

Capitolo 13

Amplificatori operazionali

13.1 Introduzione

Ci occuperemo in questa sezione degli amplificatori operazionali, iniziando con un breve sommario delle principali caratteristiche di un tipico amplificatore operazionale ideale ed esaminandone alcune semplici applicazioni. Passeremo a discutere in un secondo tempo i limiti degli amplificatori operazionali reali, quali le correnti e tensioni di offset, lo slew rate e via dicendo.

Questo tipo di amplificatore si presta ad un gran numero di applicazioni diverse, che vanno dall'amplificazione di segnali di tensione o corrente, alla realizzazione di integratori/derivatori di precisione, a quella di circuiti oscillanti, di filtri analogici, di sistemi di trigger e via dicendo. Vari tipi di operazionali, con diverse caratteristiche e prestazioni (impedenza d'ingresso più o meno elevata, guadagno più o meno grande, banda passante più o meno ampia etc), sono disponibili in commercio. Di questi, quello che è stato per decenni il più noto è il $\mu A741$

13.2 Proprietà degli amplificatori operazionali

Con riferimento allo schema indicato in figura 13.1, un amplificatore operazionale ha due ingressi di segnale, due alimentazioni (nella più gran parte dei casi una positiva ed una negativa, ma a volte una positiva ed una massa) ed un'uscita. In molti casi esistono degli ulteriori terminali, adoperati per il controllo dell'offset.

I due ingressi, noti come 'ingresso non-invertente' ed 'ingresso invertente', sono tali che ad essi corrispondano, come vedremo tra un attimo, guadagni uguali ed opposti. In altre parole, l'amplificatore operazionale ha ingressi differenziali. Le principali caratteristiche di un amplificatore operazionale ideale sono le seguenti:

- Impedenza d'ingresso infinitamente grande
- Ingressi differenziali
- Guadagno nel modo differenziale infinito
- Larghezza di banda infinita
- Sfasamento nullo tra ingresso ed uscita
- Guadagno nel modo comune nullo

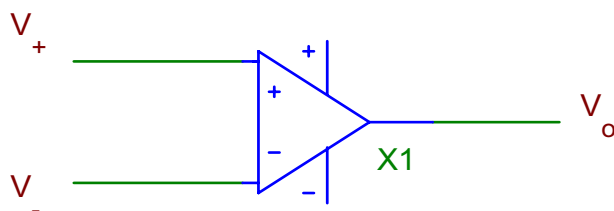


Figura 13.1:

- Impedenza di uscita nulla

Un amplificatore operazionale reale avrà caratteristiche che si discosteranno più o meno dalle caratteristiche ideali appena descritte. Di tali differenze ci occuperemo nel seguito.

Esaminiamo adesso le caratteristiche di un amplificatore tipico. Un circuito che si incontra frequentemente è quello mostrato in figura 13.1. Notiamo l'ingresso invertente indicato con un segno meno e quello non invertente indicato con un segno più.

Se tra i due terminali d'ingresso applichiamo una differenza di potenziale, la tensione al terminale di uscita sarà, a causa del guadagno infinito dell'operazionale, anch'essa infinita. Da un punto di vista pratico la tensione di uscita non potrà superare quella delle alimentazioni. Se, ad esempio, l'amplificatore è alimentato con tensione positiva di +15 Volt e tensione negativa di -15 Volt, la tensione di uscita sarà all'incirca uguale a +15 Volt se la tensione applicata al terminale non invertente è maggiore di quella applicata al terminale invertente, sarà -15 Volt nel caso contrario. Notiamo che sia il terminale invertente che quello non invertente sono riferiti a massa. Avremo quindi un'impedenza tra terminale invertente e massa, una tra terminale non invertente e massa ed una tra i due terminali invertente e non invertente. Ammetteremo che tutte e tre queste impedenze siano infinite.

13.3 Ingresso differenziale

Prima di passare ad esaminare alcuni circuiti tipici che fanno uso di A.O., ricordiamo alcune definizioni relative all'amplificatore differenziale, che ne costituisce lo stadio d'ingresso.

Indichiamo con v_+ e v_- le tensioni applicate rispettivamente all'ingresso non invertente ed a quello invertente, con v_o la tensione d'uscita, con A_+ e con A_- i guadagni dell'A.O. per segnali applicati rispettivamente all'ingresso non invertente ed a quello invertente. Per il principio di sovrapposizione avremo:

$$v_o = A_+ v_+ + A_- v_- \quad (13.1)$$

e, ponendo:

$$v_d = v_+ - v_-$$

$$v_c = \frac{1}{2}(v_+ + v_-)$$

cioè

$$v_+ = v_c + \frac{v_d}{2} \quad (13.2)$$

$$v_- = v_c - \frac{v_d}{2} \quad (13.3)$$

questa diventa:

$$v_o = A_+ \left(v_c + \frac{v_d}{2}\right) + A_- \left(v_c - \frac{v_d}{2}\right) = (A_+ + A_-)v_c + \frac{1}{2}(A_+ - A_-)v_d \quad (13.4)$$

che, con le definizioni:

$$A_c = (A_+ + A_-) \quad (13.5)$$

$$A_d = \frac{1}{2}(A_+ - A_-) \quad (13.6)$$

può essere scritta come:

$$v_o = A_c v_c + A_d v_d \quad (13.7)$$

La grandezza A_d è nota come il *guadagno nel modo differenziale*, mentre A_c è il *guadagno nel modo comune*. Un buon A.O. dovrà avere un valore di A_c prossimo a zero ed un valore di A_d prossimo ad ∞ . Normalmente i produttori quotano il valore del cosiddetto *rapporto di reiezione per il modo comune* (Common Mode Rejection Ratio o CMRR), definito da:

$$\rho = |A_d/A_c|$$

che deve essere il più grande possibile.

Dalla (13.7) si ha poi:

$$v_o = A_d v_d \left(1 + \frac{1}{\rho} \frac{v_c}{v_d}\right) \quad (13.8)$$

Ad esempio, se $v_c = 1$ mV, $v_d = 1$ μ V e $\rho = 1000$, avremo:

$$v_o = A_d v_d \left(1 + \frac{1}{\rho} \frac{v_c}{v_d}\right) = 2 A_d v_d$$

anzichè semplicemente $A_d v_d$ come si vorrebbe da un buon A.O.. Se vogliamo che ciò accada, occorre che ρ sia abbastanza più grande di v_c/v_d da rendere trascurabile il secondo termine in parentesi nell'ultima espressione scritta. Nel nostro esempio, ρ dovrà essere maggiore di 10^5 se si vuole che v_o differisca da $A_d v_d$ per meno dell'1%.

13.4 Amplificatori Operazionali: alcune applicazioni

Gli A.O. hanno numerosissime applicazioni. Queste possono essere divise in due grandi categorie. Nella prima di queste l'A.O. viene adoperato in modo che esso esca dalla zona lineare e vada in saturazione. Se infatti si applica una piccola differenza di potenziale tra ingresso invertente ed ingresso non-invertente, l'uscita si porterà tipicamente a $\pm V_{cc}$ dove V_{cc} è la tensione di alimentazione. Nel realizzare tale funzione si fa spesso uso di una reazione positiva tra uscita ed ingresso dell'A.O.. Fanno parte di questa categoria molti circuiti logici, generatori di onde quadre, generatori di rampa, circuiti di trigger (Schmitt) etc..

Nel secondo tipo di applicazioni si fa invece uso di una reazione negativa, realizzando un funzionamento lineare dell'A.O.. Fanno parte di questa categoria i circuiti amplificatori (invertenti e non invertenti), i circuiti di somma e di sottrazione, gli inseguitori di tensione, i convertitori tensione-corrente e corrente-tensione e molti altri.

Inzieremo nella prossima sezione un'analisi di quest'ultima classe di applicazioni.

Esiste in realtà una terza classe di applicazioni, in cui il feedback positivo applicato è quasi esattamente uguale all'inverso dell'amplificazione dell'operazionale e quindi il *guadagno a catena aperta* $A\beta$ è circa uguale ad uno. In tale categoria rientrano i cosiddetti oscillatori sinusoidali che sono trattati in un capitolo a se.

13.5 Amplificatori invertenti e non-invertenti realizzati con operazionali

Abbiamo specificato in precedenza tra le caratteristiche di un A.O. ideale:

- Impedenza d'ingresso R_i infinita
- Guadagno in tensione A_v infinito
- Impedenza d'uscita R_o nulla

Esamineremo ora, a titolo di esempio, alcuni amplificatori reazionati che utilizzano un A.O. e ne studieremo il funzionamento.

Cominceremo con l'esaminare la configurazione invertente mostrata in figura 13.2.

Ammetteremo che R_i , A_v ed R_o (vedi figura 13.4) abbiano valori finiti; faremo poi tendere R_i ed A_v ad infinito ed R_o a zero.

Facendo uso del teorema di Miller, lo schema di figura 13.4 può esser trasformato in quello di figura 13.3, dove $k = v_o/v_i$.

