



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI FIRENZE

**DIPARTIMENTO
DI
INGEGNERIA ELETTRONICA**

**Analisi dei problemi di stabilità' connessi a carichi
di tipo capacitivo negli amplificatori operazionali:
criteri di progetto di reti di compensazione in fase**

Dott. Ing. L. Capineri

Report N.960103 Gennaio 1996



Indice

Introduzione	3
1. Generalita' sui metodi di compensazione per amplificatori operazionali reazionati	3
2. Analisi della stabilita' con i diagrammi di Bode in presenza di carichi capacitivi	5
3. Criteri di progetto di una rete di compensazione con anticipo di fase (Metodo 1).	6
4. Criteri di progetto di una rete di compensazione con metodo polo-zero (Metodo 2)	9
5. Compensazione in fase modificando la rete β (Metodo 3)	11
6. Compensazione per inseguitori di tensione a larga banda (Metodo 4)	14
7. Compensazione per amplificatori con ingresso differenziale (Metodo 5).	16
8. Bibliografia	18
Tabella di confronto fra i metodi di compensazione della fase	21

Introduzione.

Lo scopo di questo rapporto e' lo studio e il progetto di reti compensatrici per amplificatori operazionali in presenza di carichi capacitivi o di capacita' parassite. Considerando che molti degli amplificatori operazionali veloci oggi disponibili [1][2] e sono parzialmente compensati internamente, e' utile lo studio di reti di compensazione esterne in modo tale da garantire la stabilita' dell'amplificatore anche quando viene utilizzato in retroazione con basso guadagno ed in presenza di capacita' parassite in ingresso o per il pilotaggio di carichi capacitivi elevati come i cavi di collegamento.

Inoltre esistono ancora problemi reali di progettazione elettronica nei quali si deve tenere conto del problema della stabilita' quando sono presenti amplificatori operazionali. Infatti solo con una chiara visione delle cause che portano ad una limitata stabilita' si puo' pensare ad una rete di compensazione tale da non peggiorare altre caratteristiche dell'amplificatore operazionale.

Questo problema e' stato affrontato cercando di riassumere i concetti alla base delle varie tecniche di compensazione, studiando i loro effetti sulla stabilita' e secondariamente sullo slew-rate ed il rumore dell'amplificatore.

Si e' ritenuto utile fornire alcuni criteri di base per il progetto delle reti di compensazione i quali, anche se di validita' generale, devono essere utilizzati in modo interattivo con delle verifiche sperimentali. Infatti proprio per la mancanza di accurati modelli circuitali equivalenti di questi amplificatori, risulta difficile una verifica completa del progetto elettronico con simulazioni al calcolatore.

Ancora oggi nonostante che gli amplificatori operazionali siano dispositivi diffusi e sufficientemente facili da utilizzare nei progetti elettronici, si ripresenta in molti casi il problema dell'instabilita'. Mentre nei testi classici di elettronica e' ampiamente trattato il problema teorico della compensazione e delle relative applicazioni alle reti amplificatrici a componenti discreti [3][4][5][6], manca a mio avviso ancora oggi un testo che riassume le varie possibilita' offerte dalle tecniche di compensazione per gli amplificatori operazionali, le quali sono riportate in modo sparso su riviste e note tecniche delle case produttrici di amplificatori operazionali.

1. | Generalita' sui metodi di compensazione per amplificatori operazionali reazionati.

Per aumentare il margine di fase di un amplificatore operazionale si possono impiegare varie tecniche di compensazione, tra cui le principali sono [3]:

- 1) Compensazione a polo dominante (o per ritardo di fase),
- 2) Compensazione con anticipo di fase,
- 3) Compensazione in frequenza con cancellazione polo-zero.

Queste tecniche sono generali e possono essere applicate sia direttamente sulla funzione di trasferimento dell'amplificatore a catena aperta oppure agendo direttamente sulla rete β che modifica il guadagno di anello dell'amplificatore in retroazione. La compensazione puo' essere realizzata in due modi:

- a) Compensazione in frequenza,
- b) Compensazione di fase.

La differenza tra questi tre metodi risiede nel modo in cui viene aumentato il margine di fase [4]. Ad esempio il metodo con polo dominante modifica il guadagno spostando il primo polo in bassa frequenza, in modo tale che la pendenza alla frequenza di taglio sia di 20 dB/decade. Questa e' una tecnica di *compensazione in frequenza* la quale essenzialmente introduce una ulteriore rotazione della fase, circa 90°, fino alla frequenza di taglio e lascia inalterato l'andamento della fase alle alte frequenze. L'aumento del margine di fase e' ottenuto a scapito di una diminuzione della banda piuttosto che sul miglioramento della risposta in fase. Viceversa i metodi di *compensazione della fase* sono quelli che con opportune reti sfasatrici esterne all'amplificatore operazionale migliorano l'andamento della fase nella zona di attraversamento dell'asse a guadagno unitario senza pero' degradare molto altre caratteristiche come ad esempio la banda o l'impedenza di ingresso.

Uno degli obiettivi di questo lavoro oltre che a fornire criteri di progetto per le reti di compensazione della fase, e' anche quello di sensibilizzare il progettista sugli effetti collaterali della compensazione rispetto alle altre caratteristiche del circuito amplificatore (banda, rumore, impedenza di ingresso, slew-rate) in quanto solo raramente vengono evidenziate in modo organico dalla letteratura.

2. | Analisi della stabilita' con i diagrammi di Bode in presenza di carichi capacitivi.

La compensazione di fase puo' essere vantaggiosamente applicata per recuperare o migliorare il margine di fase nei casi in cui l'amplificatore debba pilotare elevati carichi capacitivi 100pF-10nF (tipo pilotaggio di linee a frequenze audio) o in presenza di capacita' parassite (nell'ordine di 10pF-100 pF) come nei recenti amplificatori operazionali a larga banda che operano fino alle centinaia di MHz [2].

Il diagramma di Bode in Fig. 1 mostra come la stabilita' sia degradata dalla presenza di un carico capacitivo. Il circuito rappresenta un amplificatore non invertente, quindi con reazione negativa di tensione-serie, e con resistenza di uscita R_0 . La capacita' di uscita C_L genera un polo a frequenza $f_p = 1 / (2\pi R_0 C_L)$, il quale cambia la pendenza di attraversamento dell'asse delle ascisse con una diminuzione o addirittura un annullamento del margine di fase. Si noti che si e' assunto un amplificatore compensato internamente (ad es. parzialmente compensato) che risulta stabile ad anello aperto. In presenza di reazione l'incrocio tra la retta $1/\beta$ e la risposta

ad anello aperto determina la fase a guadagno unitario e quindi la stabilita' risulta come ben noto tanto minore quanto piu' elevato e' il valore di β .

