

Amplificatori Operazionali

Caratteristiche generali

L'amplificatore operazionale (AOP) è un dispositivo integrato che ha le seguenti caratteristiche:

1. è un amplificatore differenziale e, come tale, funziona tipicamente in continua a doppia alimentazione (può funzionare anche a singola alimentazione con accoppiamento RC); il simbolo dell'AOP (Fig1) è lo stesso simbolo dell'amplificatore differenziale
2. ha un elevatissimo guadagno differenziale in banda passante (un centinaio di dB)
3. è un eccellente differenziale; infatti il suo CMRR è elevatissimo (un centinaio di dB); questo comporta che l'amplificazione di modo comune A_c è trascurabile
4. ha elevata resistenza di ingresso (almeno $1M\Omega$); ciò significa che i morsetti di ingresso assorbono poca corrente
5. ha piccola resistenza di uscita (un centinaio di ohm); questo comporta che la tensione di uscita dipende poco dal carico
6. ha un prodotto amplificazione a centro banda per larghezza di banda , il GBW, abbastanza elevato (orientativamente dal MHz in su); la banda passante ad anello aperto è però stretta per via dell'elevata amplificazione ad anello aperto. Nel tipo 741, che è uno standard per gli AOP general purpose, la larghezza di banda ad anello aperto è solo una decina di Hz (Fig.2)

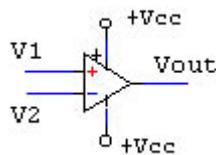


fig.1

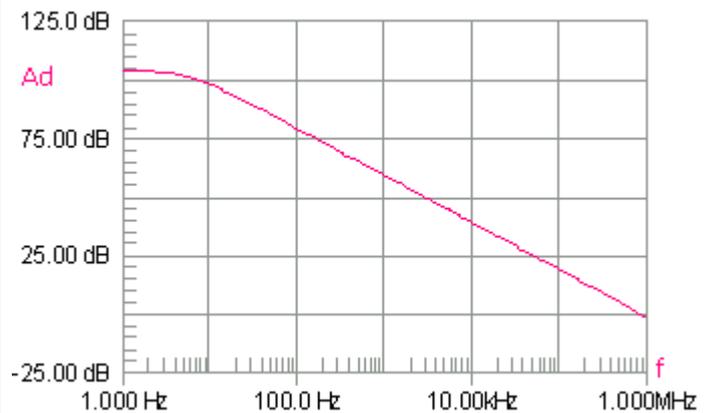


Fig.2

Come tutti i dispositivi, l'AOP può fornire o erogare una corrente di uscita limitata (poche decine di mA nei dispositivi più comuni) .

In regione lineare, la relazione uscita/ ingressi è quella tipica dell' amplificatore differenziale; perciò, assumendo V_{outdc} sia nulla, la tensione di uscita assume la forma $V_{out} = A_c \cdot V_c + A_d \cdot V_d \cong A_d \cdot V_d$ dato che l' amplificazione di modo comune A_c è trascurabile.

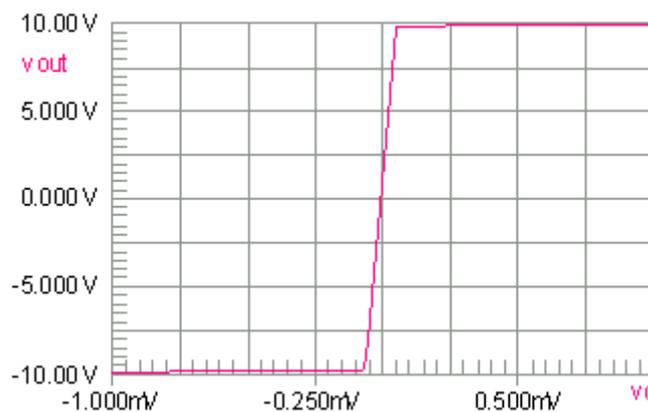


fig.3

La caratteristica di trasferimento (Fig.3) riporta l'andamento di V_{out} in funzione del segnale differenza V_d ed evidenzia la presenza di una regione lineare e di due regioni di saturazione, la positiva e la negativa.

Come si vede dalla caratteristica di trasferimento, la regione lineare è strettissima; infatti, per via dell'elevato valore dell'amplificazione differenziale A_d , l'AOP esce dalla regione lineare ed entra in saturazione per valori di $V_d = \frac{V_{out}}{A_d}$

molto piccoli; in Fig.3 l'AOP satura non appena $V_d > 75 \mu V$! In sostanza, **quando l'AOP opera in regione lineare, la differenza di potenziale tra i due morsetti di ingresso è irrisoria e si può assumere che i due terminali di ingresso siano praticamente allo stesso potenziale.**

La caratteristica di trasferimento evidenzia anche che, quando l'AOP è saturo, la sua tensione di uscita assume valori prossimi ad una delle due alimentazioni; in Fig.3, con un'alimentazione duale di $\pm 12V$, l'AOP satura a $\pm 10V$.

Quando l'AOP è saturo la differenza di potenziale tra i due ingressi può essere rilevante e, perciò, non è assolutamente lecito considerare i due morsetti di ingresso dell'AOP allo stesso potenziale.

L'AOP può avere applicazioni lineari e non lineari.

Nelle applicazioni lineari l'AOP non può essere lasciato ad anello aperto; infatti, per l'elevato valore del guadagno, un qualunque disturbo di minima entità lo farebbe saturare; perciò esso va retroazionato negativamente per estenderne la regione lineare e per sfruttare i vantaggi offerti dalla retroazione negativa.

Per effettuare l'analisi circuitale di reti lineari contenenti AOP, basta tener presente che:

- **i due morsetti di ingresso sono quasi allo stesso potenziale**
- **i due morsetti di ingresso, praticamente, non assorbono corrente, per via dell'elevata resistenza di ingresso.**

Nelle applicazioni non lineari l'AOP:

- o viene lasciato ad anello aperto (come nei comparatori)
- o viene retroazionato positivamente (come nei trigger)
- oppure viene retroazionato negativamente con reti contenenti elementi non lineari come diodi o transistor (come nei raddrizzatori di precisione)

Configurazione non invertente

Amplificatore non invertente

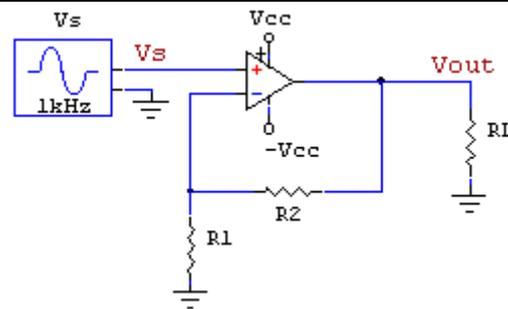


fig.4

In Fig.4 è riportato lo schema dell'amplificatore non invertente.

L'amplificatore è:

- non invertente perchè il segnale V_s è applicato all'ingresso non invertente dell'AOP
- retroazionato perchè una parte della tensione di uscita è riportata in ingresso dal quadripolo di reazione (il partitore $R1/R2$)

La reazione è negativa perchè lo sfasamento subito dal segnale lungo l'anello di retroazione è 180° . La retroazione è di tipo serie in ingresso e, perciò, essa eleva la resistenza di ingresso, peraltro già grande ad anello aperto. La connessione in uscita è di tipo parallelo; la reazione riduce, quindi, la resistenza di uscita, già piccola, ad anello aperto.

In pratica l'amplificatore, per effetto della retroazione, ha elevatissima resistenza di ingresso e piccolissima resistenza di uscita; questo comporta che gli ingressi non assorbono corrente e che la tensione di uscita non dipende dal carico. Esso è un eccellente amplificatore di tensione.

L'amplificazione di tensione può essere ricavata tenendo presente che i due morsetti di ingresso:

- sono allo stesso potenziale; ciò comporta che $V_S = V_{(-)} = V_{(+)} = V_{R1}$
- non assorbono corrente; questo comporta che R1 e R2 sono in serie e perciò $V_{R1} = V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$
- di conseguenza $V_S = V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_2 + R_1}$ da cui ricaviamo:

$$\frac{V_{out}}{V_S} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

L'amplificazione di tensione dipende solo dal quadrupolo di reazione (il partitore R1/R2) ed è molto stabile.

In Fig. 5 sono riportate le forme d'onda di Vs e Vout per R1=1kΩ e R2=100kΩ; come si può vedere, vout è in fase con vs. L'amplificazione di tensione prevista è $1 + \frac{R_2}{R_1} = 101$. Dalla simulazione ricaviamo Voutpp=10V con Vspp=0.1V e, quindi, l'amplificazione di tensione rilevata è $\frac{V_{outpp}}{V_{spp}} = 100$ in ottimo accordo con le previsioni.

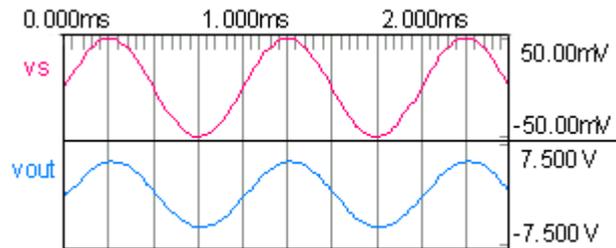


fig.5

La larghezza di banda ad anello chiuso si ricava dal GBW, il cui valore può essere ricavato dai data sheets del dispositivo usato; essa coincide con la frequenza di taglio superiore fH visto che manca il taglio alle basse frequenze.

Più precisamente $(BW)_{CL} = f_H = \frac{GBW}{A_{CL}}$. In Fig. 6

abbiamo il diagramma di Bode della risposta in ampiezza per $A_{CL} = 101 \cong 40dB$ e per $A_{CL} = 11 \cong 28.88dB$; nel primo caso, l'amplificatore ha una banda passante più stretta e pari a 9.43kHz, in accordo al fatto che l'amplificazione è più elevata; nel secondo caso la banda passante è 89kHz. Il GBW è circa 950kHz.

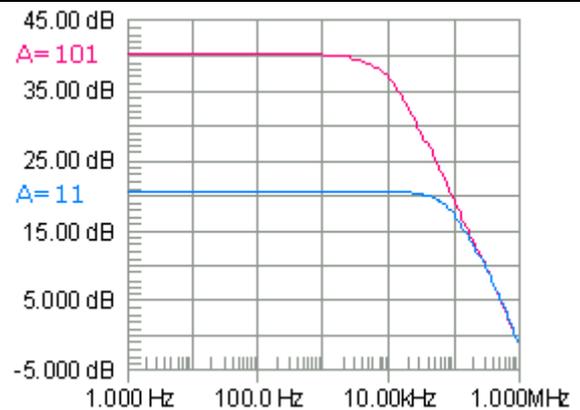


fig.6

Abbiamo visto che RoutCL è molto piccola e quindi la tensione di uscita non dipende dal carico RL; questo non significa che RL può assumere valori comunque piccoli perchè, al diminuire di RL, aumenta la corrente che l'amplificatore deve fornire per mantenere Vout costante, come vorrebbe la retroazione; ma l'AOP può fornire al più la corrente Ioutmax ed allora, se RL diminuisce molto, la tensione di uscita comincia a diminuire.

In Fig. 7 è riportata la forma d'onda di Vout per tre diversi valori di RL; come si vede, la forma d'onda della tensione di uscita non varia quando RL scende da 1kΩ a 500Ω

Invece, quando RL diventa 100Ω, la corrente richiesta dal carico risulta eccessiva e Vout non va oltre 2.5V.

