

I parametri dell'amplificatore operazionale reale

Gli amplificatori operazionali disponibili in commercio sono realizzati mediante circuiti integrati monolitici e hanno un funzionamento che si avvicina fortemente a quello dei componenti ideali trattati nei paragrafi precedenti.

Nelle applicazioni circuitali l'amplificatore operazionale reale può essere schematizzato mediante il circuito equivalente di FIGURA 1, che ne descrive il comportamento dalla continua fino alla frequenza di taglio superiore f_H .

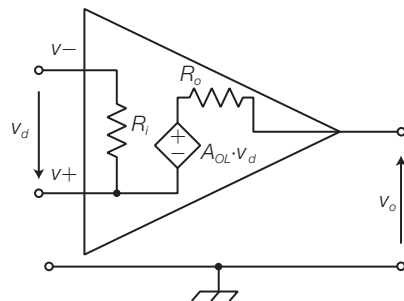


FIGURA 1 Circuito equivalente dell'amplificatore operazionale

Con riferimento al circuito equivalente di FIGURA 1 si definiscono i parametri caratteristici degli amplificatori operazionali reali, riportando nella TABELLA 1 i valori dei parametri di alcuni componenti commerciali.

R_i : resistenza d'ingresso differenziale (*differential input resistance*)

Resistenza tra i due ingressi dell'amplificatore operazionale nel collegamento in catena aperta. Vale alcuni M Ω negli amplificatori operazionali con stadi d'ingresso a BJT, mentre in quelli a FET si ha $R_i \rightarrow \infty$.

V_{os} : tensione di fuori-zero d'ingresso (*input offset voltage*)

Tensione che deve essere applicata ai morsetti d'ingresso affinché la tensione d'uscita sia nulla.

Nelle connessioni *ad anello chiuso* (sia invertente che non invertente) si può rappresentare la tensione di offset come un generatore collegato all'ingresso non invertente; in assenza di segnale in ingresso l'offset provoca una tensione di offset d'uscita V_{oo} data da:

$$V_{oo} = V_{os} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

per cui è possibile ridurre gli effetti di V_{os} sulla tensione d'uscita, mantenendo limitato il valore del rapporto R_2/R_1 e quindi il guadagno ad anello

Parametro	Ideale	Ingresso a BJT			Ingresso a FET	
		741C	LM301A	LMH6703	TL081/LF351	CA3140
R_i	∞	2 M Ω	800 k Ω	1 M Ω	10 ¹² Ω	1,5 · 10 ¹² Ω
V_{os}	0	2 mV	1 mV	7 mV	5 mV	2 mV
I_{bias}	0	80 nA	120 nA	7 μ A	50 pA	10 pA
I_{os}	0	20 nA	40 nA	0,5 nA	25 pA	0,5 pA
V_{in}	$+V_{CC}$ $-V_{EE}$	± 14 V	± 14 V	$\pm 3,4$ V	± 14 V	+13 V -14,4 V
R_o	0	75 Ω	-	0,05 Ω	75 Ω	60 Ω
V_{out}	$+V_{CC}$ $-V_{EE}$	± 14 V	± 14 V	$\pm 3,4$ V	$\pm 13,5$ V	+13 V -14,4 V
I_{sc}	-	25 mA	-	90 mA	25 mA source 17 mA sink	40 mA source 18 mA sink
A_{OL}	∞	2 · 10 ⁵	1,6 · 10 ⁵	1 ÷ 10	1 · 10 ⁵	1 · 10 ⁵
SR	∞	0,5 V/ μ s	0,5 V/ μ s	4200 V/ μ s	13 V/ μ s	7 V/ μ s
GBP = f_T	∞	1 MHz	1 MHz	1,2 GHz	4 MHz	1 MHz
CMRR	∞	90 dB	90 dB	47 dB	100 dB	90 dB

TABELLA 1 Valori dei parametri caratteristici di alcuni amplificatori operazionali commerciali.

chiuso dell'amplificatore. I valori tipici di V_{os} vanno dalle decine di μ V ad alcuni mV.

I_{bias} : corrente di polarizzazione d'ingresso (input bias current)

È la media tra le correnti di polarizzazione assorbite dagli ingressi.

Nel caso ideale o con ingresso a FET, non vi è assorbimento di corrente di polarizzazione da parte degli ingressi, mentre gli ingressi a BJT assorbono correnti che, a causa di lievi differenze tra i componenti, possono risultare anche diverse tra loro.