Nel caso di pilotaggio di un carico capacitivo la presenza del polo f_p causa un peggioramento della risposta dell'amplificatore. In particolare gli effetti sulla risposta dovuti ad una stabilita' limitata sono:

- 1) aumento del picco di sovraelongazione e delle oscillazioni della risposta al gradino;
- 2) risposta a banda non piatta;
- 3) diminuzione della banda.

Per il progettista sono interessanti dei valori di riferimento per il margine di fase: e' comunemente accettato che un margine di fase tra 45° e 60° e' sufficiente per avere un picco di sovraelongazione del 30% ed un picco della risposta in banda che non eccede +3 dB.

Dall'analisi grafica del diagramma di Bode di Fig.1 si osserva che:

- nel caso senza carico capacitivo la reazione limita la banda a -3 dB al valore βf_t , dove f_t e' la frequenza di taglio dell'amplificatore operazionale. Nel caso di carico capacitivo risulta invece una banda pari a f_i , data dall'incrocio tra la retta $1/\beta$ e la retta dovuta al polo f_p . In base a considerazioni di carattere geometrico si trova una semplice relazione che lega f_p e βf_t alla banda con il carico capacitivo.

- dal diagramma in Fig.1 si puo' osservare che la retta a 40 dB/decade dovuta a f_p forma due triangoli retti con un cateto in comune. Il primo triangolo e' dato dal punto P fissato da f_p e dai punti individuati da f_p e f_i sulla retta $1/\beta$. Il secondo triangolo e' formato da P, f_p e βf_t sulla retta $1/\beta$.

La relazione si trova considerando che il cateto comune rappresenta lo stesso valore di attenuazione per le due rette a diversa pendenza. Valgono quindi le seguenti relazioni:

$$20 \text{ Log } f_p/\beta f_t = 40 \text{ Log } f_p/f_i$$

$$0.5 (\text{Log } f_p - \text{Log } \beta f_t) = \text{Log } f_p - \text{Log } f_i$$

$$0.5 (\text{Log } f_p \beta f_t) = \text{Log } f_i$$

Da cui risulta:

$$f_i = (f_p \beta f_t)^{0.5} \quad (1)$$

Un esempio: calcolo del margine di fase per l'amplificatore operazionale TL081 con carico capacitivo.

Le caratteristiche del TL081 ricavate dai manuali sono $f_t=3$ MHz, A_{diff} anello aperto $=2 \times 10^5$, frequenza di "corner" $f_c=f_t/A_{diff}=15$ Hz e $R_0=100\Omega$. Utilizzando tale integrato in configurazione non invertente con $\beta=0.7$ e un carico capacitivo $C_L=1$ nF, risulta $f_p=1.6$ MHz e dalla (1) $f_i=1.83$ MHz. La fase dell'amplificazione ad anello chiuso alla frequenza f_i vale circa -89° . Infine il margine di fase dell'amplificatore retroazionato in Fig.1 con $\beta=0.7$ risulta invece pari a 37° . Con questo esempio risulta che a causa del carico capacitivo C_L si hanno i seguenti effetti:

- 1) diminuzione della banda pari a f_i ,
- 2) diminuzione del margine di fase.

Generalmente le tecniche di compensazione della fase sono viste con lo scopo esclusivo di aumentare il margine di fase. Vedremo nei seguenti paragrafi come alcune di esse portano anche ad un recupero di larghezza di banda ed un aumento dello slew-rate.

3. | Criteri di progetto di una rete di compensazione con anticipo di fase (Metodo 1).

Sempre con riferimento al circuito di Fig.1, la tecnica di compensazione con anticipo di fase ("phase lead") viene realizzata esternamente introducendo una resistenza R_c in serie all'uscita ed una capacità di compensazione C_c in retroazione negativa (vedi Fig.2). Verrà analizzato questo metodo per la configurazione non invertente, ma risulta comunque di validità generale anche per le altre configurazioni circuitali. Tuttavia si devono sempre considerare gli effetti contrari che la compensazione può avere su alcune caratteristiche dell'amplificatore come ad esempio la resistenza d'ingresso o la reiezione di modo comune per un ingresso differenziale come vedremo nel paragrafo 7. Per completezza in Fig.3 è riportato il circuito di compensazione per la configurazione invertente. Il circuito di Fig.2 viene tipicamente consigliato dai costruttori per isolare l'amplificatore da elevati carichi capacitivi [7], i quali forniscono delle formule di progetto di base ma che rimangono per alcuni aspetti ancora empiriche. Qui si cercherà di limitare la parte empirica del progetto della rete di compensazione analizzando in modo teorico il funzionamento di questa tecnica.

I due anelli di retroazione.

Dal circuito di Fig. 2 si notano due percorsi per la retroazione applicata al solo amplificatore operazionale. In presenza di un carico capacitivo C_L , il percorso primario $R_0-R_c-C_L-R_2$ mostra ancora un andamento della risposta con pendenza 40 dB/decade ma, come vedremo in seguito, questo comportamento non

pregiudica le condizioni di stabilità dell'amplificatore retroazionato. Il percorso secondario dato da R0-CL determina invece le caratteristiche della risposta alle alte frequenze e controlla quindi la stabilità del sistema. Inoltre grazie alla resistenza Rc questo anello rimane largamente isolato dagli effetti della capacità d'uscita CL. Alle alte frequenze la capacità Cc diminuisce la sua impedenza, diventando minore di quella del percorso primario e modifica la fase della corrente di reazione che va ad alimentare R1. La corrente in ritardo di fase che scorre nell'anello primario diventa trascurabile rispetto a quella in anticipo che scorre in Cc con ovvi vantaggi sulla stabilità.

Sdoppiamento degli anelli di retroazione dovuto a Rc.

Come già detto l'effetto di Rc in serie all'uscita dell'amplificatore operazionale è quella di isolare i due anelli di retroazione. La presenza di Rc modifica il polo fp (vedi Fig.1) nel polo a più bassa frequenza fp':
$$fp' = 1 / 2 \pi (R0 + Rc) CL.$$

La presenza di Rc provoca a prima vista un peggioramento del margine di fase essendo $fp' < fp$. Inoltre un valore elevato di Rc in serie a R0 diminuisce l'escursione di tensione in uscita a causa della partizione della tensione. Tuttavia si deve osservare che la risposta in Fig.2 non è altro che la funzione di trasferimento ad anello aperto (terminale invertente scollegato) tra l'uscita dell'intero circuito e l'ingresso dell'operazionale, e non rappresenta la reale funzione di trasferimento tra l'uscita e l'ingresso dell'operazionale. Si noti che in questo circuito può esistere un po' di incertezza nel separare la rete di reazione ed il circuito amplificatore. Infatti mentre l'uscita effettiva è la tensione su CL, la rete di reazione per l'amplificatore operazionale comprende anche la parte di circuito Rc-CL-R2. Ai fini della stabilità l'uscita da considerare è quella dell'operazionale stesso.