Dall'analisi della maglia d'uscita di tale circuito troviamo:

$$v_o = \frac{-A_v v_i}{Z' + R_o} Z'$$

dove:

$$Z' = -\frac{R_2 k}{1 - k}$$

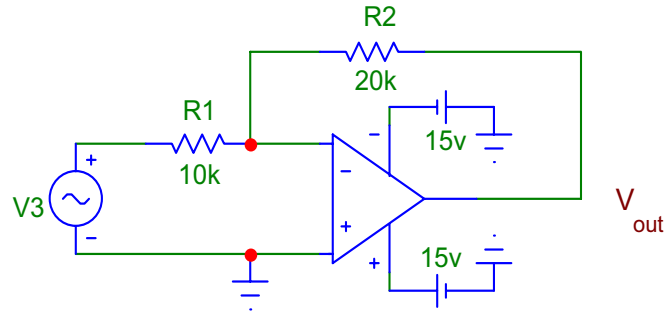


Figura 13.2:

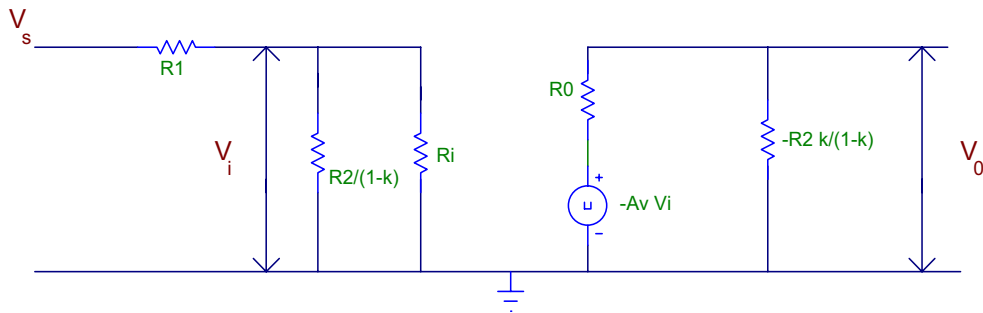


Figura 13.3:

Si ottiene di qui una relazione tra v_o e v_i :

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{R_o - A_v R_2}{R_2 + R_o} \quad (13.9)$$

Dall'analisi della maglia d'ingresso si ottiene invece:

$$v_i = v_s \frac{R_{||}}{R_1 + R_{||}}$$

dove:

$$R_{||} = \frac{R_i R_2}{R_i(1 - k) + R_2}$$

per cui:

$$\frac{R_{||}}{R_1 + R_{||}} = \frac{R_i R_2}{R_i R_2 + R_1 [R_2 + R_i(1 - k)]}$$

Dall'equazione (13.9) si ottiene allora:

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_i} \frac{v_i}{v_s} = \frac{R_i (R_o - A_v R_2)}{R_1 (R_i + R_2 + R_o) + R_i (R_2 + R_o) + A_v R_1 R_i}$$

Dividendo ora numeratore e denominatore per R_i , otteniamo poi:

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{R_o - A_v R_2}{(R_1/R_i)(R_i + R_2 + R_o) + R_2 + R_o + A_v R_1}$$

che, per R_i che tende ad infinito, diventa:

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{R_o - A_v R_2}{R_1 + R_2 + R_o + A_v R_1}$$

e, per A_v che tende ad infinito ed R_o che tende a zero:

$$\frac{v_o}{v_s} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (13.10)$$

Vediamo da tale relazione che il guadagno dell'amplificatore reazionato invertente è, nel limite $R_i = \infty$, $R_o = 0$ ed $|A_v| = \infty$, uguale al rapporto tra la resistenza di reazione R_2 e quella che collega il generatore di segnali all'ingresso invertente.

Notiamo che al medesimo risultato si potrebbe arrivare in modo più semplice, con le seguenti considerazioni:

1. poichè $R_i = \infty$, la corrente che può fluire nell'operazionale è trascurabile. Ammetteremo che essa sia nulla.
2. in presenza della reazione negativa causata dalla resistenza R_2 , l'operazionale non satura: cioè il segnale in uscita ha un valore inferiore a quello dell'alimentazione.
3. essendo $A_v = \infty$ e v_o finito, la relazione: $|v_i| = |v_o/A_v|$ ci dice che la differenza di potenziale tra i terminali d'ingresso: v_i deve essere vicina a zero. Ammetteremo che essa sia nulla.

In definitiva avremo (vedi figura 13.4):

$$v_- = v_i = \frac{v_o}{A_v} \approx 0$$

e quindi $v_- = 0$ (essendo v_+ collegato a massa). Si dice che il terminale invertente è una massa virtuale, poichè esso si trova ad un potenziale molto prossimo a quello di massa. È tuttavia da tenere ben presente che non esiste alcun collegamento fisico o corto circuito tra terminale invertente e non-invertente.

Vediamo ora come le condizioni esaminate portino facilmente al risultato espresso dall'equazione (13.10). Infatti, per quanto detto, nessuna corrente entra nell'operazionale; ne segue che la corrente che attraversa la resistenza R_1 è uguale a quella che attraversa R_2 . Inoltre è $v_- = 0$. Ne segue:

$$i = \frac{v_s}{R_1} = -\frac{v_o}{R_2}$$

da cui:

$$\frac{v_o}{v_s} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (13.11)$$

Potrebbe apparire che l'ipotesi aggiuntiva ($R_o = 0$) che è stata necessaria per dimostrare la relazione (13.10), non giochi più alcun ruolo. In realtà ciò non è vero. Se infatti R_o fosse, diciamo, grande rispetto ad R_2 (o confrontabile ad essa), allora

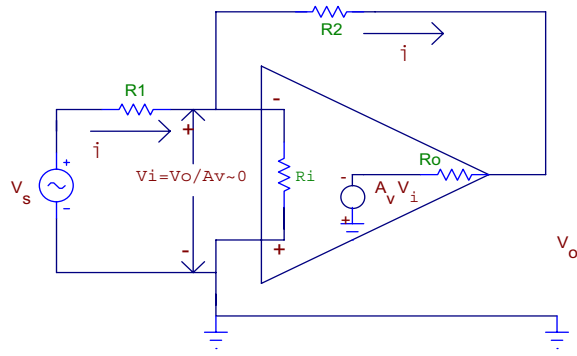


Figura 13.4:

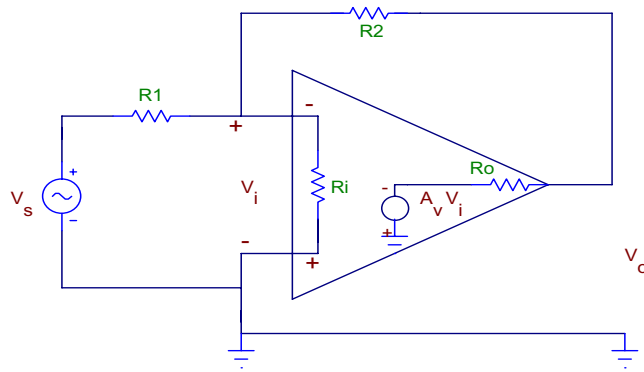


Figura 13.5:

la tensione d'uscita v_o sarebbe uguale a quella (v_o') presente all'uscita del generatore dipendente che schematizza l'uscita dell'A.O., diminuita della caduta attraverso R_o . Con ciò l'equazione ottenuta (13.11) non sarebbe più vera, ma il rapporto v_o/v_s dipenderebbe anche da R_o .

La figura 13.7 mostra i segnali in ingresso ed in uscita da un amplificatore invertente, in cui è stato scelto un rapporto R_2/R_1 pari a 2. Il segnale in ingresso è una sinusoide di ampiezza pari ad 1 V. Si vede come il segnale in uscita sia una sinusoide invertita, di ampiezza doppia.

13.6 Impedenza d'ingresso dell'amplificatore invertente

L'impedenza d'ingresso r_i dell'amplificatore appena esaminato può esser calcolata facilmente facendo uso dello schema di figura 13.3. Si vede da tale figura che

l'impedenza d'ingresso è:

$$r_i = R_1 + \frac{R_i R_2}{R_i(1 - k) + R_2}$$

dove k è dato dalla relazione (13.9). Si ottiene quindi:

$$r_i = R_1 + \frac{R_i(R_o + R_2)}{R_i(1 + A_v) + (R_o + R_2)}$$

Questa può essere riscritta come:

$$r_i = R_1 + \frac{R_i(R_o + R_2)/(1 + A_v)}{R_i + (R_o + R_2)/(1 + A_v)}$$

che, ponendo:

$$r_f = \frac{R_2 + R_o}{1 + A_v}$$

può essere scritta nella forma più concisa:

$$r_i = R_1 + R_i \parallel r_f$$

dove in genere r_f è molto minore di R_i per cui, nel parallelo, quest'ultima può essere trascurata. Essendo inoltre in genere r_f molto piccola, si trova che l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore invertente esaminato è con ottima approssimazione uguale ad R_1 .

Ad esempio, per $R_1 = 100k$, $R_2 = 10k$, $R_o = 100\Omega$ ed $A_v = 10^5$, troviamo: $r_f = 0.1\Omega$ e quindi $r_i = R_1 = 100k$.

13.7 Impedenza d'uscita dell'amplificatore invertente

Per calcolare l'impedenza d'uscita r_o dell'amplificatore immaginiamo di cortocircuitare i terminali d'ingresso, ponendo $v_s = 0$, di applicare tra i terminali d'uscita una tensione v_o e di calcolare la corrente i_o immessa dal generatore di tensione v_o .