Queste correnti, circolando nelle resistenze collegate agli ingressi, li portano a potenziali diversi e, di conseguenza, nei circuiti ad anello chiuso si ha un'uscita non nulla anche con $v_d = 0$.

Nelle configurazioni ad anello chiuso di amplificatori operazionali in tecnologia bipolare, è possibile annullare gli effetti delle I_{bias} (supposte uguali per i due ingressi), collegando all'ingresso non invertente una resistenza (FIGURA 2):

$$R_3 = R_1 // R_2$$

Tale resistenza deve essere collocata tra v_+ e massa nello schema invertente e tra l'ingresso di segnale e v_+ nello schema non invertente.

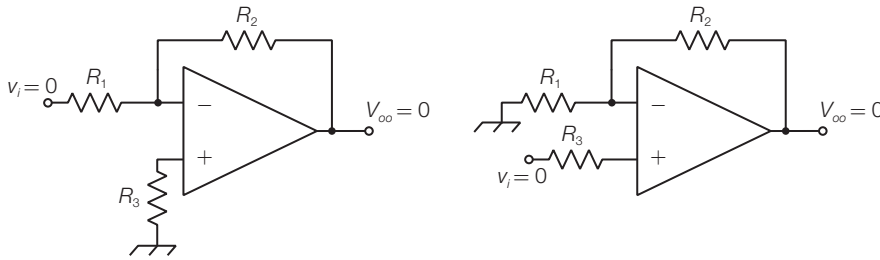


FIGURA 2 Resistenza di compensazione degli effetti di I_{bias} nello schema: **A)** invertente; **B)** non invertente.

I_{os} : corrente di fuori-zero d'ingresso (*input offset current*)

È la differenza tra le correnti di polarizzazione dei due ingressi:

$$I_{os} = I_{bias+} - I_{bias-}$$

I due valori di I_{bias} possono essere diversi a causa di asimmetrie nello stadio differenziale d'ingresso.

La I_{bias} provoca un'uscita non nulla anche con $v_d = 0$ e la resistenza R_3 non è in grado di annullare questo effetto, perché è stata dimensionata nell'ipotesi che le due correnti fossero uguali.

Per limitare gli effetti di I_{os} sulla tensione d'uscita nelle connessioni ad anello chiuso si deve limitare il valore di R_2 ; infatti si dimostra che il contributo di I_{os} sull'offset in uscita è:

$$V_{oo} = I_{os} \cdot R_2$$

Riassumendo, sono stati definiti tre parametri (V_{os} , I_{bias} e I_{os}) che, soprattutto negli amplificatori operazionali con ingresso a BJT, producono una tensione d'uscita (V_{oo}) anche in assenza di segnale all'ingresso ($v_d = 0$).

Si è supposto che ciascuno dei parametri agisse in assenza degli altri due e si è concluso che, sull'uscita:

- l'effetto di V_{os} si riduce limitando il valore del rapporto R_2/R_1 ;
- l'effetto di I_{bias} si riduce disponendo una resistenza $R_3 = R_1 // R_2$ sull'ingresso non invertente;
- l'effetto di I_{os} si riduce limitando il valore di R_2 .

L'effetto globale dei tre parametri sull'uscita (*offset*) si ottiene per sovrapposizione degli effetti, ma può succedere che, nonostante gli accorgimenti citati, l'insieme produca ancora un offset di tensione.

Si provvede all'annullamento dell'*offset residuo* mediante un potenziometro (valore tipico 10 k Ω), inserito tra due pin opportunamente previsti negli integrati (l'1 e il 5 per il 741 in FIGURA 3). La compensazione dell'offset è prevista anche negli amplificatori a FET; in effetti, il potenziometro crea uno sbilanciamento tra gli ingressi, capace di annullare fuori-zero di tensione d'uscita, indipendentemente dalla causa interna che li produce ed è essenziale nel caso di valori elevati del guadagno.

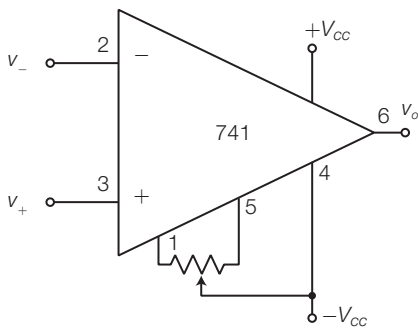


FIGURA 3 Potenziometro per la regolazione dell'offset di uscita nell'integrato 741.