In realtà la capacità Cc fa sì che la rete β non sia più resistiva e quindi il suo valore varia con la frequenza: nel nostro caso la curva $1/\beta$ in Fig.2, vale circa 2 a frequenza zero ($1/\beta = 1 + R2/R1$) per poi tendere al valore unitario a frequenze elevate grazie alla diminuzione della reattanza di Cc.

Calcolo dei componenti Rc e Cc.

Per il dimensionamento di Rc e Cc si possono sfruttare i concetti suddetti ma a causa di alcuni fattori variabili dei componenti reali rimane una certa empiricità nel progetto della rete di compensazione. Il fattore variabile più importante è la variazione della impedenza di uscita con la frequenza. Valori tipici dell'impedenza di uscita sono tra i 100 Ω e 1k Ω , ma questi valori possono scendere a qualche ohm a frequenze elevate e in alcuni casi risalire ancora a causa della compensazione interna. Purtroppo nemmeno le simulazioni al calcolatore possono risolvere il problema del progetto in quanto i modelli circuitali degli amplificatori operazionali a larga banda, quando esistenti, non comprendono questo effetto. Al più approssimano con due valori distinti l'impedenza

d'uscita alle basse e alle alte frequenze. Vediamo comunque alcune linee guida per il dimensionamento di R_c e C_c :

- 1) Scegliere R_c prossima al valore dell'impedenza in uscita in alta frequenza (da 5 a 50 Ω). Se non fosse disponibile da manuale la si puo' misurare sperimentalmente ponendo una capacita' CL di valore noto in uscita. In particolare si tenga presente per le applicazioni con amplificatori a guadagno variabile l'impedenza d'uscita varia con il guadagno. Poi tramite la risposta in frequenza si determina il polo f_p da cui $R_0 = 1 / 2\pi CL f_p$. Il metodo non e' preciso ma esiste una buona tolleranza sul valore di R_c . Infatti ampie variazioni di R_c hanno un piccolo effetto sul guadagno ad anello chiuso determinato essenzialmente da R_1 e R_2 . Comunque un valore troppo elevato di R_c fa diminuire la banda e diminuisce la massima escursione della tensione d'uscita.
- 2) Scegliere C_c in modo tale che l'anello secondario inizi la sua azione alla frequenza f_p' . In questo modo la banda ad anello chiuso risultera' limitata da f_p' . La costante di tempo di C_c e' determinata dalle resistenze $R_c + R_2$ viste in continua: $f_c = 1 / 2\pi C_c (R_c + R_2)$. Imponendo $f_c = f_p'$ con l'approssimazione $R_2 \gg R_0 \approx R_c$ risulta:

$$C_c \approx [(R_0 + R_c) / R_2] CL \quad (2)$$

Altri metodi seguono per il calcolo di C_c la regola empirica che la reattanza di C_c sia minore o uguale a $R_2/10$ alla frequenza di transizione in modo da assicurare l'inizio dell'effetto della capacita' C_c prima della frequenza di transizione. Il criterio di scelta di C_c tramite la (2) risulta cosi' meno approssimato e cerca di non sacrificare troppo la banda.

- 3) Verifica sperimentale del metodo. A causa delle approssimazioni fatte e' sempre consigliabile verificare con la risposta al gradino per piccoli segnali la stabilita' del sistema ed eventualmente aggiustare i valori. Si puo' verificare che con questo metodo un'incertezza del 100% sulla stima di R_0 influisce relativamente poco sulla stabilita'.

Riduzione del rumore tramite la compensazione con anticipo di fase.

Con riferimento alla configurazione non invertente canonica (solo R_1 e R_2) si verifica facilmente l'effetto positivo del metodo di compensazione sopra descritto sul rumore. Infatti supponendo il generatore di equivalente di rumore

dell'operazionale abbia un valore rms pari a e_n , all'uscita dell'amplificatore si ottiene un rumore amplificato di un fattore $G=(1+R2/R1)$. La banda del rumore si estende fino al punto in cui il fattore $1/\beta$ interseca la curva della risposta dell'operazionale. La soluzione classica per eliminare il rumore in alta frequenza e' quella di porre un condensatore in parallelo a $R2$. Questa soluzione ha l'inconveniente di eliminare solo la porzione $R2/R1$ del guadagno G sul rumore, lasciando almeno il guadagno unitario. Per certe applicazioni in bassa frequenza questa soluzione puo' non essere soddisfacente per soddisfare le specifiche sul rapporto segnale-rumore. Il circuito di compensazione di Fig.2 offre dei vantaggi per questo problema. Infatti alle alte frequenze grazie alla capacita' Cc il guadagno dell'operazionale tende a quello unitario e questo rende conto del rumore all'uscita dell'operazionale. Tuttavia questo segnale viene filtrato dal filtro passa basso $Rc-CL$ che agisce cosi' in modo da ridurre la banda equivalente di rumore.

4. | Criteri di progetto di una rete di compensazione con metodo polo-zero (Metodo 2).

Un metodo di compensazione alternativo al precedente e' la compensazione di fase con l'inserimento di una coppia polo-zero nell'anello di retroazione. Questo metodo ha il vantaggio rispetto al precedente (Metodo 1) di fornire in modo deterministico i valori di progetto della rete di reazione e quindi diminuire l'incertezza sul risultato finale. In Fig.4 e' mostrato il circuito di compensazione polo-zero applicato ad un inseguitore di tensione e realizzato con il parallelo $Rc-Cc$. Uno degli svantaggi di questo metodo e' quello di ridurre la massima tensione di uscita disponibile quando sono alimentati carichi con elevata corrente. Il metodo se pur analizzato con un esempio per un inseguitore di tensione e' applicabile a tutte le possibili configurazioni.

Analisi del circuito senza gruppo di compensazione $Rc-Cc$.

Nel circuito in Fig. 4 la capacita' di carico CL ha l'effetto di creare un polo a frequenza $f_p=1/2\pi R0CL$ come gia' visto nell'analisi del Metodo 1. Con l'aggiunta della resistenza Rc il polo puo' essere fissato ad una determinata frequenza f_p' minore di f_p proprio come nel caso precedente. Infine la capacita' di compensazione Cc in parallelo a Rc annulla lo sfasamento del polo f_p' introducendo uno zero f_z nella funzione di trasferimento.

