Amplificatori operazionali

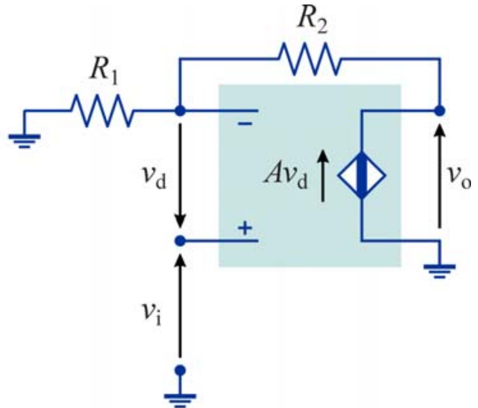
Parte 2

www.die.ing.unibo.it/pers/mastri/didattica.htm
(versione del 22-5-2017)

Retroazione

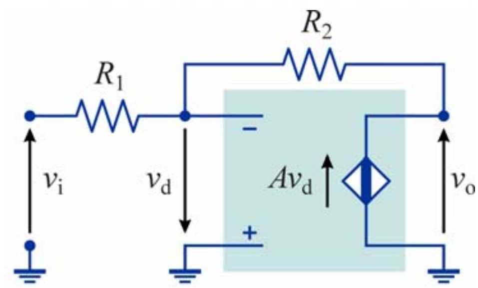
- Se si tiene conto del fatto che nella regione lineare il guadagno ad anello aperto A non è finito, si ottengono, per le configurazioni non invertente e invertente, le relazioni seguenti

Amplificatore non invertente



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

Amplificatore invertente



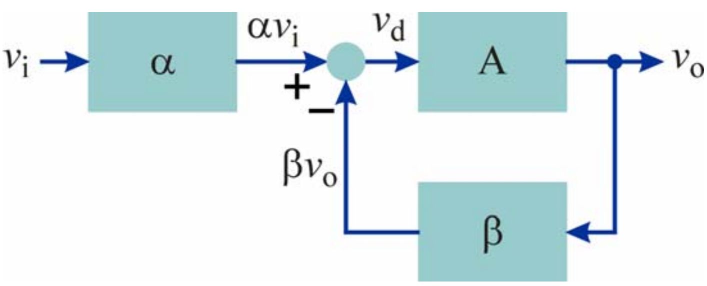
$$v_o = Av_d = A \cdot \left(-\frac{R_2}{R_1 + R_2} v_i - \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o \right)$$

Retroazione

- Le due equazioni precedenti sono un caso particolare dell'equazione

  $$v_o = A \cdot (\alpha v_i - \beta v_o)$$

  che può essere rappresentata mediante lo schema a blocchi



$$\alpha = \begin{cases} 1 & \text{amplificatore non invertente} \\ -\dfrac{R_2}{R_1 + R_2} & \text{amplificatore invertente} \end{cases}$$

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

- Questo schema mostra che i due amplificatori costituiscono casi particolari di **sistemi in retroazione**
- La tensione differenziale di ingresso v_d è una combinazione del segnale di ingresso v_i e del segnale di uscita v_o

Retroazione

- Il guadagno degli amplificatori può essere espresso come

  $$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \alpha \cdot \frac{A}{1 + A\beta} = \alpha \cdot A_f$$

  dove

  - $A_f = \dfrac{A}{1 + A\beta}$ è detto **guadagno ad anello chiuso**
  - Il prodotto $A\beta$ è detto **guadagno di anello**

- Se $A\beta > 0$ e quindi $A_f < A$ (come avviene per gli amplificatori invertente e non invertente) si ha una **retroazione negativa** o **controreazione**

- Se $A\beta < 0$ e quindi $A_f > A$ si ha una **retroazione positiva** o **reazione**

Alcuni effetti della retroazione negativa

- Negli amplificatori la retroazione negativa viene utilizzata per ottenere vari effetti quali
  - Desensibilizzazione del guadagno
  - Riduzione della distorsione non lineare
  - Aumento della larghezza di banda
- La retroazione positiva produce effetti opposti e, quindi, di solito non desiderati (esistono comunque anche applicazioni che sfruttano la retroazione positiva)

Desensibilizzazione del guadagno

- Se il guadagno dell'amplificatore subisce una variazione dA, la corrispondente variazione del guadagno ad anello chiuso è

$$dA_f = \frac{dA_f}{dA} dA = \frac{dA}{(1+A\beta)^2}$$

- Di conseguenza, la variazione relativa di A_f è

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{dA}{(1+A\beta)^2} \cdot \frac{1}{A_f} = \frac{dA}{(1+A\beta)^2} \cdot \frac{1+A\beta}{A} = \frac{1}{1+A\beta} \frac{dA}{A}$$

➡ Se $A\beta > 0$ le variazioni relative di A_f sono inferiori a quelle di A

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1+A\beta} \frac{dA}{A} < \frac{dA}{A}$$

Desensibilizzazione del guadagno

- Al limite, se $A\beta$ è molto grande si ottiene una desensibilizzazione totale del guadagno

$$A\beta >> 1 \quad \Rightarrow \quad A_f = \frac{A}{1+A\beta} \approx \frac{A}{A\beta} = \frac{1}{\beta}$$

- In queste condizioni il guadagno ad anello chiuso dipende solo dalla rete di retroazione e risulta indipendente da A
- Questo rappresenta un vantaggio perché β, essendo il parametro di trasferimento di una rete passiva, in genere può essere realizzato con una precisione molto superiore a quella con cui può essere un amplificatore con guadagno A

Effetto del guadagno ad anello aperto finito

- Nel caso degli amplificatori invertente e non invertente, se $A\beta >> 1$ e quindi

$$A >> \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

si ottiene

$$A_v = \alpha \cdot \frac{A}{1+A\beta} \approx \frac{\alpha}{\beta} = A_{vid} = \begin{cases} -\dfrac{R_2}{R_1} & \text{per l'amplificatore invertente} \\ 1+\dfrac{R_2}{R_1} & \text{per l'amplificatore non invertente} \end{cases}$$

- In entrambi i casi lo scostamento relativo del guadagno reale A_v da quello ottenuto con l'ipotesi di amplificatore operazionale ideale A_{vid} è

$$\varepsilon = \frac{A_v - A_{vid}}{A_{vid}} = \frac{\alpha \dfrac{A}{1+A\beta} - \dfrac{\alpha}{\beta}}{\dfrac{\alpha}{\beta}} = -\frac{1}{1+A\beta} = -\frac{1}{1+\dfrac{AR_1}{R_1+R_2}}$$