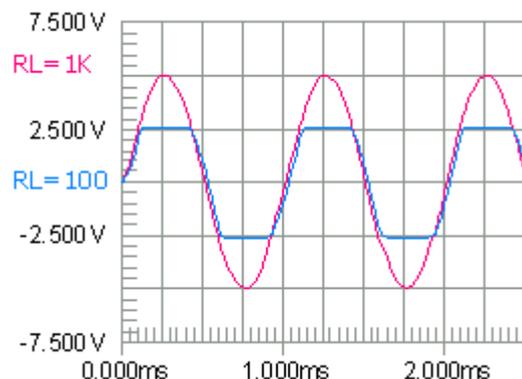


fig.7

Per un dato valore della tensione di uscita, il minimo valore di R_L al di sotto del quale la tensione di uscita comincia a diminuire è $R_{L\min} = \frac{V_{out}}{I_{out\max} - I_2} \cong \frac{V_{out}}{I_{out\max}}$. La corrente I_2 è quella che attraversa il partitore R_1/R_2 e viene resa trascurabile in fase di progetto, scegliendo le due resistenze in modo adeguato; più precisamente, quando si progetta la rete di retroazione di un AOP, le resistenze vanno scelte:

- non troppo piccole, altrimenti assorbono, inutilmente, molta corrente togliendola al carico
- non molto grandi, altrimenti la corrente che le percorre diventa piccolissima e paragonabile a quella, irrisoria, che scorre nei due ingressi dell'AOP che, in questo caso, non può più essere trascurata.

Inseguitore

In Fig.8 è riportato lo schema dell'inseguitore di tensione, noto anche come voltage follower.

L' insequitore è un caso particolare dell'amplificatore non invertente; infatti il tipo di retroazione presente nei due amplificatori è lo stesso (serie in ingresso e parallelo in uscita); nell' insequitore, però, tutta la tensione di uscita viene riportata all'ingresso dell'amplificatore; si suole dire perciò che nel voltage follower c'è una reazione totale di tensione.

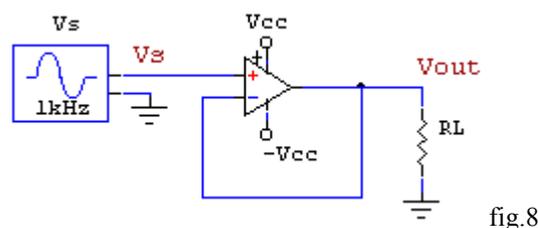


fig.8

Infatti, visto che i morsetti di ingresso sono allo stesso potenziale, $V_s = V_{(-)} = V_{(+)} = V_{out}$ per cui

$$A_{CL} = \frac{V_{out}}{V_s} = 1. \text{ La larghezza di banda ad anello chiuso}$$

coincide con il GBW : $(BW)_{CL} = \frac{GBW}{A_{CL}} = GBW$. Le

forme d'onda riportate in Fig.9 evidenziano che la tensione di uscita e di ingresso sono identiche. il diagramma di Bode riportato in Fig.10 conferma che l'amplificazione di tensione è unitaria (0dB) e che la banda passante è molto larga.

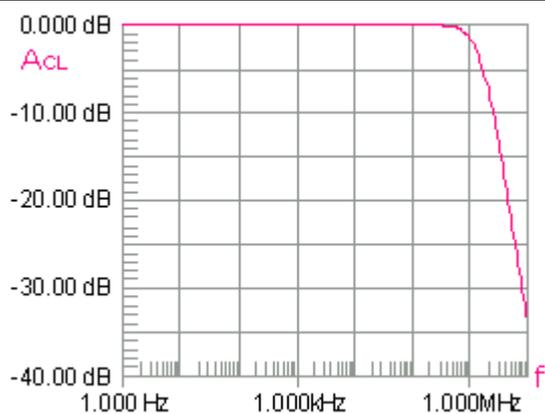


fig. 9

L'insequitore è un amplificatore molto usato; esso viene utilizzato quando si deve trasferire un segnale da una sorgente ad elevata resistenza interna, che può fornire solo una debole corrente, ad un carico di piccolo valore ohmico, che richiede, invece, parecchia corrente.

Approfondimenti

L' amplificazione ad anello chiuso, nella configurazione non invertente, potrebbe essere ricavata anche a partire da

$A_{CL} = \frac{A}{1 + A\beta} \cong \frac{1}{\beta}$ dato l'elevato grado di retroazione negativa, garantita dall'AOP; β è la frazione di tensione di uscita che viene riportata verso l'ingresso .

Nell'amplificatore non invertente $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ per cui $A_{CL} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ come avevamo già visto

dall'analisi circuitale.

Nell' insequitore $\beta=1$, visto che tutta la tensione di uscita è riportata in ingresso; perciò $A_{CL}=1$.

Configurazione invertente

Amplificatore invertente

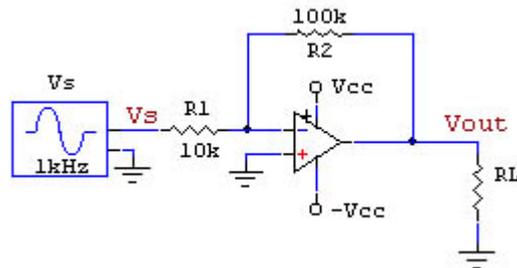


fig.10

In Fig.10 è riportato lo schema dell'amplificatore invertente.
L'amplificatore è:

- invertente perchè il segnale V_s è applicato, mediante la resistenza R_1 , all'ingresso invertente dell'AOP
- retroazionato perchè la resistenza R_2 connette l'uscita dell'amplificatore con il morsetto invertente dell'AOP

L'amplificatore retroazionato vero e proprio è quello privo di R_1 , riportato in Fig.11.

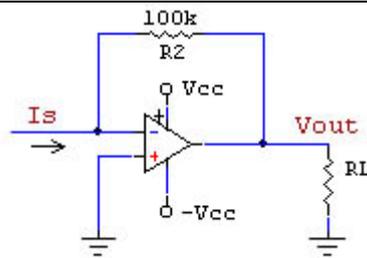


fig. 11

La reazione è anche in questo caso negativa perchè lo sfasamento subito dal segnale lungo l'anello di retroazione è 180° . La retroazione è di tipo parallelo in ingresso perchè, in ingresso appunto, c'è un confronto tra correnti; essa, perciò, riduce fortemente la resistenza di ingresso, che diventa praticamente nulla dato l'elevato fattore di retroazione garantito dall'AOP. Anche in uscita la connessione è di tipo parallelo e, perciò, viene ulteriormente ridotta la resistenza di uscita, già piccola, ad anello aperto.

In pratica l'amplificatore, per effetto della retroazione, ha piccolissima resistenza di ingresso e di uscita. Esso (Fig.11) è un eccellente convertitore corrente-tensione (è un amplificatore di transresistenza).

Ma torniamo all'amplificatore invertente (fig. 10). L'amplificazione di tensione (Fig.10) può essere ricavata, al solito, tenendo presente che i due morsetti di ingresso:

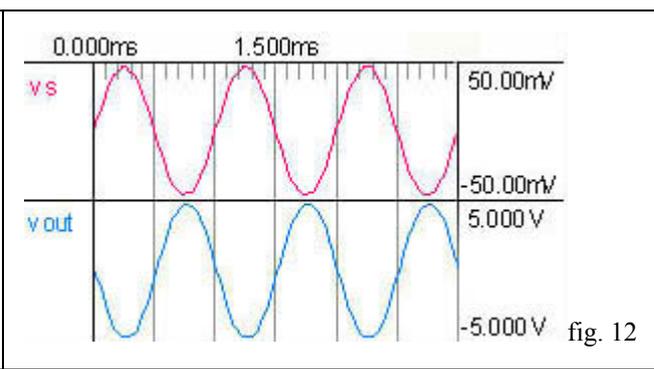
- sono allo stesso potenziale; ciò comporta che $V_{(-)} = V_{(+)} = 0$; il fatto che il morsetto invertente si trova a potenziale di massa non significa affatto che esso è a massa, perchè ne è separato dall'elevata resistenza di ingresso ad anello aperto dell'AOP; tanto è vero che non assorbe corrente. Si dice che il morsetto invertente è virtualmente a massa.
- non assorbono corrente; questo comporta che R_1 e R_2 sono in serie e perciò $I_1 = I_2$

Di conseguenza $\frac{V_s - V_{(-)}}{R_1} = \frac{V_{(-)} - V_{out}}{R_2}$ da cui ricaviamo $\frac{V_s}{R_1} = -\frac{V_{out}}{R_2}$ e $\frac{V_{out}}{V_s} = -\frac{R_2}{R_1} = (A_v)_{CL}$.

L'amplificazione di tensione dipende solo dal quadripolo di reazione ed è molto stabile.

Accanto (Fig.12) è riportata la forma d'onda di V_{out} in correlazione temporale con quella di V_s per $R_1=10k\Omega$ e $R_2=1M\Omega$; le due forme d'onda sono manifestamente in opposizione di fase, in accordo al fatto che l'amplificatore è invertente; il picco di V_{out} è 100 volte più grande del picco di V_s e l'amplificazione è 100 come il rapporto $\frac{R_2}{R_1}$.

La tensione di uscita V_{out} non dipende dal carico R_L sino a quando esso non richiede una corrente maggiore di quella che l'AOP può fornire.



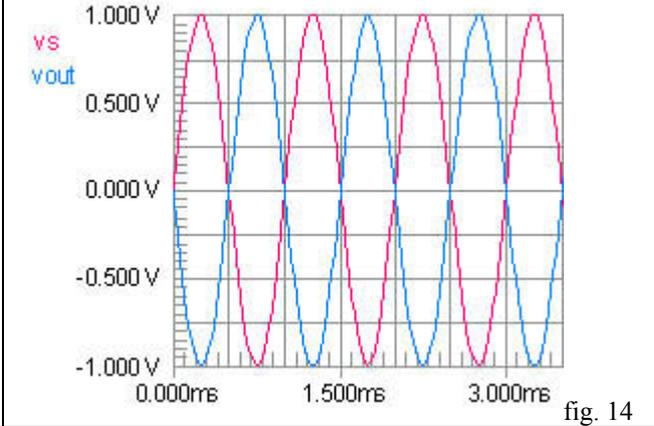
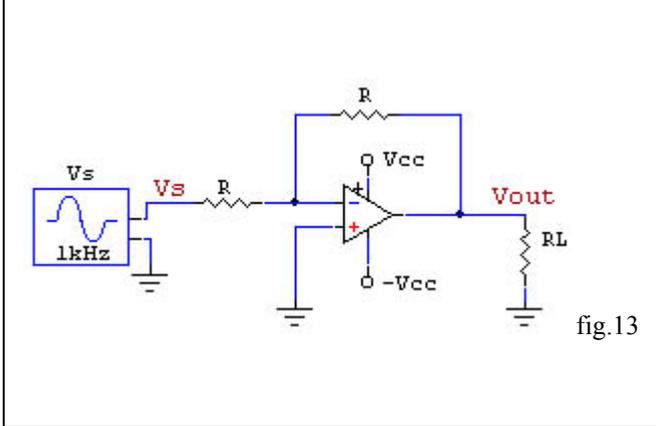
La resistenza vista da V_s è $R_1 + (R_{in})_{CL} \cong R_1$ dato che $(R_{in})_{CL} \cong 0$. La rete di reazione si progetta in base al guadagno di tensione che si vuole ottenere; più precisamente, dapprima si sceglie R_1 sufficientemente elevata in modo da non caricare eccessivamente la sorgente V_s e poi si ricava $R_2 = |(A_v)_{CL}| \cdot R_1$. La frequenza di taglio superiore f_H si ricava al solito dal GBW; cioè

$$f_H = \frac{GBW}{|(A_v)_{CL}|}$$

Invertitore di fase

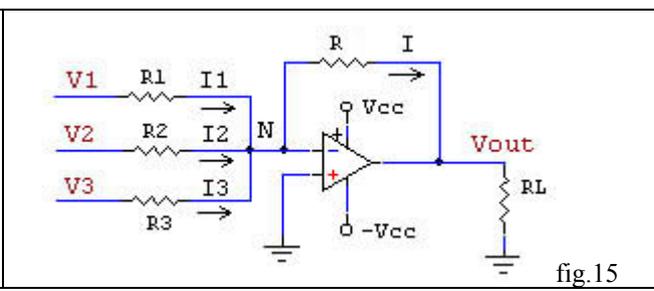
Se nell'amplificatore invertente $R_2=R_1$, la tensione di uscita ha lo stesso modulo di V_s , ma le è opposta in fase e $(A_v)_{CL} = -\frac{R_2}{R_1} = -1$; l'amplificatore così ottenuto si chiama invertitore di fase.

