

Elaborazione analogica dei segnali

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.

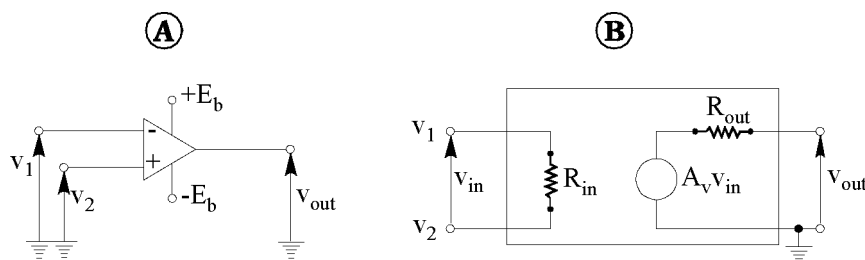


Fig.1.1 - Amplificatore operazionale (A) e circuito equivalente (B).

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.

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.1.2 (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.

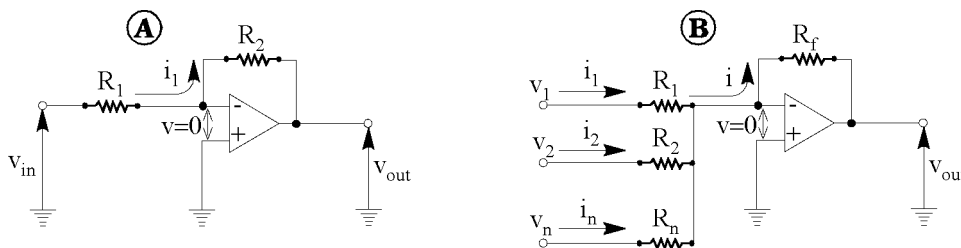


Fig.1.2 - Configurazioni invertenti. Circuito base (A); circuito sommatore (B).

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:

$$i_1 = \frac{v_{in}}{R_1} = -\frac{v_{out}}{R_2} \quad \Rightarrow \quad v_{out} = -\frac{R_2}{R_1} v_{in} = A_{vf} v_{in} \quad (1.2)$$

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.1.2 (B) è un'estensione del caso in (A) e realizza la funzione di sommatore. Per esso risulta infatti:

$$i = \sum_{k=1}^n \frac{v_k}{R_k} = -\frac{v_{out}}{R_f} \quad \Rightarrow \quad v_{out} = -\sum_{k=1}^n \frac{R_f}{R_k} v_k = \sum_{k=1}^n A_{vf_k} v_k, \quad (1.3)$$

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.1.2 (A) le impedenze generiche Z_1 e Z_2 . In tal caso il guadagno della configurazione reazionato $A_{vf} = -Z_2/Z_1$ 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.1.3 (A) e (B).

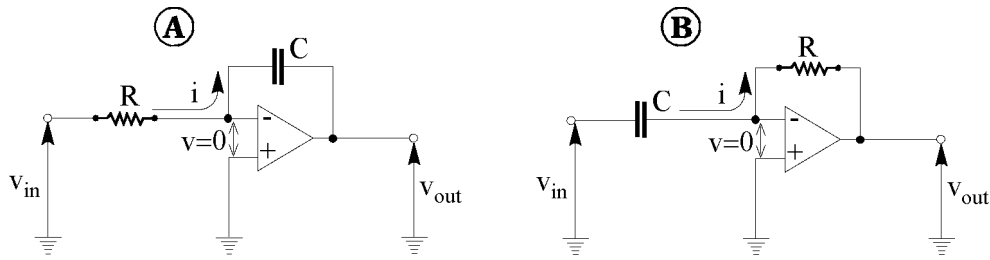


Fig.1.3 - Circuito integratore (A) e derivatore (B).

Dall'analisi di tali schemi si ottiene facilmente:

Caso (A) - integratore:

$$i = \frac{v_{in}}{R} = -C \frac{dv_{out}}{dt} \quad \Rightarrow \quad v_{out} = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_{in} dt + v_{C0} \quad (1.4)$$

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

Caso (B) - derivatore:

$$i = C \frac{dv_{in}}{dt} = -\frac{v_{out}}{R} \quad \Rightarrow \quad v_{out} = -RC \frac{dv_{in}}{dt} \quad (1.5)$$

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.1.4 (A). Nell'ipotesi che l'amplificatore operazionale presenti un comportamento ideale, si deduce facilmente che:

$$i = \frac{v_{in}}{R_1} = \frac{v_{out}}{R_1 + R_2} \quad \Rightarrow \quad v_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} v_{in} \quad (1.6)$$

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

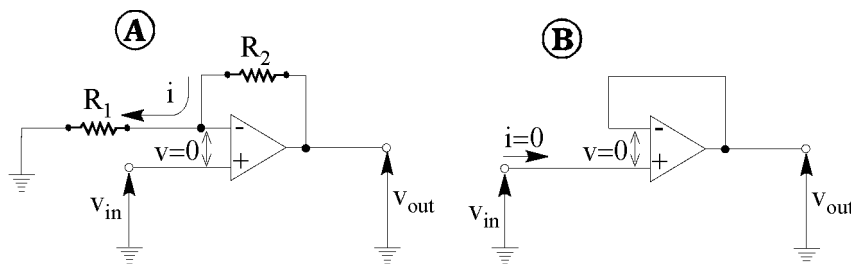


Fig.1.4 - Configurazioni non invertenti. Schema base (A), inseguitore di tensione (B).

La configurazione riportata in Fig.1.4 (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*).

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.1.5, 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.1.5 i valori possibili dell'uscita sono dati dalle tensioni di alimentazione E_b^+ ed E_b^- .