Esempio

		Amplificatore invertente			Amplificatore non invertente		
R_1	R_2	A_{vid}	A_v	ε%	A_{vid}	A_v	ε%
10 kΩ	10 kΩ	–1	–0.99998	–0.002%	2	1.99996	–0.002%
10 kΩ	100 kΩ	–10	–9.9989	–0.011%	11	10.9988	–0.011%
10 kΩ	1 MΩ	–100	–99.899	–0.101%	101	100.898	–0.101%
10 kΩ	10 MΩ	–1000	–990.089	–0.991%	1001	991.079	–0.991%

Guadagno ad anello aperto: $\mathrm{A} = 10^5$

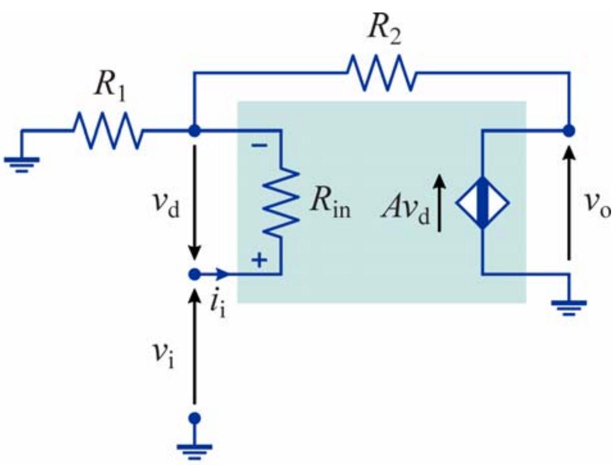
Effetto della resistenza di ingresso non infinita

- Idealmente un amplificatore non invertente ha resistenza di ingresso infinita
- Se l'amplificatore operazionale ha una resistenza di ingresso R_{in} finita, anche la resistenza di ingresso dell'amplificatore non invertente

$$R'_{in} = \frac{v_i}{i_i}$$

ha valore finito

- Per determinare R'_{in}, si può notare che valgono le relazioni



$$v_o = \frac{A}{1 + A\beta} v_i$$

$$v_d = \frac{v_o}{A} = \frac{1}{1 + A\beta} v_i$$

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

Effetto della resistenza di ingresso non infinita

- Quindi si ha

$$i_i = \frac{v_d}{R_{in}} = \frac{1}{R_{in}(1+A\beta)} v_i$$

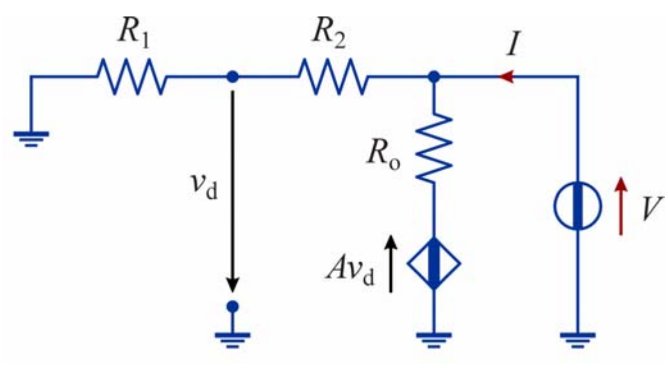
- Di conseguenza la resistenza di ingresso è

$$R'_{in} = \frac{v_i}{i_i} = R_{in}(1+A\beta)$$

- Se $A\beta >> 1$ risulta anche $R'_{in} >> R_{in}$, cioè, per effetto della retroazione, la resistenza di ingresso dell'amplificatore non invertente risulta molto maggiore della resistenza dell'amplificatore operazionale non retroazionato

Effetto della resistenza di uscita non nulla

- Idealmente la resistenza di uscita di in amplificatore operazionale è uguale a zero
- Per determinare l'effetto di una resistenza di uscita non nulla, sia nel caso dell'amplificatore invertente, sia in quello dell'amplificatore non invertente, si può calcolare la resistenza di uscita R'_o dell'amplificatore studiando il seguente circuito
(ottenuto annullando la tensione di ingresso v_i)



$$R'_o = \frac{V}{I}$$

Effetto della resistenza di uscita non nulla

- Si può notare che
  $v_{\mathrm{d}} = -\beta V$
  $\left(\beta = \dfrac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$
- Di conseguenza la corrente I è
  $$I = \frac{V - A v_{\mathrm{d}}}{R_{\mathrm{o}}} + \frac{V}{R_1 + R_2} = V \cdot \left(\frac{1 + A\beta}{R_{\mathrm{o}}} + \frac{1}{R_1 + R_2} \right)$$
- Normalmente il secondo termine entro la parentesi è trascurabile rispetto al primo quindi
  $$R'_{\mathrm{o}} = \frac{V}{I} \approx \frac{R_{\mathrm{o}}}{1 + A\beta}$$
- Se $A\beta >> 1$, per effetto della retroazione si ha $R'_{\mathrm{o}} << R_{\mathrm{o}}$
- Per esempio, per un inseguitore di tensione ($R_1 \to \infty \Rightarrow \beta = 1$) realizzato con un amplificatore operazionale con $A = 10^5$ e $R_{\mathrm{o}} = 100\ \Omega$ risulta $R'_{\mathrm{o}} \approx 1\ \mathrm{m}\Omega$

