

Amplificatori operazionali

Parte 3

www.die.ing.unibo.it/pers/mastri/didattica.htm
(versione del 17-5-2016)

Amplificatori operazionali non ideali

- Il comportamento degli amplificatori operazionali reali può discostarsi dal modello ideale per diversi motivi
 - ◆ Guadagno finito
 - ◆ Saturazione
 - ◆ CMRR finito
 - ◆ Resistenza di ingresso finita
 - ◆ Resistenza di uscita non nulla
 - ◆ Larghezza di banda limitata
 - ◆ Massima corrente in uscita limitata
 - ◆ Errori in continua
 - Tensione di offset
 - Correnti di polarizzazione
 - ◆ Slew rate limitato
- La saturazione e il CMRR sono stati già trattati nelle parti precedenti
- Di seguito verranno presi in esame gli effetti dovuti alle altre non idealità

Retroazione

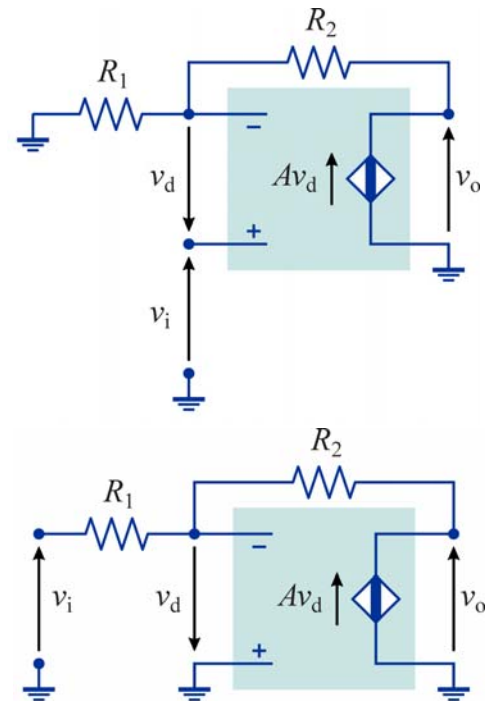
- Se si tiene conto del fatto che nella regione lineare il guadagno ad anello aperto A non è finito, si ottengono, per le configurazioni non invertente e invertente, le relazioni seguenti

Amplificatore non invertente

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

Amplificatore invertente

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



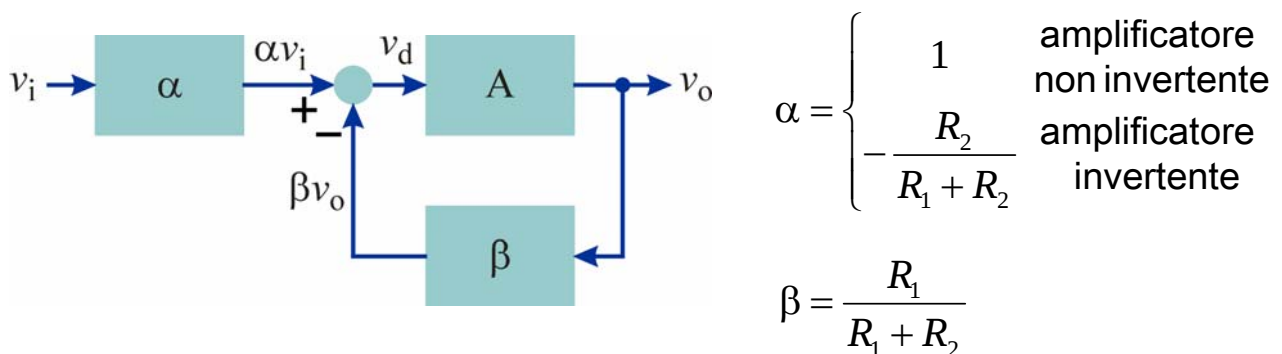
3

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



- 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

4

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

- ◆ $A_f = \frac{A}{1 + A\beta}$ 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**

5

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)

6

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

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

7

Desensibilizzazione del guadagno

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

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

- 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

8

Effetto del guadagno ad anello aperto finito

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

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

si ottiene

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

- 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

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

9

Esempio

		Amplificatore invertente			Amplificatore non invertente		
R_1	R_2	A_{vid}	A_v	$\varepsilon\%$	A_{vid}	A_v	$\varepsilon\%$
10 k Ω	10 k Ω	-1	-0.99998	-0.002%	2	1.99996	-0.002%
10 k Ω	100 k Ω	-10	-9.9989	-0.011%	11	10.9988	-0.011%
10 k Ω	1 M Ω	-100	-99.899	-0.101%	101	100.898	-0.101%
10 k Ω	10 M Ω	-1000	-990.089	-0.991%	1001	991.079	-0.991%