Questa combinazione polo-zero ripristina la pendenza dell'attraversamento dell'asse a guadagno unitario a 20 dB/decade. L'attraversamento avviene ad una frequenza f_i' minore della f_i relativa al caso non compensato (vedi Fig.4). Il piu' importante vantaggio di questo tipo di compensazione e' la sua scarsa sensibilita' rispetto alle possibili scelte della coppia polo-zero, rendendola adatta per tutte le configurazioni dell'amplificatore. Per questo motivo e' possibile arrivare a definire in modo deterministico i valori di Rc e Cc .

Scelta della coppia polo-zero.

Un possibile criterio di progetto e' quello di fissare un ampio margine di stabilita' del sistema, per esempio pari a 90°. Dalla teoria questo margine puo' essere ottenuto assicurando la pendenza a 20 dB/decade una decade prima e dopo la frequenza f_i' . Mentre il margine di una decade superiore deve essere mantenuto a causa della presenza di poli a frequenza piu' elevata nella risposta dell'amplificatore operazionale, quello inferiore e' meno restrittivo e puo' essere assunto meta' decade ovvero un rapporto circa 3.16 in frequenza. Una possibile scelta che risulta conservativa per la banda finale dell'amplificatore in retroazione fissa $f_i' = f_i/3$. Per la decade superiore dovra' risultare una pendenza di 20 dB/decade fino a $10f_i' = 3.3f_i$. L'inizio della risposta con pendenza 20 dB/decade sara' invece definito dallo zero $f_z = f_i'/3.16 = 0.10f_i$. Effettivamente la zona con fase in ritardo di 90 ° si estende da $0.1f_i$ a $3.3f_i$ ovvero un rapporto 33:1.

Calcolo dei componenti R_c e C_c e della larghezza di banda.

L'analisi grafica della Fig.4 suggerisce la scelta per la resistenza R_c . Infatti per le scelte fatte sulla posizione dello zero e dei poli risulta che $f_p' = 33 f_p$. Essendo $f_p' = 1 / 2 \pi (R_0 + R_c) C_L$ si puo' imporre $R_0 + R_c = 33 R_0$. Da cui il valore per R_c :

$$R_c = 32 R_0 \quad (3)$$

La condizione scelta per R_c (ovvero $R_c \gg R_0$) fa si che l'incertezza sul valore di R_0 poco influenza il risultato della compensazione. Tuttavia questo si paga con una riduzione della tensione di uscita disponibile. Come gia' detto il valore in alta frequenza di R_0 si puo' determinare per via sperimentale con la stima del polo f_p e noto il valore di C_L . Il gruppo R_c - C_c genera uno zero nella funzione di trasferimento ad anello aperto tra l'uscita dell'amplificatore operazionale e l'uscita del circuito ai capi di C_L . Quindi con le assunzioni fatte risulta:

$$C_c = 1 / 2 \pi f_z R_c = 1 / 2 \pi 0.1f_i R_c = 5 / \pi f_i R_c \quad (4)$$

Si puo' trovare un'espressione di carattere piu' generale per C_c . Esprimendo f_i con la relazione (1) che vale per una retroazione con qualsiasi valore di β e sostituendo il valore di f_p si giunge alla seguente relazione:

$$C_c = (0.018 C_L / R_0 \beta f_t)^{0.5} \quad (5)$$

In generale i valori ottenuti per C_c con questo tipo di compensazione sono superiori a quelli ottenuti con il Metodo 1. La stima della larghezza di banda a -3dB (valida per qualsiasi β) definita da $B_w = f_i' = f_i/3$ si ottiene sostituendo le relazioni precedenti in f_i' :

$$B_w = (0.18 \beta f_c / R_0 C_L)^{0.5} \quad (6)$$

La relazione (6) nel nostro esempio dell'inseguitore di emettitore ($\beta=1$) rende conto della diminuzione della banda dovuta alla compensazione rispetto al caso non compensato per il quale vale $B_w = f_c$.

Osservazione.

L'introduzione di una coppia-polo zero nella risposta complessiva dell'amplificatore peggiora il tempo di assestamento dell'amplificatore e quindi nei casi in cui le specifiche su questo parametro sono stringenti e' preferibile l'impiego dei metodi 3 e 4 riportati di seguito eliminando la capacita' C_c dalla rete di reazione.

5. | Compensazione in fase modificando la rete β (Metodo 3).

Un metodo alternativo per garantire un buon margine di fase in presenza di carichi capacitivi e' mostrato in Fig. 5. A differenza dei metodi visti precedentemente l'aumento del margine di fase e' ottenuto modificando la risposta in frequenza della rete β piuttosto che la risposta ad anello aperto dell'amplificatore. La rete β viene progettata in modo che intersechi la risposta ad anello aperto in un punto dove il margine di fase e' ancora alto. Come vedremo questo tipo di rete β puo' essere utilizzato sia con retroazione negativa (Metodo 3) che positiva (Metodo 4). Con riferimento alla Fig.5 analizzeremo il caso della retroazione negativa applicata ad un amplificatore non invertente anche se quest'ultima assunzione non e' restrittiva. Come vedremo tra gli effetti secondari, il metodo 3 ha il vantaggio di migliorare lo slew-rate ma di peggiorare la impedenza di ingresso. Nel caso di un inseguitore di tensione il circuito viene trasformato togliendo R_1 ma lasciando la R_2 che viene a far parte della rete di compensazione insieme a R_c e C_c .

Analisi dell'andamento in frequenza di β .

L'ipotesi sulla quale si basa questo metodo e' quella di avere una risposta ad anello aperto con almeno due poli. Il secondo polo puo' essere dovuto a diverse cause: carico capacitivo, capacita' parassite o un amplificatore operativo parzialmente compensato. La versatilita' di questo metodo e' una caratteristica che non hanno i due metodi precedenti: il Metodo 1 assumeva un amplificatore stabile a guadagno unitario mentre il

metodo 2 assume che la capacita' di carico sia parte integrante della rete di compensazione.