Linearizzazione

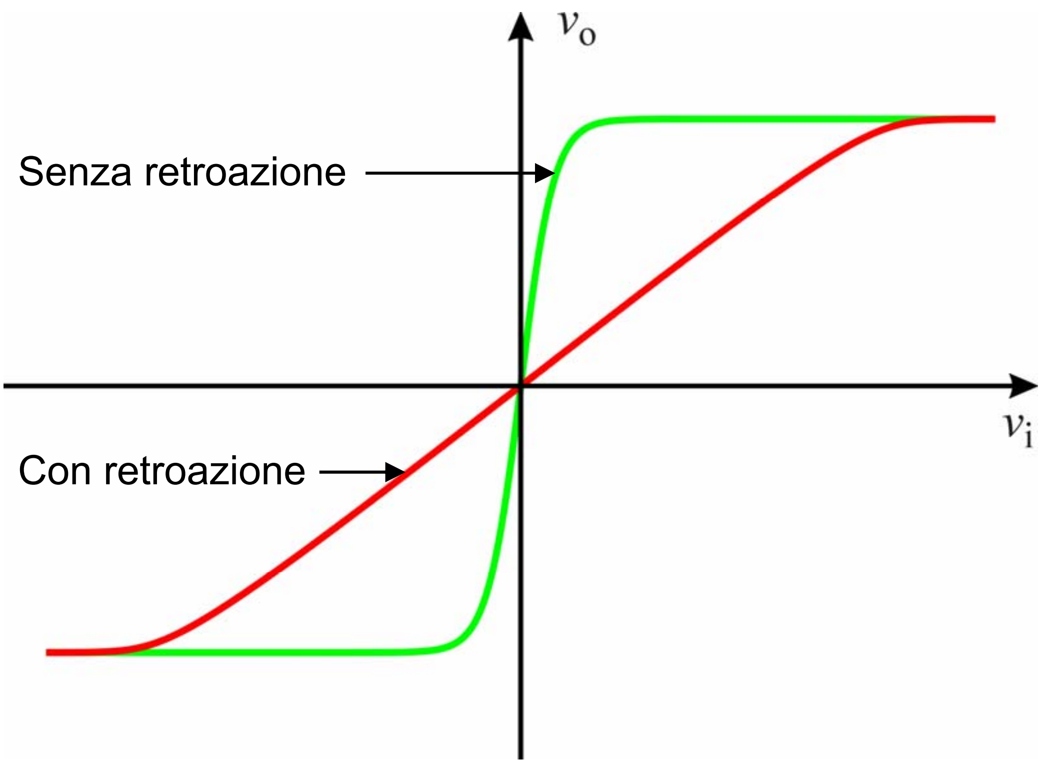
- Si considera il caso in cui l'amplificatore A ha una caratteristica di trasferimento non lineare
  $v_{\mathrm{o}} = \mathrm{f}(v_{\mathrm{d}})$
- La tensione differenziale di ingresso è
  $v_{\mathrm{d}} = v_{\mathrm{i}} - \beta v_{\mathrm{o}}$
- In queste condizioni la pendenza della caratteristica di trasferimento dell'amplificatore in retroazione (**guadagno differenziale**) è
  $$\frac{dv_{\mathrm{o}}}{dv_{\mathrm{i}}} = \frac{d\mathrm{f}}{dv_{\mathrm{i}}} = \frac{d\mathrm{f}}{dv_{\mathrm{d}}} \frac{dv_{\mathrm{d}}}{dv_{\mathrm{i}}} = \frac{d\mathrm{f}}{dv_{\mathrm{d}}} \left(1 - \beta \frac{dv_{\mathrm{o}}}{dv_{\mathrm{i}}} \right)$$
  cioè
  $$\frac{dv_{\mathrm{o}}}{dv_{\mathrm{i}}} = \frac{d\mathrm{f} / dv_{\mathrm{d}}}{1 + \beta\, d\mathrm{f} / dv_{\mathrm{d}}}$$

Linearizzazione

- La relazione
  $$\frac{dv_o}{dv_i} = \frac{df/dv_d}{1+\beta\, df/dv_d}$$
  mostra che in presenza di retroazione negativa, cioè se
  $$\beta\, df/dv_d > 0$$
  la caratteristica ha un andamento "più lineare" rispetto a $f(v_d)$
- Infatti si ha una riduzione maggiore della pendenza della caratteristica nei tratti a pendenza più elevata e minore nei tratti a pendenza minore
- Al limite, nei tratti in cui il guadagno differenziale è molto elevato la pendenza diviene praticamente costante ed è determinata unicamente dalla rete di retroazione
  $$\beta\frac{df}{dv_d} >> 1 \quad \Rightarrow \quad \frac{dv_o}{dv_i} \approx \frac{1}{\beta}$$

Linearizzazione

Esempio



Risposta in frequenza di un amplificatore operazionale

- La dipendenza del guadagno ad anello aperto di un amplificatore operazionale dalla frequenza può essere rappresentata dalla relazione

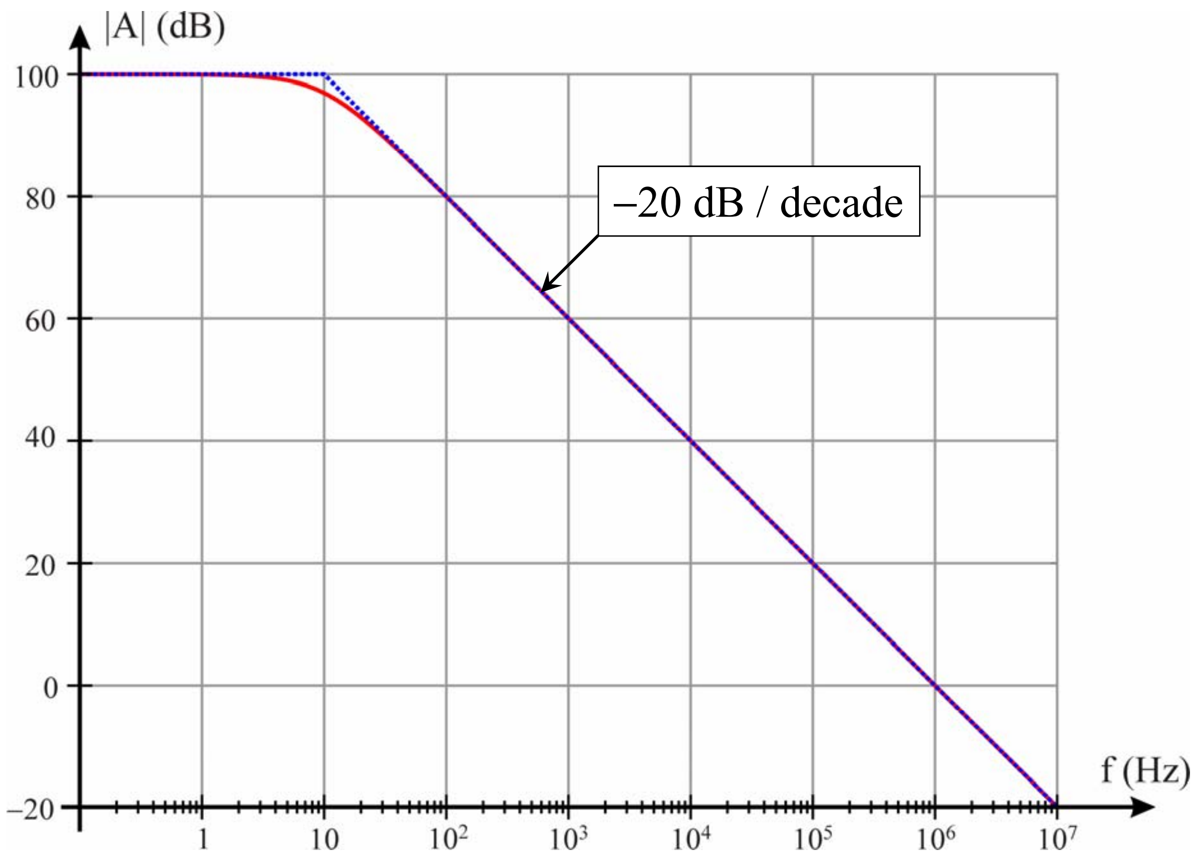
$$A(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_0}}$$