Guadagno ad anello aperto: $A = 10^5$

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

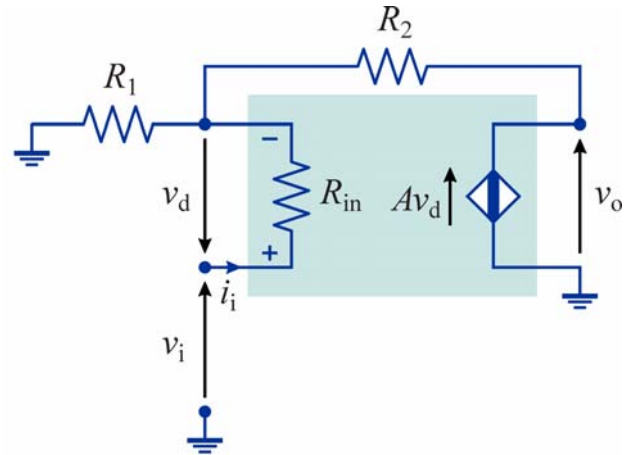
$$R'_{in} = \frac{v_i}{i_i}$$

ha valore finito

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

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

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



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

11

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

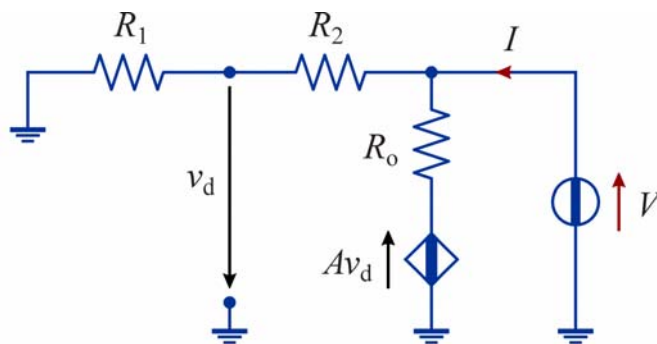
$$R'_{in} = \frac{v_i}{i_i} = R_{in}(1 + A\beta)$$

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

12

Effetto della resistenza di uscita non nulla

- Idealmente la resistenza di uscita di un 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)



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

13

Effetto della resistenza di uscita non nulla

- Si può notare che $v_d = -\beta V$
- Di conseguenza la corrente I è

$$\left(\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

$$I = \frac{V - Av_d}{R_o} + \frac{V}{R_1 + R_2} = V \cdot \left(\frac{1 + A\beta}{R_o} + \frac{1}{R_1 + R_2} \right)$$

- Normalmente il secondo termine entro la parentesi è trascurabile rispetto al primo quindi

$$R'_o = \frac{V}{I} \approx \frac{R_o}{1 + A\beta}$$

- Se $A\beta \gg 1$, per effetto della retroazione si ha $R'_o \ll R_o$
- Per esempio, per un inseguitore di tensione ($R_1 \rightarrow \infty \Rightarrow \beta = 1$) realizzato con un amplificatore operazionale con $A = 10^5$ e $R_o = 100 \, \Omega$ risulta $R'_o \approx 1 \, \text{m}\Omega$

14

Linearizzazione

- Si considera il caso in cui l'amplificatore A ha una caratteristica di trasferimento non lineare

$$v_o = f(v_d)$$

- La tensione differenziale di ingresso è

$$v_d = v_i - \beta v_o$$

- In queste condizioni la pendenza della caratteristica di trasferimento dell'amplificatore in retroazione (**guadagno differenziale**) è

$$\frac{dv_o}{dv_i} = \frac{df}{dv_i} = \frac{df}{dv_d} \frac{dv_d}{dv_i} = \frac{df}{dv_d} \left(1 - \beta \frac{dv_o}{dv_i} \right)$$

cioè

$$\frac{dv_o}{dv_i} = \frac{df/dv_d}{1 + \beta df/dv_d}$$

15

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 $f(v_d)$

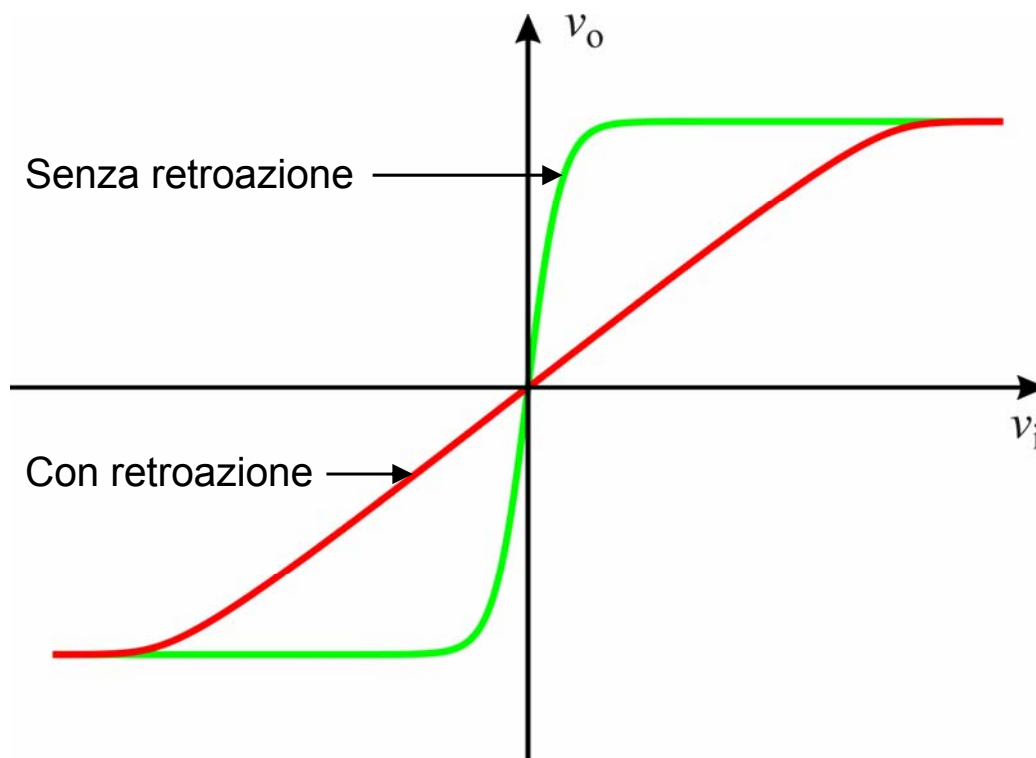
- Infatti si ha una riduzione maggiore della pendenza della caratteristica nei tratti a pendenza più elevata e minore nei tratti a pendenza minore
- Al limite, nei tratti in cui il guadagno differenziale è molto elevato la pendenza diviene praticamente costante ed è determinata unicamente dalla rete di retroazione

$$\beta \frac{df}{dv_d} \gg 1 \Rightarrow \frac{dv_o}{dv_i} \approx \frac{1}{\beta}$$

