

Appendice

Circuiti con amplificatori operazionali

1 - L'amplificatore operazionale

Il componente ideale

L'amplificatore operazionale è un dispositivo che presenta due morsetti in ingresso e uno in uscita (Fig.1.1).

Nella forma più diffusa dispone inoltre di due alimentazioni, di solito simmetriche $+E_b$ e $-E_b$. Tutti i segnali in ingresso e in uscita, nonché le alimentazioni, sono riferiti al medesimo potenziale di massa, morsetto comune.

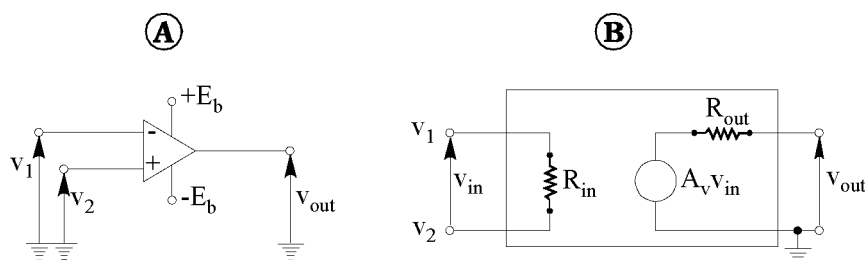


Fig.1.1 - Amplificatore operazionale (A) e circuito equivalente (B).

La tensione in ingresso e quella in uscita a vuoto sono definite dalle seguenti relazioni:

$$v_{in} = (v_1 - v_2) \quad v_{out} = A_v v_{in} \quad (1.1)$$

dove A_v rappresenta il guadagno in tensione dell'amplificatore operazionale. I morsetti in ingresso sono detti rispettivamente invertente quello contrassegnato con il segno meno (-) e non invertente quello contrassegnato con il segno più (+).

Con le convenzioni assunte, se la tensione in ingresso v_{in} risulta positiva ($v_1 > v_2$), la tensione d'uscita v_{out} risulta negativa. Pertanto il guadagno proprio A_v è negativo.

Come noto, l'amplificatore operazionale ideale presenta un guadagno proprio A_v infinitamente grande; gli ingressi sono perfettamente bilanciati e le caratteristiche di funzionamento non variano nel tempo. Inoltre, in un comportamento ideale, la resistenza di ingresso R_{in} risulta infinitamente grande, la resistenza di uscita R_{out} è nulla e la banda passante deve intendersi infinitamente estesa. Nella pratica il comportamento reale dell'amplificatore operazionale si discosta più o meno dalle caratteristiche ideali.

Si producono pertanto moltissimi tipi di amplificatori operazionali integrati che ottimizzano una o più delle caratteristiche in relazione all'applicazione cui sono destinati.

Di norma l'amplificatore operazionale (a parte casi specifici) è reazionato, cioè una parte della tensione o della corrente in uscita viene riportata in ingresso tramite opportune reti di reazione; per tale motivo il guadagno A_v è detto anche guadagno ad anello aperto.

2 - Configurazioni lineari

Amplificatore in configurazione invertente

Di particolare importanza per il funzionamento lineare è la reazione negativa, controreazione. Nel seguito vengono esaminate alcune applicazioni tipiche in controreazione, con riferimento ad amplificatori operazionali a comportamento ideale.

Si consideri lo schema circuitale di Fig.2.1(A), dove l'uscita viene riportata al morsetto invertente (-) tramite la resistenza R_2 . Nell'ipotesi che l'amplificatore operazionale abbia un comportamento ideale, il morsetto invertente (-) assume il potenziale del morsetto non invertente (+) che è posto a massa. Infatti, nel funzionamento lineare, se il guadagno intrinseco dell'amplificatore operazionale è infinitamente grande, a una tensione finita in uscita v_{out} deve corrispondere una tensione nulla in ingresso, fra i morsetti invertente e non invertente.

Si dice usualmente che il morsetto invertente (-) è a massa virtuale.