Il circuito è riportato in Fig.13, le forme d'onda sono in Fig.14



Sommatore invertente

Il sommatore invertente non è altro che un amplificatore invertente a più ingressi; in Fig.15 ne abbiamo uno a tre ingressi. Anche nel sommatore il morsetto invertente è virtualmente a massa e, poiché gli ingressi dell'AOP non assorbono corrente, abbiamo $I_1 + I_2 + I_3 = I$. Il nodo N in cui le correnti, provenienti dagli ingressi vengono sommate, si chiama, appunto, nodo sommatore.



Per via della massa virtuale abbiamo anche

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} = -\frac{V_{out}}{R}$$

e quindi

$$V_{out} = -\frac{R}{R_1} * V_1 - \frac{R}{R_2} * V_2 - \frac{R}{R_3} * V_3$$

La tensione di uscita è, quindi, la somma delle tensioni che arrivano da ciascun ingresso singolarmente, opportunamente amplificate; a questo risultato si poteva arrivare altrettanto facilmente applicando la sovrapposizione degli effetti.

In generale questo amplificatore effettua la somma pesata delle tensioni applicate ai suoi ingressi, perchè le amplificazioni lungo ciascuna via sono diverse.

Se vogliamo che l'amplificatore si comporti da sommatore vero e proprio, le amplificazioni relative a ciascun ingresso devono essere le stesse; perchè ciò accada è necessario che sia $R_1 = R_2 = R_3$; in questo caso

$$V_{out} = -\frac{R}{R_1} \cdot (V_1 + V_2 + V_3).$$

Inoltre, se $R_1 = R_2 = R_3 = 3R$ abbiamo

$$V_{out} = -\frac{V_1 + V_2 + V_3}{3};$$

La tensione di uscita, in questo caso, a parte il segno, è la media aritmetica delle tensioni applicate in ingresso.

Il sommatore ha molte applicazioni in Elettronica; ad esempio viene usato come mixer per mescolare segnali provenienti da sorgenti diverse; oppure per fornire di un offset un segnale che ne è privo come nel circuito di Fig.16; e ancora, per ricostruire un segnale periodico a partire dalle sue componenti armoniche.

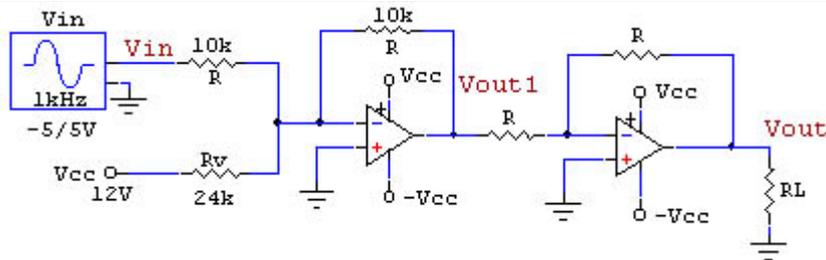


fig.16

Vediamo come viene condizionata la tensione V_{in} nell'attraversare i due blocchi. Il primo blocco somma alla tensione V_{in} una frazione di V_{cc} e la inverte di fase; perciò:

$$V_{out1} = -V_{in} \cdot \frac{R}{R} - V_{cc} \cdot \frac{R}{R_v} = -V_{in} - 5V$$

Il secondo blocco è un invertitore di fase e, quindi, in uscita troviamo la tensione V_{in} a cui è stato sommato un offset di 5V (Fig.17)

La resistenza R_v di solito è formata dalla serie tra una resistenza fissa ed una variabile, in modo da poter variare a piacere l'offset di V_{out}

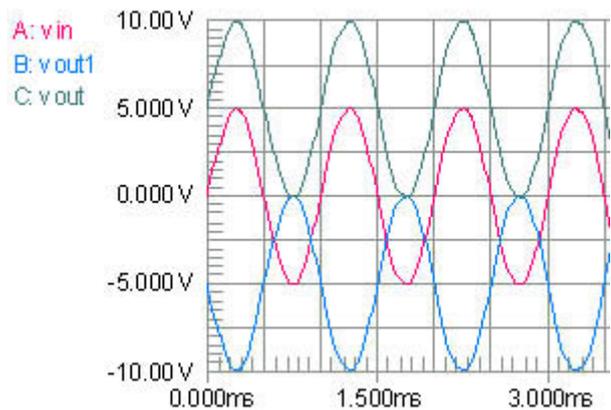


fig.17

Amplificatore differenziale

L'amplificatore operazionale è già un differenziale ma non può operare ad anello aperto; altrimenti satura. Per farlo funzionare in regione lineare occorre retroazionarlo negativamente come in Fig.18; ovviamente, perchè il differenziale funzioni correttamente è necessario che le amplificazioni rispetto a ciascun ingresso siano le stesse e, quindi, la rete di reazione va dimensionata in modo adeguato.

Per poter progettare la rete, noi dobbiamo calcolare prima l'amplificazione rispetto a ciascun ingresso; per farlo utilizzeremo la sovrapposizione degli effetti.

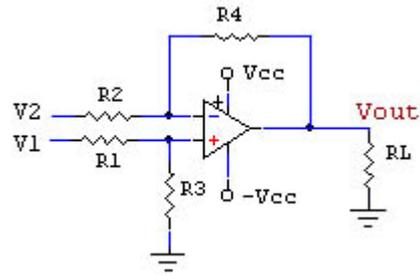


Fig.18

Calcoliamo dapprima l'amplificazione che subisce V1; per farlo, poniamo a massa l'altro ingresso (Fig.20). L'amplificatore così ottenuto è un non invertente preceduto dal partitore R1/R3. Otteniamo:

$$V_{out1} = V_1 \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3} \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_2}\right) \text{ e}$$

$$A_1 = \frac{V_{out1}}{V_1} = \frac{R_3}{R_1 + R_3} \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_2}\right)$$

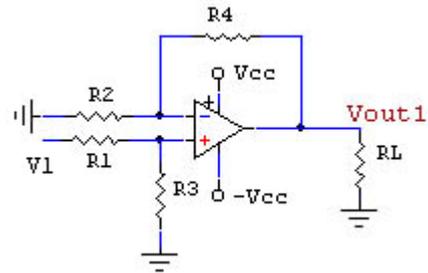


Fig.19

Valutiamo adesso l'amplificazione subita da V2 ponendo a massa l'altro ingresso; in questo caso il differenziale diventa un amplificatore invertente; infatti, il parallelo R1//R3, posto in serie al morsetto non invertente, non è attraversato da corrente e perciò il morsetto (+) è a massa.

Di conseguenza $V_{out2} = -\frac{R_4}{R_2} \cdot V_2$ e

$$A_2 = -\frac{V_{out2}}{V_2} = -\frac{R_4}{R_2}$$

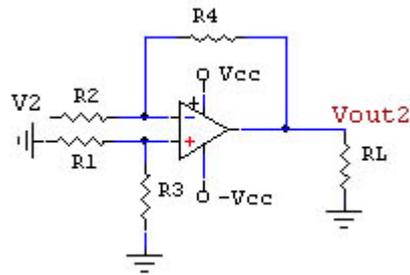


Fig.20

Se riscriviamo l'amplificazione rispetto al morsetto non invertente $A_1 = \frac{R_3/R_1}{1 + R_3/R_1} \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_2}\right)$ ci si rende conto che

$$A_1 = |A_2| \text{ soltanto se } \frac{R_4}{R_2} = \frac{R_3}{R_1}; \text{ se questo accade } A_1 = \frac{R_4}{R_2} = \frac{R_3}{R_1}.$$

La tensione di uscita è la sovrapposizione dei due singoli contributi Vout1 e Vout2; perciò:

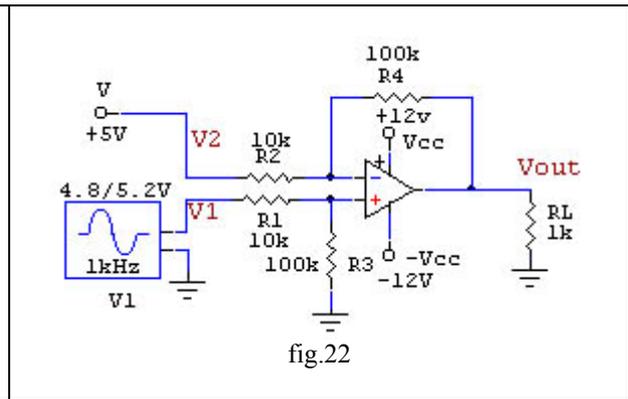
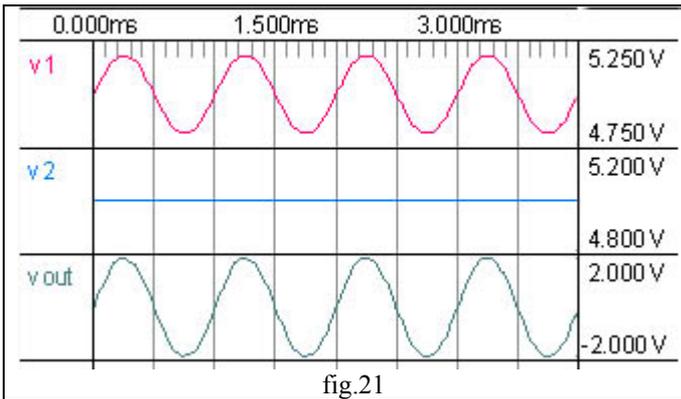
$$V_{out} = V_{out1} + V_{out2} = A_1 \cdot V_1 + A_2 \cdot V_2 = \frac{R_4}{R_2} \cdot V_1 - \frac{R_4}{R_2} \cdot V_2 = \frac{R_4}{R_2} \cdot (V_1 - V_2) = A_d \cdot V_d$$

e, in definitiva, per l'amplificazione differenziale Ad abbiamo $A_d = \frac{R_4}{R_2} = \frac{R_3}{R_1}$.

Idealmente l'amplificazione di modo comune Ac è nulla perchè le amplificazioni rispetto a ciascun morsetto, sempre idealmente, sono identiche; in realtà, per via della tolleranza dei componenti, le due amplificazioni sono leggermente diverse; perciò, in realtà, Ac non è nulla e il CMRR dipende dalla precisione delle resistenze utilizzate.

La resistenza vista da ciascuno degli ingressi non è infinita ma dipende dalla rete di reazione; il differenziale potrebbe allora caricare la circuiteria a monte; per evitare questo fenomeno, si potrebbe far precedere ciascun ingresso da un inseguitore, oppure meglio ancora, ricorrere ad un differenziale per strumentazione.

Vediamo un'applicazione del differenziale appena studiato:



In Fig.22 all'ingresso non invertente è applicato un segnale sinusoidale di picco 200mV, sovrapposto ad una componente continua di 5V; all'altro ingresso è applicata la sola componente continua di 5V, che è in pratica il segnale di modo comune. La rete di reazione è dimensionata in modo che $Ad = \frac{R_4}{R_2} = \frac{R_3}{R_1} = 10$. In queste condizioni, in uscita abbiamo :

$$V_{out} = Ad \cdot (V_1 - V_2) = 10 \cdot (5V + 0.2V \cdot \sin \omega t - 5V) = 2V \cdot \sin \omega t$$

La simulazione di Fig.21 conferma in pieno sia la soppressione del segnale di modo comune sia l'amplificazione di un fattore 10 del segnale differenza.

Amplificatore differenziale per strumentazione

L'amplificatore differenziale per strumentazione (Fig.23) è disponibile in forma integrata ed ha le seguenti caratteristiche:

- ha elevatissima resistenza di ingresso
- ha CMRR molto elevato
- ha il guadagno differenziale regolabile mediante una sola resistenza

L'amplificatore per strumentazione è molto usato nell'acquisizione di segnali deboli, sovrapposti ad un segnale di modo comune rilevante.