16

Linearizzazione

Esempio



17

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

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} \quad \text{Modello a un polo}$$

A_0 = guadagno ad anello aperto in continua

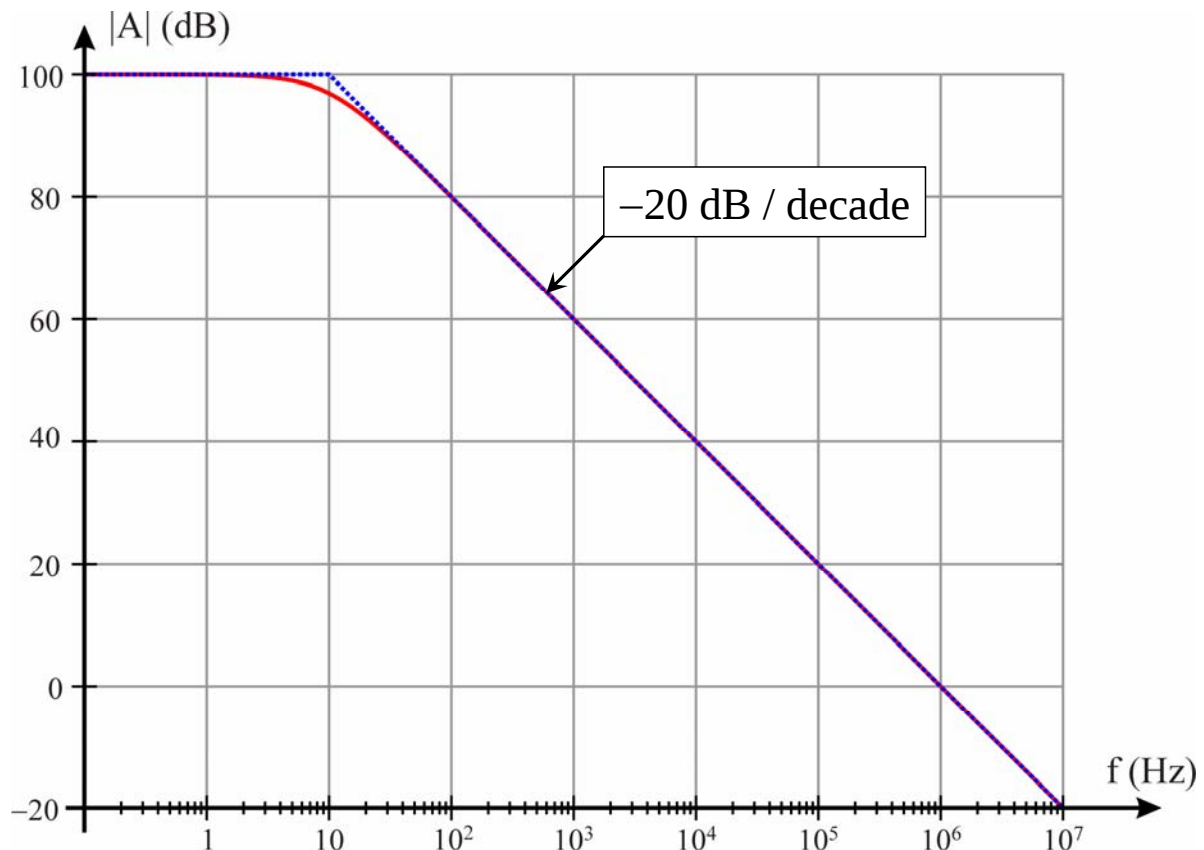
ω_0 = pulsazione dei taglio

$f_0 = \omega_0 / (2\pi)$ = 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**)

18

Risposta in frequenza di un amplificatore operazionale



19

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**)

20

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 $f_{UG} \gg f_0$, si ha

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

- Inoltre, per $f_{UG} \gg f_0$ 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})

21

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

$$\begin{aligned} A_v(j\omega) &= \frac{V_o}{V_i} = \alpha \frac{A(j\omega)}{1 + A(j\omega)\beta} = \alpha \frac{A_0/(1 + j\omega/\omega_0)}{1 + A_0\beta/(1 + j\omega/\omega_0)} = \\ &= \alpha \frac{A_0/(1 + A_0\beta)}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0(1 + A_0\beta)}} = \alpha \frac{A_{0f}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{0f}}} \end{aligned}$$

- dove

- ♦ $A_{0f} = \frac{A_0}{1 + A_0\beta}$ è il **guadagno in continua ad anello chiuso**

- ♦ $\omega_{0f} = \omega_0(1 + A_0\beta)$ è la **frequenza di taglio ad anello chiuso**