La serie R_c e C_c e' inserita nel circuito in modo che una variazione del segnale d'ingresso non produca nessuna corrente di reazione su R_1 e R_2 per cui la risposta dell'amplificatore al segnale d'ingresso non viene modificata. Infatti considerando un guadagno elevato dell'amplificatore, la tensione ai capi del gruppo R_c e C_c e' trascurabile e quindi nulla anche la corrente che vi scorre. In questo senso il guadagno ad anello chiuso rimane ancora determinato da R_1 e R_2 . L'effetto della rete β lo si vede invece considerando il segnale di retroazione. Ponendo a massa l'ingresso, la tensione di retroazione (negativa) viene applicata all'ingresso differenziale dell'amplificatore tramite il partitore R_2 con $R_1 \parallel Z_c$ ($Z_c = R_c - j/\omega C_c$). Quindi il valore di β e' funzione della frequenza. Per $f=0$ l'impedenza di C_c e' infinita e β vale:

$$\beta_0 = R_1 / (R_1 + R_2) \quad (7)$$

Per frequenza infinita la capacita' diventa un corto circuito facendo diminuire il β al valore:

$$\beta(f \rightarrow +\infty) = (R_1 \parallel R_c) / (R_2 + R_1 \parallel R_c) \quad (8)$$

Per l'analisi della stabilita' si deve valutare l'andamento di $1/\beta$. Dalle considerazioni fatte si vede che la curva $1/\beta$ (vedi Fig.5) ha due frequenze di rottura: la prima e' uno zero $f_z = 1 / 2 \pi (R_c + R_1 \parallel R_2) C_c$ mentre la seconda e' un polo $f_p = 1 / 2 \pi R_c C_c$.

Calcolo dei componenti R_c e C_c e della larghezza di banda.

In base al piazzamento di f_z e f_p si possono calcolare R_c e C_c . La prima scelta e' quella di assumere la posizione del secondo polo come punto d'intersezione con la funzione $1/\beta$. Sul secondo polo la fase della risposta ad anello aperto sara' circa -135° fornendo cosi' un buon margine di fase pari a 45° . Definiamo A_{min} il valore dell'amplificazione relativa al secondo polo. Una scelta alternativa potrebbe essere quella di far intersecare le due curve ad una frequenza minore con un conseguente miglioramento del margine di fase. Per ottenere cio' la funzione $1/\beta$ dovrebbe raggiungere valori piu' elevati in alta frequenza e quindi un maggiore guadagno per il rumore in alta frequenza. Inoltre si diminuirebbe la banda dell'amplificatore. Per calcolare R_c si deve definire il valore di A_{min} : per un amplificatore parzialmente compensato si legge A_{min} come l'amplificazione ad anello aperto in corrispondenza del secondo polo, altrimenti lo si puo' determinare tramite delle misure. Il valore assunto da $1/\beta$ in f_p e' pari ad A_{min} ed e' gia' prossimo a quello per frequenza infinita. Dalla (7) e la (8) si ricava:

$$R_c = R_2 / (A_{min} - 1/\beta_0) \quad (9)$$

Nel caso specifico di carico capacitivo CL, il valore di A_{\min} puo' essere ricavato dalle seguenti relazioni. Sia data la resistenza di uscita R_0 dell'operazionale: la frequenza del punto di intersezione del secondo polo e' f_i (vedi Fig.5) ed e' pari a $1/2 \pi R_0 CL$. In questo intervallo di frequenze la curva di risposta del guadagno ad anello aperto e' approssimabile con la funzione fc/f . In particolare per $f=f_i$ vale $A_{\min}=ft/f_i$ e quindi:

$$A_{\min}=ft/f_i= 2 \pi R_0 CL ft \quad (10)$$

La scelta di C_c avviene imponendo che le frequenze f_z e f_p siano sufficientemente lontane da f_i in modo da non alterare il margine di fase di 45° . Per esempio imponendo $f_p=0.1f_i$ risulta:

$$C_c = 5 / \pi R_c f_i \quad (11)$$

Effetti secondari della compensazione di fase con il Metodo 3.

Questo metodo di compensazione ha il vantaggio di aumentare lo slew-rate ma diminuisce l'impedenza di ingresso. Come vedremo l'aumento dello slew rate si manifesta per gli amplificatori parzialmente compensati nelle applicazioni a basso guadagno.

Come e' noto gli amplificatori operazionali disponibili commercialmente sono di due tipi:

- amplificatori compensati internamente stabili a guadagno unitario,
- amplificatori parzialmente compensati.

Mentre i primi sono utilizzabili nella maggior parte delle applicazioni senza problemi di stabilita', i secondi sono piu' adatti per applicazioni dove le specifiche sulla banda e lo slew-rate sono piu' stringenti [5]. Inoltre gli amplificatori parzialmente compensati sono limitati nel guadagno di anello maggiore di A_{\min} .

La compensazione in Fig.5 che realizza il Metodo 3, permette di raggiungere un compromesso tra queste due opposte esigenze, aumentando lo slew-rate anche con bassi valori di guadagno.

Questa caratteristica e' ottenuta grazie alla variazione della rete β con la frequenza a causa di R_c-C_c . Come esempio applicando questo metodo all'amplificatore TL080 Burr-Brown si riesce ad avere un funzionamento stabile anche per valori di guadagno minori di A_{\min} (vedi Chapt. 7 in [4]) senza rinunciare all'elevato valore di slew-rate. Tuttavia questi vantaggi si pagano con un peggioramento della banda. Come gia' visto la frequenza f_i del punto di intersezione viene spostata verso il basso a causa dell'elevato valore di $1/\beta$ alle frequenze piu' alte. Si deve pero' considerare che in molti casi si riesce ad ottenere la stessa banda di un amplificatore equivalente a guadagno unitario che e' reso stabile con la compensazione interna: quest'ultimo presenta uno slew-rate minore che quello compensato con il metodo 3. Si ricorda che la diminuzione dello slew-rate e' dovuta all'aumento della capacita' di ingresso del secondo stadio dell'amplificatore operazionale a causa dell'effetto Miller. Ulteriori effetti

secondari di questo tipo di compensazione sono:

- diminuzione del settling-time poiche' si ha una migliore stabilita',
- presenza di una lunga coda nella risposta al gradino a causa del polo f_p e lo zero f_z in bassa frequenza.

Per diminuire l'effetto della coda si puo' diminuire C_c aggiustando i criteri di scelta per R_c sopra esposti, a scapito pero' di un maggiore guadagno per il rumore a bassa frequenza.

Anche l'impedenza di ingresso viene modificata da questo tipo di compensazione nella configurazione non invertente. Sviluppando i calcoli per la Z_{in} vista dal morsetto non invertente (vedi Fig.5) si giunge alla relazione:

$$Z_{in} \approx Z_c A \beta \quad (12)$$

assumendo il guadagno anello $A \gg 1/\beta$ e $Z_c = R_c - j/\omega C_c$.