V_{in} : campo di tensione d'ingresso (*input voltage range*)

Campo di possibili valori della tensione d'ingresso (tra ciascun ingresso e massa).

I valori caratteristici per i diversi tipi d'integrato sono specificati in TABELLA 1; in generale il modulo della massima tensione d'ingresso è $1 \div 2$ volt inferiore al modulo della tensione d'alimentazione, ma nei modelli più recenti (*rail-to-rail inputs*) può raggiungere il valore dell'alimentazione.

V_{out} : massima elongazione della tensione d'uscita (*output voltage swing*)

Valore massimo della tensione d'uscita che non provoca saturazione o distorsione del segnale. In genere la massima tensione d'uscita è $1 \div 2$ volt inferiore al modulo della tensione d'alimentazione, ma nei modelli più recenti (*rail-to-rail outputs*) può raggiungere il valore dell'alimentazione.

R_o : resistenza d'uscita (*output resistance*)

È la resistenza che si vede dall'uscita verso l'amplificatore, ad anello aperto; R_o ha valori tipici di alcune decine di ohm.

La resistenza d'uscita *ad anello chiuso*, sia per lo schema invertente che per quello non invertente, è data dall'espressione:

$$R_{out} = \frac{R_o}{A_{OL}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

I_{sc} : corrente di cortocircuito (*output short-circuit current*)

È la massima corrente d'uscita che l'amplificatore può fornire al carico, dell'ordine di alcune decine di mA.

Per alcuni componenti si specificano due valori: I_{sc} (*source*: con l'uscita collegata a $-V_{EE}$) e I_{sc} (*sink*: con l'uscita collegata a $+V_{CC}$).

A_{OL} : guadagno di tensione in catena aperta (*large signal voltage gain*)

Rapporto tra la massima ampiezza della tensione ai capi del carico e quella della tensione d'ingresso che la produce, in catena aperta.

È il guadagno intrinseco dell'amplificatore e mantiene il valore nominale (TABELLA 1) fino alla frequenza di taglio superiore f_H per poi decrescere in funzione della frequenza, con pendenza di -20 dB/decade.

Slew rate

È la massima velocità di variazione della tensione d'uscita, nel passaggio dalla saturazione positiva a quella negativa (o viceversa), in risposta a una tensione differenziale d'ingresso v_d a onda quadra.

$$SR = \frac{\Delta V_o}{\Delta t}$$

Lo slew rate esprime, in V/ μ s, la massima pendenza possibile per il segnale d'uscita.

Se la velocità di variazione del segnale teoricamente previsto in uscita (in termini di volt al μ s) supera lo slew rate del componente, il segnale d'uscita risulta distorto perché l'amplificatore operativo non riesce a seguirne le rapide variazioni.

In una connessione *ad anello chiuso*, affinché un segnale sinusoidale in ingresso non venga distorto, deve essere soddisfatta la relazione:

$$SR = V_{OM} \cdot 2\pi f \quad (1)$$

dove f è frequenza del segnale d'ingresso e V_{OM} è la massima ampiezza del segnale d'uscita.

DIMOSTRAZIONE

Un segnale sinusoidale $V_o = V_{OM} \sin(2\pi ft)$ ha la massima pendenza nei punti di flesso, per esempio nell'origine ($t = 0$) per la funzione seno. La pendenza della funzione si ricava mediante la sua derivata:

$$\frac{dv_o}{dt} = 2\pi f V_{OM} \cos(2\pi ft)$$

Poiché per $t = 0$ si ha $\cos(2\pi ft) = 1$, la relazione tra lo slew rate dell'amplificatore (massima pendenza raggiungibile in uscita), la frequenza e l'ampiezza del segnale è rappresentata dalla FORMULA 1.

In pratica, dato lo slew rate di un amplificatore, la FORMULA 1 definisce la relazione tra frequenza e ampiezza massima di un segnale sinusoidale, affinché non venga distorto.

ESEMPIO 1

A un amplificatore operativo TL081, connesso a inseguitore, viene applicato un segnale d'ingresso a gradino che porta l'uscita dalla saturazione positiva a quella negativa. Si determini il *tempo di salita* dell'uscita, dovuto allo slew rate.