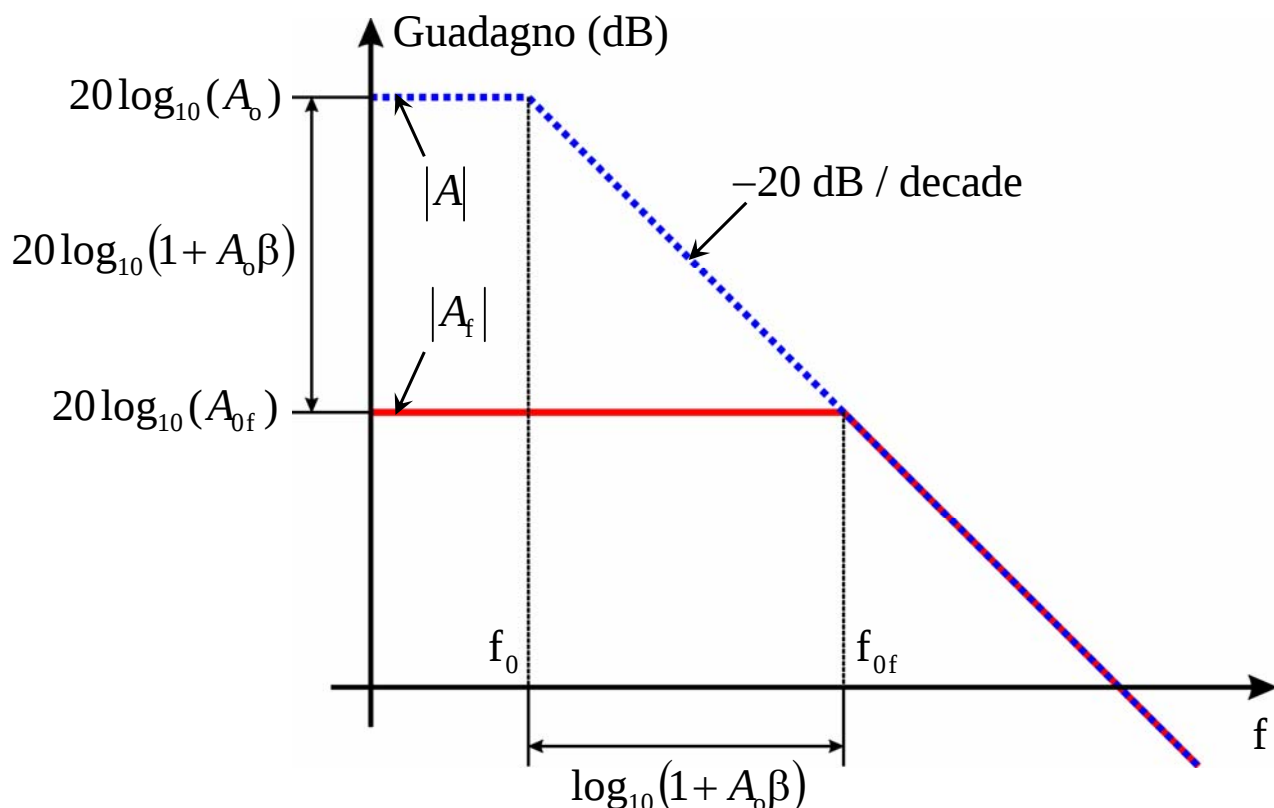
22

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
$$GBW = f_{UG}$$

23

Prodotto guadagno – larghezza di banda



24

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 $A_0\beta \gg 1$ il guadagno in continua ad anello chiuso è

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

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

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

25

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

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

26

Esempio

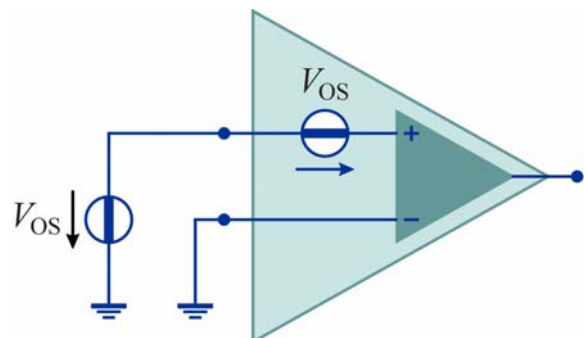
$$A_0 = 10^5 \quad \text{GBW} = 1 \text{ MHz}$$

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

27

Tensione di offset

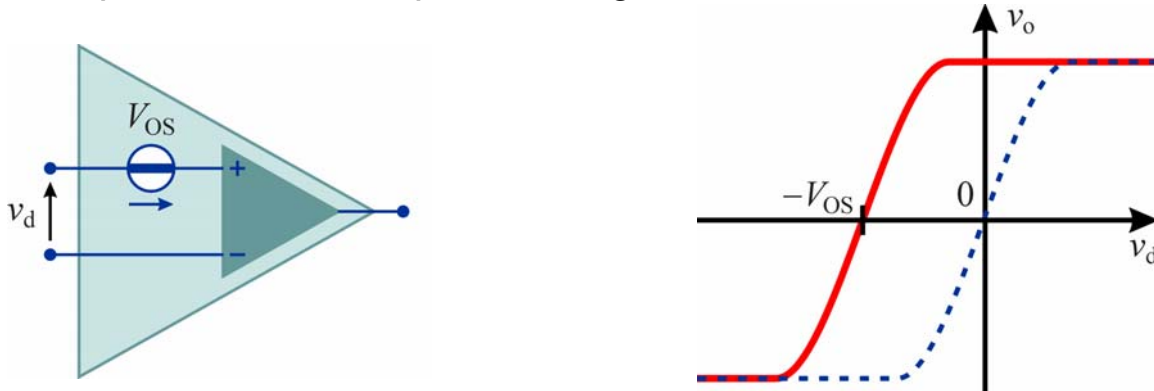
- Se le tensioni applicate agli ingressi di un amplificatore operazionale sono nulle, anche la tensione di uscita dovrebbe essere nulla
- In pratica, a causa di asimmetrie dello stadio di ingresso, in queste condizioni si ottiene una tensione diversa da zero
- La tensione di uscita può essere azzerata collegando un generatore di tensione di valore V_{OS} (**tensione di offset**) con opportuna polarità ad uno degli ingressi (la polarità di V_{OS} non è nota a priori)
- I valori tipici di V_{OS} sono dell'ordine di qualche mV
- ➔ L'amplificatore operazionale si comporta come se internamente fosse presente un generatore di tensione V_{OS} con polarità opposta rispetto al generatore esterno