Quindi l'effetto di bootstrap sul piedino invertente aumenta la Z_c e quindi Z_{in} di un fattore $A\beta$. Una ulteriore considerazione riguarda l'applicazione di questa compensazione per gli inseguitori di tensione a larga banda. Per realizzare un inseguitore di tensione con questa tecnica di compensazione, il circuito in Fig.5 deve essere modificato togliendo la R_1 e lasciando R_2 per controllare la funzione β . In principio si potrebbe utilizzare anche questa configurazione circuitale ma in presenza di capacita' d'ingresso dell'operazionale si viene a creare un filtro passa basso con R_2 sull'anello di retroazione. Il ritardo di fase introdotto puo' ridurre considerevolmente il margine di fase specialmente negli inseguitori a larga banda. Per questo motivo negli inseguitori a larga banda sono utilizzati altri metodi di compensazione di cui uno verra' descritto nel paragrafo successivo.

6. | Compensazione per inseguitori di tensione a larga banda (Metodo 4).

In generale nell'inseguitore di tensione non viene inserita la resistenza R_2 nell'anello di retroazione, cosicche' gli effetti delle capacita' d'ingresso sono trascurabili. Quindi il metodo di compensazione precedente non e' adatto per questa applicazione non essendo presente la resistenza R_2 . Per l'inseguitore a banda larga e' stato sviluppato un altro metodo di compensazione sempre basato sulla modifica dell'andamento della rete β con la frequenza (vedi Metodo 3). Questo metodo utilizza la reazione positiva e sfrutta la presenza della capacita' di ingresso di modo comune dell'operazionale $C_{i_{mc}}$.

Il circuito in Fig.6 illustra questo metodo. Il gruppo R_c - C_c forma un partitore con R_2 per l'anello di reazione positiva. Si definisce un $\beta_+ = R_2/(R_2 + Z_c)$ per la reazione positiva mentre l'anello di reazione negativa fornisce un fattore $\beta_- = 1$. La reazione globale e' data dal principio di sovrapposizione degli effetti e quindi il fattore totale β sara' dato da:

$$\beta = (\beta_+) \cdot (\beta_-) = (1 + j\omega C_c R_c) / [1 + j\omega C_c (R_c + R_2)] \quad (13)$$

Dalla relazione (13) si possono fare due semplici osservazioni: la retroazione globale risulta comunque negativa poiche' il β - e' in valore assoluto maggiore di β +; inoltre la funzione $1/\beta$ come mostrato in Fig.6 ha un polo $f_p=1/2 \pi R_c C_c$ ed uno zero $f_z= 1/ 2 \pi (R_c+R_2) C_c$.

Calcolo dei componenti R_c e C_c .

La determinazione dei valori di R_c e C_c segue le considerazioni fatte per il metodo precedente. Brevemente riportiamo le relazioni principali:

$$R_c = R_2/(A_{\min} - 1) \quad (14)$$

con $A_{\min} > 1$ per avere $R_c > 0$;

$$C_c = 5 / \pi R_c f_i \quad (15)$$

Come si puo' notare dal circuito il gruppo R_c - C_c non influenza l'anello di reazione negativa principale che continua a determinare il guadagno unitario del circuito. Da cui con buona approssimazione possiamo assumere che la differenza fra il segnale di ingresso e di uscita sia molto piccola. Essendo R_c - C_c connessi fra ingresso ed uscita significa che anche la corrente che vi scorre e' piccola e quindi ne deriva un aumento dell'impedenza di ingresso. Svolgendo i calcoli ed assumendo il guadagno ad anello aperto $A \gg 1$ e $(1+A)Z_c \gg R_2$ otteniamo:

$$Z_{in} \approx Z_c A \quad (16)$$

Effetti della scelta di R_c e C_c sull'impedenza di ingresso e il rumore.

Il metodo illustrato in Fig.6 si basa su quello di Fig.5 ma con il vantaggio di una maggiore liberta' nella scelta dei componenti. Infatti mentre nelle configurazioni invertente e non invertente la resistenza R_2 concorreva con R_1 a fissare il guadagno ad anello chiuso, in questo caso si trova in serie all'ingresso e determina dalla (14) il valore di R_c influenzando principalmente le caratteristiche della rete β . E' utile analizzare gli effetti di tale resistenza nei confronti di due fattori: l'impedenza di ingresso e il rumore.

Dalla (16) risulta che per ottenere un valore elevato di Z_c dovremmo scegliere R_c elevata e C_c basso. A sua volta R_c elevata si ottiene aumentando R_2 . Tuttavia aumentando troppo R_2 si introduce un rumore elevato nell'amplificatore che potrebbe addirittura superare quello dell'amplificatore stesso. Da qui si vede che R_2 deve essere scelta in base a questo compromesso. Insieme alla reazione positiva con questa compensazione si sfrutta un altro effetto: la capacita' parassita di modo comune $C_{i_{mc}}$ in parallelo ad R_2 varia l'andamento del β alle alte frequenze. Infatti alle alte frequenze la capacita' $C_{i_{mc}}$ tende a cortocircuitare la R_2 e quindi facendo diminuire $1/\beta$ dal valore A_{\min} verso il valore unitario. Come illustrato in Fig.6 con la curva tratteggiata, $1/\beta$ tende ad intersecare

la curva del guadagno ad anello aperto con una differenza minore di pendenza. Questo risulta in una diminuzione del ritardo di fase nel punto di intersezione e quindi una maggiore stabilit . Inoltre si ha l'effetto di aumentare leggermente f_i ovvero la banda e quindi anche lo slew-rate.

Quando le specifiche sul rumore sono pi  restrittive che quelle sull'impedenza di ingresso, un criterio di progetto per R_2 pu  quello di scegliere R_2 in modo tale che il rumore termico introdotto sia circa 1/3 di quello dell'amplificatore operativo e_n . Vale quindi la seguente relazione:

$$(4kTR_2)^{0.5} = e_n/3$$

$$\text{ovvero } R_2 = e_n^2/36kT \quad (17)$$

7. | Compensazione per amplificatori con ingresso differenziale (Metodo 5).

Nel caso di circuiti amplificatori con ingresso differenziale (vedi Fig.7) la caratteristica pi  importante   mantenere una elevata reiezione del segnale di modo comune che non deve essere peggiorata dalla rete di compensazione. Per ottenere cio' si dovr  collegare opportunamente la rete di compensazione fra due punti dove non c'  variazione di tensione dovuta ad un segnale di modo comune all'ingresso.