SOLUZIONE

La commutazione dell'ingresso in un tempo nullo, produce una rampa in uscita, a causa dello slew rate. Il *tempo di salita* è il tempo necessario per portare il livello di segnale d'uscita da 1/10 a 9/10 del valore finale.

Dalla TABELLA 1 si rileva che, per il TL081: $V_{out} = \pm 13,5$ V e $SR = 13$ V/ μ s; ne deriva che il tempo di salita è quello necessario all'uscita per passare da $-12,25$ V a $+12,25$ V.

Dalla definizione di slew rate: $SR = \frac{\Delta V_o}{\Delta t}$, si ricava:

$$\Delta t = \frac{\Delta V_o}{SR} = \frac{24,3}{13} \cdot 10^{-6} = 1,87 \mu\text{s}$$

ESEMPIO 2

Calcolare la frequenza massima del segnale sinusoidale amplificabile da un amplificatore operazionale CA3140, volendo ottenere un segnale d'uscita con valor massimo $V_{om} = 4$ V, privo di distorsione da slew rate.

SOLUZIONE

Dalla TABELLA 1 si rileva, per il CA3140, uno slew rate $SR = 7$ V/ μ s, per cui dalla (1) si ottiene:

$$f = \frac{SR}{2\pi V_{om}} \leq \frac{7 \cdot 10^6}{6,28 \cdot 4} = 279 \text{ kHz}$$

La misura dello slew rate di un amplificatore operazionale viene effettuata nella connessione a inseguitore.

 f_t : frequenza di transizione (transition frequency)

È la frequenza per cui il guadagno in catena aperta A_{OL} assume valore unitario. Il valore tipico è dell'ordine dei MHz.

CMRR: rapporto di reiezione di modo comune (Common Mode Rejection Ratio)

Esprime il rapporto tra il guadagno differenziale e quello di modo comune; valuta la capacità del dispositivo di non amplificare segnali di modo comune (cioè il valor medio tra le tensioni d'ingresso).

Il guadagno differenziale è espresso dal rapporto $A_{OL} = v_o/v_d$ (FIGURA 4A),

mentre il guadagno di modo comune vale $G_{cm} = v_o/v_{cm}$ dove

$v_{cm} = \frac{v_+ + v_-}{2}$ (FIGURA 4B), per cui il CMRR è dato da:

$$CMRR = \frac{A_{OL}}{G_{cm}} \quad \text{o in decibel:} \quad CMRR_{dB} = 20 \log \frac{A_{OL}}{G_{cm}} \quad (2)$$

I valori tipici del CMRR per i componenti in commercio sono attorno al centinaio di dB.

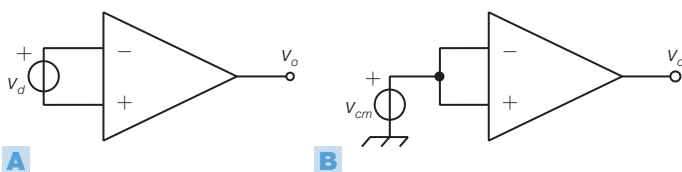


FIGURA 4 Connessione per ricavare il guadagno: **A)** differenziale; **B)** di modo comune.

ESEMPIO 3

Calcolare il valore del guadagno di modo comune dell'amplificatore operazionale 741.

SOLUZIONE

Dalla TABELLA 1 si rileva:

$$CMRR = 90 \text{ dB} \quad \text{e} \quad A_{OL} = 2 \cdot 10^5$$

Dalla FORMULA 2 si ricava:

$$\frac{A_{OL}}{G_{cm}} = 10^{\frac{CMRR_{dB}}{20}} = 10^{\frac{90}{20}} = 10^{4,5}$$

quindi il guadagno di modo comune risulta:

$$G_{cm} = \frac{A_{OL}}{10^{4,5}} = \frac{2 \cdot 10^5}{10^{4,5}} = 6,32$$

GBP: prodotto guadagno-larghezza di banda (Gain Bandwidth Product)

Il GBP (o GBW) è un parametro pari al prodotto costante tra il guadagno in centro banda A_{OL} e la larghezza di banda B :

$$GBP = B \cdot A_{OL} \quad (3)$$

La larghezza di banda (ad anello aperto) coincide con la frequenza di taglio superiore ($f_H \equiv B$), in quanto per gli amplificatori operazionali quella inferiore è $f_L = 0$, da cui segue che il valore del GBP coincide con la frequenza di transizione ($GBP = f_T \cdot 1$) a cui il guadagno è unitario.