28

Tensione di offset

- La tensione di offset determina una traslazione della caratteristica ingresso-uscita dell'amplificatore operazionale, che di conseguenza non è più simmetrica rispetto all'origine

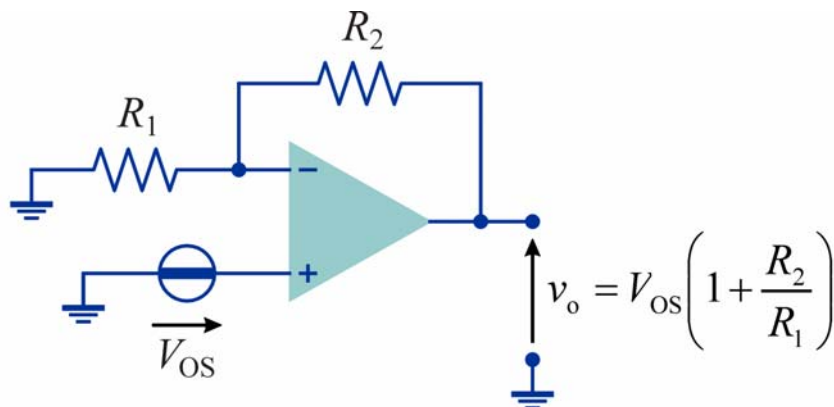


- Quando l'operazionale si trova nella regione lineare, la tensione v_d non è nulla ma è uguale a $-V_{OS}$

29

Tensione di offset

- Azzerando l'ingresso gli amplificatori invertente e non invertente assumono la stessa configurazione
- In entrambi i casi l'effetto della tensione di offset sull'uscita può essere determinato mediante questo circuito



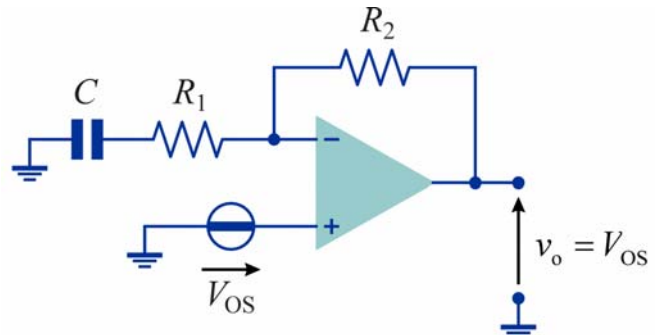
- La tensione in uscita è uguale alla tensione di offset moltiplicata per il guadagno corrispondente all'amplificatore non invertente

30

Tensione di offset

- Se l'amplificatore non deve trattare segnali in continua o a frequenze molto basse, sia nel caso non invertente che in quello invertente, si può ridurre l'effetto della tensione di offset sulla tensione di uscita inserendo un condensatore C in serie a R_1
- In continua C si comporta come un aperto, quindi, dal punto di vista di V_{OS} , l'amplificatore si riduce ad un inseguitore di tensione
- Il condensatore, sia nel caso non invertente che in quello invertente, determina una riduzione del guadagno a bassa frequenza
- La frequenza di taglio, per cui il guadagno risulta inferiore di 3 dB al guadagno ad alta frequenza è

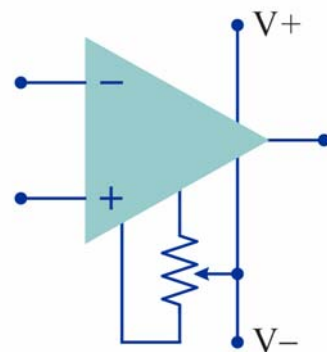
$$f_t = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$



31

Tensione di offset

- Di solito gli amplificatori operazionali dispongono di una coppia di terminali aggiuntivi a cui può essere collegato un circuito esterno per la compensazione della tensione di offset (la cui struttura dipende dal tipo di operazionale considerato)
- Nel caso più comune questi terminali vengono collegati mediante un potenziometro all'alimentazione negativa
- Spostando il cursore del potenziometro dalla posizione centrale si introduce uno "sbilanciamento" nel circuito con cui si può compensare l'effetto dell'asimmetria dello stadio di ingresso dell'operazionale