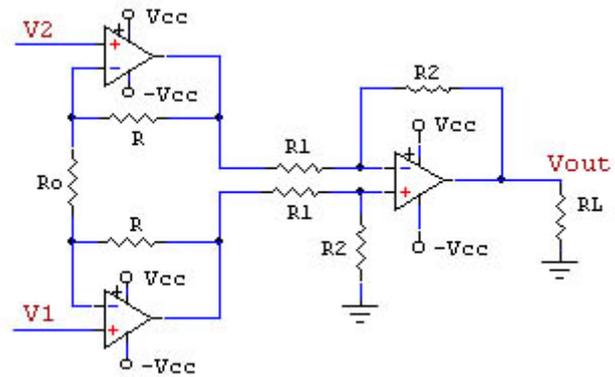


Fig.23

Al primo stadio del differenziale troviamo un amplificatore non invertente, uno per ciascun ingresso; questo primo stadio garantisce un'elevatissima resistenza di ingresso all'amplificatore per strumentazione; il secondo stadio è un normale amplificatore differenziale che avrà sicuramente un CMRR elevato, dato che le resistenze vengono integrate con buona precisione.

Ma vediamo come il nostro amplificatore tratta il segnale differenziale:

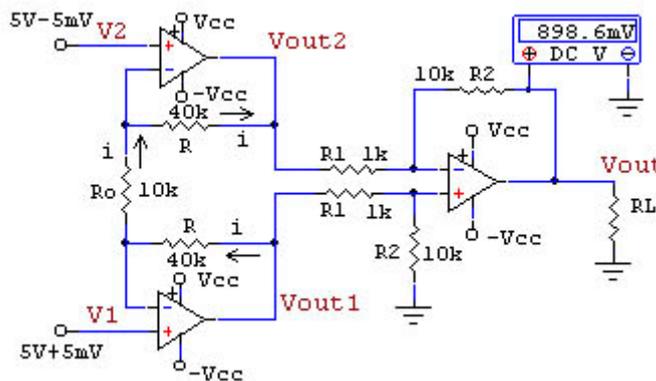


fig.24

Le due resistenze R e la resistenza Ro, nella rete di reazione del primo stadio, sono attraversate dalla stessa corrente, dato che i morsetti di ingresso degli AOP non assorbono corrente; per di più, in ciascun AOP i due morsetti di ingresso sono allo stesso potenziale e quindi $I = \frac{V_1 - V_2}{R_0}$; perciò dal primo stadio esce il segnale :

$$V_{out1} - V_{out2} = R_0 \cdot I + 2R \cdot I = R_0 \cdot I \left(1 + 2 \frac{R}{R_0} \right) = \left(1 + 2 \frac{R}{R_0} \right) \cdot (V_1 - V_2)$$

Il segnale differenza che esce dal primo stadio viene amplificato dal secondo per cui, in definitiva:

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_{out1} - V_{out2}) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \left(1 + 2 \frac{R}{R_0} \right) \cdot (V_1 - V_2)$$

e l'amplificazione differenziale complessiva risulta il prodotto tra le amplificazioni di due stadi; cioè:

$$A_d = \frac{R_2}{R_1} \cdot \left(1 + 2 \frac{R}{R_0} \right)$$

Di solito le resistenze R1, R2 e R si trovano sull' integrato; Ro, invece, è esterna e, variandola, si può ottenere il valore desiderato di Ad. Nella simulazione di Fig.24 $V_1 - V_2 = 10mV$ e $A_d = 90$; Vout, con ottima approssimazione, è 898.6mV contro i 900mV previsti.

Vediamo come il differenziale tratta il segnale di modo comune:

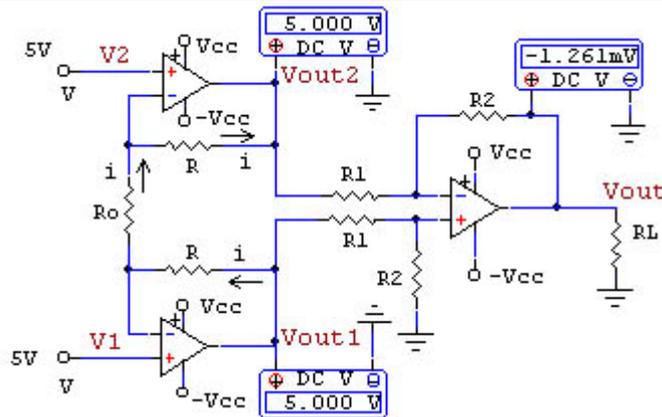


Fig.24

La simulazione mostra che il segnale di modo comune $V_1 = V_2 = 5V$ attraversa inalterato il primo stadio; infatti $V_{out1} = V_{out2} = 5V$. Ciò accade perchè stavolta le due tensioni di ingresso sono identiche e perciò la corrente nella resistenza R_0 si annulla; cioè $I = \frac{V_1 - V_2}{R_0} = 0$

Di conseguenza, non c'è caduta di tensione su nessuna delle due resistenze R e perciò $V_{out1} = V_1$ e $V_{out2} = V_2$. Il segnale di modo comune entra poi nel secondo stadio, che lo riduce fortemente.

In definitiva la presenza del primo stadio aumenta la resistenza di ingresso, eleva il segnale differenza mentre lascia inalterato il segnale di modo comune, aumentando così il CMRR; infatti :

$$CMRR = \left| \frac{Ad}{Ac} \right| = \left| \frac{Ad_1 \cdot Ad_2}{Ac_1 \cdot Ac_2} \right| = \left| \frac{\left(1 + 2 \frac{R}{R_0}\right) \cdot Ad_2}{1 \cdot Ac_2} \right| = \left(1 + 2 \frac{R}{R_0}\right) \cdot \left| \frac{Ad_2}{Ac_2} \right| = \left(1 + 2 \frac{R}{R_0}\right) \cdot CMRR_2$$

Convertitore corrente/tensione

Il convertitore corrente/tensione (attivo) è un amplificatore che ha il pilotaggio in corrente e l'uscita in tensione. Esso, nel caso ideale, deve avere una resistenza di ingresso molto piccola, per assorbire tutta la corrente da amplificare; anche la resistenza di uscita deve essere molto piccola, in modo che la tensione di uscita non dipenda dal carico. Per realizzarlo bisogna utilizzare la reazione negativa parallelo-parallelo.

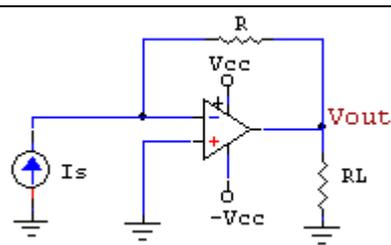


Fig.24

Il convertitore corrente/tensione più elementare è la semplice resistenza (Fig.25); essa va inserita nel ramo in cui scorre la corrente Is da convertire e, perciò, deve essere molto piccola per non alterarne il valore. In queste condizioni, anche la tensione ottenuta è molto piccola.

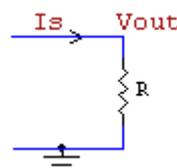


Fig.25

In Fig. 24 abbiamo il convertitore ideale corrente/tensione, realizzato utilizzando un AOP in configurazione invertente. Come abbiamo già visto, in questa configurazione è presente una reazione negativa parallelo-parallelo, che garantisce al convertitore valori molto piccoli di resistenza sia di ingresso che di uscita; tenendo presente che il morsetto invertente è virtualmente a massa e non assorbe corrente, abbiamo $I_s = -\frac{V_{out}}{R}$ da cui otteniamo $V_{out} = -R \cdot I_s$, indipendentemente dal valore del carico. La caratteristica V_{out}/I_s è riportata in Fig. 26.

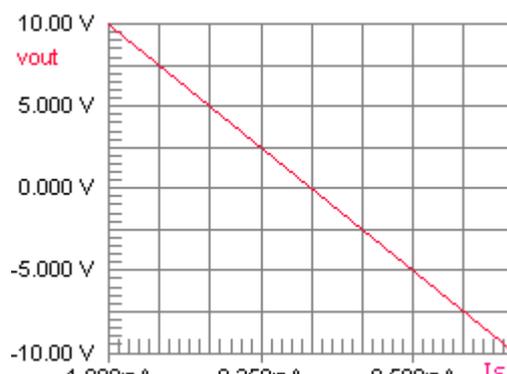


Fig.26

Il convertitore I/V ideale non altera il valore della corrente da convertire ed è molto usato nell'acquisizione dati; molti trasduttori, infatti, hanno l'uscita in corrente e forniscono un segnale debole che deve essere amplificato; in più, il blocco che deve acquisire il segnale (ad esempio un convertitore A/D) spesso predilige il pilotaggio in tensione. Il segnale uscente dal trasduttore, allora, deve essere contestualmente amplificato e convertito in tensione; a ciò provvede, appunto, il convertitore I/V. Nel convertitore di Fig.24, la tensione di uscita è nulla quando anche la corrente Is è nulla; a volte è necessario realizzare convertitori I/V in cui l'uscita si azzeri per $I_s = I_0$.

Per ottenere questo scopo, basta modificare il circuito come in Fig.27, in cui l'amplificatore converte la corrente $I = I_s - I_0$. Al solito, il morsetto invertente è virtualmente a massa e non assorbe corrente e perciò $R_0 = \frac{V_{cc}}{I_0}$.

La tensione V_{out} di uscita assume allora la forma $V_{out} = -R \cdot I = -R \cdot (I_s - I_0)$ e si annulla per $I_s = I_0$

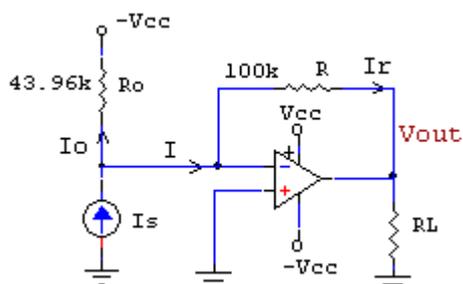


Fig.27

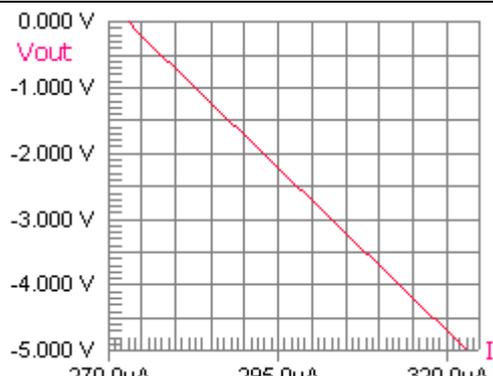


Fig.28

In Fig. 28 è riportata la caratteristica di trasferimento V_{out}/I_s del convertitore di Fig.27 ; esso è stato progettato in modo che sia $V_{out}=0$ per $I_s=273\mu A$, mentre per $I_s=323\mu A$ in uscita dobbiamo ottenere $|V_{out}| = 5V$; a tale scopo il

valore di R_0 è stato scelta in modo che $R_0 = \frac{V_{cc}}{I_0} = \frac{12V}{273\mu A} = 43.96k\Omega$; ovviamente un valore così preciso può

essere ottenuto solo con un trimmer.

La resistenza di reazione R è stata determinata tenendo presente che, quando I_s , e quindi I , varia di $50\mu A$, la tensione

V_{out} deve variare di $5V$; perciò $R_0 = \left| \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_s} \right| = \frac{50}{50\mu A} = 100k\Omega$.

Se si invertono il verso di I_s e I_o (e quindi il terminale superiore di R_0 va posto a $+V_{cc}$) la tensione V_{out} assume valori positivi, almeno nel campo di valori di I_s esaminato, e la pendenza della caratteristica di trasferimento si inverte. Nell' esempio appena studiato, la corrente I_s potrebbe essere fornita dal trasduttore di temperatura AD 590 che eroga $1\mu A$ per ogni $^{\circ}K$ di temperatura; e allora, se osserviamo che il trasduttore fornisce $273\mu A$ alla temperatura di $273^{\circ}K$, cioè a $0^{\circ}C$, mentre eroga $323\mu A$ a $323^{\circ}K$, cioè a $50^{\circ}C$, ci rendiamo conto che, in qualche modo, il circuito di Fig.27 può essere impiegato per realizzare un termometro che rivela temperature comprese tra $0^{\circ}C$ e $50^{\circ}C$.