Solo due dei metodi visti possono essere utilizzati per la compensazione di un amplificatore con ingresso differenziale. Il primo   il Metodo 2 con il gruppo parallelo R_c - C_c in uscita non   soggetto al segnale di modo comune. L'altra possibilit    una variante del metodo 3 per l'amplificatore differenziale che qui chiamiamo Metodo 5. Come illustrato in Fig. 7 il gruppo serie R_c - C_c   posto in parallelo all'ingresso differenziale dell'amplificatore operativo. Come dimostreremo pi  avanti, in questo modo il peggioramento della reiezione di modo comune   minimo. Un segnale di modo comune applicato all'ingresso non invertente V_2 si ritrova, con ampiezza pari a $V_2/2$ (Es.: con $R_2=R_1$ e $R_4=R_3$ in Fig.7), su entrambi gli ingressi differenziali dell'operazionale a causa della retroazione negativa. Questo implica che fra questi due punti del circuito un segnale di modo comune non riesce a far scorrere corrente e quindi qualora essi siano collegati con una impedenza Z_c come nel nostro caso, la corrente che vi scorrer    trascurabile. Ne deriva che nel circuito in Fig. 7 lo sbilanciamento introdotto dalla Z_c rimane trascurabile.

Analisi della retroazione nell'amplificatore differenziale.

Con riferimento all'amplificatore differenziale mostrato in Fig. 7 si analizzer  la retroazione di tipo tensione serie individuando cos  i vari blocchi della catena per giungere alla conclusione finale che la retroazione introdotta da R_c e C_c in questo circuito   completamente equivalente a quella vista per l'amplificatore non invertente di Fig.5. Per questo amplificatore si possono individuare due ingressi esterni: V_1 e V_2 . Tuttavia queste non sono

direttamente le tensioni in ingresso al nodo di somma dell'operazionale che chiamiamo $V_{g'}$ e $V_{g''}$ nello schema a blocchi di Fig.8a. Allo stesso nodo viene poi applicata la tensione di retroazione $V_{\beta} = \beta V_o$.

L'identificazione dei vari generatori equivalenti agli ingressi del nodo sommatore può essere effettuata applicando il principio di sovrapposizione degli effetti. Si considera l'ingresso dell'amplificatore retroazionato la tensione differenziale $V_i = V_{non_inv} - V_{inv}$.

Applicando il teorema di Thevenin all'ingresso non invertente si può sostituire un generatore $V_{g''}$ con tensione pari a $V_2 R_4 / (R_4 + R_3)$ ed impedenza interna $R_{g''} = R_3 || R_4$. Il generatore equivalente $V_{g'}$ si può calcolare con la tensione differenziale in ingresso all'operazionale una volta annullata la tensione di uscita V_o e la tensione all'ingresso non invertente. In questo caso si ottiene un generatore $V_{g'}$ con tensione pari a $V_1 R_2 || Z_c / (R_1 + R_2 || Z_c)$ ed impedenza interna $R_{g'} = R_1 || R_2 || Z_c$. Infine per valutare la rete di retroazione si annulla la tensione all'ingresso V_1 e all'ingresso non invertente. In questo modo si ha una tensione equivalente $V_{\beta} = V_o R_1 || Z_c / (R_2 + R_1 || Z_c)$ ed $R_{\beta} = R_1 || R_2 || Z_c$. È bene osservare che in questa analisi si suppone l'amplificatore operazionale ideale con impedenza di ingresso infinita e di uscita nulla. Questo ci permette di trascurare le cadute delle correnti di ingresso sulle impedenze interne dei generatori equivalenti e degli effetti di carico della rete β sull'uscita. La schematizzazione a blocchi del circuito in retroazione è riportata in Fig.8b. Dallo schema in Fig.8b si può verificare che:

- 1) assumendo $R_2 / (R_1 + R_2) = R_4 / (R_4 + R_3) = k$ alle basse frequenze risulta effettivamente un amplificatore differenziale essendo Z_c molto elevata e l'amplificazione risulta $V_o = (V_2 - V_1) k / (1 - k)$;
- 2) alle alte frequenze la differenza fra $V_{g''}$ e $V_{g'}$ genera un segnale di modo comune; infatti assumendo $V_1 = V_2 = V_c$ vale $V_{g''} - V_{g'} = [R_4 / (R_4 + R_3) - R_2 || Z_c / (R_1 + R_2 || Z_c)] V_c$;
- 3) la tensione V_{β} ha esattamente la stessa espressione ricavata per il Metodo 3 nella configurazione non invertente (confronta Fig.5) e quindi valgono esattamente gli stessi criteri di progetto basati sulla variazione dell'andamento di $1/\beta$ in frequenza; per completezza riportiamo nel prossimo paragrafo le formule di progetto della rete di compensazione R_c e C_c .

Calcolo dei componenti R_c e C_c .

Il calcolo di questi componenti segue le considerazioni già fatte in precedenza. Riportiamo per completezza le seguenti relazioni:

$$R_c = R_2 / (A_{min} - 1/\beta_0) \quad (18)$$

$$C_c = 5 / \pi R_c f_i \quad (19)$$

$$\beta_0 = 1 + R_2 / R_1 \quad (20)$$

$$f_z = 1 / 2 \pi (R_c + R_1 || R_2) C_c \quad (21)$$

$$f_p = 1 / 2 \pi R_c C_c \quad (22)$$

8. | Bibliografia

- [1] Rivista EDN, Phase compensation counteracts op-amp input capacitance, J. Graeme, January 6, 1994, p. 97-104
- [2] Rivista Selezione di Elettronica, La scelta degli amplificatori operazionali veloci: rassegna commerciale, N.1, 1994, p. 76-88
- [3] J. Millmann e C.C. Halkias, Microelettronica, Ed. Boringhieri, 1978
- [4] U. Tietze and Ch. Schenk, Electronics Circuits: design and applications, Springer Verlag, Berlin 1991
- [5] Horowitz and Hill, The Art of Electronics, Cambridge Press, New York, 2nd Ed. 1989
- [6] A.S. Sedra and K.C. Smith, Circuiti per la microelettronica, Ed. italiana a cura di A. Ferrari, Edizioni Ingegneria 2000 Roma, 1994
- [7] Linear Applications Handbook National Semiconductor, 1978, AN4-7, AN4-9