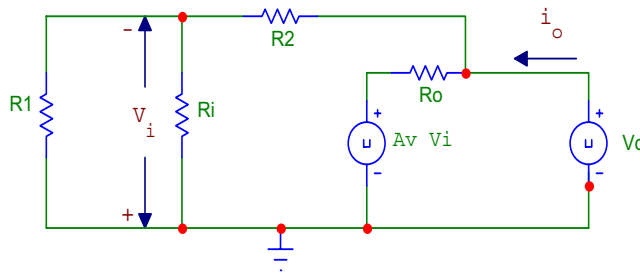


Figura 13.6:

Definiremo poi impedenza d'uscita il rapporto v_o/i_o . Lo schema equivalente che adopereremo è quello di figura 13.6. Avremo:

$$i_o = \frac{v_o - A_v v_i}{R_o} + \frac{v_o}{R_1 + R_2}$$

poichè $R_i \gg R_1$. Inoltre è:

$$-v_i = v_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Sostituendo quest'equazione nella precedente, si trova:

$$i_o = \frac{v_o + A_v v_o R_1 / (R_1 + R_2)}{R_o} + \frac{v_o}{R_1 + R_2}$$

cioè:

$$v_o \left[\frac{1}{R_o} + \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{A_v R_1}{R_o (R_1 + R_2)} \right] = i_o$$

ed infine:

$$\frac{1}{r_o} = \frac{i_o}{v_o} = \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_o} + \frac{A_v R_1}{R_o (R_1 + R_2)}$$

per cui $1/r_o$ è all'incirca uguale a:

$$\frac{1}{r_o} = \frac{1}{R_o} \left[1 + \frac{A_v R_1}{R_1 + R_2} \right] \approx \infty$$

ed r_o è praticamente nullo.

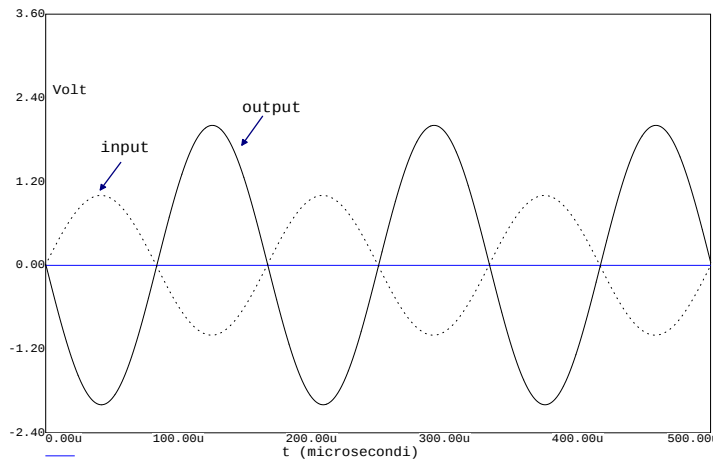


Figura 13.7:

13.8 Amplificatore non-invertente

Un amplificatore che fornisce un segnale in uscita in fase con il segnale applicato in ingresso è quello mostrato in figura 13.8.

Per calcolare il guadagno in tensione di tale amplificatore ricordiamo che, a causa della reazione negativa avremo, come prima, $v_+ = v_-$, ed inoltre $v_i = v_+$ per cui:

$$v_- = v_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

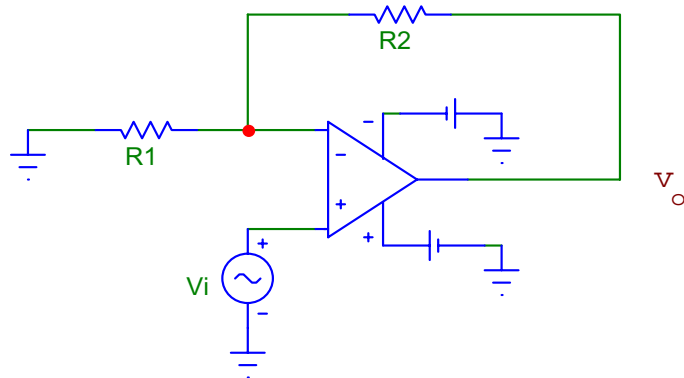


Figura 13.8:

e:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_-} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Il guadagno, come si vede, è indipendente dalle caratteristiche dell'operazionale, ma dipende solo dai valori delle resistenze R_1 e R_2 . Esso diviene uguale ad 1 se $R_2 = 0$ e $R_1 = \infty$. Si ottiene così la configurazione di figura 13.9 nota come inseguitore di tensione.

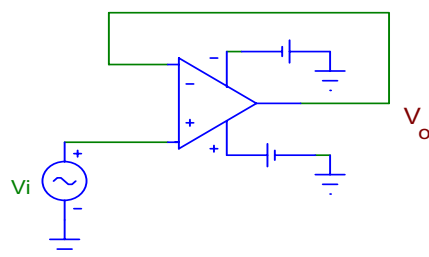


Figura 13.9:

13.9 Impedenza d'ingresso dell'amplificatore non-invertente

L'impedenza d'ingresso dell'amplificatore nella configurazione esaminata, cioè l'impedenza vista dalla sorgente v_s guardando nel terminale non invertente, è teoricamente infinita. Vediamo di esprimerla in termini del guadagno A_v , della resistenza d'ingresso dell'operazionale R_i e dei valori delle resistenze. Chiamando r_i la resistenza dell'amplificatore completo, avremo per la corrente d'ingresso nel terminale non invertente:

$$i_i = \frac{v_i}{R_i} = \frac{v_o}{A_v} \frac{1}{R_i}$$

dove:

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_i$$

per cui:

$$i_i = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{v_i}{A_v R_i}$$

ed infine:

$$r_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{A_v R_i}{1 + R_2/R_1}$$

Come si vede, tale impedenza è estremamente grande. Per $A_v = 10^5$, $R_i = 1M\Omega$ ed $R_2/R_1 = 1$ questa vale $50,000 M\Omega$.

13.10 Impedenza d'uscita dell'amplificatore non-invertente

Si può facilmente verificare che l'impedenza d'uscita in questa configurazione è identica a quella della configurazione invertente. In effetti lo schema equivalente adoperato nella sezione 7 (vedi figura 13.6) è applicabile senza modifiche a questa situazione.

13.11 Amplificatore della differenza di due segnali

Un amplificatore operazionale può facilmente essere adoperato per amplificare la differenza tra due segnali di tensione. Un possibile schema è quello di figura 13.10.

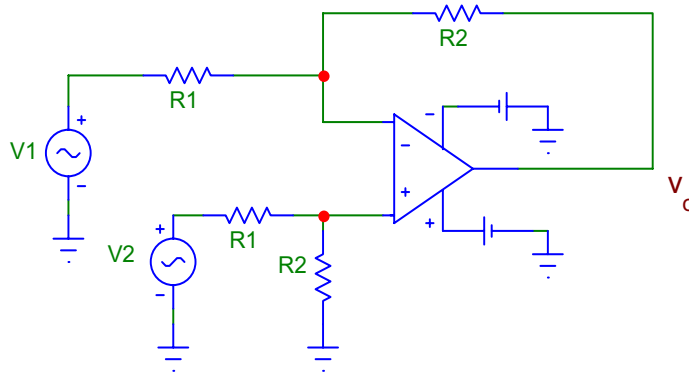


Figura 13.10:

Ancora una volta usiamo il fatto che l'ingresso invertente e quello non-invertente sono in corto-circuito virtuale, cioè $v_- = v_+$. D'altronde, dal partitore costituito dalle resistenze poste sull'ingresso non-invertente, otteniamo:

$$v_+ = v_- = v_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Poichè nell'operazionale non entra corrente, le correnti nelle due resistenze superiori sono uguali, per cui:

$$\frac{v_1 - v_+}{R_1} = \frac{v_+ - v_o}{R_2}$$

da queste due equazioni segue poi subito:

$$v_o = \frac{R_2}{R_1}(v_2 - v_1)$$

Immaginiamo ad esempio che il segnale all'ingresso 1 sia una sinusoide di ampiezza pari ad 1 V e frequenza 6 kHz, e quello all'ingresso 2 sia un segnale sfasato rispetto al primo di π . In tal caso il segnale in uscita sarà quello mostrato in figura 13.11, dove si è utilizzato lo schema di figura 13.10 con $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ e $R_2 = 2\text{ k}\Omega$.