Convertitore tensione/corrente

Il convertitore tensione/corrente attivo è un amplificatore che è pilotato in tensione ed ha l'uscita in corrente. Nel caso ideale esso deve avere la resistenza di ingresso molto elevata in modo da rendere trascurabile l'attenuazione nella maglia di ingresso ;anche la resistenza di uscita deve essere molto elevata affinché la corrente fornita al carico non dipenda dal carico stesso. Per realizzarlo occorre utilizzare la reazione negativa serie-serie.

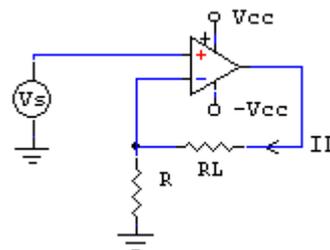


Fig.29

Il convertitore tensione/corrente più elementare è la semplice resistenza; essa va inserita in parallelo al ramo su cui cade la tensione da convertire; ovviamente, per non alterare ciò che si vuole convertire, la resistenza R inserita deve essere di valore molto elevato; anche la corrente ottenuta è, allora, molto piccola.

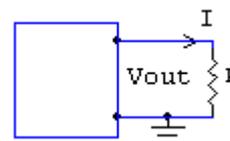


Fig.30

E' evidente perciò che è, quasi sempre, inevitabilmente necessario ricorrere al convertitore V/I ideale che, avendo una resistenza di ingresso molto elevata, non altera la tensione da convertire. In Fig.29 è riportato lo schema del convertitore ideale V/I . Esso utilizza la configurazione non invertente; la resistenza R , che rappresenta il quadripolo di reazione, è posta in serie sia all' ingresso che all' uscita dell'amplificatore. La resistenza R_L rappresenta il carico.

Al solito, i morsetti di ingresso dell'AOP non assorbono corrente e, perciò, le resistenze R e R_L sono in serie; inoltre i due morsetti sono allo stesso potenziale ed allora , ai capi di R , abbiamo la tensione V_s da convertire.

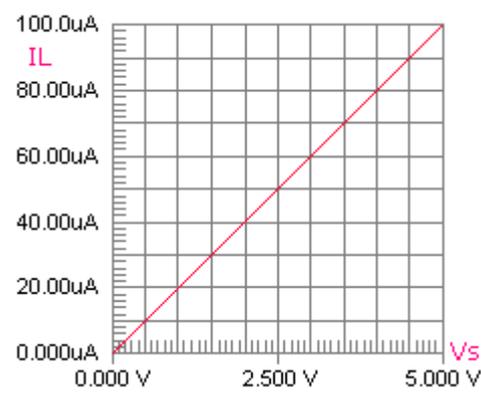


Fig.31

In sostanza, nel carico scorre la corrente $I_L = \frac{V_s}{R}$ del tutto indipendente dal carico stesso. In Fig. 31 abbiamo la

caratteristica di trasferimento V_{out}/I_s del convertitore di Fig. 29; essa è stata tracciata per $R_L=50k\Omega$. Facendo variare R_L , a parità di V_s , la corrente nel carico rimane costante almeno sino a quando l'AOP resta in regione lineare; cioè sino a quando la tensione all' uscita dell'AOP non si approssima a $\pm V_{cc}$.

Il convertitore V/I è utilizzato per testare la tensione ai capi di un certo numero di bipoli, come diodi o diodi Zener, a parità di corrente; viene anche usato per misurare tensioni impiegando misuratori di corrente e, in definitiva, per realizzare voltmetri ad elevatissima resistenza di ingresso a partire da milliamperometri.

Il convertitore V/I può essere realizzato anche utilizzando la configurazione invertente, come in Fig.32. Anche in questo caso, la tensione V_s viene convertita in corrente nella resistenza R , che ha un capo virtualmente a massa; e, dato che il morsetto invertente non assorbe corrente, la corrente nel carico è $I_L = I = \frac{V_s}{R}$ ed è del tutto indipendente da R_L .

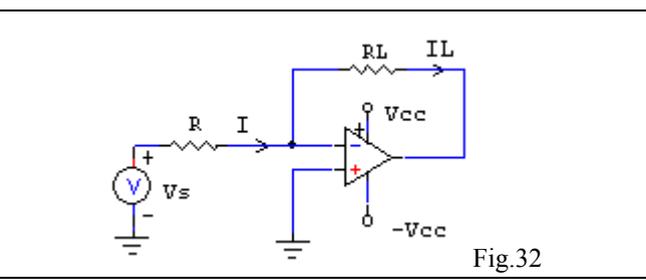


Fig.32

Osserviamo, però, che il convertitore V/I così realizzato non ha una resistenza di ingresso elevatissima, come in quello che utilizza la configurazione non invertente; anzi, in questo, la resistenza di ingresso coincide con R , visto che il morsetto invertente è virtualmente a massa. La resistenza R deve avere, perciò, un valore sufficientemente elevato, per non caricare la sorgente che fornisce V_s .

Nei due convertitori precedentemente studiati, il carico R_L è flottante, cioè non ha un punto a massa; in genere ciò non costituisce un problema perchè, nelle applicazioni più comuni, R_L spesso è un indicatore o un bipolo da testare che non deve avere necessariamente un punto a massa. Se comunque dovesse servire un convertitore V/I con carico non flottante, si può ricorrere allo schema di Fig.33 in cui il carico ha un punto a massa. In questo convertitore, oltre alla reazione negativa, è presente un certo grado di retroazione positiva, visto che una parte di V_{aop} è riportata al morsetto non invertente dell'AOP.

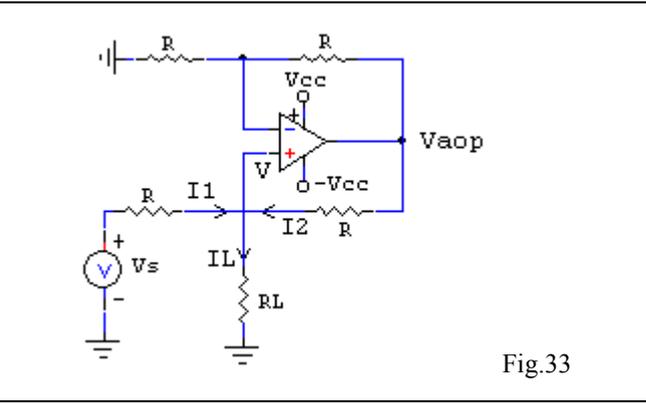


Fig.33

Nel complesso, la reazione negativa deve prevalere sulla positiva, se si vuole che il sistema sia stabile. Osserviamo che

$$I_L = I_1 + I_2 = \frac{V_s - V}{R} + \frac{V_{AOP} - V}{R} = \frac{V_s + V_{AOP} - 2V}{R}$$

Inoltre $V_{AOP} = V \cdot \left(1 + \frac{R}{R}\right) = 2V$, visto che il convertitore utilizza la configurazione non invertente e, in definitiva, la corrente che scorre nel carico è:

$$I_L = \frac{V_s}{R}$$

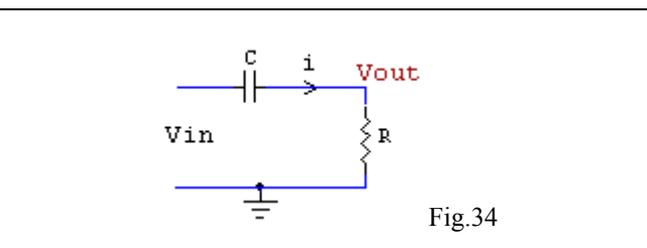
completamente indipendente da R_L ; ovviamente la qualità del convertitore è strettamente legata alla precisione delle quattro resistenze di valore R , che deve essere molto elevata.

Derivatore

Il derivatore è un circuito che fornisce una tensione di uscita V_{out} direttamente proporzionale alla derivata temporale della tensione di ingresso V_{in} . La relazione uscita/ingresso che lo caratterizza è $V_{out} = k \frac{dV_{in}}{dt}$. La costante k ha le dimensioni di un tempo.

Passando nel dominio della frequenza complessa s , la relazione tra l'uscita e l'ingresso diventa $V_{out}(s) = k \cdot s \cdot V_{in}(s)$; la funzione di trasferimento del derivatore ideale è, allora, $F(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = ks$ ed ha soltanto uno zero nella origine e non ha alcun polo. Questo significa che il derivatore ideale non è stabile e che, in pratica, noi utilizzeremo circuiti che si comportano da derivatori solo in determinate condizioni.

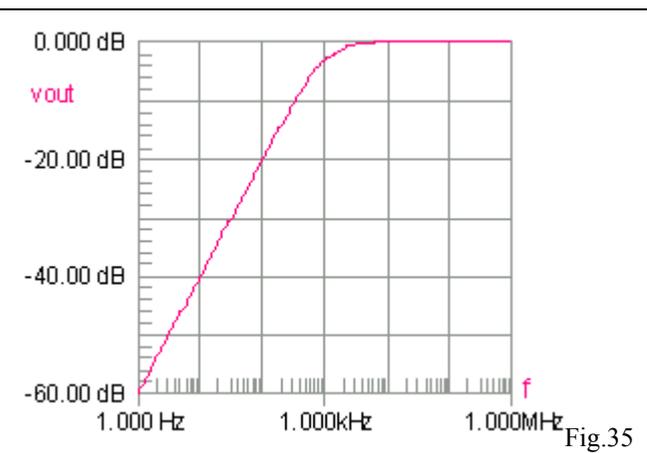
Il derivatore può essere realizzato in modo passivo come in Fig.34; perchè esso funzioni correttamente, però, è necessario che sia $V_{out} \ll V_{in}$ in modo che si abbia $V_c \cong V_{in}$. In queste condizioni, la corrente che scorre nel ramo capacitivo e nella resistenza R è

$$i = C \frac{dV_c}{dt} \cong \frac{dV_{in}}{dt} \text{ e } V_{out} = Ri \cong RC \frac{dV_{in}}{dt}.$$


In sostanza, nel circuito di Fig.34, la tensione V_{in} viene dapprima convertita in una corrente capacitiva, proporzionale a dV_{in}/dt , e successivamente viene riconvertita in tensione dalla resistenza R ; non è banale ribadire, però, che il circuito deriva quando attenua parecchio.

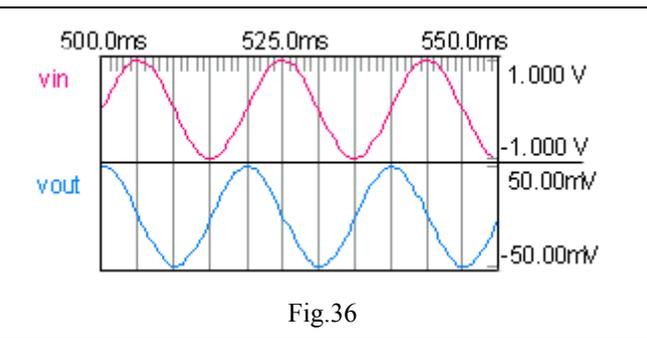
Nel dominio della frequenza, il circuito di Fig.34 è un filtro passa alto, avente frequenza di taglio $f_t = \frac{1}{2\pi RC}$, come testimonia il diagramma di Bode relativo alla risposta in ampiezza, riportato in Fig.35. Poichè il circuito deriva là dove attenua molto, risulta evidente allora che la nostra rete RC deriva i segnali sinusoidali di frequenza $f \ll f_t$ lasciando passare pressochè inalterati i segnali armonici di frequenza $f \gg f_t$.

Per sintetizzare, possiamo dire che alle basse frequenze, cioè per $f \ll f_t$, $V_{out} \cong RC \frac{dV_{in}}{dt}$; viceversa alle alte frequenze, cioè per $f \gg f_t$, otteniamo che $V_{out} \cong V_{in}$.