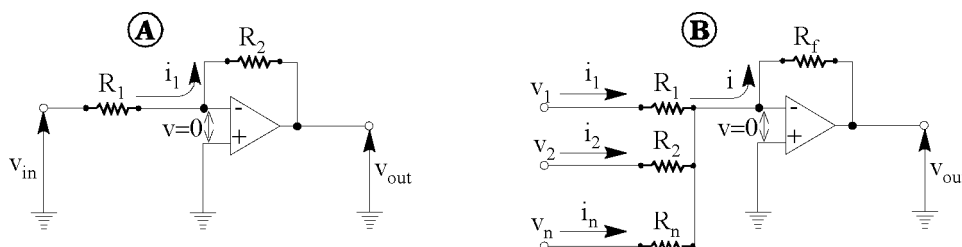


Fig.2.1 - Configurazioni invertenti. Circuito base (A); circuito sommatore (B).

Inoltre, essendo la resistenza di ingresso R_{in} del solo amplificatore infinitamente grande, la corrente i_1 che giunge al nodo invertente non può entrare nell'amplificatore e pertanto sarà tutta deviata nella resistenza di reazione R_2 .

Risulta quindi:

$$i_1 = \frac{v_{in}}{R_1} = -\frac{v_{out}}{R_2} \quad \Rightarrow \quad v_{out} = -\frac{R_2}{R_1} v_{in} = A_{vf} v_{in} \quad (2.1)$$

Il guadagno in tensione dell'amplificatore reazionato è pertanto $A_{vf} = -R_2/R_1$ (da cui la denominazione di configurazione invertente).

La resistenza di ingresso dello stadio completo è invece $R_{in} = v_{in}/i_1 = R_1$.

Il circuito riportato in Fig.2.1(B) è un'estensione del caso in (A) e realizza la funzione di sommatore. Per esso risulta infatti:

$$i = \sum_{k=1}^n \frac{v_k}{R_k} = -\frac{v_{out}}{R_f} \quad \Rightarrow \quad v_{out} = -\sum_{k=1}^n \frac{R_f}{R_k} v_k = \sum_{k=1}^n A_{vf_k} v_k, \quad (2.2)$$

essendo R_f la resistenza di retroazione (*feedback*).

Quanto detto per i valori istantanei, si può generalizzare al regime sinusoidale, sostituendo alle resistenze R_1 ed R_2 di Fig.2.1(A) le impedenze generiche Z_1 e Z_2 . In tal caso il guadagno della configurazione reazionata $A_{vf} = -Z_2/Z_1$ risulta funzione della frequenza.

Circuito integratore e derivatore

Fra le configurazioni che realizzano funzioni di elaborazione analogica dei segnali ricordiamo i classici circuiti integratore e derivatore, riportati in Fig.2.2 (A) e (B).

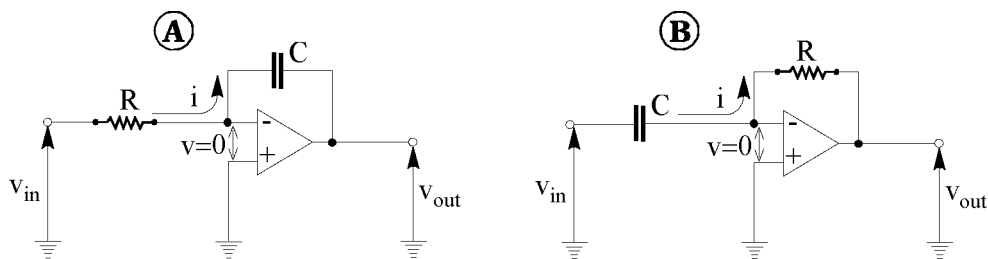


Fig.2.2 - Circuito integratore (A) e derivatore (B).

Dall'analisi di tali schemi, si ottiene facilmente:

Caso (A) - integratore:

$$i = \frac{v_{in}}{R} = -C \frac{dv_{out}}{dt} \Rightarrow v_{out} = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_{in} dt + v_{C0} \quad (2.3)$$

avendo indicato con \$v_{C0}\$ il valore iniziale della tensione ai capi del condensatore C.