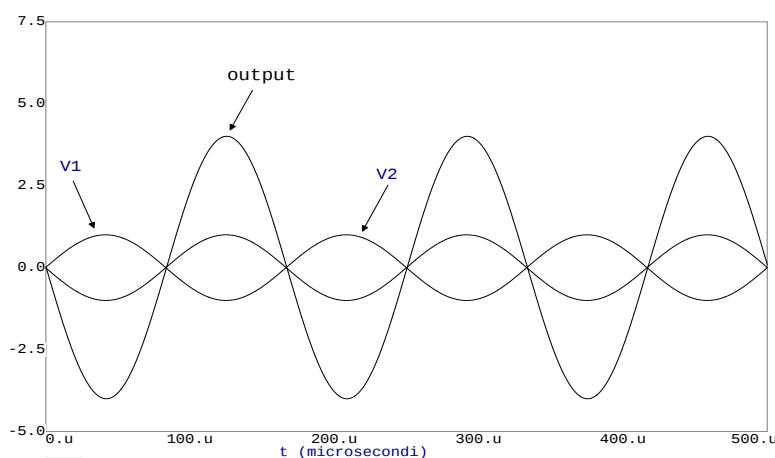


Figura 13.11:

13.12 Amplificatore della somma di due o più segnali

Un A.O. in configurazione invertente può essere adoperato per ottenere la somma (cambiata di segno) di più tensioni applicate agli ingressi, *in modo tale che le sorgenti risultino peraltro disaccoppiate tra loro*. Un circuito che realizza tale funzione è quello mostrato in figura 13.12. La relazione che lega la tensione in uscita alle tensioni v_1 , v_2 in ingresso è facilmente ottenibile in base alla considerazione che la corrente che passa nella resistenza R deve essere uguale alla somma delle correnti nelle resistenze R_1 ed R_2 , unitamente al fatto che la tensione al terminale invertente è nulla ($v_- = v_+ = 0$). Si ha cioè:

$$i_1 + i_2 = \frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} = -\frac{v_o}{R}$$

da cui si ottiene poi:

$$v_o = -R\left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2}\right)$$

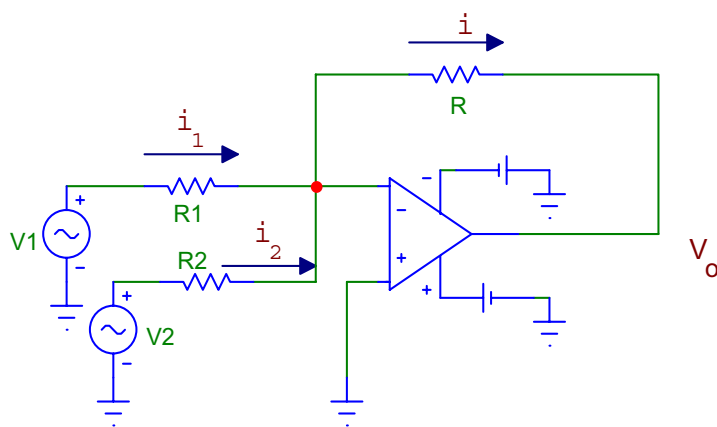


Figura 13.12:

Se poniamo $R = R_1 = R_2$ abbiamo, come detto, la somma cambiata di segno dei segnali applicati in ingresso. Altrimenti avremo una combinazione lineare di questi, con coefficienti dipendenti dai valori delle tre resistenze.

L'estensione al caso di N sorgenti è immediata.

Come accennato, nella configurazione esaminata le sorgenti sono fisicamente disaccoppiate l'una dall'altra, poichè le estremità destre delle resistenze R_1 , R_2 sono collegate a massa (cioè alla massa virtuale del terminale invertente). In altre parole, la sorgente v_1 non interagisce in alcun modo con la sorgente v_2 .

13.13 Integratore realizzato tramite un operazionale

Un integratore ideale fornisce una tensione in uscita proporzionale all'integrale della tensione applicata in ingresso:

$$v_{out} = K \int v_{in} dt \quad (13.12)$$

In termini della trasformata di Laplace, dovremo avere:

$$\tilde{v}_{out} = \frac{K}{s} \tilde{v}_{in} \quad (13.13)$$

Notiamo che il circuito passa-basso di figura 13.13 ha un funzione di trasferimento data da:

$$\frac{1}{\tau} \frac{1}{s + \frac{1}{\tau}} \quad (13.14)$$

che diviene quella di un integratore ideale espresso dall'equazione (13.13) per $\tau \rightarrow \infty$. Notiamo che in tale limite la funzione di trasferimento tende a zero, a causa del termine moltiplicativo $1/\tau$.

La configurazione mostrata in figura 13.14 realizza con ottima approssimazione un integratore ideale. Ciò può esser visto semplicemente adottando il principio della massa virtuale.

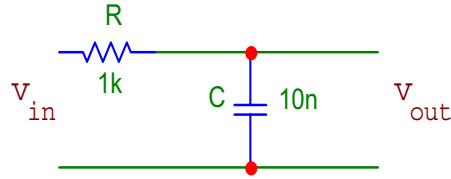


Figura 13.13:

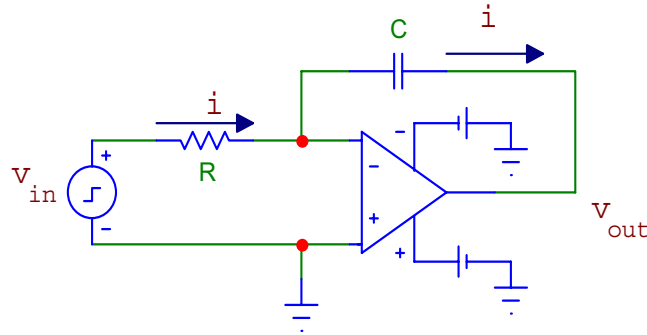


Figura 13.14:

Infatti, per tale principio, la corrente nella resistenza R , uguale a quella che carica il condensatore C , è data da:

$$i = \frac{v_{in}}{R} = \frac{dQ}{dt} = -C \frac{dv_{out}}{dt}$$

da cui:

$$v_{in} = -RC \frac{dv_{out}}{dt}$$

e:

$$v_{out} = -\frac{1}{RC} \int v_{in} dt$$

Si può arrivare al medesimo risultato, senza far uso in modo esplicito del principio della massa virtuale, ma adoperando il teorema di Miller. Sostituiamo infatti all'impedenza capacitiva Z_c presente tra ingresso invertente ed uscita, una impedenza pari a $Z_c/(1 + A_v)$, posta tra ingresso invertente e massa, ed una pari a $A_v Z_c/(1 + A_v)$, posta tra uscita e massa. Si ottiene in tal modo il circuito equivalente mostrato in figura 13.15, dove è $V_{out} = -A_v v_1$, con v_1 la differenza di potenziale tra ingresso invertente e massa. Dalla definizione di trasformata dell'impedenza capacitiva segue che le capacità C e C' indicate in figura valgono:

$$C' = C(1 + A_v) \quad ; \quad C'' = \frac{C(1 + A_v)}{A_v}$$

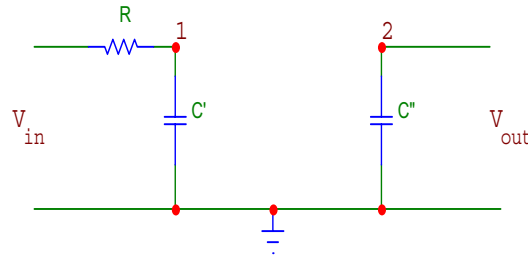


Figura 13.15:

La funzione di trasferimento che così si ottiene è:

$$G(s) = \frac{-A_v/\tau'}{s + 1/\tau'} \quad (13.15)$$

con:

$$\tau' = RC(1 + A_v)$$

Poichè ora τ' contiene il grosso termine A_v , avremo che il termine $1/\tau'$ a denominatore della (13.15) sarà trascurabile e $G(s)$ diventa con ottima approssimazione la funzione di trasferimento di un integratore ideale:

$$G(s) = -\frac{A_v}{s\tau'} = -\frac{A_v}{RC(1 + A_v)s} \approx -\frac{1}{RC} \frac{1}{s} \quad (13.16)$$

Il motivo per cui il circuito esaminato si comporta come un ottimo integratore può anche esser compreso intuitivamente, partendo dall'analisi del non- perfetto integratore costituito da un normale R-C passa-basso (vedi figura (13.13)). Ammettiamo che in tale circuito sia applicato in ingresso un segnale di tensione che sia, in un certo (breve) intervallo di tempo, costante. L'uscita sarà l'integrale dell'ingresso se essa è una rampa crescente linearmente nell'intervallo di tempo specificato. Ciò richiederebbe però che il condensatore fosse caricato con una corrente costante nel tempo. Infatti solo in tal caso si avrebbe:

$$V_{out}(t) \propto \frac{1}{C} \int_0^t i dt' \propto i t$$

Ora, la corrente che carica il condensatore è quella che attraversa la resistenza R ed essa è pari alla differenza di potenziale ai capi della resistenza divisa per la resistenza stessa. A sua volta, la differenza di potenziale ai capi della resistenza NON è costante, poichè essa è la differenza tra la tensione (costante) applicata in ingresso e la tensione presente sul condensatore, che sta via via aumentando. Se si vuole che la corrente che carica il condensatore sia costante occorre che la tensione all'altro estremo della resistenza R sia tenuta costante. A questo ruolo provvede l'operazionale, poichè l'ingresso invertente di questo (cioè quello cui è collegato l'estremo della resistenza) è tenuto ad un potenziale vicino a zero dalla reazione negativa causata dal collegamento capacitivo tra l'uscita e l'ingresso invertente. Notiamo la strana configurazione in cui si trova il condensatore, che è caricato da una corrente che viene da un punto che è praticamente a massa !

Il circuito esaminato non è realistico, poichè, una volta che la capacità C sia carica, essa non ha modo di scaricarsi. Se quindi il segnale inviato in ingresso è

un'onda rettangolare, il primo impulso sarà integrato e darà in uscita una rampa, ma subito dopo la tensione in uscita rimarrà al livello alto anche quando l'ingresso sia tornato a zero. Il successivo impulso troverà il condensatore ancora carico e l'integrazione fornirà un'uscita che continuerà a salire, fino a che l'operazionale non sia andato in saturazione.