La funzione di trasferimento (fdT) della nostra rete RC è $F(s) = \frac{R}{R + 1/sC} = \frac{sRC}{1 + sRC}$. A basse frequenze, quando $|sRC| \ll 1$, la funzione di trasferimento diventa $F(s) \cong sRC$, quella tipica del derivatore. Ad alte frequenze, quando $|sRC| \gg 1$, abbiamo $F(s) \cong 1$; ciò conferma ancora una volta che la rete RC in esame deriva soltanto i segnali armonici di bassa frequenza, lasciando inalterati o quasi quelli di alta frequenza.

A regime sinusoidale, per $f \ll f_t$, la fdT diventa $F(j\omega) \cong j\omega RC$. Questo significa che un segnale sinusoidale di bassa frequenza entrante nel derivatore viene anticipato di 90° e moltiplicato per $\omega RC = 2\pi f RC = \frac{f}{f_t}$. In Fig.36, un segnale sinusoidale di picco 1V e $f=50\text{Hz}$ ($T=20\text{msec}$), entrante nella rete RC di Fig.34 con $f_t=1\text{kHz}$, viene trasformato, a regime, in un segnale di tipo coseno avente picco 50mV, in ottimo accordo con le previsioni.



Viceversa, nel caso in cui $f \gg f_t$, la f_dT diventa $F(j\omega) \cong 1$ e il segnale armonico di alta frequenza viene lasciato passare inalterato. In Fig.37, il segnale sinusoidale di picco 1V e $f=10\text{kHz}$ ($T=100\mu\text{sec}$) attraversa il blocco RC di Fig.34, rimanendo praticamente uguale a quello originario. E' importante osservare che un eventuale componente continua, associata a V_{in} , verrebbe inesorabilmente bloccata dal condensatore di accoppiamento, coerentemente con il fatto che il filtro passa alto blocca la componente continua o, se vogliamo, che la derivata di una costante è nulla.

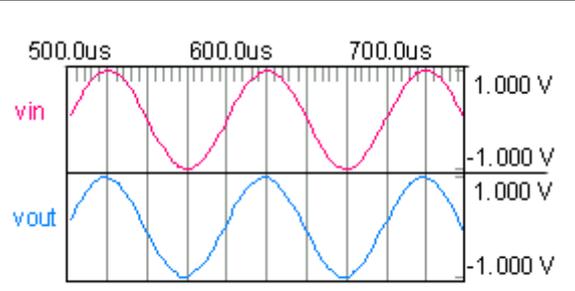


Fig.37

Se V_{in} è un segnale periodico complesso, la nostra rete ne deriverà le componenti armoniche di frequenza $f \ll f_t$ lasciando inalterate quelle di alta frequenza; il segnale uscente dalla rete risulterà, perciò, più o meno deformato rispetto a quello di partenza. In Fig.38, con $R=1.6\text{k}$ e $C=100\text{nF}$, il segnale triangolare di valore picco picco $V_{inpp}=10\text{V}$, $f=50\text{Hz}$ e valor medio 5V diventa un'onda quadra di picco :

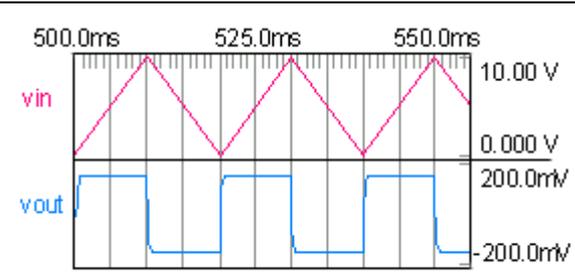
$$V_{outp} \cong RC \frac{dV_{in}}{dt} = RC \frac{V_{inpp}}{T/2} = 2fRCV_{inpp} = 159\text{mV}$$


Fig.38

Invece il segnale triangolare di valore picco picco 10V, valor medio 5V e frequenza 10kHz, molto maggiore quindi della frequenza di taglio della rete RC, viene lasciato passare così com'è, a parte la componente continua che viene bloccata ; infatti la simulazione di Fig.39 mostra che il segnale uscente dalla rete RC è lo stesso segnale di ingresso, privato della sua componente continua. Possiamo concludere pertanto che la rete RC, in determinate condizioni, può comportarsi da eccellente derivatore.

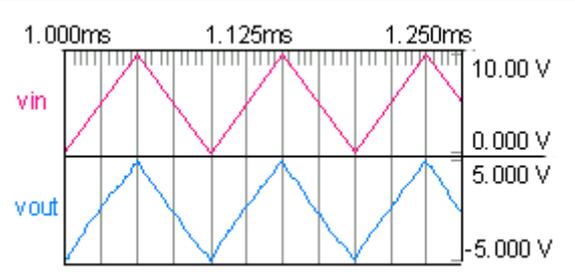


Fig.39

L'unico problema sta nel fatto che, per derivare, la rete deve attenuare molto, come testimoniano le simulazioni che abbiamo studiato. Il problema si risolve utilizzando al posto della resistenza R, per convertire la corrente in tensione, un convertitore I/V attivo.

In Fig. 40 abbiamo lo schema del **derivatore ideale** ottenuto sostituendo la resistenza R del derivatore passivo di Fig.34 con un convertitore ideale I/V. Al solito, per via del fatto che il morsetto invertente non assorbe corrente ed è virtualmente a massa, otteniamo

$$V_{out} = -Ri = -Ri_c = -RC \frac{dV_{in}}{dt}$$

senza avere imposto alcuna condizione restrittiva su V_{out} , come abbiamo dovuto invece fare nella rete RC.

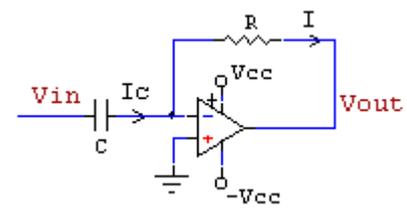


Fig.40

Osserviamo che il derivatore ideale, in pratica, è un amplificatore invertente in cui una delle due resistenze è stata sostituita da un condensatore. E allora, se passiamo nel dominio della frequenza complessa s, la funzione di trasferimento del derivatore ideale diventa $F(s) = -\frac{R}{1/sC} = -sRC$ ed ha, come già sapevamo, soltanto uno zero nell'origine e nessun polo.

A regime sinusoidale la f_dT diventa $F(j\omega) = -j\omega RC$; questo significa che un segnale sinusoidale entrante nel derivatore viene ritardato di 90° e moltiplicato per ωRC ; l'amplificazione del derivatore ideale cresce, quindi, in modo direttamente proporzionale alla frequenza.

Le forme d'onda di Fig. 41 sono relative al derivatore ideale di Fig.40, in cui $R=78.5\text{Kohm}$ e $C=796\text{pF}$ e il segnale di pilotaggio è sinusoidale con picco 1V e $f=1\text{kHz}$, e confermano in pieno le previsioni.

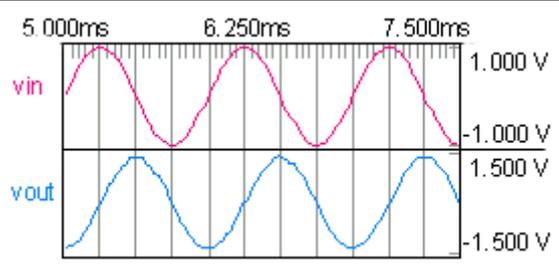


Fig.41

Come abbiamo già detto, il derivatore ideale, per il fatto di non avere alcun polo, è instabile; questa instabilità si manifesta soprattutto con i segnali di alta frequenza che vengono amplificati moltissimo. In pratica, se proviamo ad utilizzare il circuito di Fig.40, un qualsiasi rumore di alta frequenza, inevitabilmente presente all'ingresso del derivatore, verrà amplificato a tal punto da rendere inutilizzabile l'amplificatore.

Il problema si risolve facendo in modo che l'amplificazione, all'aumentare della frequenza, non possa oltrepassare un certo limite.

Questo risultato lo si ottiene inserendo in serie al condensatore di capacità C una resistenza R_1 , come in Fig.42; in questo modo, a frequenze elevate, quando C diventa un cortocircuito, l'amplificazione non va oltre il valore di $\frac{R}{R_1}$. L'inserimento di R_1 in serie a C equivale a introdurre, nel sistema, un polo reale e negativo $p = -1/CR_1$ rendendo, così, stabile il circuito.

Il circuito di Fig.42 si chiama **derivatore reale**.

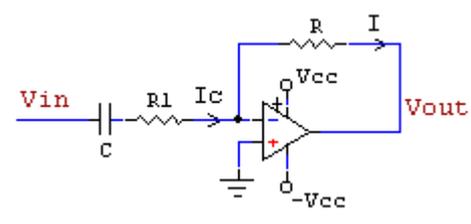


Fig.42

Come evidenzia il diagramma di Bode riportato in Fig. 43, il nostro circuito non è altro che un filtro passa alto attivo la cui frequenza di taglio è $f_t = \frac{1}{2\pi CR_1}$.

Il circuito deriva per $f \ll f_t$ quando R_1 è molto minore della reattanza di C ; in queste condizioni, il circuito di Fig.42 si riconduce a quello di Fig.40 e

$$V_{out} \cong -RC \frac{dV_{in}}{dt}$$

A frequenze elevate, cioè per $f \gg f_t$, il condensatore C è in pratica un cortocircuito e il sistema è riconducibile ad un amplificatore invertente in cui $V_{out} \cong -\frac{R}{R_1} V_{in}$

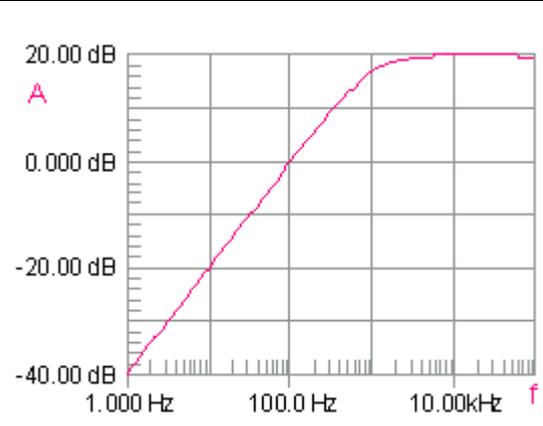


Fig.43

Per dimensionare i componenti del derivatore reale, per prima cosa si impone il valore di R_1 (almeno qualche kohm, visto che in banda passante R_1 è la resistenza di ingresso); successivamente, dalla conoscenza della frequenza di taglio, ci si ricava il valore di C . Il valore di R lo si ricava imponendo il valore dell'amplificazione in banda passante oppure il valore che deve avere il segnale di uscita in determinate condizioni.

Integratore

L'integratore è un circuito che fornisce una tensione di uscita V_{out} direttamente proporzionale all' integrale della tensione di ingresso V_{in} , nel dominio del tempo. La relazione uscita/ingresso che lo caratterizza è

$$V_{out} = k \int V_{in} \cdot dt .$$

La costante k ha le dimensioni di una pulsazione (l'inverso di una costante di tempo).

Passando nel dominio della frequenza complessa s , la relazione tra l'uscita e l' ingresso diventa:

$$V_{out}(s) = k \frac{V_{in}(s)}{s}$$

La funzione di trasferimento dell'integratore ideale è, allora:

$$F(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{k}{s}$$

ed ha soltanto un polo nell' origine e non ha alcuno zero. Questo significa che l'integratore ideale ha problemi di stabilità alle basse frequenze (soprattutto in continua) e che, come per il derivatore , noi utilizzeremo circuiti che si comportano da integratori solo in determinate condizioni.