Caso (B) - derivatore:

$$i = C \frac{dv_{in}}{dt} = -\frac{v_{out}}{R} \Rightarrow v_{out} = -RC \frac{dv_{in}}{dt} \quad (2.4)$$

Lo stadio integratore, in particolare, trova largo impiego negli strumenti di misura.

Amplificatore in configurazione non invertente

Si consideri ora lo schema circuitale di Fig.2.3(A). Nell'ipotesi che l'amplificatore operazionale presenti un comportamento ideale, si deduce facilmente che:

$$i = \frac{v_{in}}{R_1} = \frac{v_{out}}{R_1 + R_2} \Rightarrow v_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} v_{in} \quad (2.5)$$

Il guadagno dell'amplificatore controreazionato è positivo e risulta \$A_{vf} = (1 + R_2/R_1)\$.

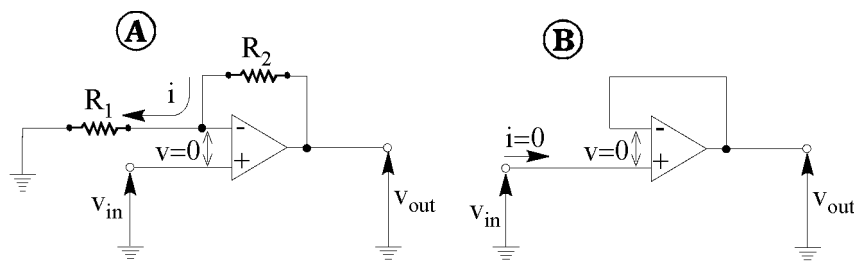


Fig.2.3 - Configurazioni non invertenti. Schema base (A), inseguitore di tensione (B).

La configurazione riportata in Fig.2.3(B) si ottiene da quella in (A) ponendo \$R_1 = \infty\$ e \$R_2 = 0\$. In pratica si pone in corto circuito l'uscita \$v_{out}\$ con il morsetto invertente (-) in ingresso. Tale configurazione costituisce un'importante realizzazione, in quanto consente di disaccoppiare il segnale di misura. In tal modo, infatti, il generatore di segnale \$v_{in}\$ non viene caricato e la potenza fornita al carico da \$v_{out}\$ viene prelevata dalle alimentazioni dell'amplificatore operazionale. Poiché la tensione in uscita \$v_{out}\$ riproduce quella in ingresso (essendo unitario il guadagno \$A_{vf}\$) il circuito prende il nome di inseguitore di tensione (*voltage follower, buffer*).

3 - Configurazioni a scatto

Il comparatore

Il comparatore è un componente diffusamente impiegato per realizzare numerosi schemi circuitali adottati nelle campo delle misure.

Il comparatore, nel funzionamento ideale riassunto in Fig.3.1, è un dispositivo la cui uscita v_o può assumere solo due stati (da cui il nome di bistabile) in relazione al valore della tensione in ingresso v_i rispetto alla tensione di riferimento V_R . Nell'esempio di Fig.3.1, i valori possibili dell'uscita sono dati dalle tensioni di alimentazione E_b^+ ed E_b^- .

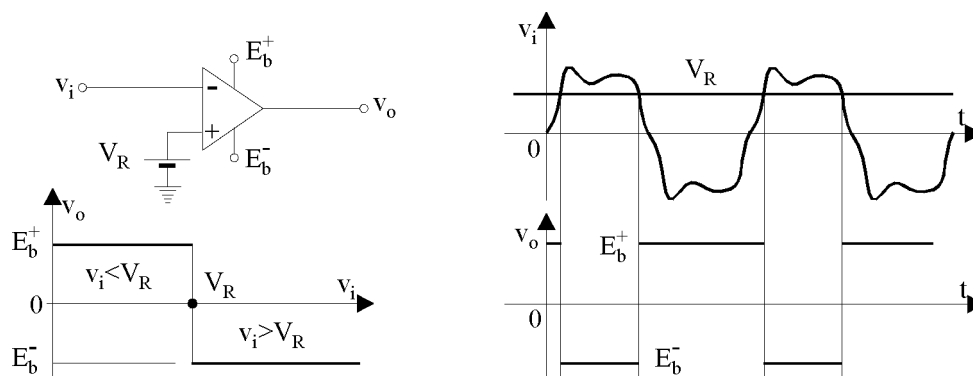


Fig.3.1 - Schema per il funzionamento del comparatore.