Modello a un polo

A_0 = guadagno ad anello aperto in continua
ω_0 = pulsazione dei taglio
$f_0 = \omega_0/(2\pi)$ = frequenza di taglio

- Il guadagno diminuisce con pendenza -20 dB/decade (-6 dB/ottava) a partire da una frequenza f_0 relativamente bassa
  - Valori tipici di f_0 sono dell'ordine di 10 Hz
- Questo comportamento è dovuto a un condensatore che viene inserito nel circuito dell'amplificatore operazionale ed ha lo scopo di garantire che l'amplificatore sia stabile quando viene collegato in retroazione (**compensazione in frequenza**)

Risposta in frequenza di un amplificatore operazionale



Risposta in frequenza di un amplificatore operazionale

- In un amplificatore operazionale reale sono presenti numerosi effetti reattivi parassiti

➡ La funzione di trasferimento ha un numero elevato di poli

- I poli dovuti agli effetti parassiti sono posti a frequenze molto maggiori di f_0 (in genere il secondo polo corrisponde ad una frequenza maggiore di 1 MHz)

➡ Per frequenze inferiori a quella a cui interviene il secondo polo, il comportamento dinamico dell'amplificatore operazionale è determinato dal primo polo (**polo dominante**)

Banda di guadagno unitario

- La frequenza f_{UG} per cui il guadagno risulta uguale a 1 definisce la **banda di guadagno unitario** dell'amplificatore operazionale
- Dato che $f_{UG} >> f_0$, si ha

$$|A(j2\pi f_{UG})| \approx \frac{A_0}{f_{UG}/f_0} = 1 \quad \Rightarrow \quad f_{UG} = A_0\, f_0$$

- Inoltre, per $f_{UG} >> f_0$ il guadagno può essere espresso dalla relazione approssimata

$$|A(j2\pi f)| \approx \frac{A_0}{f/f_0} = \frac{f_{UG}}{f}$$

- **Nota**: questi risultati valgono se alla frequenza f_{UG} l'amplificatore operazionale (come avviene normalmente) può essere rappresentato mediante il modello a un polo (cioè se gli altri poli sono a frequenze maggiori di f_{UG})

Prodotto guadagno – larghezza di banda

- Per gli amplificatori invertente e non invertente, tenendo conto della dipendenza dalla frequenza del guadagno ad anello aperto, si ottiene

$$A_v(j\omega) = \frac{\mathbf{V}_o}{\mathbf{V}_i} = \alpha \frac{A(j\omega)}{1 + A(j\omega)\beta} = \alpha \frac{A_0 / (1 + j\omega/\omega_0)}{1 + A_0\beta / (1 + j\omega/\omega_0)} =$$

$$= \alpha \frac{A_0 / (1 + A_0\beta)}{1 + j \dfrac{\omega}{\omega_0 (1 + A_0\beta)}} = \alpha \frac{A_{0f}}{1 + j \dfrac{\omega}{\omega_{0f}}}$$

- dove
  - $A_{0f} = \dfrac{A_0}{1 + A_0\beta}$ è il **guadagno in continua ad anello chiuso**
  - $\omega_{0f} = \omega_0 (1 + A_0\beta)$ è la **frequenza di taglio ad anello chiuso**

Prodotto guadagno – larghezza di banda

- Complessivamente per effetto della retroazione si ottiene
  - una riduzione del guadagno in continua di un fattore $1 + A_0\beta$

    $$A_{0f} = \frac{A_0}{1 + A_0\beta}$$

  - un aumento della frequenza di taglio (cioè un aumento della larghezza di banda) dello stesso fattore

    $$\omega_{0f} = \omega_0 (1 + A_0\beta) \qquad f_{0f} = f_0 (1 + A_0\beta)$$

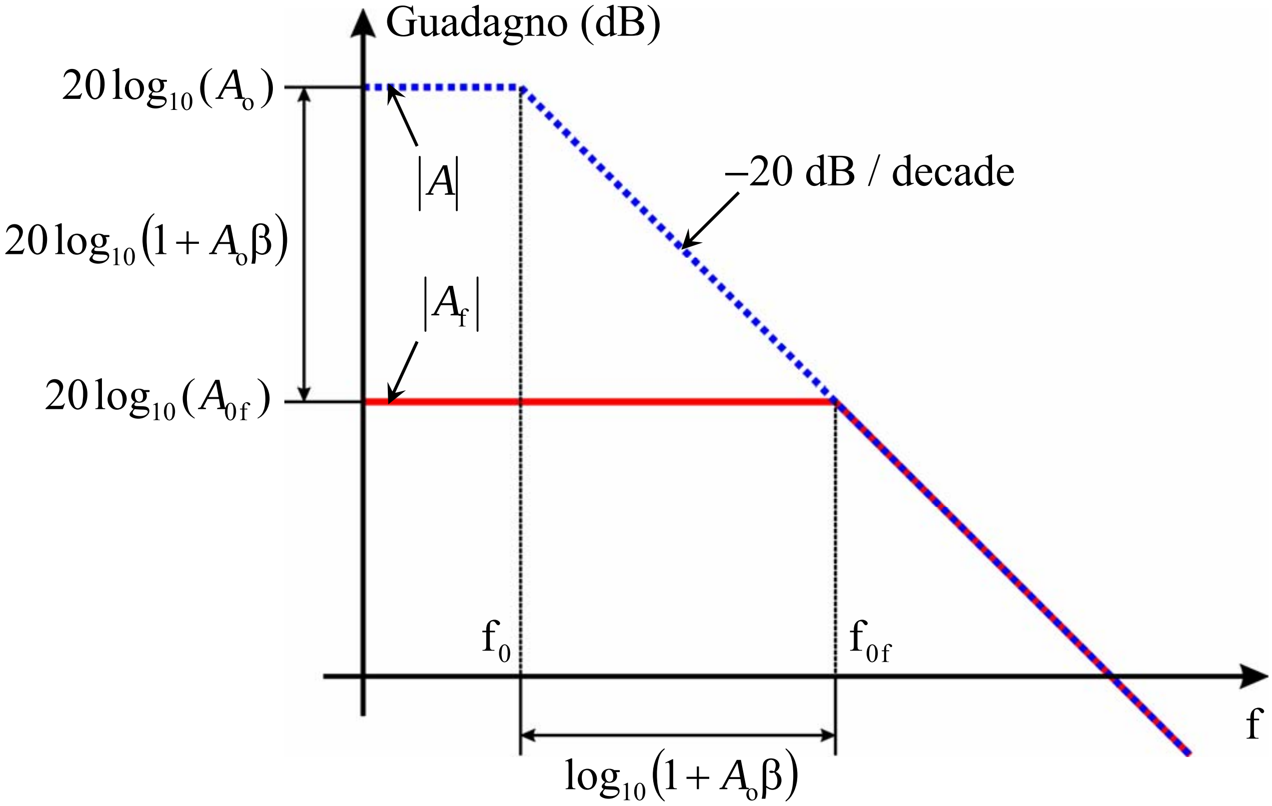
- Il **prodotto guadagno – larghezza di banda** (**GBW**) non cambia