L'integratore può essere realizzato in modo passivo come in Fig. 44; perchè esso funzioni correttamente, però, è necessario che sia $V_{out} \ll V_{in}$ in modo che da avere $V_R \ll V_{in}$, dove V_R è la tensione ai capi di R . In queste condizioni, la corrente che scorre nella resistenza R e nel condensatore, ai cui capi cade $V_c = V_{out}$, è

$$i = \frac{V_R}{R} \cong \frac{V_{in}}{R} .$$

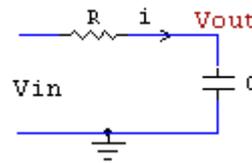


Fig.44

Di conseguenza, la tensione di uscita assume la forma:

$$V_{out} = V_c = \frac{1}{C} \int i \cdot dt \cong \frac{1}{C} \int \frac{V_{in}}{R} \cdot dt = \frac{1}{RC} \int V_{in} \cdot dt$$

In sostanza, nel circuito di Fig.44, la tensione V_{in} viene dapprima convertita in una corrente, proporzionale a V_{in} , nella resistenza R ; successivamente essa viene riconvertita in una tensione proporzionale a $\int V_{in} \cdot dt$ dal condensatore ; è importante sottolineare che il circuito integra bene quando attenua parecchio.

Nel dominio della frequenza, il circuito di Fig.44 è un filtro passa basso, avente frequenza di taglio

$$f_t = \frac{1}{2\pi RC} , \text{ come testimonia il diagramma di Bode}$$

relativo alla risposta in ampiezza, riportato in Fig.45. Poichè il circuito integra là dove attenua molto, risulta evidente allora che la nostra rete RC integra i segnali sinusoidali di frequenza $f \gg f_t$ lasciando passare pressochè inalterati i segnali armonici di frequenza $f \ll f_t$.

Per sintetizzare, possiamo dire che alle alte frequenze,

$$\text{cioè per } f \gg f_t , V_{out} \cong \frac{1}{RC} \int V_{in} \cdot dt ; \text{ viceversa alle}$$

basse frequenze, cioè per $f \ll f_t$, otteniamo che $V_{out} \cong V_{in}$.



Fig.45

La funzione di trasferimento (fdT) della nostra rete RC è:

$$F(s) = \frac{1/sC}{R + 1/sC} = \frac{1}{1 + sRC}$$

.A basse frequenze, quando $|sRC| \ll 1$, la funzione di trasferimento diventa $F(s) \cong 1$. Ad alte frequenze, quando

$|sRC| \gg 1$, abbiamo $F(s) \cong \frac{1}{sRC}$ quella tipica dell'integratore; ciò conferma ancora una volta che la rete RC in esame

integra soltanto i segnali armonici di alta frequenza, lasciando inalterati o quasi quelli di bassa frequenza.

A regime sinusoidale, per $f \gg f_t$, la f_dT diventa $F(j\omega) \cong \frac{1}{j\omega RC}$. Questo significa che un segnale sinusoidale di alta frequenza entrante nell' integratore viene ritardato di 90° e moltiplicato per $\frac{1}{\omega RC} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{ft}{f}$. In Fig.46, un segnale sinusoidale di picco 1V e $f=10\text{kHz}$ ($T=100\mu\text{sec}$), entrante nella rete RC di Fig.44 con $f_t=1\text{kHz}$, viene trasformato, a regime, in un segnale di tipo "meno" coseno avente picco 100mV, in ottimo accordo con le previsioni.

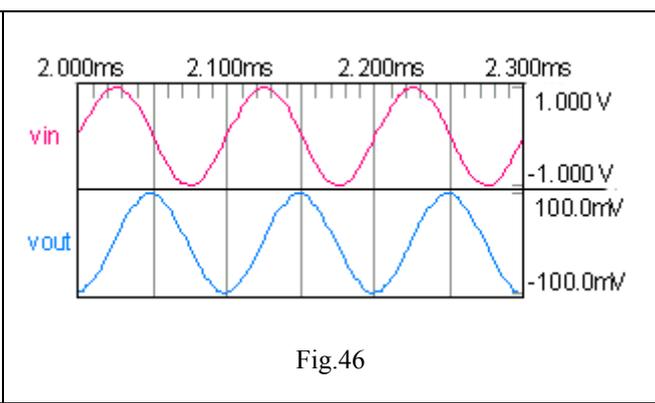


Fig.46

Viceversa, nel caso in cui $f \ll f_t$, la f_dT diventa $F(j\omega) \cong 1$ e il segnale armonico di bassa frequenza viene lasciato passare inalterato. In Fig.47, il segnale sinusoidale di picco 1V e $f=50\text{Hz}$ ($T=20\text{msec}$) attraversa il blocco RC di Fig.44, rimanendo praticamente uguale a quello originario. E' importante osservare che una eventuale componente continua, associata a V_{in} , attraverserebbe la rete inalterata, coerentemente con il fatto che il filtro passa basso lascia passare la componente continua.

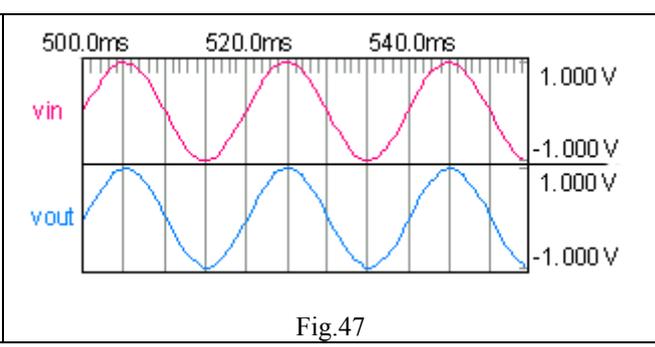


Fig.47

Se V_{in} è un segnale periodico complesso, la nostra rete ne integrerà le componenti armoniche di frequenza $f \gg f_t$ lasciando inalterate quelle di bassa frequenza; il segnale uscente dalla rete risulterà, perciò, più o meno deformato rispetto a quello di partenza. Appliciamo adesso all'integratore di Fig.44, con $R=1.6\text{k}\Omega$ e $C=100\text{nF}$, un segnale triangolare di valore di picco $V_{inp}=0.5\text{V}$, valor medio nullo e $f=10\text{kHz}$, molto più grande della frequenza di taglio $f_t=1\text{kHz}$. In queste condizioni, la fondamentale del segnale di ingresso e tutte le armoniche vengono integrate e

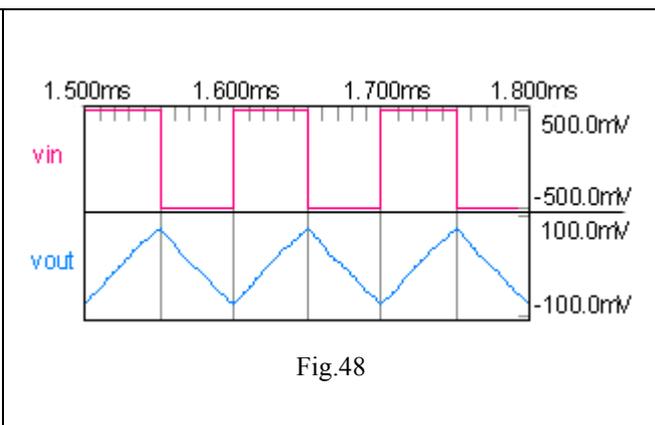
$$V_{out} \cong \frac{1}{RC} \int V_{in} \cdot dt.$$


Fig.48

Poichè l'integrale di un gradino è una rampa crescente o decrescente a secondo del segno del gradino, la tensione di uscita V_{out} è un'onda triangolare simmetrica (Fig.48) di valore picco picco:

$$V_{outpp} = V_{out}\left(\frac{T}{2}\right) - V_{out}(0) \cong \frac{1}{RC} \int_0^{\frac{T}{2}} V_{in} \cdot dt = \frac{1}{RC} \int_0^{\frac{T}{2}} V_{inp} \cdot dt = \frac{V_{inp}}{RC} \Big|_0^{\frac{T}{2}} = \frac{V_{inp} \cdot T}{2RC} = \frac{V_{inpp}}{4fRC}$$

V_{inpp} è il valore picco picco dell'onda quadra. Nella simulazione di Fig. 48, V_{outpp} è circa 150mV, in ottimo accordo con le previsioni.

Invece l'onda quadra di valore picco picco 1V, valor medio nullo e frequenza 50Hz, molto minore quindi della frequenza di taglio della rete RC, viene lasciata passare così com'è, a parte il ritardo subito dai fronti; infatti la simulazione di Fig.49 mostra che il segnale uscente dalla rete RC è quasi uguale al segnale di ingresso. Il ritardo subito dai fronti è dovuto al fatto che le armoniche di alta frequenza del segnale di ingresso V_{in} vengono tagliate.

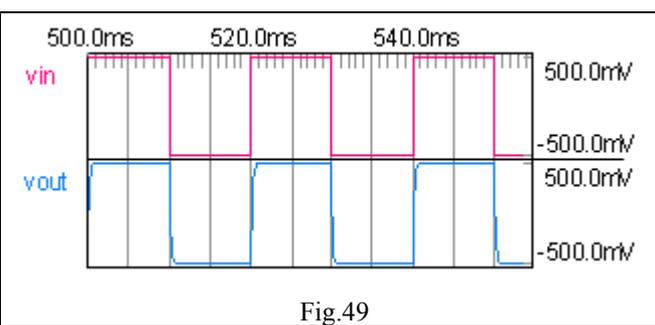


Fig.49

Possiamo concludere pertanto che la rete RC può comportarsi da eccellente integratore, in determinate condizioni. Come nel derivatore, anche qui, per integrare, la rete deve attenuare molto, come testimoniano le simulazioni che abbiamo studiato.

Il problema si risolve utilizzando al posto del condensatore, per convertire la corrente in tensione, un convertitore I/V attivo con carico capacitivo.

In Fig. 50 abbiamo lo schema dell' **integratore ideale** ottenuto sostituendo il condensatore C dell' integratore passivo di Fig.44 con un convertitore ideale I/V con carico capacitivo. Al solito, per via del fatto che il morsetto invertente non assorbe corrente ed è virtualmente a massa, otteniamo che:

$$V_{out} = -V_c = -\frac{1}{C} \int i_c \cdot dt = -\frac{1}{C} \int i \cdot dt = -\frac{1}{RC} \int V_{in} \cdot dt$$

senza avere imposto alcuna condizione restrittiva su V_{out} , come abbiamo dovuto invece fare nella rete RC.

Anche l'integratore ideale, in pratica, è un amplificatore invertente in cui una delle due resistenze è stata sostituita da un condensatore. E allora, se passiamo nel dominio della frequenza complessa s , la funzione di trasferimento dell'integratore ideale

diventa $F(s) = -\frac{1/sC}{R} = -\frac{1}{sRC}$ ed ha, come già

sapevamo, soltanto un polo nell'origine e nessuno zero.

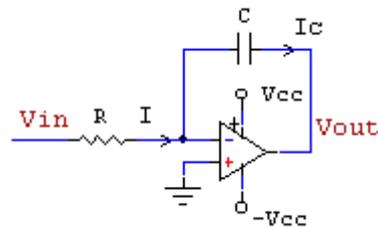


Fig.50

A regime sinusoidale la fdT diventa

$F(j\omega) = -\frac{1}{j\omega RC} = \frac{j}{\omega RC}$. Questo significa che un

segnale sinusoidale entrante nello integratore viene

anticipato di 90° e moltiplicato per $\frac{1}{\omega RC}$;

l'amplificazione dell'integratore ideale varia, quindi, in modo inversamente proporzionale alla frequenza. Le forme d'onda di Fig. 51 sono relative all' integratore ideale di Fig.50, in cui $R=10k\Omega$ e $C= 1nF$ e il segnale di pilotaggio è sinusoidale con picco 1V e $f=10kHz$

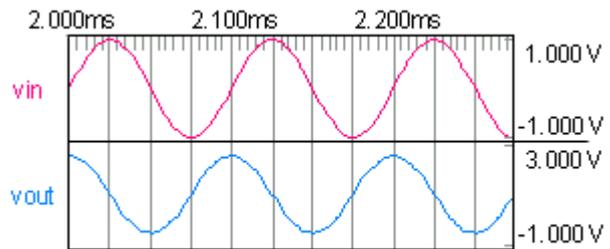


Fig.51

Le forme d'onda evidenziano chiaramente che il segnale di uscita è in anticipo di 90° rispetto a quello di ingresso;

anche il valore di V_{outpp} (3.2V circa) è in accordo con $\frac{V_{inpp}}{\omega RC} = 3.18V$; osserviamo, però, che V_{out} ha una

inaspettata componente continua, dovuta al fatto che l'integratore ideale ha un'amplificazione molto elevata alle basse frequenze. Ciò comporta che un offset irrisorio in ingresso viene amplificato a tal punto da diventare rilevante in uscita, come in questo caso; in altre situazioni più realistiche, l'AOP satura addirittura.