Il morsetto non invertente (+), cui è applicata la tensione di riferimento V_R , può anche essere collegato a massa: in tal caso si parla di comparatori di zero, in quanto la tensione di riferimento risulta $V_R = 0$.

Infine, si può scegliere la logica del comparatore, scambiando gli ingressi v_i e V_R . In tal modo, la caratteristica ingresso-uscita (v_i v_o) viene ribaltata rispetto all'asse delle ascisse.

Talvolta, a causa dell'inevitabile rumore sovrapposto ai segnali, si potrebbero avere scatti impropri del comparatore. In questi casi è utile dotare il comparatore di una certa isteresi.

Comparatore con isteresi

Il comparatore con isteresi è un dispositivo dotato di reazione positiva, che consente di ottenere due soglie di scatto differenti: V_L per valori in discesa del segnale v_i applicato e V_H per valori in salita del segnale d'ingresso.

Lo schema di Fig.3.2 si riferisce a un comparatore con isteresi attorno allo zero: $V_R = 0$.

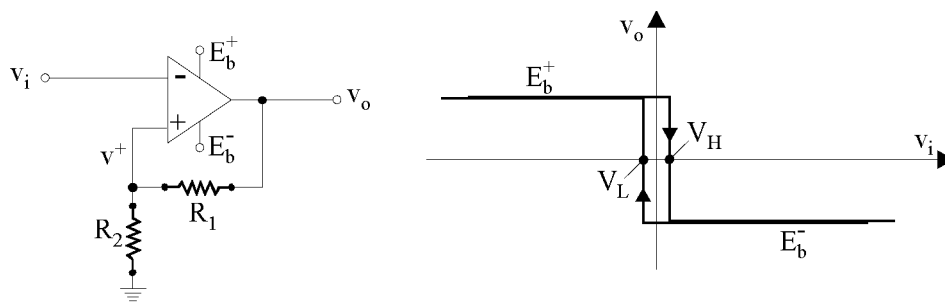


Fig.3.2 - Comparatore con isteresi attorno allo zero.

Dall'esame dello schema circuitale si deduce che una parte della tensione in uscita v_o viene riportata sul morsetto non invertente tramite il partitore ($R_1 R_2$).

Anche tale dispositivo presenta in uscita solo due stati stabili E_b^+ ed E_b^- .

Pertanto i valori possibili per la tensione al morsetto non invertente risultano:

$$v^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_o = \beta v_o \Rightarrow \text{da cui} \begin{cases} v_o = E_b^+ \Rightarrow v^+ = V_H = \beta E_b^+ \\ v_o = E_b^- \Rightarrow v^+ = V_L = \beta E_b^- \end{cases} \quad (3.1)$$

Infatti, supponendo che l'uscita si trovi in uno dei due stati possibili, per esempio $v_o = E_b^-$, la tensione al morsetto non invertente risulta $v^+ = V_L = \beta E_b^-$. D'altra parte, perché ciò accada deve essere $v_i > v^+ = V_L = \beta E_b^-$. Quando la tensione applicata v_i diventa minore di tale valore il comparatore scatta e la sua uscita si porta al valore E_b^+ . Ulteriori diminuzioni della v_i non hanno alcun effetto, anzi rafforzano tale condizione.

Supponiamo ora che la tensione in ingresso v_i riprenda a crescere, partendo dalla condizione in cui $v_o = E_b^+$. La tensione al morsetto non invertente risulta $v^+ = V_H = \beta E_b^+$ e il comparatore scatta solo quando la tensione applicata raggiunge e supera tale soglia.