  $$GBW = A_0 f_0 = A_{0f} f_{0f}$$

- Inoltre (se alla frequenza di guadagno unitario vale il modello a un polo) si ha anche

  $$GBW = f_{UG}$$

Prodotto guadagno – larghezza di banda



Risposta in frequenza degli amplificatori invertente e non invertente

- Sia nella configurazione invertente sia in quella non invertente risulta

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

- Per $A_0\beta >> 1$ il guadagno in continua ad anello chiuso è

$$A_{0f} \approx \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

- Quindi in entrambi i casi la larghezza di banda f_b dell'amplificatore è data dalla relazione

$$f_b = f_{0f} = \frac{GBW}{A_{0f}} = GBW \cdot \beta = \frac{GBW}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

Risposta in frequenza degli amplificatori invertente e non invertente

- Per l'amplificatore non invertente il guadagno in continua A_{v0} coincide con A_{f0}
- Quindi la larghezza di banda di un amplificatore non invertente con guadagno in continua A_{v0} è

$$f_b = GBW \cdot \beta = \frac{GBW}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = \frac{GBW}{A_{v0}}$$

- Per l'amplificatore invertente, a causa del fattore α, il prodotto $A_{v0}\, f_b$ diminuisce al diminuire del guadagno in continua A_{v0}
- Per un amplificatore invertente con guadagno in continua A_{v0} la larghezza di banda è

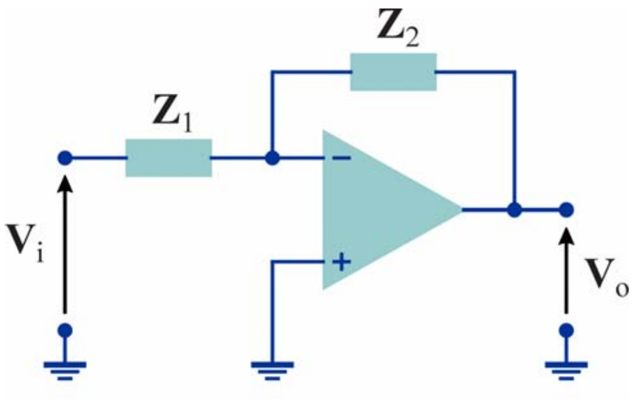
$$f_b = GBW \cdot \beta = \frac{GBW}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = \frac{GBW}{1 - A_{v0}}$$

Esempio

$$A_0 = 10^5 \quad GBW = 1\ \text{MHz}$$

Amplificatore non invertente			Amplificatore invertente		
A_{v0}	β	f_b	A_{v0}	β	f_b
1	1	1 MHz	–1	0.5	500 kHz
10	0.1	100 kHz	–10	0.0909	90.9 kHz
100	0.01	10 kHz	–100	0.0099	9.9 kHz
1000	0.001	1 kHz	–1000	0.000999	999 Hz

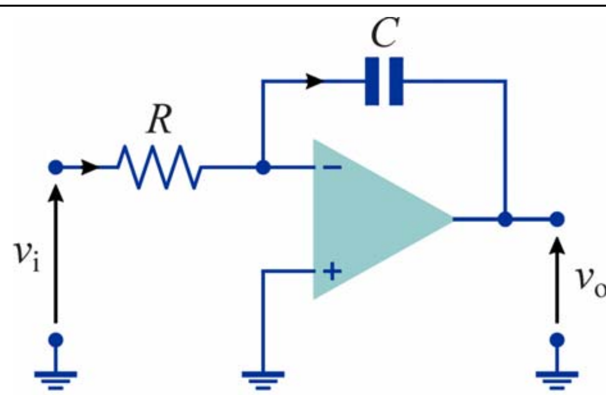
Configurazione invertente generalizzata



- Se nella configurazione invertente si sostituiscono le resistenze R_1 e R_2 con due impedenze $\mathbf{Z}_1(j\omega)$ e $\mathbf{Z}_2(j\omega)$ si ottiene un circuito avente funzione di trasferimento

$$\mathbf{H}(j\omega) = \frac{\mathbf{V}_\mathrm{o}}{\mathbf{V}_\mathrm{i}} = -\frac{\mathbf{Z}_2(j\omega)}{\mathbf{Z}_1(j\omega)}$$

Integratore



- Dato che l'ingresso invertente è virtualmente a massa si ha

$$i_R(t) = \frac{v_i(t)}{R}$$

- Inoltre

$$i_C(t) = i_R(t)$$

- Quindi, se per $t = 0$ la tensione del condensatore è $v_\mathrm{C}(0) = V_0$, si ricava

$$v_\mathrm{o}(t) = -v_C(t) = -v_C(0) - \frac{1}{C}\int_0^t i_C(x)dx = -V_0 - \frac{1}{RC}\int_0^t v_\mathrm{i}(x)dx$$