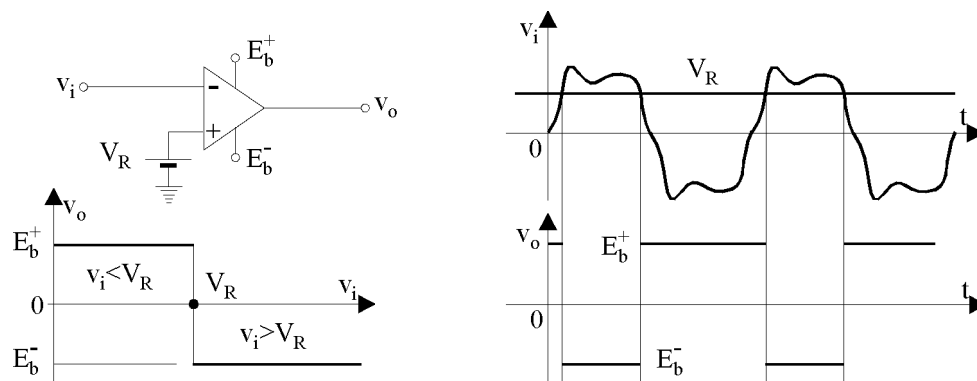


Fig.1.5 - Schema per il funzionamento del comparatore.

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.

Comparatore con isteresi

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.

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.1.6 si riferisce a un comparatore con isteresi attorno allo zero: $V_R = 0$.

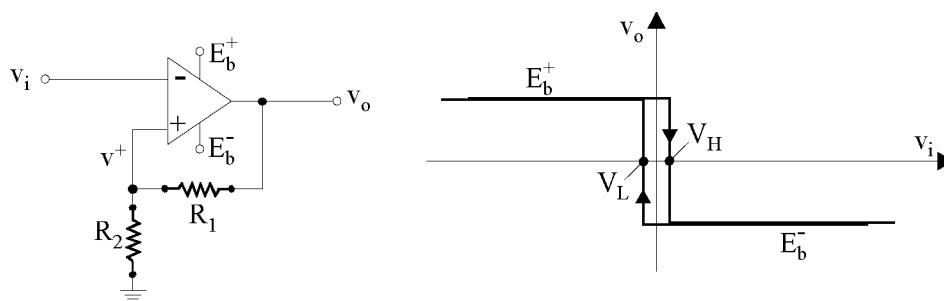


Fig.1.6 - Comparatore con isteresi attorno allo zero.

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:

$$v^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_0 = \beta v_0 \Rightarrow \text{da cui} \begin{cases} v_0 = E_b^+ \Rightarrow v^+ = V_H = \beta E_b^+ \\ v_0 = E_b^- \Rightarrow v^+ = V_L = \beta E_b^- \end{cases} \quad (1.7)$$

Infatti, supponendo che l'uscita si trovi in uno dei due stati possibili, per esempio $v_0 = E_b^-$, 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 $v_0 = E_b^+$. 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.1.7 (A) è rappresentato l'effetto sulla commutazione del bistabile dovuto a un disturbo sovrapposto al segnale applicato v_i . Nella Fig.1.7 (B) 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.

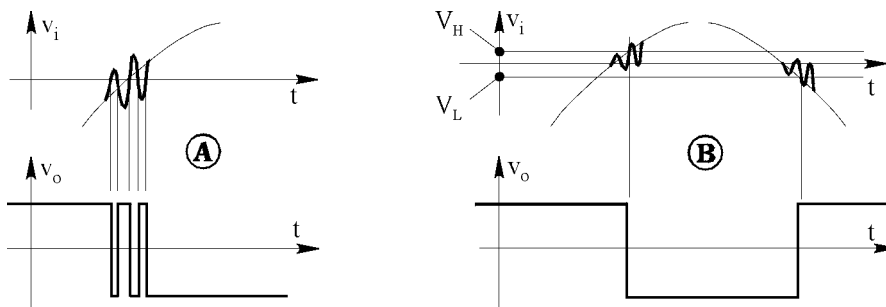


Fig.1.7 - Effetto dell'isteresi sulla commutazione in presenza di disturbi.

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.1.8. 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 $v^+ = V_H = \beta E_b^+$.

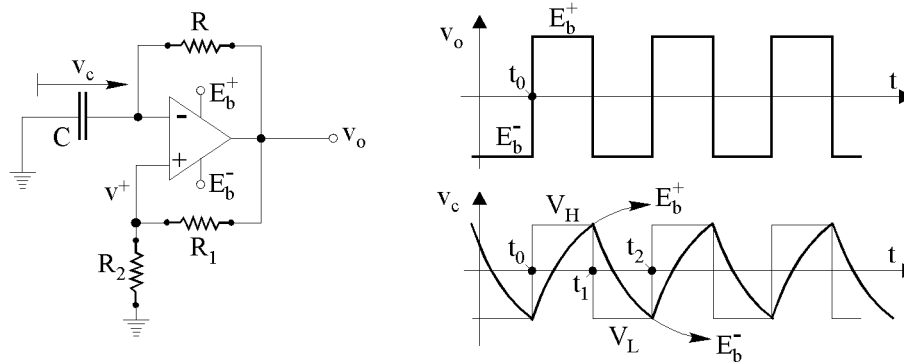


Fig.1.8 - Multivibratore astabile.

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.

2 - Misure di valore efficace

È usuale nelle misure elettroniche convertire il parametro di interesse di un segnale variabile (per esempio il valore efficace, il valore di picco, ecc.) in una tensione continua.

La tensione continua può infatti essere misurata con metodi particolarmente accurati, di tipo sia analogico che numerico.