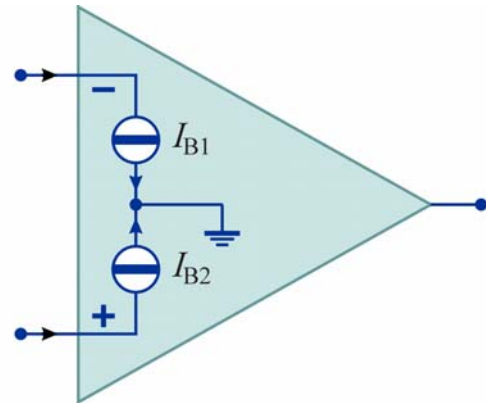
32

Correnti di polarizzazione

- Per far funzionare l'amplificatore operazionale occorre che ai suoi terminali di ingresso vengano fornite delle correnti continue I_{B1} , I_{B2} dette **correnti di polarizzazione di ingresso**
- Queste correnti possono essere rappresentate mediante due generatori di corrente collegati tra gli ingressi e la massa
- E' importante notare che la presenza di queste correnti non è in relazione col fatto che la resistenza di ingresso dell'amplificatore operazionale ha valore finito
- I valori di I_{B1} e I_{B2} di solito non sono uguali e la loro differenza

$$I_{OS} = |I_{B1} - I_{B2}|$$

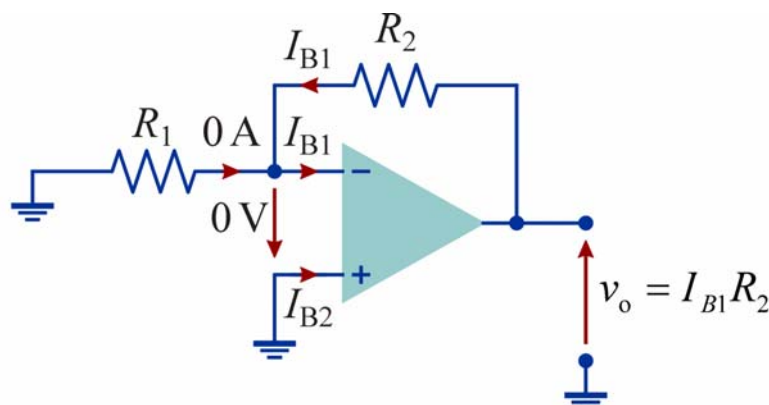
è detta **corrente di offset ingresso**



33

Correnti di polarizzazione

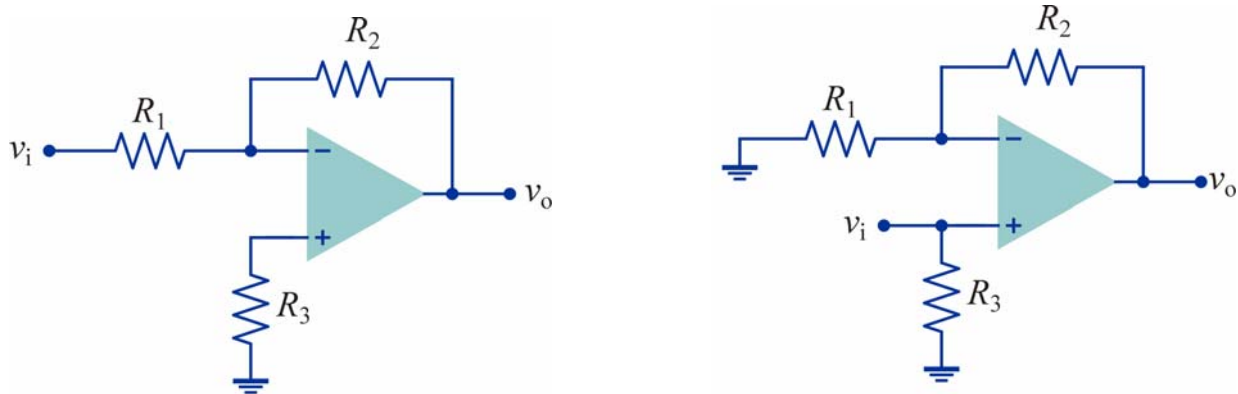
- Per gli amplificatori operazionali realizzati con transistori bipolari i valori tipici delle correnti di polarizzazione sono dell'ordine di 100 nA, mentre il valore della corrente di offset è dell'ordine di 10 nA
- Sia nel caso dell'amplificatore invertente, sia in quello dell'amplificatore non invertente, l'effetto delle correnti di polarizzazione sull'uscita può essere determinato mediante questo circuito



34

Correnti di polarizzazione

- L'effetto delle correnti di polarizzazione sull'uscita può essere ridotto inserendo una resistenza tra l'ingresso non invertente e la massa

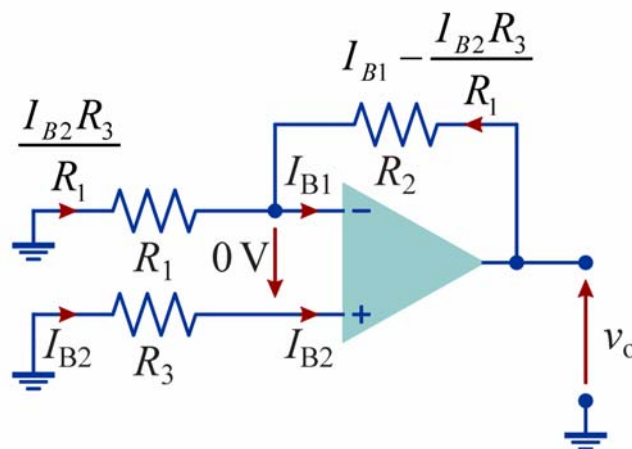


- La presenza di R_3 non modifica il guadagno degli amplificatori
- Nel caso non invertente la resistenza di ingresso diviene uguale a R_3

35

Correnti di polarizzazione

- In questo modo, per entrambe le configurazioni si ottiene



$$v_0 = -I_{B2}R_3 + R_2 \left(I_{B1} - I_{B2} \frac{R_3}{R_1} \right) = \frac{R_1 R_2 I_{B1} - (R_1 + R_2) R_3 I_{B2}}{R_1}$$