➡ L'uscita è $-V_0$ più un termine proporzionale all'integrale dell'ingresso

- RC = costante di tempo dell'integratore

Integratore – Risposta in frequenza

- Si pone

$$\mathbf{Z}_1 = R \qquad \mathbf{Z}_2 = \frac{1}{j\omega C}$$

- La funzione di trasferimento è

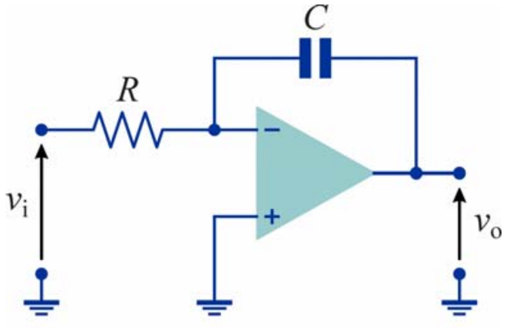
$$\mathbf{H}(j\omega) = -\frac{\mathbf{V}_o}{\mathbf{V}_i} = -\frac{\mathbf{Z}_2}{\mathbf{Z}_1} = -\frac{1}{j\omega RC}$$

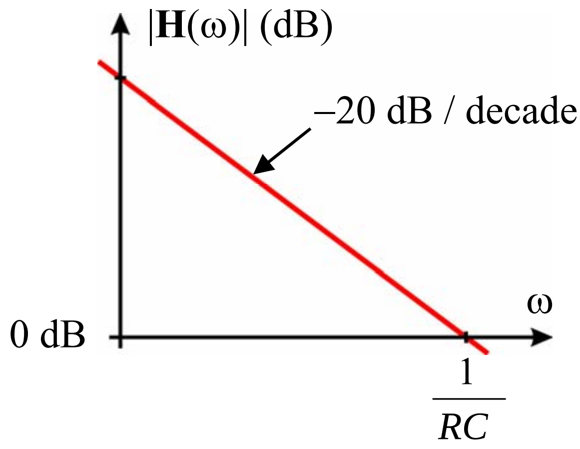
- Quindi si ha

$$|\mathbf{H}(j\omega)| = \frac{1}{\omega RC}$$

$$\arg[\mathbf{H}(j\omega)] = 90°$$

- Il modulo della funzione di trasferimento vale 1 (guadagno = 0 dB) per $\omega = 1/(RC)$





Integratore – Risposta in frequenza

- Dato che il guadagno aumenta al diminuire della frequenza, l'integratore risulta particolarmente sensibile ai disturbi a bassa frequenza
- In particolare per ω tendente a 0 Il condensatore tende a comportarsi come un circuito aperto e il guadagno tende a infinito
- Idealmente una piccola componente continua del segnale di ingresso produrrebbe una tensione di uscita infinita
  - In pratica l'amplificatore operazionale viene portato in saturazione, quindi in queste condizioni non si può rappresentare come amplificatore operazionale ideale

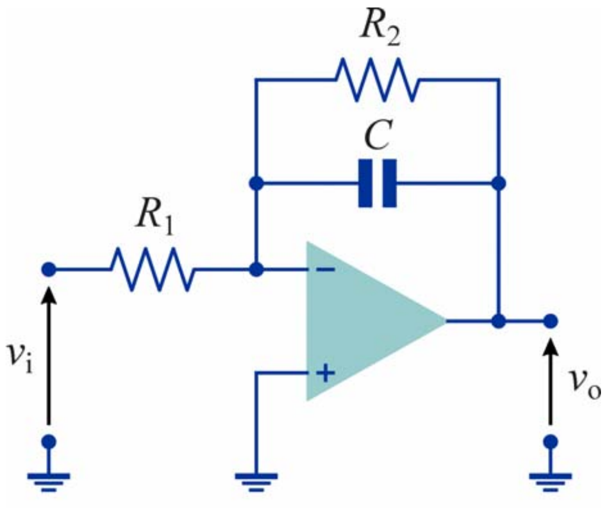
Limitazione del guadagno a bassa frequenza

- I problemi relativi al comportamento a bassa frequenza possono essere ridotti collegando un resistore in parallelo al condensatore
- Il comportamento del circuito, però, si discosta da quello dell'integratore ideale (in misura maggiore al diminuire di R_2)
- In questo caso si ha

$$\mathbf{Z}_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + j\omega C} = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C}$$

- Quindi la funzione di trasferimento è

$$\mathbf{H}(j\omega) = -\frac{\mathbf{Z}_2}{\mathbf{Z}_1} = -\frac{R_2 / R_1}{1 + j\omega R_2 C}$$



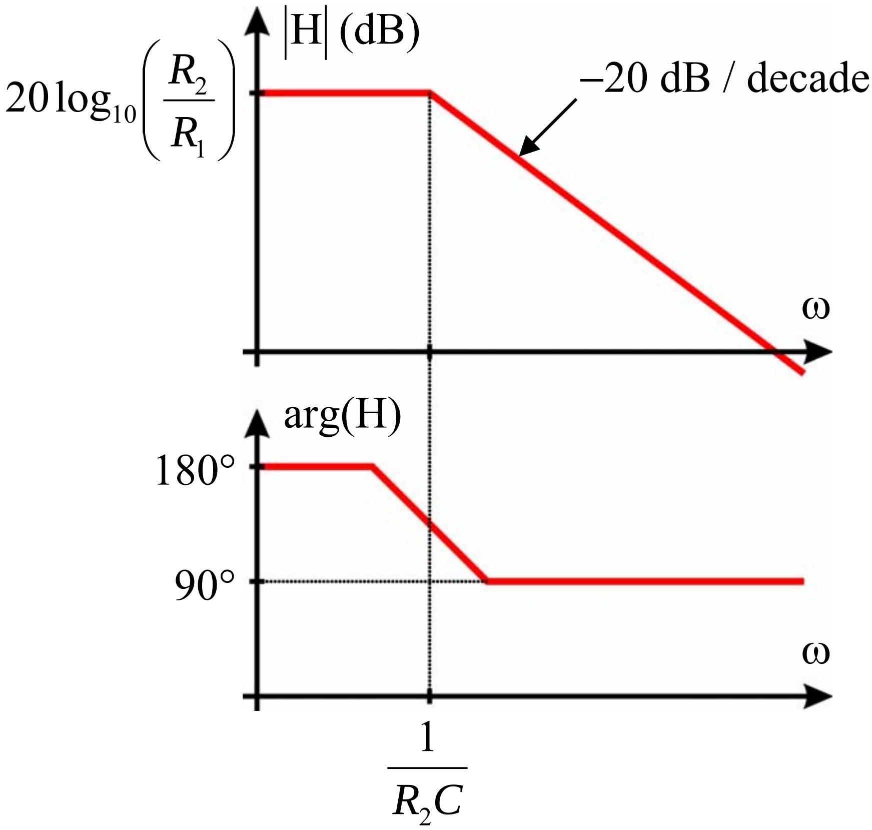
Limitazione del guadagno a bassa frequenza