Misura di valore efficace con raddrizzatori (*averaging*)

I circuiti raddrizzatori trovano spesso applicazione per effettuare la misura del valore efficace di una tensione in regime alternativo sinusoidale, per esempio nei voltmetri che ottengono il valore efficace (*Root Mean Square, RMS*) da misure di valor medio. Questa tecnica, semplice, ma, come si vedrà, caratterizzata da evidenti limitazioni, è impiegata nei multimetri analogici e anche in alcuni multimetri digitali.

Per semplicità di trattazione si farà inizialmente riferimento al comportamento ideale dei diodi, per analizzare successivamente gli effetti delle loro non idealità e i possibili metodi per minimizzare tali effetti.

Un semplice circuito raddrizzatore che utilizza un diodo D per misurare il valore efficace delle tensione di ingresso $v(t)$ è riportato in Fig.2.1, che si riferisce alla situazione in cui lo strumento di misura M, per il quale viene indicata anche la resistenza propria R_m , è un misuratore di correnti continue (p. es. uno strumento magnetoelettrico).

La conduzione del diodo D, nel funzionamento ideale, avviene con le seguenti modalità:

$$\begin{array}{lll} v(t) > 0 & \text{Diodo ON} & i(t) = v(t)/(R_v + R_m) \\ v(t) < 0 & \text{Diodo OFF} & i(t) = 0 \end{array}$$

Gli andamenti temporali delle tensioni e delle correnti sono riportati nella stessa Fig.2.1.

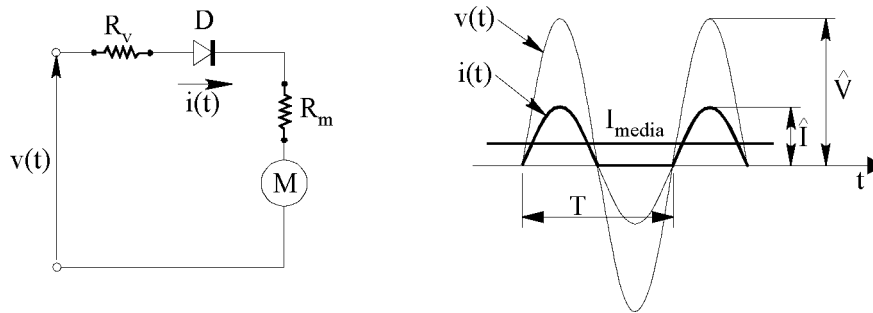


Fig.2.1 - Funzionamento in c.a. per lo strumento magnetoelettrico.

In regime alternativo sinusoidale siamo normalmente interessati al valore efficace. Se $v(t)$ è una tensione sinusoidale il suo valore efficace è per definizione:

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \hat{V}^2 \sin^2 \omega t dt} \quad (2.1)$$

La corrente circolante nel dispositivo di misura, in assenza del diodo, sarebbe anch'essa alternativa sinusoidale e avrebbe valore di picco ed efficace, rispettivamente:

$$\hat{I} = \frac{\hat{V}}{R_v + R_m} \quad I_{eff} = \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{eff}}{R_v + R_m} \quad (2.2)$$

Viceversa, inserendo il diodo come in Fig.2.1, si ha la conduzione solo durante le semionde positive con un regime di corrente unidirezionale pulsante.

Si noti che il valore di cresta della corrente $i(t)$ risulta lo stesso, sia per il regime alternativo sinusoidale che per quello unidirezionale pulsante.

Il valor medio della corrente $i(t)$, che è nullo in regime alternativo sinusoidale, diventa nel caso del regime pulsante pari a:

$$I_{media} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \hat{I} \sin \omega t dt = \frac{\hat{I}}{\pi} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_{eff} = \frac{I_{eff}}{2,22} \quad (2.3)$$

D'altra parte, lo strumento è in grado di reagire solo alle componenti continue di corrente, mentre le componenti alternative contenute nella corrente pulsante vengono filtrate (dall'inerzia dell'equipaggio mobile nel caso di uno strumento magnetoelettrico).

Allora l'indicazione dello strumento risulta dipendere solo dalla componente continua I_{media} della corrente. In pratica lo strumento è tarato direttamente in valori efficaci, assumendo che vengano applicati segnali sinusoidali. In tal modo sulla scala graduata o sul display si leggerà il valore $V_{eff} = 2,22 (R_v + R_m) I_{media}$.

In particolare, se lo strumento visualizza il risultato attraverso il posizionamento di un indice su una scala graduata e se l'indice presenta una certa deflessione δ quando gli viene applicata una tensione continua V_{cc} , la stessa deflessione sarà ottenuta anche in corrente alternata, se il valore efficace della tensione sinusoidale applicata risulta $V_{eff} = 2,22 V_{cc}$. Si conclude che la sensibilità voltmetrica in c.a. è 1/2,22 volte (45%) di quella in c.c.

Dal momento che le relazioni precedenti sono valide solo in regime sinusoidale, per segnali non sinusoidali le indicazioni fornite dallo strumento non sono corrette.

Comportamento non ideale del diodo e raddrizzatore di precisione

In Fig.2.2 è rappresentato ancora lo schema elementare di un circuito con diodo raddrizzatore, per mettere in luce il comportamento reale del dispositivo. La caratteristica reale tensione-corrente (i_D v_D) del diodo D è stata approssimata tramite una spezzata, ricondotta essenzialmente a due fenomeni: la tensione di ginocchio V_γ e la caduta di tensione diretta dovuta alla resistenza differenziale r_D . Nel caso di diodi al silicio la tensione di ginocchio V_γ è dell'ordine di mezzo volt, mentre la resistenza differenziale in conduzione r_D è dell'ordine delle decine di ohm.