36

Correnti di polarizzazione

- Se le correnti di polarizzazione fossero uguali si potrebbe azzerare la tensione di uscita ponendo $R_3 = R_1 // R_2$

$$v_0 = 0 \Rightarrow R_1 R_2 - (R_1 + R_2) R_3 = 0 \Rightarrow R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

- In pratica, con questo valore di R_3 si ottiene

$$|v_0| = R_2 |I_{B1} - I_{B2}| = R_2 I_{OS}$$

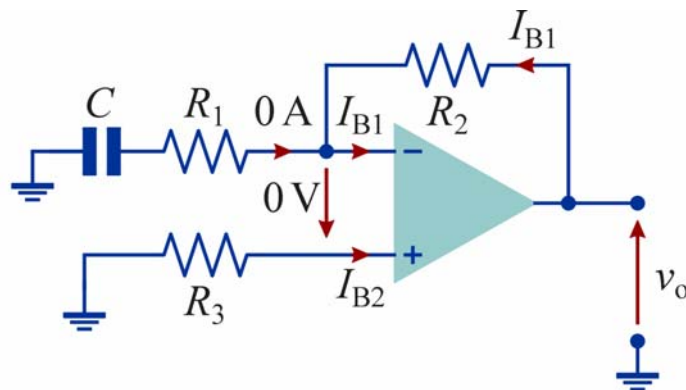
che, normalmente, corrisponde ad una riduzione della tensione di uscita di circa un ordine di grandezza

37

Correnti di polarizzazione

- Se è presente un condensatore in serie a R_1 la corrente I_{B1} non può circolare attraverso R_1 , quindi la tensione in uscita è

$$v_0 = R_2 I_{B1} - I_{B2} R_3$$

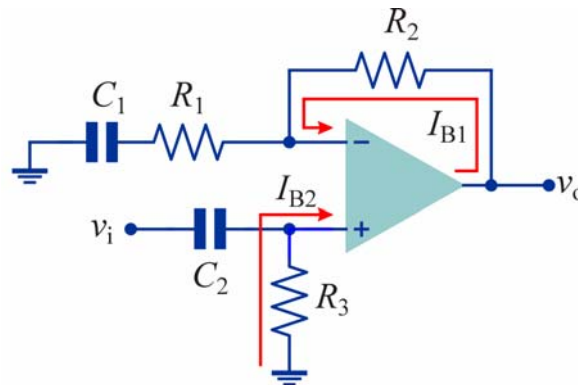


- In questo caso per ridurre l'effetto delle correnti di polarizzazione si deve avere $R_3 = R_2$

38

Correnti di polarizzazione

- E' importante notare che, affinché l'amplificatore operazionale possa funzionare correttamente, occorre che i suoi ingressi non risultino isolati in continua, ma che nel circuito siano presenti percorsi attraverso i quali possano circolare le correnti di polarizzazione
- Ad esempio nel circuito seguente la resistenza R_3 è necessaria per consentire la circolazione di I_{B2}
 - ◆ Se si elimina R_3 l'ingresso non invertente rimane isolato in continua e l'amplificatore non funziona



39

Massima corrente in uscita

- La corrente di uscita di un amplificatore operazionale non può superare, in modulo, un valore limite tipicamente dell'ordine di qualche decina di mA
- Se il circuito richiede all'amplificatore operazionale una corrente maggiore, l'amplificatore eroga la corrente massima mentre la tensione di uscita si riduce

40

Slew-rate

- In un amplificatore operazionale reale la velocità di variazione della tensione di uscita non può superare un valore limite detto **slew-rate** (velocità di risposta)

$$SR = \max\left(\frac{dv_o}{dt}\right)$$

- I valori tipici sono dell'ordine dei V/ μ s
- Questa limitazione è dovuta a fenomeni non lineari (saturazione dello stadio di ingresso dell'amplificatore operazionale) e non è in relazione con la larghezza di banda finita dell'amplificatore operazionale

41

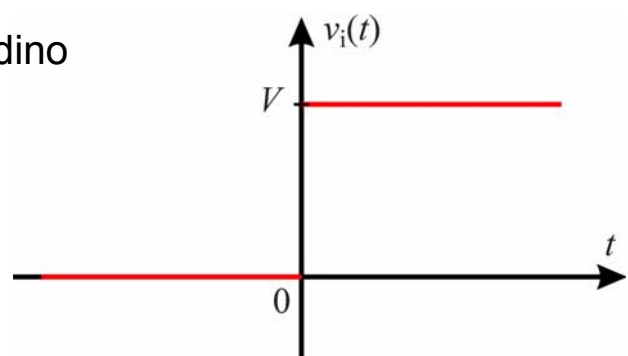
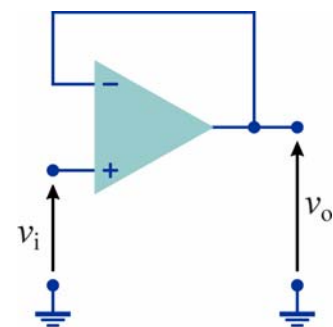
Esempio

- Si considera un inseguitore di tensione ($\beta = 1$)
- La funzione di trasferimento è

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{UG}}}$$

- Si assume che l'ingresso sia un gradino di ampiezza V

$$v_i(t) = V u(t)$$

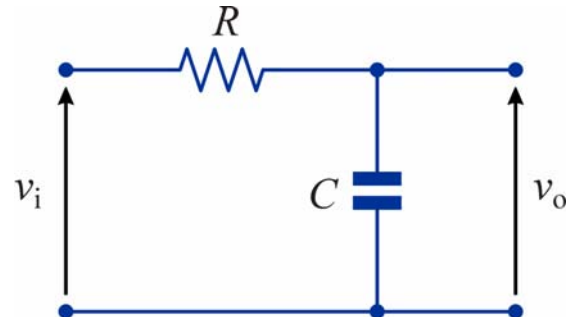


42

Esempio

- La funzione di trasferimento dell'inseguitore coincide con quella di un circuito RC con costante di tempo $\tau = RC = 1/\omega_{UG}$

$$\mathbf{V}_o = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \mathbf{V}_i = \frac{1}{1 + j\omega RC} \mathbf{V}_i$$