- Con l'inserimento di R_2 il polo della funzione di trasferimento si sposta da $s = 0$ a $s = -1/(R_2C)$
- In continua il guadagno è finito e vale $-R_2/R_1$
- Per $\omega >> 1/(R_2C)$ si ha

$$\mathbf{H}(j\omega) \approx -\frac{R_2 / R_1}{j\omega R_2 C} = -\frac{1}{j\omega R_1 C}$$

e quindi il comportamento del circuito è simile a quello di un integratore ideale

Limitazione del guadagno a bassa frequenza



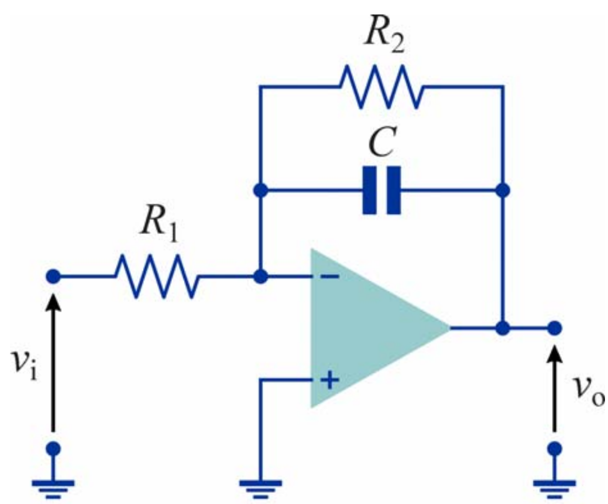
Filtro passa-basso invertente del 1° ordine

- Questo circuito si comporta come un filtro passa-basso del primo ordine
- La pulsazione di taglio è

$$\omega_0 = \frac{1}{R_2C}$$

- Il guadagno in continua vale

$$H_0 = -\frac{R_2}{R_1}$$



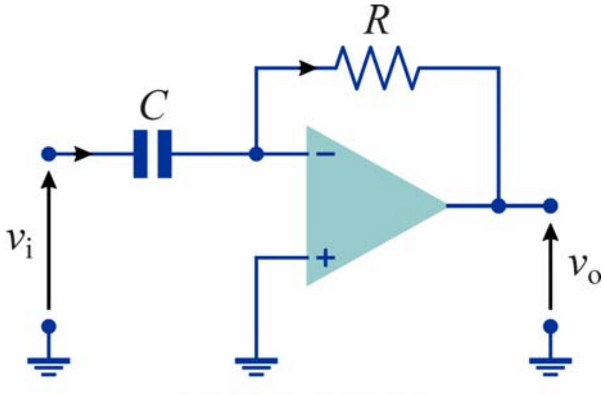
Derivatore

- La tensione del condensatore coincide con la tensione di ingresso
  $v_C(t) = v_i(t)$
- Le corrente del condensatore può circolare solo attraverso R

$$i_R(t) = i_C(t) = C\frac{dv_i}{dt}$$

- Quindi si ottiene

$$v_o(t) = -RC\frac{dv_i}{dt}$$



➡ L'uscita è proporzionale alla derivata dell'ingresso

- RC = costante di tempo del derivatore

Derivatore – Risposta in frequenza

- Si pone

$$\mathbf{Z}_1 = \frac{1}{j\omega C} \qquad \mathbf{Z}_2 = R$$

- La funzione di trasferimento è

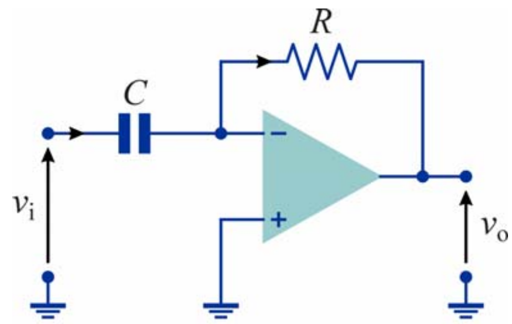
$$\mathbf{H}(j\omega) = -\frac{\mathbf{Z}_2}{\mathbf{Z}_1} = -j\omega RC$$

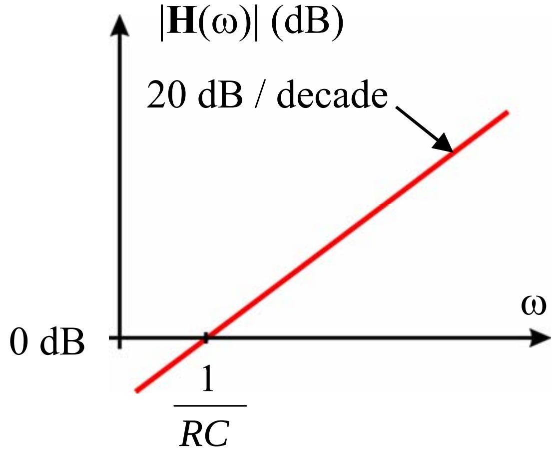
- Quindi si ha

$$|\mathbf{H}(j\omega)| = \omega RC$$

$$\arg[\mathbf{H}(j\omega)] = -90°$$

- Il modulo della funzione di trasferimento vale 1 (guadagno = 0 dB) per $\omega = 1/(RC)$



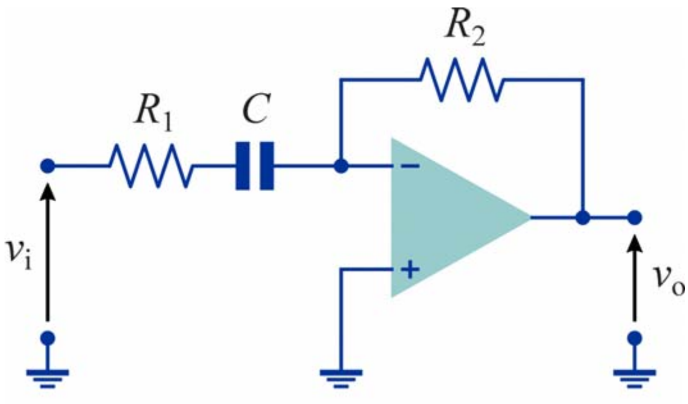


Limitazione del guadagno ad alta frequenza

- Il derivatore risulta molto sensibile ai disturbi ad alta frequenza
  - Rapide variazioni del segnale di ingresso (dovute per esempio a rumore) possono produrre dei picchi di ampiezza elevata in uscita
  - Inoltre i derivatori tendono ad avere problemi di stabilità
- Questi problemi possono essere ridotti collegando un resistore in serie al condensatore
  - Il comportamento del circuito, però, si discosta da quello del derivatore ideale (in misura maggiore all'aumentare di R_1)
- In questo caso si ha

$$\mathbf{Z}_2 = R_1 + \frac{1}{j\omega C}$$

$$\mathbf{H}(j\omega) = -\frac{\mathbf{Z}_2}{\mathbf{Z}_1} = -\frac{j\omega R_2 C}{1 + j\omega R_1 C}$$