Per ovviare a questo problema si pone, in parallelo al condensatore, una resistenza, di valore adeguatamente elevato, che consenta al condensatore di scaricarsi tra un impulso ed il successivo. Il circuito così ottenuto è mostrato in figura 13.16(a). Il calcolo della risposta di questo circuito può essere effettuato facilmente tenendo conto del fatto che l'ingresso invertente è una massa virtuale e ricordando che le correnti nei rami Z_1 e Z_2 della figura 13.16(b) sono uguali. Si ottiene quindi per la trasformata del guadagno in figura 13.16(b):

$$G(s) = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}$$

dove:

$$Z_1 = R$$

$$Z_2(s) = \frac{R_1}{1 + R_1 C s} = \frac{R_1 / \tau}{s + 1/\tau}$$

con

$$\tau = R_1 C$$

Si ha quindi:

$$G(s) = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} = -\frac{R_1}{R} \frac{1/\tau}{s + 1/\tau}$$

Se il segnale applicato in ingresso è un gradino di tensione:

$$\tilde{v}_{in}(s) = \frac{1}{s}$$

avremo:

$$\tilde{v}_{out}(s) = -\frac{1}{s} \frac{R_1}{R \tau} \frac{1}{s + 1/\tau} = -K \frac{1}{s(s + 1/\tau)}$$

dove si è posto:

$$K = \frac{R_1}{\tau R} = \frac{\rho}{\tau}$$

con $\rho = R_1/R$. La frazione che moltiplica K può essere espressa come:

$$\frac{\tau}{s} - \frac{\tau}{s + 1/\tau}$$

per cui:

$$\tilde{v}_{out}(s) = -\rho \left[\frac{1}{s} - \frac{1}{s + 1/\tau} \right] = -\frac{R_1}{R} \left[\frac{1}{s} - \frac{1}{s + 1/\tau} \right]$$

la cui antitrasformata è:

$$v_{out}(t) = -\frac{R_1}{R}(1 - e^{-t/\tau})$$

con: $\tau = R_1 C$. Sviluppiamo l'esponenziale in parentesi in serie di Taylor, ottenendo:

$$v_{out}(t) = -\frac{R_1}{R}(1 - 1 + \frac{t}{\tau} - \frac{t^2}{2\tau^2} \dots) = -\frac{R_1}{R}(\frac{t}{\tau} - \frac{t^2}{2\tau^2} + \dots)$$

Se $t \ll \tau$ il termine quadratico e quelli di ordine superiore in parentesi diventano trascurabili rispetto a quello lineare, ed otteniamo un integratore ideale:

$$v_{out}(t) = -\frac{R_1}{\tau R} t$$

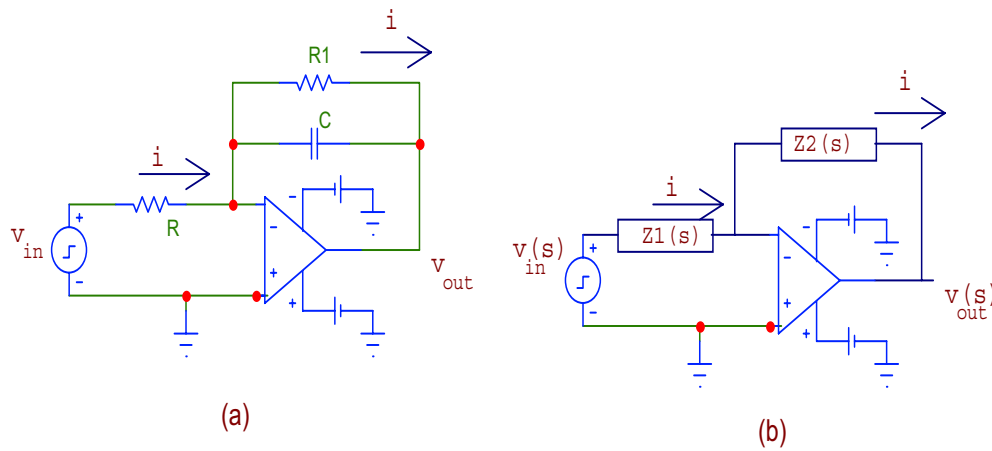


Figura 13.16:

13.14 Derivatore realizzato tramite un operazionale

Il circuito passa-alto mostrato in figura 13.17 si comporta approssimativamente da derivatore.

Possiamo verificarlo facilmente. La corrente che carica il condensatore C è:

$$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{dV}{dt}$$

dove V è la differenza di potenziale ai capi del condensatore, data da: $V = v_i - v_o$. Si ha quindi:

$$i = C \frac{d}{dt}(v_i - v_o) = \frac{v_o}{R} \quad (13.17)$$

come è immediato verificare.

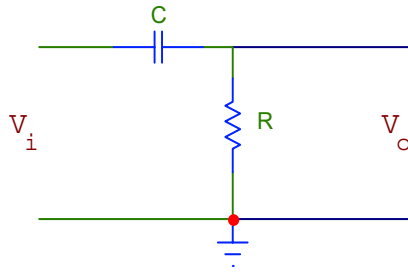


Figura 13.17:

Da questa si ottiene poi:

$$v_o = RC \frac{dv_i}{dt} - RC \frac{dv_o}{dt}$$

se ora il secondo dei due termini a secondo membro fosse trascurabile rispetto al primo, avremmo un derivatore ideale:

$$v_o = RC \frac{dv_i}{dt} \quad (13.18)$$

Tuttavia, in un normale circuito passa-alto, il termine dv_o/dt non è necessariamente trascurabile, e quindi esso non sarà un derivatore ideale.

Possiamo vedere ciò facendo uso delle trasformate di Laplace. Un derivatore ideale deve dare un segnale in uscita proporzionale alla derivata di quello in ingresso:

$$v_o = K \frac{dv_i}{dt}$$

Prendendo la trasformata di Laplace di entrambi i membri:

$$\tilde{v}_o = K s \tilde{v}_i \quad (13.19)$$

Per il circuito passa-alto di figura 13.17, otteniamo:

$$\tilde{v}_o = \tilde{v}_i \frac{R}{R + 1/sC} = \tilde{v}_i \frac{s}{s + 1/\tau}$$

con $\tau = RC$. Perchè questa acquisti la forma della (13.19) occorre che sia $1/\tau$ molto grande, in modo tale che il termine in s a denominatore risulti trascurabile. Ciò richiede che sia τ molto piccolo. Un modo per realizzare tale scopo è quello di usare un operazionale, come mostrato nella figura 13.18.

La risposta di questo circuito, che è caratterizzato, analogamente all'integratore, da una reazione negativa dovuta alla presenza del condensatore tra uscita ed ingresso invertente, è calcolabile in modo facile, ricordando la condizione $v_- = v_+ = 0$ ed il fatto che la corrente che attraversa la capacità C deve uguagliare quella che attraversa la resistenza R :

$$i = C \frac{dv_i}{dt} = -\frac{v_o}{R}$$

da cui si ottiene:

$$v_o = -RC \frac{dv_i}{dt}$$

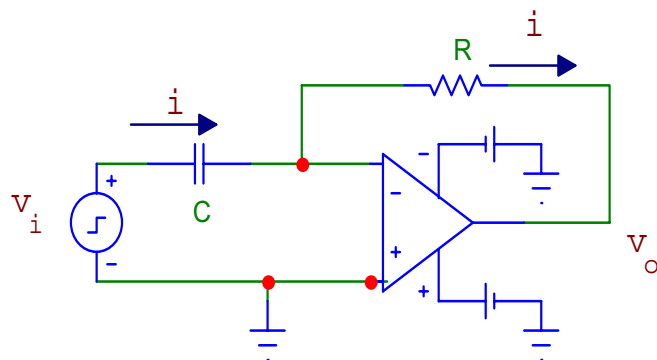


Figura 13.18:

Cioè abbiamo un derivatore ideale (o quasi).

Per comprendere il motivo per cui adesso il circuito si comporta da derivatore, possiamo far uso del teorema di Miller, ottenendo il circuito equivalente mostrato in figura 13.19, dove è $R' = R/(1 + A_v)$ ed $R'' = RA_v/(1 + A_v)$.

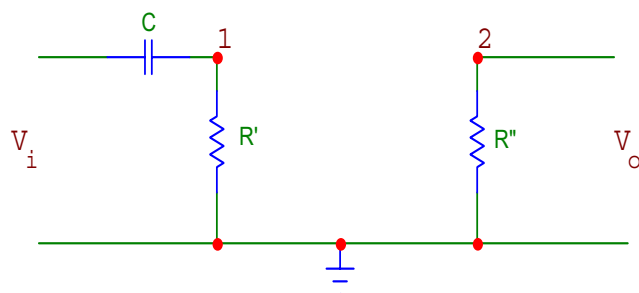


Figura 13.19:

Dal circuito equivalente vediamo che ora la maglia d'ingresso è caratterizzata da una costante di tempo $R'C$, con $R' = R/(1 + A_v)$, cioè una costante di tempo molto piccola, che è giusto quello che occorre per ottenere un derivatore ideale.

Possiamo comprendere intuitivamente ciò che ora accade, riandando all'equazione (13.17). Dall'analisi del nuovo circuito vediamo che il termine nell'espressione della corrente, che prima era:

$$C \frac{d}{dt}(v_i - v_o)$$

ora è semplicemente:

$$C \frac{dv_i}{dt}$$

poichè l'operazionale mantiene fissa a zero la tensione sull'armatura destra del condensatore. Di conseguenza questo viene ora caricato da una differenza di potenziale che è giusto v_i .