Talvolta, per semplicità, si approssima ulteriormente il comportamento del diodo polarizzato direttamente assumendo, per la caduta di tensione diretta v_D , il valore prevalente pari alla sola tensione di ginocchio V_γ (trascurando r_D).

Appare comunque evidente che, per un raddrizzatore reale, la tensione v_{out} in uscita non riproduce, durante la semionda positiva, la tensione in ingresso v_{in} . Questo scostamento è tanto più manifesto quanto più l'ampiezza del segnale d'ingresso risulta piccola e comparabile con la tensione di ginocchio V_γ .

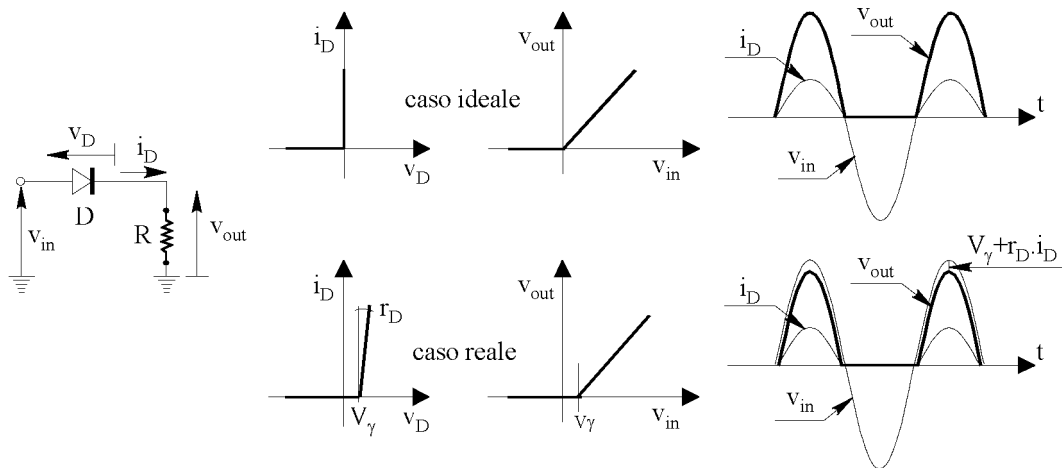


Fig.2.2 - Circuito raddrizzatore reale.

L'effetto della caratteristica non ideale (i_D v_D) del diodo può essere ridotto impiegando, per il raddrizzatore, un circuito attivo con amplificatore operazionale, in configurazione non invertente, secondo lo schema di Fig.2.3.

In tale circuito, quando la tensione in ingresso v_{in} è positiva, anche l'uscita v_a dell'amplificatore operazionale è positiva e polarizza direttamente il diodo. La tensione sul carico v_{out} segue perciò l'ingresso a meno dei pochi millivolt (o microvolt) assunti dalla tensione differenziale sull'ingresso dell'operazionale, che è molto minore della tensione di ginocchio V_γ . Quando la tensione in ingresso v_{in} diventa negativa, anche l'uscita v_a dell'operazionale diventa negativa e il diodo si polarizza inversamente; non circola corrente sulla resistenza R e la tensione v_{out} è nulla. In tal caso manca la controreazione e l'operazionale satura verso il valore negativo dell'alimentazione.

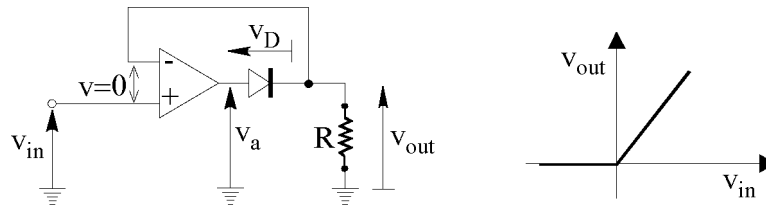


Fig.2.3 - Raddrizzatore di precisione: configurazione non invertente.

La presenza della controreazione compensa la caratteristica non ideale del diodo. Infatti il dispositivo funziona come un inseguitore di tensione delle semionde positive.

D'altra parte, durante la fase di interdizione, l'amplificatore satura e questo fatto comporta una certa lentezza nel recupero della successiva condizione di funzionamento lineare, quando la polarità in ingresso ritorna positiva.

Sarebbe senz'altro più idoneo un comportamento che evitasse la saturazione.

In Fig.2.4 viene presentato un circuito attivo, di tipo invertente, che consente questo risultato.

Nel funzionamento del circuito si possono analizzare due zone:

Zona 1) $v_{in} > 0 \Rightarrow v_a < 0$

il diodo D_1 conduce; è presente la controreazione attraverso i_1 .

La tensione diretta ai capi di D_1 polarizza inversamente D_2 .

Non circola corrente in R_2 ($i_2=0$) e la tensione in uscita v_{out} è nulla.

Zona 2) $v_{in} < 0 \Rightarrow v_a > 0$

il diodo D_2 conduce; è presente la controreazione attraverso i_2 .

Il diodo D_1 è interdetto ($i_1=0$). La corrente $i_2 = v_{out}/R_2$ circola anche nella resistenza d'ingresso R_1 e deve perciò soddisfare la condizione $i_2 = -v_{in}/R_1$. La tensione in uscita è $v_{out} = -R_2/R_1 v_{in}$.

