di retroazione

$$A = \frac{S_u}{S_e} \tag{1}$$

coincidente con il guadagno dell'amplificatore base A. Infatti se $S_r = 0$ si ha $S_e = S_i$.

- **Fattore di retroazione β**: è il guadagno del quadripolo di retroazione:

$$\beta = \frac{S_r}{S_u} \tag{2}$$

che assume valori reali ≤ 1 se, come accade in genere, il quadripolo di retroazione è costituito da resistori.

La retroazione negli Amplificatori Operazionali

- **Amplificazione ad anello chiuso G** (*closed loop gain*): è il guadagno dell'amplificatore retroazionato:

$$G = \frac{S_u}{S_i} \tag{3}$$

La relazione tra il guadagno ad anello chiuso G e i parametri A e β è

$$G = \frac{A}{1 + \beta A} \tag{4}$$

DIMOSTRAZIONE

Per ricavare il rapporto S_u / S_i si osserva che:

$$S_u = AS_e = A(S_i - S_r) = A(S_i - \beta S_u)$$

da cui si ricava:

$$S_u = A(S_i - \beta S_u) \quad \rightarrow \quad S_u(1 + \beta A) = AS_i$$

e quindi:

$$\frac{S_u}{S_i} = \frac{A}{1 + \beta A}$$

La retroazione negli Amplificatori Operazionali

- **Guadagno d'anello βA** (*loop gain*): rappresenta il guadagno dell'anello costituito dall'amplificatore A e dal quadripolo di retroazione β.

- **Retroazione negativa**: ha luogo quando si verifica la condizione:

$$|1+\beta A|>1 \tag{5}$$

e quindi, per la (**4**), il guadagno si riduce rispetto a quello dell'amplificatore A; risulta così:

$$G<A \tag{6}$$

Ciò succede poiché, a causa della retroazione, l'ampiezza del segnale errore S_e all'ingresso dell'amplificatore A è inferiore all'ampiezza del segnale d'ingresso S_i : $|S_e|<|S_i|$.

La retroazione negativa, detta anche controreazione, è impiegata diffusamente negli amplificatori per gli effetti 'positivi' che provoca su alcuni parametri, come è descritto nel corso dell'appendice.

- **Retroazione positiva**: ha luogo quando si verifica la condizione

$$|1+\beta A|<1 \tag{7}$$

e quindi, per la (**4**), risulta

$$G>A \tag{8}$$

La retroazione negativa

- **il guadagno diminuisce**:

$$G = \frac{A}{1+\beta A}$$

come si è già dimostrato in precedenza (**4**). Questo calo del guadagno non rappresenta un problema, in quanto si dispone di amplificatori (operazionali) con guadagno ad anello aperto elevatissimo e, inoltre, è sempre possibile porre più stadi in cascata per raggiungere il guadagno richiesto.

Se si verifica la condizione $\beta A >> 1$, generalmente soddisfatta nei circuiti ad amplificatore operazionale grazie all'elevato valore di *A*, si può trascurare l'unità al denominatore e l'espressione del guadagno ad anello chiuso assume la forma

$$G = \frac{1}{\beta} \qquad (\mathbf{9})$$

In questo caso il guadagno ad anello chiuso *G* non dipende più da *A* (il cui valore è generalmente soggetto a dispersione e derive termiche), ma solo dal fattore di retroazione β cioè dai valori di componenti passivi (resistori) relativamente precisi e stabili. È per questo motivo che il funzionamento di tutti i circuiti analogici con amplificatore operazionale studiati nel CAPITOLO **6** è descritto da relazioni in cui compaiono solo i valori dei componenti passivi esterni all'amplificatore operazionale.