13.15 Amplificatore di carica

I segnali generati da un gran numero di dispositivi elettronici (cellule fotoelettriche, rivelatori di particelle nucleari/subnucleari a semiconduttore, fotomoltiplicatori, diodi etc.) consistono in impulsi di corrente di breve durata. Se indichiamo con i la corrente media e con dt la sua durata, l'impulso di corrente accumula una piccola carica $dQ = i dt$ sulla capacità d'ingresso del circuito adoperato per amplificarlo (ed eventualmente trasformarlo in uno di tensione). La capacità in questione può consistere della capacità d'ingresso di uno stadio a transistor e/o di eventuali altre capacità inserite nel circuito amplificatore nonché delle capacità associate ai cavetti di collegamento.

È opportuno amplificare il segnale di carica dQ in modo tale che il segnale di tensione (o corrente) in uscita non risulti dipendente da tale capacità, che potrebbe variare in diverse applicazioni del dispositivo.

Un sistema in grado di fornire un segnale di tensione in uscita, indipendente dalla capacità effettiva presente in ingresso, è quello basato sullo schema mostrato in figura 13.20(a).

C_{in} è la capacità effettiva in ingresso, su cui viene accumulata la carica $\int dQ = \int i dt = Q$ in un piccolo intervallo di tempo Δt . Per ottenere la relazione tra la carica Q in ingresso e la tensione v_o in uscita, facciamo uso del teorema di Miller, ottenendo lo schema di figura 13.20(b).

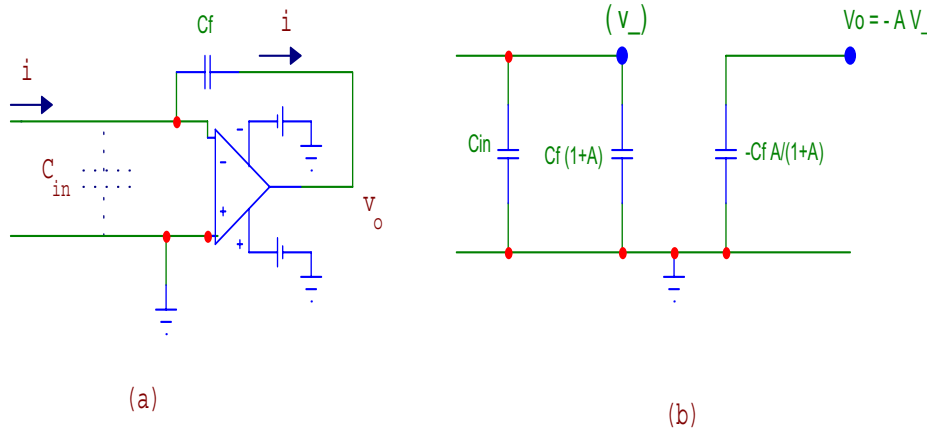


Figura 13.20:

La capacità d'ingresso in tale schema è:

$$C' = C_{in} + C_f(1 + A) \approx C_f(1 + A)$$

dove A è il guadagno dell'operazionale. Si ha quindi:

$$v_- = \frac{Q}{C_f(1 + A)}$$

per cui:

$$v_o = -A v_- = -\frac{AQ}{C_f(1 + A)} \approx -\frac{Q}{C_f}$$

In un normale operazionale senza capacità di feedback avremmo avuto:

$$v_{in} = \frac{Q}{C_{in}}$$

e quindi:

$$v_{out} = -A \frac{Q}{C_{in}}$$

Vediamo che il guadagno sarebbe quindi stato maggiore, di un fattore $\approx A$. Paghiamo quindi il prezzo di una notevole diminuzione del guadagno, ma otteniamo il vantaggio di una indipendenza della risposta dalla capacità C_{in} .

Perchè il condensatore possa scaricarsi dopo l'arrivo di un impulso di corrente, in attesa del successivo, è opportuno (come nel caso dell'integratore) porre in parallelo a C_f una resistenza R_f . Il circuito diventa allora quello di figura 13.21(a).

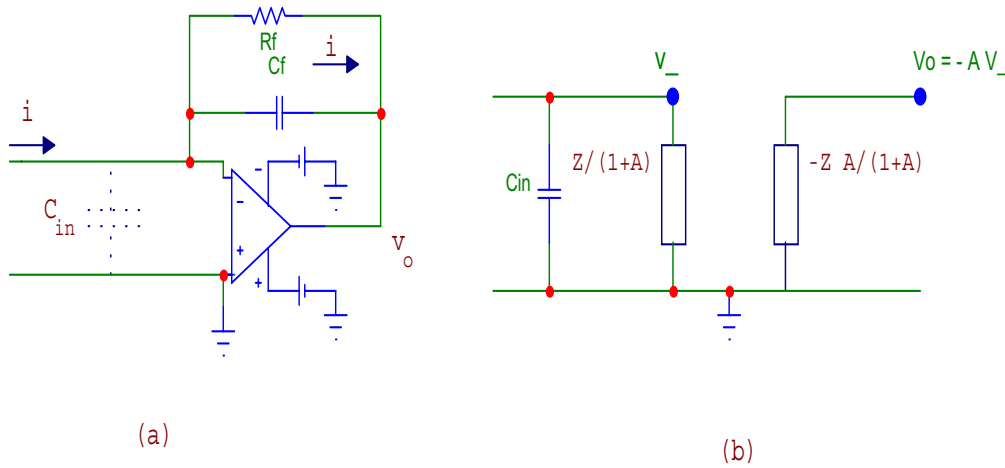


Figura 13.21:

Utilizzando nuovamente il teorema di Miller, otteniamo il circuito equivalente mostrato in figura 13.21(b). dove:

$$Z = \frac{R_f}{1 + s\tau_f}$$

e:

$$\tau_f = R_f C_f$$

Trascurando C_{in} ed ammettendo che il segnale in ingresso sia schematizzabile con un gradino di corrente:

$$\tilde{i} = \frac{i_0}{s}$$

avremo:

$$\tilde{v}_o = -A\tilde{v}_- = -A \frac{Z}{1+A} \frac{i_0}{s} = -\frac{A i_0 R_f}{(1+A)s(1+s\tau_f)} \approx -\frac{i_0 R_f}{s(1+s\tau_f)} = -\frac{i_0 R_f}{\tau} \frac{1}{s(s+1/\tau_f)}$$

che è uguale a:

$$\tilde{v}_o = -i_0 R_f \left[\frac{1}{s} - \frac{1}{s + 1/\tau_f} \right]$$

Da questa si ottiene poi:

$$v_0 = -i_0 R_f (1 - e^{-t/\tau_f})$$

con $\tau_f = R_f C_f$

13.16 Tensione di riferimento

Si supponga di aver bisogno di un generatore che eroghi corrente, ad una tensione costante, rigorosamente determinata. Se si adopera una batteria di precisione, che fornisce una tensione fissa, una volta che questa sia collegata ad un carico, potrà non avere più la medesima tensione. Il circuito di figura 13.22, che adopera un operazionale, risolve il problema.

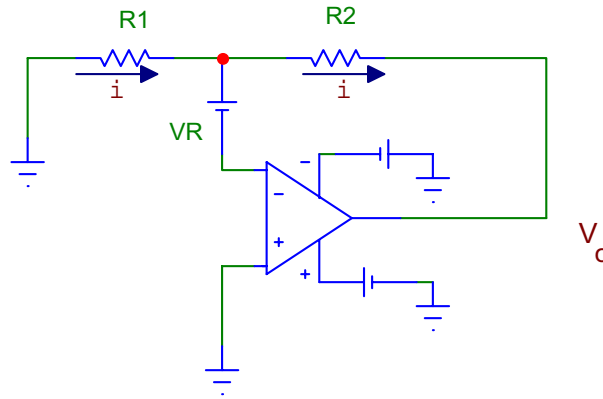


Figura 13.22:

Se V_R è la tensione di riferimento fornita dalla batteria, il principio della massa virtuale ed il fatto che l'operazionale non assorbe corrente, ci danno:

$$\frac{V_R - v_o}{R_2} = -\frac{v_o}{R_1 + R_2}$$

da cui segue:

$$v_o = V_R \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Notiamo che in questo circuito la batteria non eroga alcuna corrente, che è invece fornita dall'operazionale.

Un circuito equivalente è quello di figura 13.23, per il quale valgono le medesime relazioni.

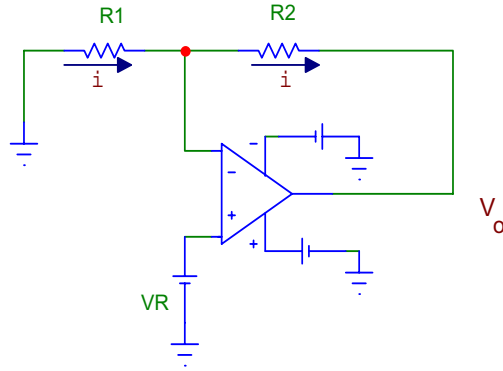


Figura 13.23:

13.17 Convertitori corrente-tensione e tensione-corrente

Un circuito che fornisce un segnale in tensione a partire da uno in corrente è quello di figura 13.24.

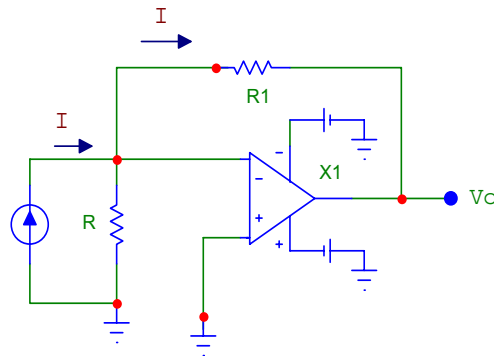


Figura 13.24:

Il funzionamento di questo circuito si può facilmente comprendere facendo uso del principio della massa virtuale. Infatti, essendo il terminale invertente effettivamente a massa, nessuna corrente fluisce nella resistenza R. Tutta la corrente erogata dal generatore fluisce in R_1 . Si ha quindi:

$$v_o = -R_1 I$$

Esaminiamo ora alcuni convertitori tensione-corrente. Il primo esempio è quello già esaminato nella sezione precedente e mostrato nella figura 13.23, che riportiamo nuovamente in figura 13.25.