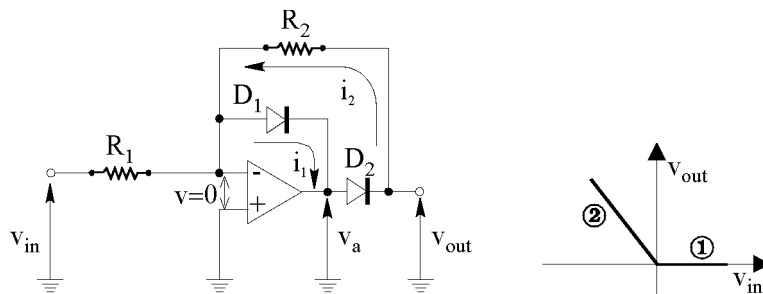


Fig.2.4 - Raddrizzatore di precisione senza saturazione: configurazione invertente.

Essendo sempre presente la controreazione, il funzionamento dell'amplificatore operazionale è sempre in regime lineare. Il guadagno (negativo) può essere variato agendo su R_1 e R_2 .

Raddrizzatore a doppia semionda

Per migliorare la sensibilità voltmetrica in c.a. rispetto a quanto offerto dal raddrizzatore a semplice semionda illustrato precedentemente (Fig. 2.1) si preferisce spesso il raddrizzamento a doppia semionda, il cui schema è rappresentato in Fig.2.5. Nella stessa figura è riportato anche l'andamento temporale delle grandezze in gioco, ipotizzando un comportamento ideale dei diodi.

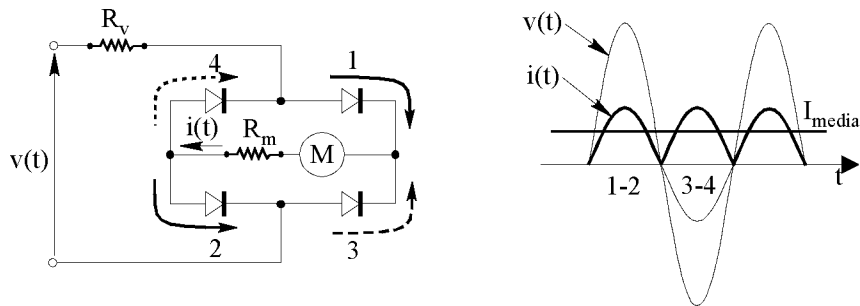


Fig.2.5 - Raddrizzamento a doppia semionda.

In tal caso, la conduzione dei diodi avviene con le seguenti modalità:

$v(t) > 0$	$(D_1 \text{ e } D_2) \text{ ON}$	$(D_3 \text{ e } D_4) \text{ OFF}$
$v(t) < 0$	$(D_3 \text{ e } D_4) \text{ ON}$	$(D_1 \text{ e } D_2) \text{ OFF}$

Quindi raddoppia il valore medio della corrente che viene sentito dallo strumento, a parità di valore di cresta della corrente $i(t)$. Pertanto si ottiene:

$$I_{media} = \frac{2}{\pi} \hat{I} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{eff} = \frac{I_{eff}}{1,11} = \frac{I_{eff}}{F} \quad (2.4)$$

F è il fattore di forma: definito in generale come il rapporto fra il valore efficace e il valore medio del segnale. Il fattore di forma F , nel caso sinusoidale, vale appunto 1,11. Dal momento che la scala dello strumento viene tarata tenendo conto proprio del fattore di forma relativo a un segnale sinusoidale, in presenza di segnali non sinusoidali l'indicazione fornita non è corretta.

Per quanto riguarda le non idealità nel funzionamento dei diodi, in Fig. 2.6 è mostrato lo schema per ottenere un raddrizzamento di precisione a doppia semionda, che costituisce la naturale estensione del raddrizzatore di precisione in Fig.2.2.

Tutte le non linearità dovute ai diodi e al dispositivo indicatore risultano mascherate e superate dalla controreazione sempre attiva.

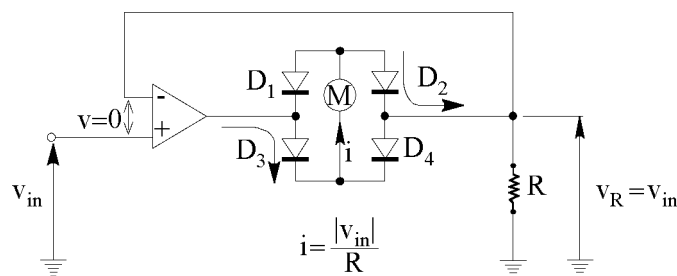


Fig.2.6 - Raddrizzatore a doppia semionda per strumentazione.

Misura di vero valore efficace (TRMS)

Misura con dispositivi termici

La misura del valore efficace di un segnale dalla conoscenza del suo valore medio può farsi solo per segnali periodici con fattore di forma noto (onde sinusoidali, triangolari, rettangolari,

ecc.). Per segnali con andamento temporale qualsiasi si devono impiegare altri metodi.

È noto che un'interpretazione fisica del valore efficace di una tensione può essere quella che lo ricollega ai suoi effetti termici. Si consideri pertanto lo schema di principio di un dispositivo di misura del vero valore efficace, rappresentato in Fig.2.7, che fa uso di due termocoppie identiche (T_1 e T_2), montate su due resistori R di uguale valore.

L'applicazione alla prima termocoppia T_1 della tensione incognita v_x avviene tramite un opportuno circuito separatore (*buffer*) che realizza il necessario valore dell'impedenza di ingresso. La seconda termocoppia T_2 è invece alimentata dall'uscita dell'integratore V_o .