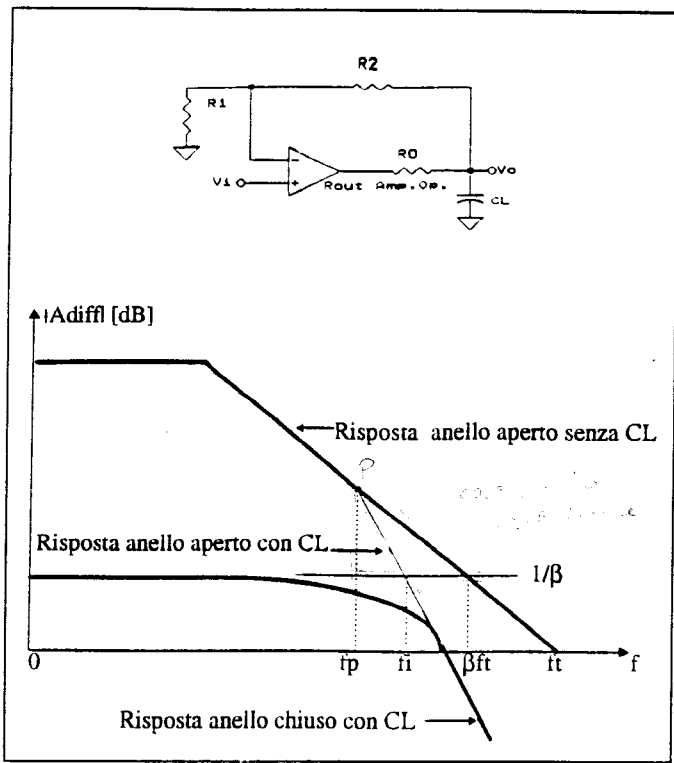


Figure 1 a) Amplificatore non invertente con carico capacitivo CL; b) risposta in frequenza con e senza carico capacitivo.

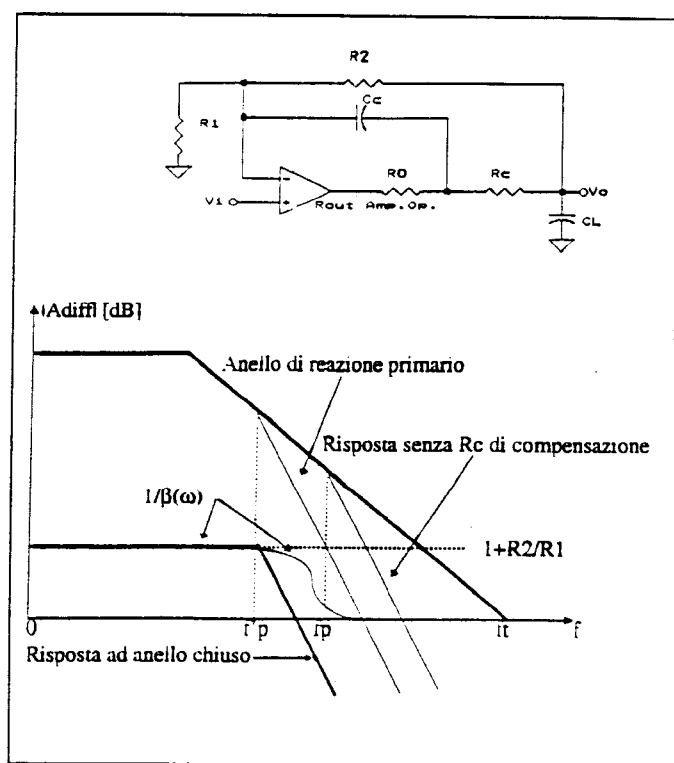


Figure 2 a) Circuito con amplificatore non invertente con capacita' Cc di bypass e Rc resistenza di disaccoppiamento; b) risposta in frequenza.

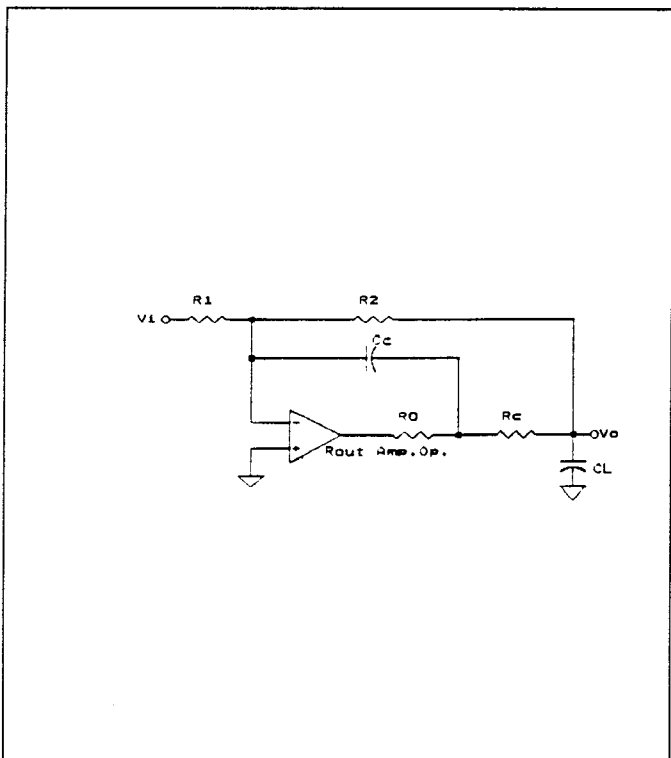


Figure 3 Compensazione con anticipo di fase per la configurazione invertente con carichi capacitivi (Metodo 1).

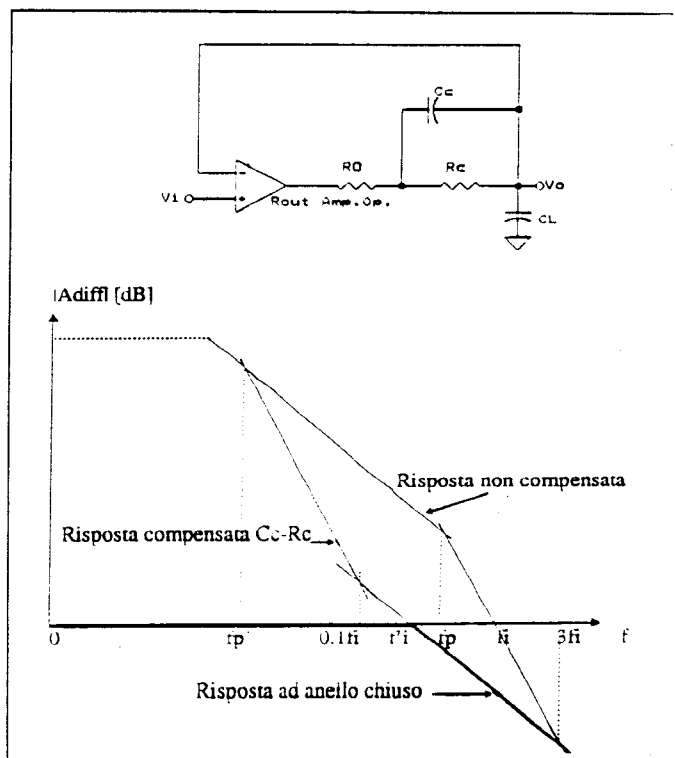


Figure 4 a) Compensazione polo-zero applicata a un inseguitore di tensione (Metodo 2); b) Risposta in frequenza.