Vediamo che la corrente I in R_2 è uguale a quella in R_1 che vale:

$$I = \frac{v_{in}}{R_1}$$

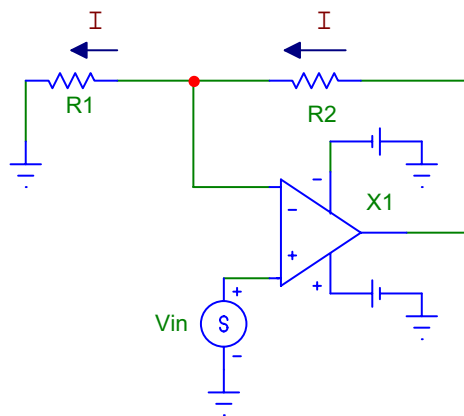


Figura 13.25:

Questa corrente non dipende dal *carico* R_2 , ma solo da v_{in} e da R_1 .

Il circuito appena esaminato ha l'inconveniente che il *carico* R_2 non ha alcuna delle estremità direttamente collegata a massa, il che è insoddisfacente in molte applicazioni. Un convertitore tensione-corrente in cui uno dei terminali del carico è a massa è quello di figura 13.26.

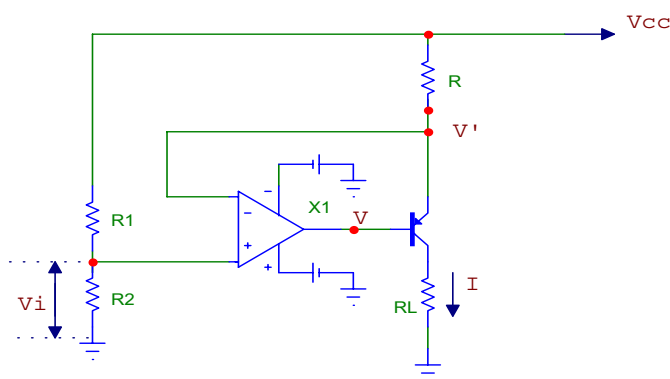


Figura 13.26:

Notiamo che la tensione al terminale non invertente, determinata da V_{cc} e dal partitore $R_1 - R_2$, vale:

$$V_+ = V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

e questa è, per il principio del corto-circuito virtuale all'ingresso dell'operazionale, uguale a V_- e quindi alla tensione dell'emettitore del transistor (che è un pnp). Il motivo per cui possiamo anche in questo caso utilizzare il principio del corto-circuito virtuale, deriva dal fatto che l'uscita dell'operazionale è separata dall'ingresso invertente solo dal V_{BE} del transistor. Abbiamo quindi anche in questo caso una reazione negativa. Che poi il transistor sia in conduzione può esser facilmente compreso. Se infatti immaginiamo di partire da una situazione in cui esso sia interdetto, avremo

che la tensione V' (uguale a V_-) sarà uguale a V_{cc} mentre la tensione del terminale non invertente è sicuramente minore di V_{cc} . La tensione V all'uscita dell'A.O. tenderà quindi ad andare a valori molto bassi, il che polarizzerà direttamente la giunzione (B-E) del transistor. Una volta che ciò sia avvenuto, questo comincerà a condurre ed innescherà la reazione negativa tra l'uscita dell'operazionale, a tensione $V = V' - V_{BE}$ e l'ingresso invertente. In definitiva vediamo che in condizioni di funzionamento normale è:

$$V' = V_- = V_+ = V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

e quindi la corrente in R_L , uguale alla corrente nel transistor, cioè alla corrente nella resistenza R , sarà:

$$I = \frac{V_{cc} - V'}{R}$$

Questa corrente non dipende dal carico R_L .

Un'alternativa, che fa uso di un transistor npn, è quella di figura 13.27.

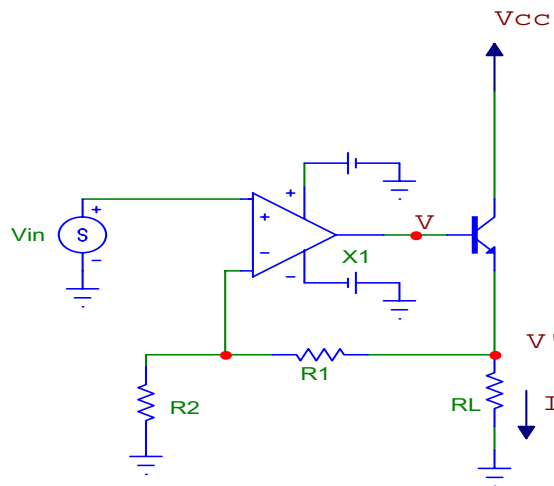


Figura 13.27:

Anche ora vediamo che se $v_{in} > V_-$, la tensione V all'uscita dell'operazionale tenderà a salire, ma ciò manderà in conduzione il transistor, con $V_{BE} \approx 0.6V$, quindi salirà anche la tensione V' . Avremo ancora una volta una reazione negativa, con:

$$v_{in} = V_- = V' \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

e quindi la corrente I nel carico R_L :

$$I = V'/R_L = v_{in} \frac{R_1 + R_2}{R_2 R_L}$$

Un esempio di convertitore tensione-corrente che non fa uso di transistor è infine quello di figura 13.28.

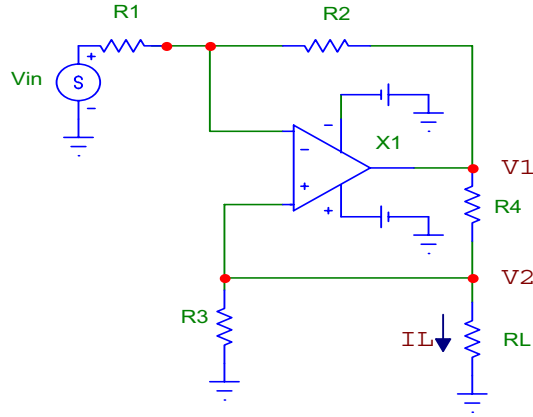


Figura 13.28:

La reazione negativa fa sì che sia $V_- = V_+$. Inoltre le correnti in R_1 ed R_2 sono uguali, per cui si ha:

$$\frac{v_{in} - V_-}{R_1} = \frac{V_- - V_1}{R_2}$$

da cui si ottiene:

$$V_1 = V_- \frac{R_1 + R_2}{R_1} - v_{in} \frac{R_2}{R_1} \quad (13.20)$$

D'altronde, la corrente nel carico è:

$$I_L = \frac{V_+}{R_L} = \frac{V_-}{R_L}$$

e la corrente in R_4

$$I_4 = \frac{V_1 - V_-}{R_4} = \frac{V_-}{R_{||}}$$

dove $R_{||}$ è il parallelo di R_3 ed R_L , per cui:

$$I_4 = \frac{V_- (R_3 + R_L)}{R_3 R_L} = \left(\frac{V_-}{R_L} \right) \frac{R_3 + R_L}{R_3} = \frac{I_L (R_3 + R_L)}{R_3}$$

Dalle ultime due equazioni si ottiene una relazione tra I_L e V_1 :

$$V_1 \frac{R_3}{R_4} = V_- \frac{R_3}{R_4} + I_L (R_3 + R_L)$$

Facendo ora uso della (13.20) otteniamo poi:

$$V_- \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_3}{R_4} - v_{in} \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4} = V_- \frac{R_3}{R_4} + I_L (R_3 + R_L)$$

Scegliamo ora i valori delle resistenze in modo che sia:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \quad (13.21)$$

l'ultima relazione diviene quindi:

$$V_- - v_{in} = I_L(R_3 + R_L)$$

dove $V_- = R_L I_L$. Si ottiene infine:

$$I_L = -\frac{v_{in}}{R_3}$$

Quindi la corrente nel carico dipende solo da v_{in} e dalla resistenza R_3 . L'interesse di questo circuito, noto nella letteratura come "Howland current source" è solo teorico, poichè esso richiederebbe un perfetto bilanciamento delle resistenze R_1, R_2, R_3, R_4 , espresso dall'equazione (13.21). Nella pratica si fa uso dei circuiti con il transistor all'uscita dell'operazionale, che abbiamo già discusso.

13.18 Applicazioni non-lineari degli operazionali

Se in un amplificatore operazionale uno degli ingressi (ad esempio quello invertente) è collegato a massa ed un segnale è applicato all'altro, l'uscita si porterà a $+V_{cc}$ se il segnale applicato è positivo, a $-V_{cc}$ se esso è negativo.