Il problema si risolve facendo in modo che l'amplificazione, al diminuire della frequenza, non possa oltrepassare un certo limite.

Questo risultato lo si ottiene inserendo in parallelo al condensatore di capacità C una resistenza R_1 , come in Fig.52 ;in questo modo, a basse frequenze, quando C diventa un tasto aperto, l'amplificazione non va oltre il

valore di $\frac{R_1}{R}$. L'inserimento di R_1 in parallelo a C

equivale a spostare il polo dall'origine, che provoca l'instabilità in continua. Infatti ora il sistema ha un polo

reale e negativo $p = -\frac{1}{CR_1}$ che lo rende stabile.

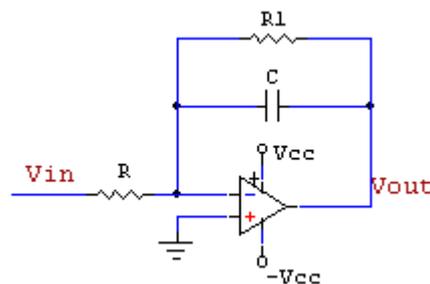


Fig.52

Il circuito di Fig.52 si chiama **integratore reale**.

In Fig. 53 è riportato il diagramma di Bode relativo allo integratore reale di Fig.52, con $R=10k\Omega$, $R_1=100 k\Omega$ e $C=1.6nF$.

Esso evidenzia che il nostro circuito è un filtro passa basso attivo con

$$f_t = \frac{1}{2\pi CR_1}$$

Il circuito integra per $f \gg f_t$ quando R_1 è molto maggiore della reattanza di C e, nel parallelo, si impone l'ultima; in queste condizioni, il circuito di Fig.52 si riconduce a

quello di Fig.50 e $V_{out} \cong -\frac{1}{RC} \int V_{in} \cdot dt$

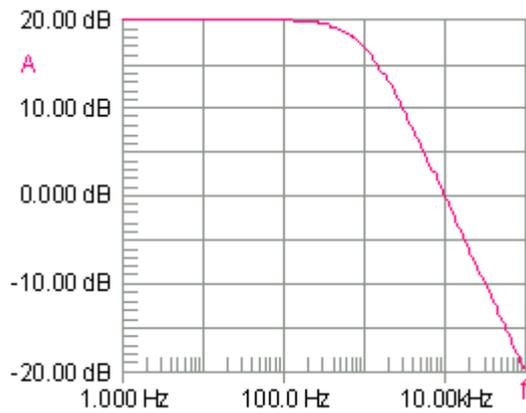


Fig.53

A frequenze basse, cioè per $f \ll f_t$, il condensatore C è in pratica un corto circuito e il sistema è riconducibile ad un amplificatore invertente in cui $V_{out} \cong -\frac{R_1}{R} V_{in}$. Per dimensionare i componenti dell'integratore reale, per prima cosa si impone il valore di R (almeno qualche $k\Omega$, visto che R è la resistenza di ingresso); successivamente:

- o si ricava R_1 se è noto il guadagno in banda passante e, quindi, dalla conoscenza della frequenza di taglio si ricava C
- oppure si ricava C conoscendo il valore che deve avere il segnale di uscita in determinate condizioni e, dalla conoscenza della frequenza di taglio, ci si ricava il valore di R_1 .

Funzionamento degli AOP a singola alimentazione

Nelle applicazioni in continua gli AOP funzionano tipicamente con doppia alimentazione ; però, essi possono funzionare anche a singola alimentazione , specialmente nelle applicazioni audio.

Vediamo ad esempio lo schema di un amplificatore invertente a singola alimentazione; come vediamo dalla Fig.54, il terminale di solito posto a -Vcc ora si trova a massa.

Il morsetto non invertente, mediante il partitore R-R che divide la tensione Vcc in due parti uguali, è posto +Vcc/2, cioè a metà strada tra la massa (che ha preso il posto di -Vcc) e +Vcc.

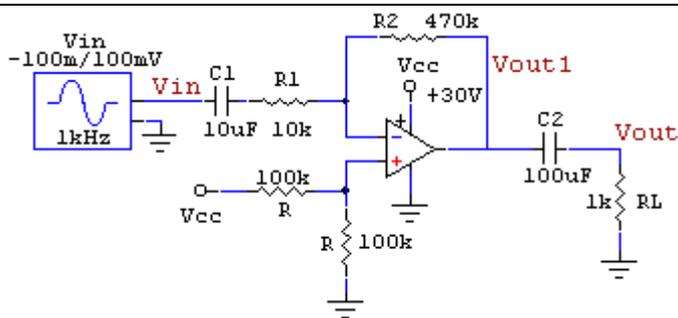


Fig.54

Ciò è analogo a quanto succede nel funzionamento a doppia alimentazione dove il morsetto non invertente è a massa, cioè a metà strada tra +Vcc e -Vcc.

Poichè, nel funzionamento in regione lineare dell' AOP, i due morsetti di ingresso sono allo stesso potenziale, anche al morsetto invertente abbiamo una tensione continua pari a Vcc/2.

La presenza del condensatore C1 in serie a R1 blocca il passaggio della corrente continua nelle resistenze R1 e R2, sulle quali non cade perciò alcuna tensione continua; di conseguenza, anche all'uscita dell'AOP abbiamo una tensione continua pari a Vcc/2.

Sintetizzando $V_{(+)} = V_{(-)} = V_{out1dc} = \frac{V_{cc}}{2}$. Molto spesso non conviene che al carico RL arrivi la componente continua del segnale; essa, pertanto, viene bloccata dal condensatore C2 .

Applicando un segnale sinusoidale $V_{in} = V_{inp} \cdot \sin \omega t$, in banda passante, all'uscita dell'AOP troviamo la stessa tensione amplificata di R_2/R_1 , invertita di fase e sovrapposta a $V_{cc}/2$; questa tensione arriva al carico RL, priva della componente continua $V_{cc}/2$.

In sostanza, all'uscita dell'AOP ritroviamo la tensione

$$V_{out1} = \frac{V_{cc}}{2} - \frac{R_2}{R_1} \cdot V_{inp} \cdot \sin \omega t .$$

Sul carico abbiamo la tensione

$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_{inp} \cdot \sin \omega t .$$

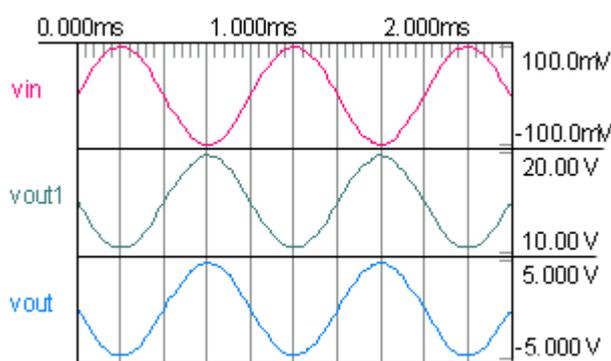


Fig.55

Le forme d'onda di Fig. 55 confermano in pieno le nostre previsioni; infatti, Vout1 è una tensione sinusoidale di picco 4.7V, opposta in fase a Vin e sovrapposta ad una componente continua di 15V; la tensione sul carico è la stessa Vout1 privata della componente continua

L'accoppiamento capacitivo in ingresso e in uscita determina un taglio alle basse frequenze; più in particolare il

condensatore C1 introduce una frequenza di taglio $f_1 = \frac{1}{2\pi C_1 R_1} \cong 1.6Hz$; C2, invece, introduce una frequenza di

taglio $f_2 = \frac{1}{2\pi C_2 R_L} \cong 16Hz$.

Poichè f_2 è dominante rispetto a f_1 , concludiamo che la frequenza di taglio inferiore è $f_L \approx f_2$

In Fig. 56 abbiamo il diagramma di Bode del nostro amplificatore; esso evidenzia un guadagno in banda passante di circa 33.5dB , in accordo col valore previsto

che è uguale a $20 \text{Log} \frac{R_2}{R_1} = 33.44 \text{dB}$

Il diagramma evidenzia ancora una frequenza di taglio inferiore di circa 16Hz, anch'essa in eccellente accordo con le previsioni. La frequenza di taglio superiore è 63.3kHz e dipende dal GBW dell'AOP usato (il TL 081).

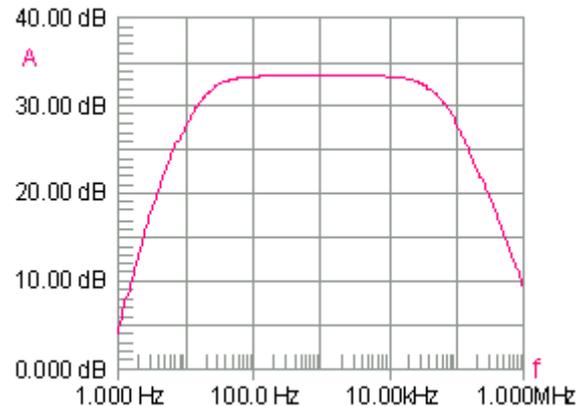


Fig.56

In Fig. 57 abbiamo lo schema dell'amplificatore non invertente a singola alimentazione; anche in questo caso il morsetto non invertente è posto a $+V_{cc}/2$ mediante il partitore R-R e perciò la sorgente che fornisce V_{in} va accoppiata all'amplificatore mediante il condensatore C.

Di nuovo, il morsetto invertente si trova a $+V_{cc}/2$, come quello non invertente, e la presenza di C1 blocca il passaggio di corrente continua in R1 e R2 ; perciò, anche l' uscita dell'AOP, a riposo, si trova a $+V_{cc}/2$.

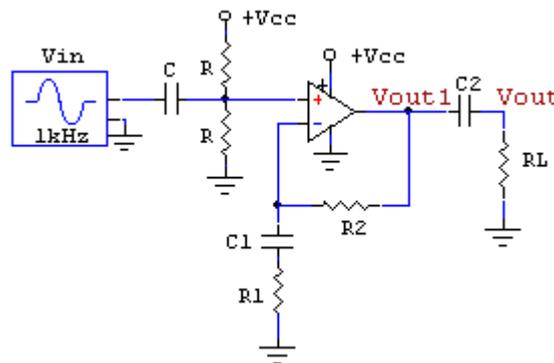


Fig.57

La tensione all' uscita dell'AOP, in banda passante è $V_{out1} = \frac{V_{cc}}{2} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{in}$

Quella sul carico è $V_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{in}$. Anche in questo caso i tre condensatori introducono un taglio alle basse

frequenze; precisamente, la frequenza di taglio dovuta a C è $f_3 = \frac{1}{2\pi C R_{in}}$, dove $R_{in} = R // R = \frac{R}{2}$

La frequenza di taglio introdotta da C1 è $f_1 = \frac{1}{2\pi C_1 R_1}$, mentre il taglio determinato da C2 è $f_2 = \frac{1}{2\pi C_2 R_L}$.

La frequenza di taglio inferiore complessiva f_L dipende in modo opportuno dalle tre frequenze appena indicate e sarà sicuramente maggiore rispetto a ciascuna di esse. La frequenza di taglio superiore f_H è determinata, come al solito, dal GBW e dal guadagno in banda passante.

L'amplificatore non invertente a singola alimentazione è meno usato rispetto a quello invertente; intanto perchè la presenza del partitore connesso al morsetto non invertente gli fa perdere la prerogativa dell'elevatissima resistenza di ingresso , che in questo caso diventa $R_{in} = R/2$; e poi perchè richiede un componente in più rispetto a quello invertente.