- Quindi anche la risposta ad un ingresso a gradino deve coincidere quella di un circuito RC elementare

$$v_o(t) = -V e^{-t/\tau} + V = V(1 - e^{-\omega_{UG}t})$$

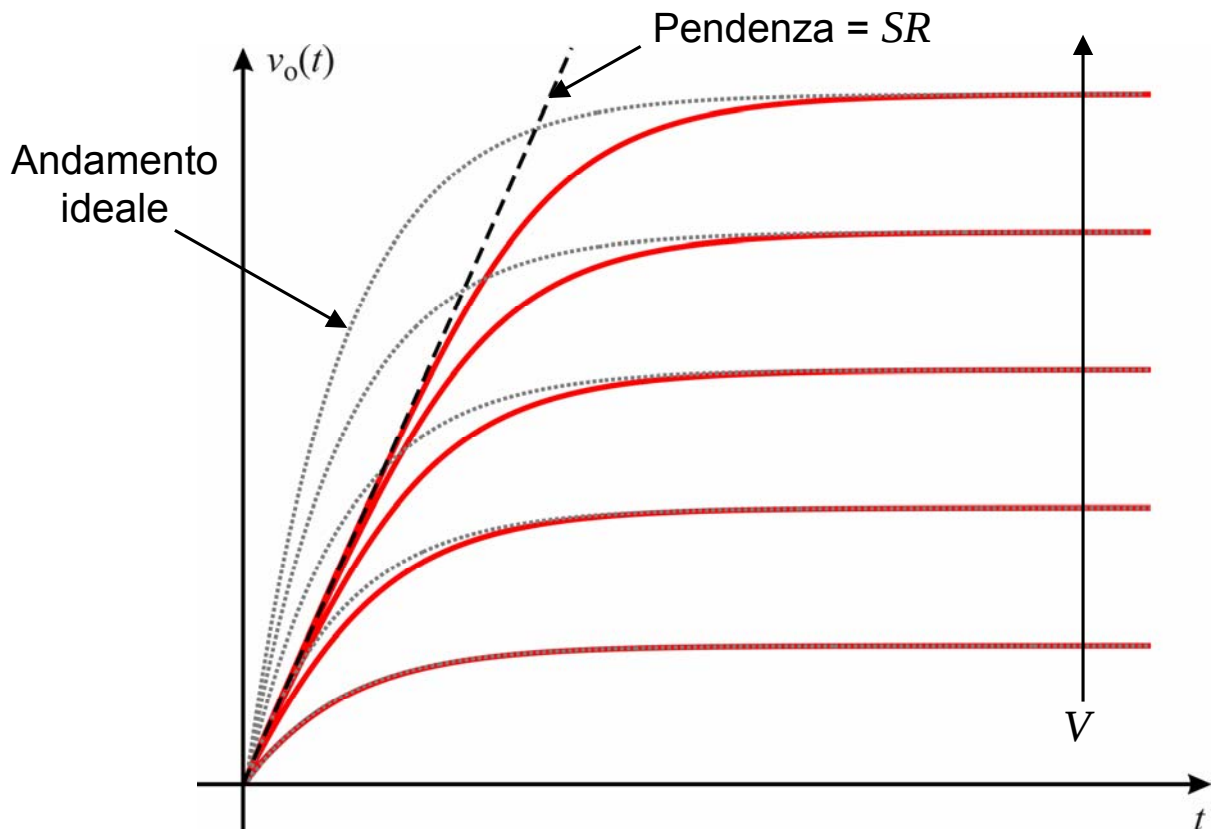
43

Esempio

- Il valore massimo della derivata della tensione di uscita si ha per $t = 0$ ed è $\omega_{UG}V$
- Per valori di V tali che $\omega_{UG}V \leq SR$ la tensione di uscita tende con legge esponenziale a V
- Valori più elevati di V comporterebbero valori della derivata di v_o maggiori di SR
- ➔ Nel tratto iniziale la tensione di uscita aumenta con la massima velocità possibile, quindi cresce linearmente con pendenza SR

44

Esempio



45

Larghezza di banda a piena potenza

- Per una tensione sinusoidale $v(t) = V_M \cos(\omega t)$ il valore massimo della derivata è

$$\max\left(\frac{dv}{dt}\right) = \omega V_M$$

- Si considera una tensione di uscita sinusoidale con ampiezza pari al valore della tensione di saturazione V_{sat}
- Il valore massimo della frequenza per cui l'uscita non è distorta, f_M , deve soddisfare la condizione

$$2\pi f_M V_{\text{sat}} = SR \Rightarrow f_M = \frac{SR}{2\pi V_{\text{sat}}}$$

- La frequenza f_M definisce la **larghezza di banda a piena potenza**
- Per valori maggiori di frequenza, l'ampiezza massima V_{oM} per cui l'uscita risulta indistorta è minore

$$2\pi f V_{\text{oM}} = 2\pi f_M V_{\text{sat}} = SR \Rightarrow V_{\text{oM}} = V_{\text{sat}} \frac{f_M}{f}$$

46

Esempio