La retroazione negativa

- **La distorsione armonica diminuisce**:

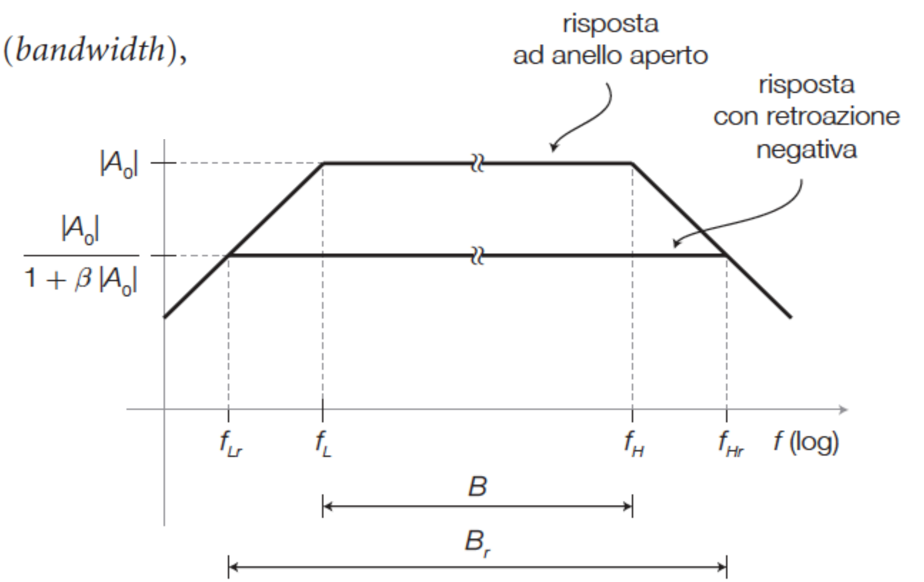
$$THD_r = \frac{THD}{1+\beta A} \quad (10)$$

dove THD è la distorsione percentuale dell'amplificatore A, mentre THD_r è quella dell'amplificatore retroazionato. La retroazione negativa è determinante per mantenere la distorsione a bassi livelli negli amplificatori di potenza.

- **La larghezza di banda aumenta**: si può dimostrare che, se la risposta in frequenza di un amplificatore (A) presenta frequenze di taglio f_L e f_H, applicando una retroazione negativa tali frequenze assumono i valori:

$$f_{Lr} = \frac{f_L}{1+\beta A} \quad \text{e} \quad f_{Hr} = f_H(1+\beta A) \quad (11)$$

determinando un aumento della larghezza di banda BW (*bandwidth*), come illustrato nella FIGURA **2**.



La retroazione negativa

Si noti che se $f_L << f_H$, o in particolare $f_L = 0$ come succede per gli amplificatori operazionali, si può considerare il valore della larghezza di banda coincidente con la frequenza di taglio superiore: $BW = f_H$. In questo caso si verifica che in presenza di retroazione negativa il *prodotto del guadagno per la larghezza di banda è costante* per qualunque valore di β. Tale prodotto costituisce un parametro importante degli amplificatori operazionali (CAPITOLO **6**) e viene indicato con *GBW* (*gain bandwidth*):

$$GBW = G \cdot BW_r = A \cdot BW = \text{cost} \tag{12}$$

dove BW e BW_r rappresentano la larghezza di banda ad anello aperto e con retroazione negativa (anello chiuso).

DIMOSTRAZIONE

Mediante le espressioni (**4**) e (**11**) si ricava:

$$G \cdot BW_r = \frac{A}{1+\beta A} f_H (1+\beta A) = A f_H = A \cdot BW = GBW$$

La retroazione negativa

- **Diminuisce l'effetto sul segnale dei rumori generati all'interno dell'amplificatore.**
- Le **resistenze d'ingresso e d'uscita** si modificano a seconda del tipo di retroazione, come illustrato in seguito.

Si può quindi concludere che la retroazione negativa riduce il guadagno, rendendolo però preciso e stabile in quanto dipendente solo dai valori dei resistori del quadripolo β, e produce effetti positivi su altri parametri caratteristici degli amplificatori (distorsione, larghezza di banda, rumore).