La FIGURA 5 riporta la caratteristica che lega il guadagno in catena aperta alla frequenza (risposta in frequenza) dell'amplificatore operazionale 741 ($A_{OL} = 2 \cdot 10^5 \rightarrow |A_{OL}|_{dB} = 106$ dB e $f_T = GBP = 10^6$ Hz).

La frequenza di taglio f_H (ad anello aperto) vale:

$$f_H = \frac{GBP}{A_{OL}} = \frac{10^6}{2 \cdot 10^5} = 5 \text{ Hz}$$

dopo la quale il grafico scende con pendenza di -20 dB/decade.

Il significato pratico del GBP è il seguente: essendo costante il prodotto guadagno-larghezza di banda, se con la retroazione negativa si porta il guadagno per esempio al valore $G_{1dB} = 60$ dB ($G_1 = 1000$), la frequenza di taglio superiore sarà data da $f_{H1} = GBP / G_1 = 1$ kHz, come conferma il grafico in FIGURA 5. Con $G_{2dB} = 40$ dB ($G_2 = 100$) si ha $f_{H2} = GBP / G_2 = 10$ kHz, quindi rispetto a prima, riducendo il guadagno di dieci volte, la banda si è allargata di un fattore 10.

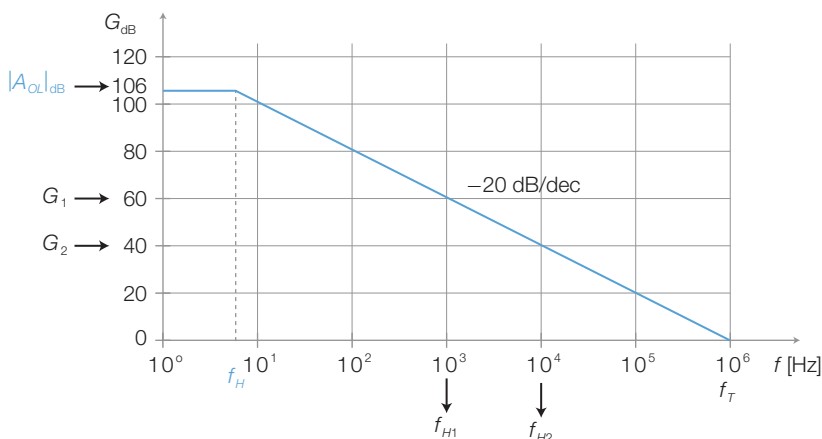


FIGURA 5 Risposta in frequenza ad anello aperto dell'amplificatore operazionale $\mu A741$.

In conclusione più si riduce il guadagno ad anello chiuso, dimensionando opportunamente i resistori delle varie configurazioni, più la banda passante si allarga.

Se il GBP di un amplificatore operazionale non consente di ottenere il guadagno e la larghezza di banda desiderati, si può suddividere il guadagno totale su due o più stadi, fissando per ognuno la banda opportuna.

Determinare la frequenza di taglio di un amplificatore operazionale TL081 collegato ad anello aperto oppure collegato in configurazione non invertente con $R_2 = 47 \text{ k}\Omega$ e $R_1 = 3,9 \text{ k}\Omega$.

SOLUZIONE

- 1) *Anello aperto*: per il TL081 dalla TABELLA 1 si rileva $A_{OL} = 10^5$ e $GBP = 4 \cdot 10^6 \text{ Hz}$, per cui la frequenza di taglio vale:

$$f_H = \frac{GBP}{A_{OL}} = \frac{4 \cdot 10^6}{10^5} = 40 \text{ kHz}$$

- 2) *Anello chiuso in configurazione non invertente*: il guadagno ora vale

$$G = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 13$$

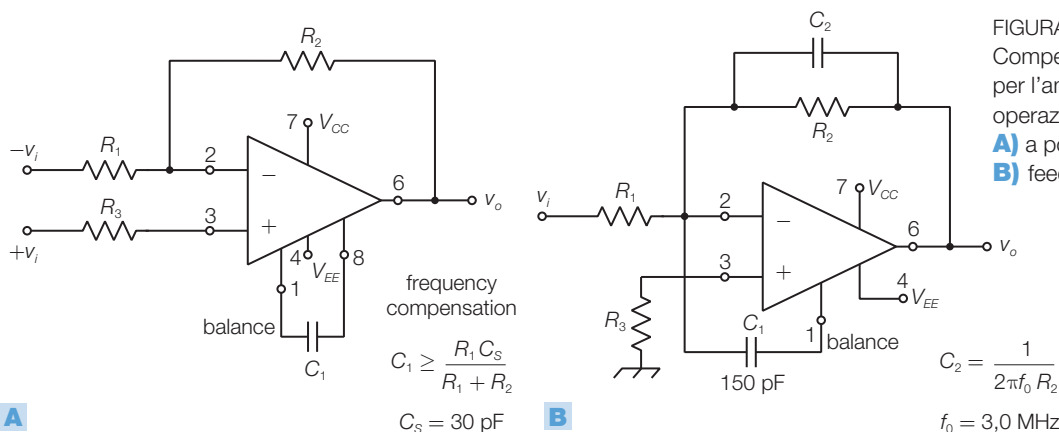
per cui la frequenza di taglio vale:

$$f_H = \frac{GBP}{A_{OL}} = \frac{4 \cdot 10^6}{10^5} = 40 \text{ kHz}$$

La compensazione in frequenza degli amplificatori operazionali

La risposta in frequenza dell'amplificatore operazionale riportata in FIGURA 5 è di tipo passa basso a un polo (1° ordine) e il valore di f_H in catena aperta è molto basso a causa di una capacità di compensazione interna utile a prevenire fenomeni di oscillazione. Per modificare la risposta, in molti componenti commerciali, come l'LM301A in FIGURA 6A, è previsto l'inserimento di condensatori di compensazione esterni, con le seguenti possibilità.

- **Compensazione a polo singolo**: il costruttore predispone una coppia di pin cui deve essere collegato un condensatore C_1 (FIGURA 6A); al diminuire del valore di C_1 , da alcune decine di pF ad alcuni pF, il GBP dell'amplificatore aumenta. Il legame guadagno-frequenza si modifica come indicato in FIGURA 7, mantenendo una pendenza di -20 dB/decade .



- **Compensazione feedforward**: utilizza un condensatore esterno C_1 , posto tra l'ingresso invertente e un pin apposito (FIGURA 6B), con lo scopo di separare i percorsi dei segnali ad alta frequenza da quelli a frequenza più bassa. La configurazione è indicata per amplificatori operazionali collegati in catena chiusa, in schema invertente.

In questo modo i segnali a frequenza più elevata compiono un percorso interno all'amplificatore attraverso un numero di stadi inferiore rispetto a quelli di frequenza bassa, ottenendo gli stessi effetti della compensazione a un polo (pendenza -20 dB/decade e aumento della banda al diminuire della capacità esterna, come indicato in FIGURA 7), ma con l'impiego di condensatori di capacità più elevata (con $C_1 = 150$ pF si ottiene la stessa compensazione prodotta da una capacità $C_1 = 3$ pF nel sistema a un polo). Si inserisce anche un condensatore C_2 , in parallelo a R_2 , per limitare il valore del guadagno in alta frequenza, secondo la seguente relazione:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot R_2}$$

dove $f_0 = 3$ MHz rappresenta la frequenza di taglio.

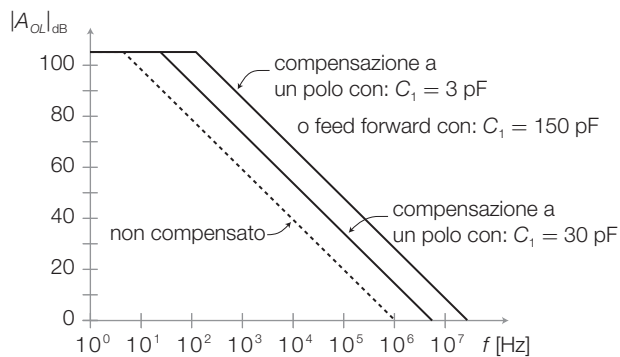


FIGURA 7 Confronto tra le risposte in frequenza ad anello aperto, non compensata e compensata.