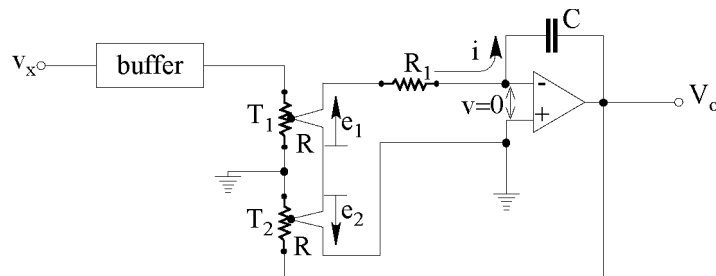


Fig.2.7 - Misura di vero valore efficace con dispositivi termici.

Le tensioni e_1 ed e_2 sviluppate da ciascuna termocoppia sono proporzionali alla differenza fra la temperatura della giunzione e la temperatura ambiente. Poiché le due resistenze R sono uguali e si trovano nelle stesse condizioni di scambio termico, tali differenze sono proporzionali alle potenze dissipate nelle rispettive resistenze:

$$e_1 = k\Delta T_1 = k' \frac{V_{x, efficace}^2}{R} \quad e_2 = k\Delta T_2 = k' \frac{V_o^2}{R} \quad (2.5)$$

Finché la tensione ($e_1 - e_2$) è diversa da zero il condensatore C si carica per mezzo della corrente i che fluisce attraverso la resistenza d'ingresso R_1 . Quando la tensione in uscita dall'integratore raggiunge un valore V_o tale da determinare sulla termocoppia di bilanciamento T_2 una tensione e_2 uguale in modulo alla tensione e_1 sulla termocoppia di misura, si annulla la corrente nel condensatore che rimane carico al valore V_o .

In tali condizioni viene raggiunta una condizione di equilibrio e l'uscita dell'amplificatore V_o fornisce direttamente il valore efficace della tensione incognita v_x .

$$e_1 = e_2 \quad \Rightarrow \quad V_o = V_{x, efficace} \quad (2.6)$$

Nella pratica, le termocoppie possono essere sostituite con dispositivi a semiconduttore (ad esempio transistori) utilizzando la dipendenza del loro comportamento dalla temperatura.

Misura con dispositivi moltiplicatori

La misura del vero valore efficace di un segnale può essere ottenuta anche con dispositivi moltiplicatori. In Fig.2.8 viene riportato uno schema di principio che realizza direttamente la definizione stessa di valore efficace.

Il moltiplicatore analogico è un dispositivo a due ingressi X ed Y che fornisce un'uscita pari al prodotto dei valori istantanei degli ingressi, XY . Il filtro passa-basso restituisce (a meno del segno) un segnale proporzionale al valore medio (praticamente la componente continua) del segnale v_x^2 applicato al suo ingresso:

$$\overline{v_x^2} = \frac{1}{T} \int_T v_x^2 dt = V_{x,efficace}^2 \quad (2.7)$$

Il blocco successivo, estrattore di radice, presenta in controreazione un altro moltiplicatore che fornisce il quadrato della tensione in uscita V_o .

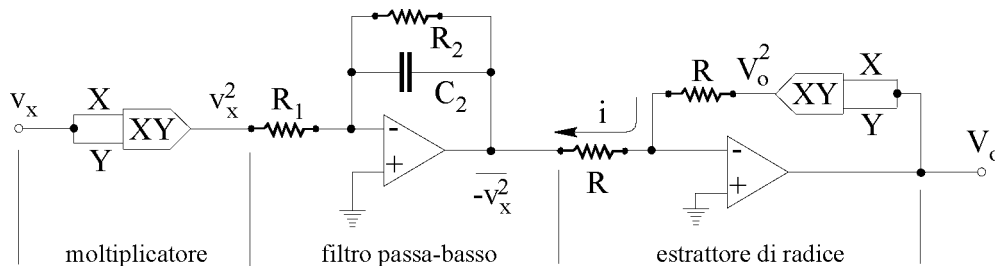


Fig.2.8 - Misura del vero valore efficace con moltiplicatori.

Il risultato desiderato si ottiene osservando che, sul nodo invertente dell'ultimo operazionale, la corrente i , per la presenza della massa virtuale, deve soddisfare la nota condizione:

$$i = \frac{\overline{v_x^2}}{R} = \frac{V_o^2}{R} \quad \Rightarrow \quad V_o = \sqrt{\overline{v_x^2}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T v_x^2 dt} = V_{x,efficace} \quad (2.8)$$

Pertanto la tensione in uscita V_o rappresenta il vero valore efficace (*True Root Mean Square, TRMS*) della tensione incognita v_x presente sull'ingresso.

Il metodo implicito per la misura del vero valore efficace

Il vero valore efficace, misurato con dispositivi termici o del tipo a moltiplicatori, risulta indipendente dalla forma del segnale presente in ingresso, purché i valori di picco del segnale non siano maggiori dell'escursione dinamica consentita dagli stadi amplificatori. Infatti, se il segnale in ingresso presenta, in certi istanti, dei valori superiori a quelli che il dispositivo può correttamente amplificare, si producono delle distorsioni.

Normalmente i costruttori di convertitori *RMS-to-DC* forniscono un indice delle prestazioni in tal senso, tramite il fattore di cresta massimo. Il fattore di cresta (*crest factor*) è il rapporto tra il valore di picco V_p e il valore efficace V_{RMS} del segnale.

Tuttavia, il metodo diretto (o esplicito) che è stato presentato in Fig. 2.8 per implementare la definizione del vero valore efficace (*TRMS*) di un segnale ha in questo senso delle limitazioni intrinseche.

Per esempio, si consideri un segnale in ingresso nel range: $v_{in} = (0,1V \div 1V)$.

In uscita dal blocco quadratore avremo un segnale compreso nel range: $v_{in}^2 = (0,01V \div 1V)$.