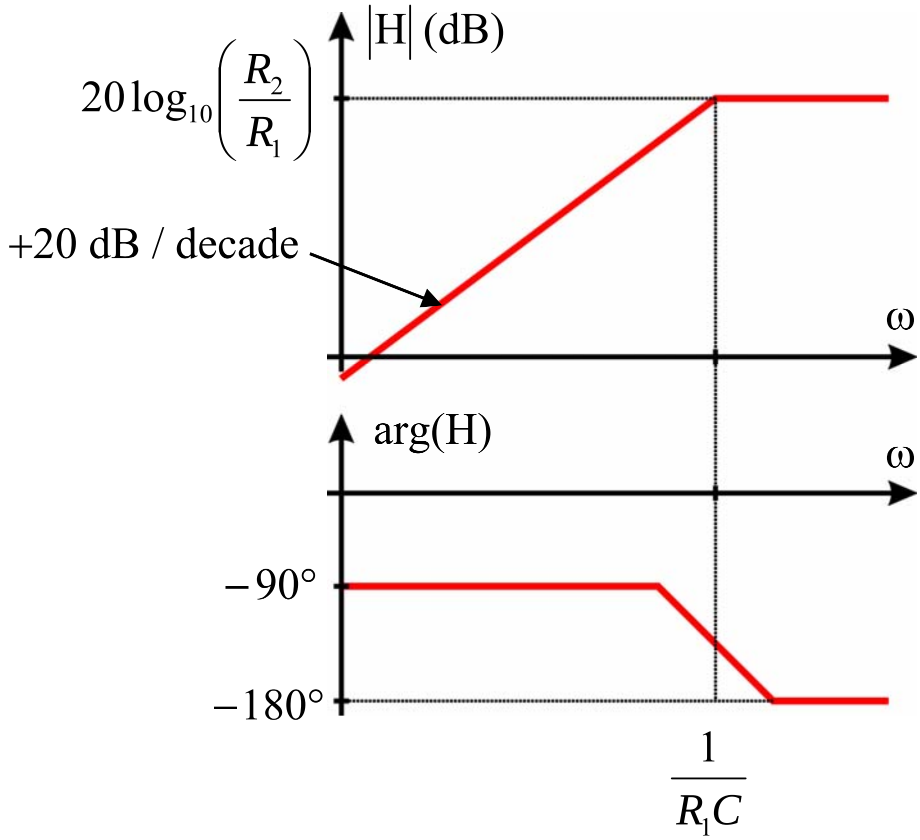
Limitazione del guadagno ad alta frequenza

- L'inserimento di R_1 introduce nella funzione di trasferimento un polo per $s = -1/(R_1C)$
- Ad alta frequenza, cioè per ω maggiore della pulsazione di taglio $1/(R_1C)$, il guadagno vale $-R_2/R_1$
- Per $\omega << 1/(R_1C)$ si ha

  $$\mathbf{H}(j\omega) \approx -j\omega R_2 C$$

  e quindi il comportamento del circuito è simile a quello di un derivatore ideale

Limitazione del guadagno ad alta frequenza



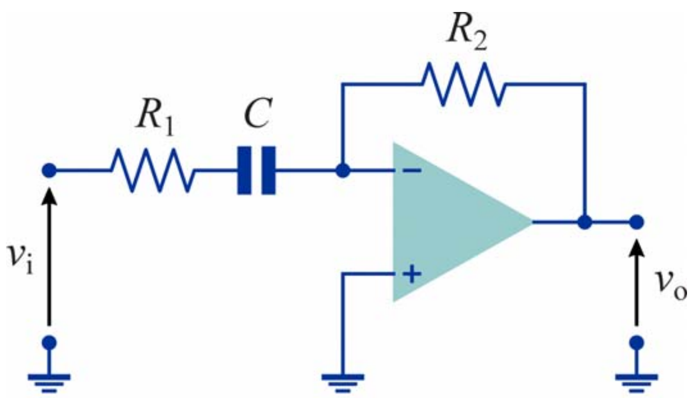
Filtro passa-alto invertente del 1° ordine

- Questo circuito si comporta come un filtro passa-alto del primo ordine
- La pulsazione di taglio è

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 C}$$

- Il guadagno in continua vale

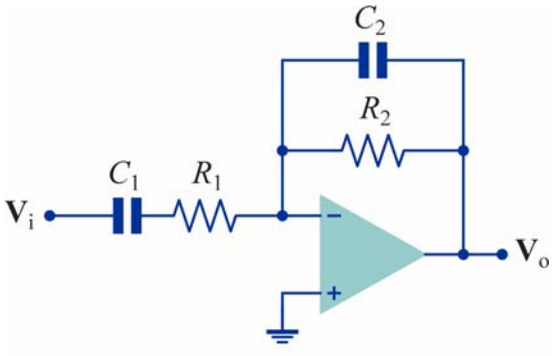
$$H_0 = -\frac{R_2}{R_1}$$



40

Filtro passa-banda

- Combinando i due circuiti precedenti è possibile ottenere un filtro passa-banda



- In questo caso la funzione di trasferimento è

$$\mathbf{H}(s) = \frac{\mathbf{V}_o}{\mathbf{V}_i} = -\frac{R_2}{R_1}\frac{R_1C_1s}{(1+R_1C_1s)(1+R_2C_2s)} = -H_0\frac{\dfrac{s}{\omega_1}}{\left(1+\dfrac{s}{\omega_1}\right)\left(1+\dfrac{s}{\omega_2}\right)}$$

Filtro passa-banda

- Nell'ipotesi che le due pulsazioni di taglio soddisfino la condizione

$$\omega_1 = \frac{1}{R_1C_1} < \omega_2 = \frac{1}{R_2C_2}$$

per ω compreso tra ω_1 e ω_2 il guadagno vale

$$H_0 = \frac{R_2}{R_1}$$ (guadagno di centro banda)

- Al di fuori della banda passante il guadagno diminuisce con pendenza 20 dB/decade