Nella Fig.3.3A è rappresentato l'effetto sulla commutazione del bistabile dovuto a un disturbo sovrapposto al segnale applicato v_i . Nella stessa Fig.3.3B è mostrato l'effetto benefico dell'isteresi: sono evitate le commutazioni ravvicinate e indesiderate.

La fascia di isteresi deve tuttavia essere coordinata con l'ampiezza del disturbo affinché non si perda la correlazione con la soglia di scatto nominale.

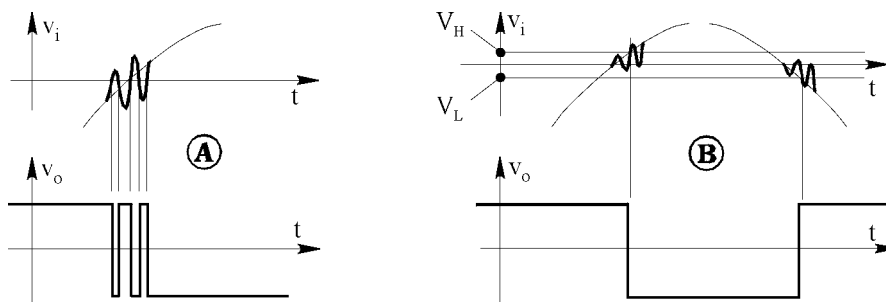


Fig.3.3 - Effetto dell'isteresi sulla commutazione in presenza di disturbi.

Multivibratore astabile

Il comparatore a isteresi, opportunamente reazionato anche sul morsetto invertente con una rete RC , non permane indefinitamente in nessuno dei due stati possibili e costituisce pertanto un multivibratore astabile, vedi Fig.3.4. Nella stessa figura è mostrato anche il suo funzionamento come oscillatore a onda quadra.

Per analizzare il comportamento a regime, si supponga che l'uscita del dispositivo, nell'istante t_0 , commuti passando dal valore E_b^- al valore E_b^+ .

Da tale istante la tensione in uscita $v_o = E_b^+$ carica il condensatore C attraverso la resistenza R , con costante di tempo RC .

L'esponenziale di carica tende asintoticamente al valore della tensione di alimentazione E_b^+ .

La tensione sul morsetto non invertente risulta invece $v^+ = V_H = \beta E_b^+$.

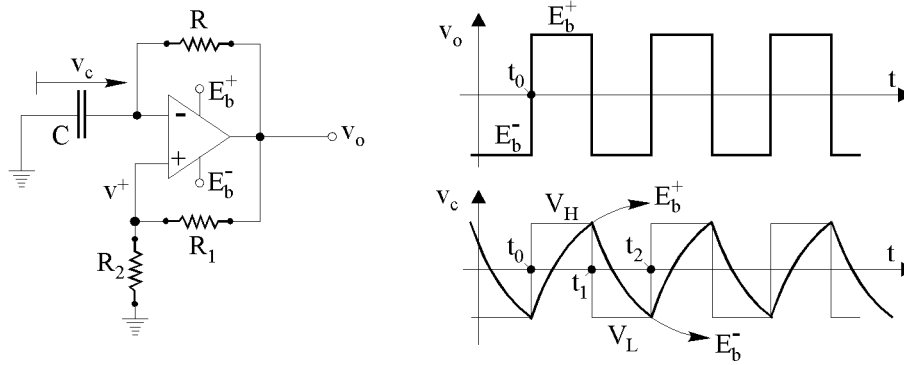


Fig.3.4 - Multivibratore astabile.

Quando la tensione v_c sul condensatore, procedendo per valori positivi, raggiunge e supera nell'istante t_1 il valore di tensione V_H , si ha la commutazione dell'astabile e la sua uscita passa dal valore E_b^+ al valore E_b^- .

La tensione di riferimento v^+ al morsetto non invertente diventa ora V_L e il condensatore comincia a scaricarsi, con un esponenziale ad andamento decrescente, che tende asintoticamente al valore E_b^- , finché al tempo t_2 si ha una nuova commutazione dell'uscita v_o dal valore E_b^- al valore E_b^+ .

Il risultato di questa successione di commutazioni porta alla generazione di un'onda quadra.