D'altra parte, con un segnale in ingresso nel range: $v_{in} = (1V \div 10V)$, in uscita dal blocco quadratore la tensione dovrebbe avere il valore compreso nel range: $v_{in}^2 = (1V \div 100V)$.

Questo risultato è di fatto impossibile, visto che la saturazione dell'amplificatore taglia la tensione d'uscita al valore della tensione di alimentazione (intorno a 10 V).

In sostanza, per entrambi i casi trattati nell'esempio, si nota che l'escursione del segnale in ingresso v_{in} è 1 a 10, mentre l'escursione del suo quadrato è 1 a 100.

Questo fatto, a causa della saturazione degli amplificatori, può provocare gravi distorsioni.

Per limitare gli inconvenienti legati alla possibile saturazione, nello schema di principio che realizza la definizione di vero valore efficace (*TRMS*), si preferisce adottare un metodo implicito. Lo schema per questo metodo è riportato in Fig.2.9.

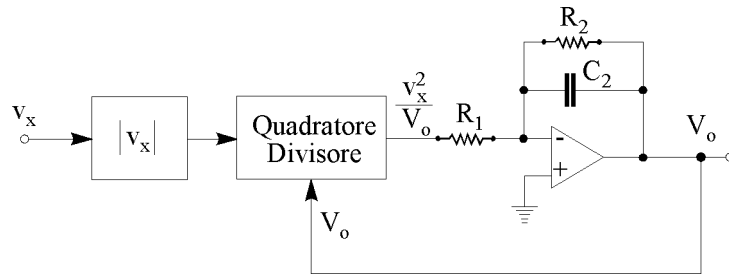


Fig.2.9 - Schema per la determinazione TRMS con metodo implicito.

Si nota il blocco in ingresso che prende il valore assoluto del segnale v_x , seguito da un blocco quadratore-divisore e da un filtro passa-basso.

Il blocco quadratore-divisore esegue, oltre al quadrato della tensione v_x presente al suo ingresso, anche la divisione per un altro segnale applicato su un apposito pin del circuito integrato: nel caso in esame divide per il segnale V_o ottenuto in uscita dal filtro passa-basso. Il risultato del funzionamento di tale circuito è che il valore medio (*average*) sull'uscita risulta:

$$V_o = \text{Avg} \left[\frac{v_x^2}{V_o} \right] \Rightarrow V_o = \sqrt{\text{Avg}(v_x^2)} = V_{x,RMS} \quad (2.9)$$

Il principale vantaggio dello schema di Fig.2.9 è che il valor medio del segnale in uscita dal blocco quadratore-divisore varia linearmente con il valore *RMS* del segnale in ingresso, anziché con il suo quadrato, come accade invece nel caso del semplice moltiplicatore.

Lo schema adottato consente dunque di ottenere una riduzione dell'escursione dinamica all'uscita dal blocco quadratore-divisore.

Moltiplicatori come wattmetri

Come ultima considerazione, osserviamo che i dispositivi moltiplicatori possono essere impiegati anche per realizzare dei wattmetri.

Lo schema indicato in Fig.2.10 è ottenuto da quello di Fig.2.8, togliendo l'estrattore di radice e applicando ai morsetti X ed Y rispettivamente i segnali di tensione $v(t)$ e di corrente $i(t)$.

In tal modo si realizza direttamente la definizione di potenza media:

$$P = \frac{1}{T} \int_T v(t)i(t)dt \quad (2.10)$$

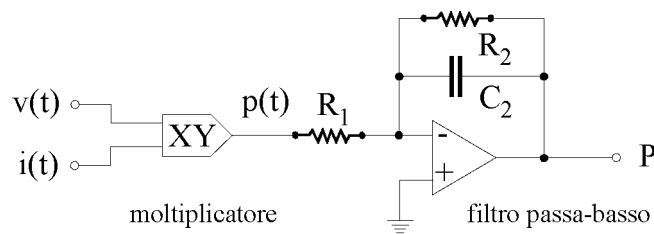


Fig.2.10 - Schema di un wattmetro con moltiplicatore analogico.

3 - Misure di valori di picco

I dispositivi esaminati nel paragrafo precedente per la misura del vero valore efficace e anche della potenza forniscono in uscita una tensione continua (DC) il cui valore è proporzionale alla grandezza di interesse. Lo stesso modo di operare può essere riscontrato anche nelle misure dei valori di picco e picco-picco.

Misura del valore di picco

Il rivelatore di picco ha lo schema di principio riportato in Fig.3.1A.

Si consideri applicato in ingresso un segnale ripetitivo v_{in} (per esempio di tipo sinusoidale con una componente continua). Il condensatore C viene caricato quando la tensione è positiva. Appena la tensione sinusoidale v_{in} in ingresso raggiunge il suo valore di picco V_p e comincia a decrescere, la tensione v_{out} in uscita (presente anche sul condensatore C) polarizza inversamente il diodo. Il condensatore C può scaricarsi solo attraverso la resistenza di carico R , con costante di tempo RC , erogando la corrente i_{C1} . La scarica del condensatore dura tipicamente per gran parte del periodo (vedi gli andamenti temporali in Fig.3.1).

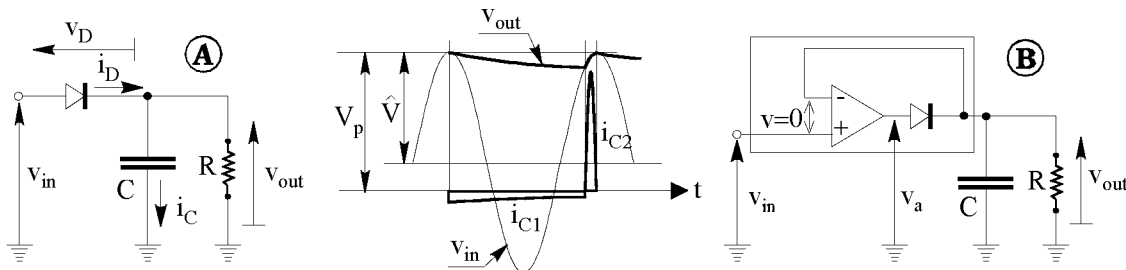


Fig.3.1 - Rivelatore di picco a inviluppo. Schemi circuitali e forme d'onda.

Quando la sinusoide della tensione in ingresso v_{in} , proseguendo nel suo evolvere temporale, arriva a superare la tensione v_{out} sul condensatore C , questo riprende a caricarsi, assorbendo la corrente i_{C2} , tipicamente per una piccola frazione del periodo. Nel funzionamento a regime, le aree sottese dalle due correnti i_{C1} e i_{C2} sono uguali; infatti devono essere uguali le cariche che in un periodo vengono spostate fra le armature del condensatore.

Il circuito rivelatore di picco può essere realizzato anche impiegando il diodo e l'amplificatore operazionale, come riportato nella Fig.3.1B.

In certi casi, per una migliore tenuta del condensatore riguardo alla scarica, si può inserire a valle un inseguitore di tensione (*buffer*). Qualora invece il segnale d'uscita v_{out} debba seguire un inviluppo lentamente variabile nel tempo (come, per esempio, nel caso della rivelazione a inviluppo di un segnale modulato in ampiezza a portante intera), la costante di tempo RC deve essere scelta in relazione all'entità delle variazioni lente che si vogliono rilevare.

Misura del valore picco-picco

Per le misure del valore picco-picco di segnali ripetitivi si può impiegare un rivelatore di picco, come quello appena visto, in associazione a un circuito di *clamping*.

Lo schema di principio di un circuito di *clamping* è rappresentato nella Fig.3.2A.

Si supponga che il segnale d'ingresso v_{in} sia sinusoidale (eventualmente con una componente continua). Per fissare le idee, si consideri l'istante iniziale t_0 del fenomeno quando la tensione applicata v_{in} passa per lo zero con pendenza negativa. Dal tempo t_0 fino al tempo t_{min} (a cui la tensione di ingresso presenta il suo minimo), il diodo risulta polarizzato direttamente e la

corrente fluisce nel condensatore C , che si carica. Nell'intervallo ($t_0 \div t_{min}$) la tensione in uscita v_{out} è nulla in teoria. In pratica sarà pari alla piccola caduta diretta del diodo, i cui effetti possono essere eliminati con lo schema di Fig.3.2B.

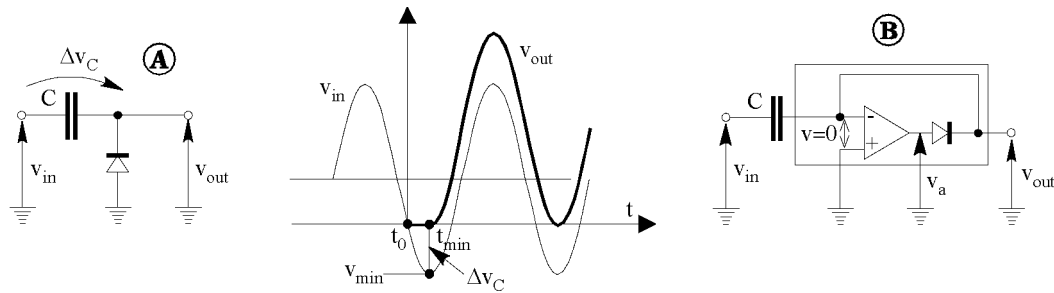


Fig.3.2 - Circuito di clamping.

Quando la tensione applicata v_{in} , raggiunto il suo minimo v_{min} all'istante t_{min} , ricomincia a crescere, il condensatore (ormai carico alla tensione Δv_C) dovrebbe iniziare a scaricarsi, invertendo la corrente: ma questo fatto è impedito dal diodo che si polarizza inversamente. Pertanto la tensione sull'uscita risulta:

$$v_{out} = v_{in} + \Delta v_C \tag{3.1}$$

Quindi il circuito di *clamping* fissa praticamente a zero i minimi del segnale d'ingresso. Il rivelatore picco-picco può ottenersi disponendo in cascata una rete di *clamping* seguita da un rivelatore a inviluppo (vedi Fig.3.3).

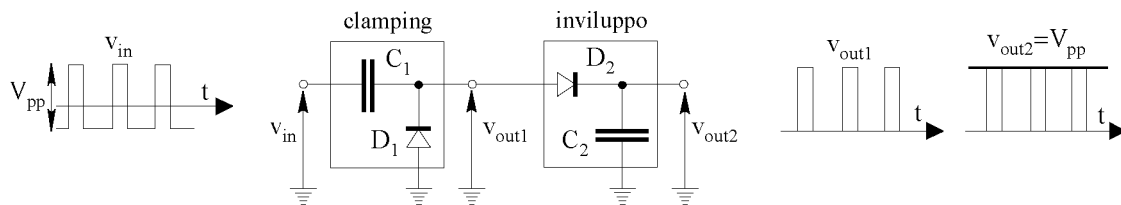


Fig.3.3 - Rivelatore picco-picco.

Infatti, indipendentemente dalla forma del segnale in ingresso (purché periodico) e da una sua eventuale componente continua, il circuito di *clamping* fissa a zero i minimi del segnale, mentre il successivo stadio a inviluppo (nel caso ideale) fornisce una tensione costante di valore pari alla tensione picco-picco V_{pp} del segnale v_{in} .