Un amplificatore operazionale può cioè funzionare da *comparatore*, effettuando un confronto tra il segnale applicato all'ingresso invertente e quello applicato a quello non invertente (la massa nel nostro esempio). Si dice anche che un A.O. così adoperato funziona come un convertitore analogico-digitale ad 1 bit. Il bit, cioè l'uscita, è 1 se l'uscita è $+V_{cc}$ e 0 se l'uscita è $-V_{cc}$. In un tipico A.O., la transizione tra i due livelli dell'uscita non è netta, ma avviene con continuità mentre l'ingresso differenziale passa per lo zero, come mostrato in figura 13.29. Valori tipici del range di V_i in cui avviene la transizione sono alcuni mV. Esistono degli A.O. progettati appositamente per essere adoperati come comparatori. Questi sono in genere molto veloci ed il range di valori della differenza di potenziale V_i in cui avviene la transizione è molto piccolo (μV invece di mV).

Ci occuperemo in questa sezione e nelle seguenti di quelle applicazioni in cui l'A.O. funziona appunto come comparatore, con l'eventuale presenza di una reazione positiva tra uscita ed ingresso. Dispositivi di questo tipo sono utilizzati come comparatori con isteresi (trigger di Schmitt) o come multivibratori (per generare onde quadre, triangolari, etc.).

13.19 Comparatore con isteresi

Il circuito di figura 13.30, costituisce un comparatore con isteresi o trigger di Schmitt.

Indichiamo con V_{OH} il livello alto dell'uscita (quello che si ha per $V_+ > V_-$) e con V_{OL} il livello basso. Ammettendo che l'uscita sia alta avremo, per il principio di sovrapposizione:

$$V_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{OH} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V \equiv V_{RH}$$

Questo sarà lo stato del circuito se $v_i < V_{RH}$. Se ora v_i comincia a salire, l'uscita del circuito si porterà al suo livello inferiore V_{OL} quando v_i supererà V_{RH} . Se v_i

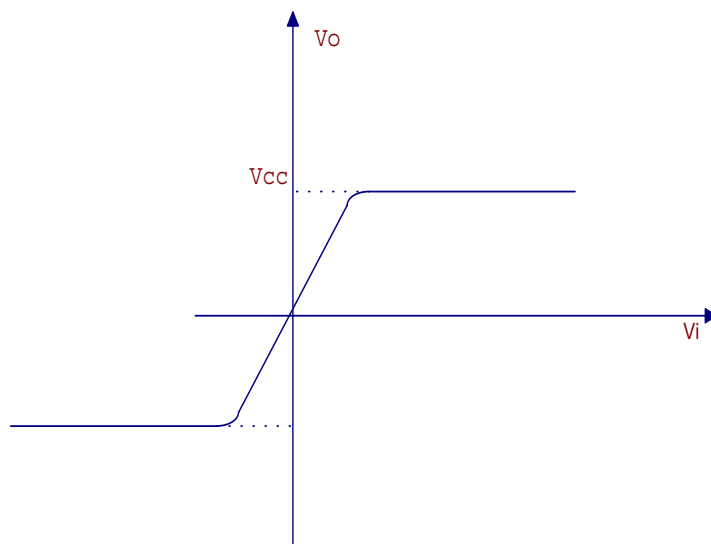


Figura 13.29:

continua a salire, v_o manterrà il valore raggiunto V_{OL} . In questa nuova situazione V_+ varrà:

$$V_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{OL} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V \equiv V_{RL}$$

Se ora v_i ricomincia a scendere, l'uscita del circuito si porterà al suo livello superiore solo quando sia: $v_i < V_{RL}$. Vediamo quindi che la transizione $V_{OH} \rightarrow V_{OL}$ avviene ad un valore della tensione di riferimento più elevata che non quella corrispondente alla transizione opposta. Ciò è mostrato in figura 13.31. Vediamo che, partendo da una situazione in cui v_i è minore di V_{RL} e quindi l'uscita è alta ($v_o = V_{OH}$), aumentando v_i , l'uscita rimane alta, fino a che l'ingresso non abbia superato V_{RH} . A questo punto l'uscita è bassa ($v_o = V_{OL}$) e rimane bassa all'aumentare di v_i . Se torniamo indietro, facendo diminuire v_i , l'uscita rimane bassa fino a che v_i non abbia raggiunto il valore V_{RL} . Il punto rappresentativo dello stato del sistema nel piano $v_i - v_o$ descrive il perimetro del rettangolo mostrato in figura, nel verso indicato dalle frecce. Il rettangolo in questione rappresenta il *ciclo d'isteresi* del circuito.

Se quindi all'ingresso del circuito viene applicato un segnale variabile nel tempo, l'uscita si porterà ad un valore *basso* se l'ingresso *supera* la soglia *alta* V_{RH} , mentre la transizione opposta potrà aver luogo solo se il segnale applicato scende *al di sotto* della soglia *bassa* V_{RL} . Un esempio è quello mostrato in figura 13.32.

In questo esempio, i valori delle resistenze sono $R_1 = 5k$ ed $R_2 = 10k$ mentre $V=0$ e l'operazionale è alimentato a $\pm 15V$. L'input è una sinusoide di frequenza $60 Hz$ ed ampiezza $\pm 10 V$. Con tale scelta dei parametri si ha:

$$V_{RH} = 5 V \quad V_{RL} = -5 V$$

L'uscita è un'onda rettangolare di periodo uguale a quello della sinusoide.

L'isteresi è definita dalla differenza $V_{RH} - V_{RL}$. Essa vale quindi:

$$V_{RH} - V_{RL} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_{OH} - V_{OL})$$

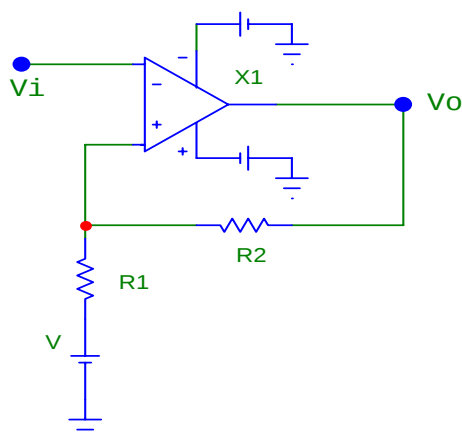


Figura 13.30:

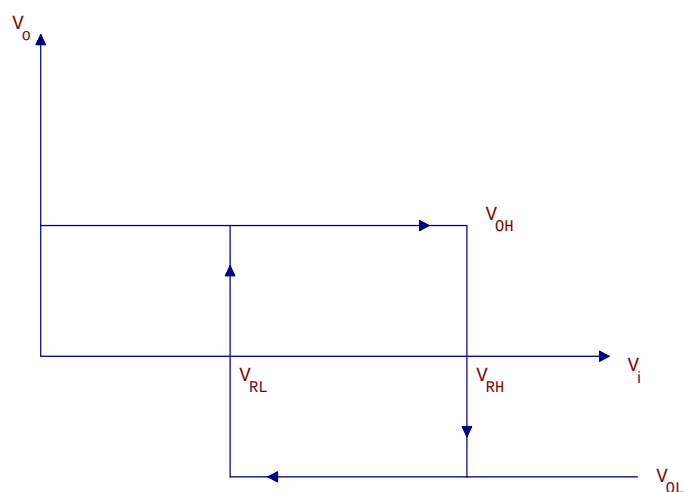


Figura 13.31:

Il circuito può esser modificato in modo tale che i due livelli della tensione d'uscita siano diversi dalle tensioni d'alimentazione. È sufficiente aggiungere al nodo d'uscita due diodi Zener contrapposti, come mostrato in figura 13.33.

I livelli di tensione in uscita sono ora:

$$V_{OL} = -(V_Z + V_D)$$

$$V_{OH} = +(V_Z + V_D)$$

13.20 Multivibratore astabile (generatore di onde rettangolari)

Il dispositivo mostrato in figura 13.34 può essere adoperato per generare onde rettangolari. Esso è essenzialmente un trigger di Schmitt comandato da un integratore.

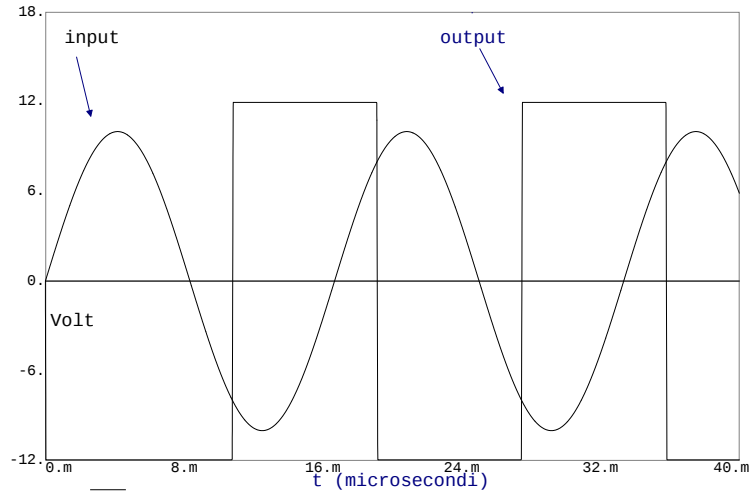


Figura 13.32:

Le tensioni di riferimento del comparatore sono:

$$V_{RH} = V_{OH} \frac{R_1}{R_1 + R_2} (> 0)$$

$$V_{RL} = V_{OL} \frac{R_1}{R_1 + R_2} (< 0)$$

L'uscita sarà alta fintanto che V_- non abbia raggiunto il valore V_{RH} . In tale istante (con $V_- = V_{RH} > 0$) l'uscita passa al valore basso V_{OL} (negativo). Ora il condensatore comincerà a caricarsi, con costante di tempo $\tau = RC$ verso il valore asintotico V_{OL} . Se prendiamo come istante zero quello in cui l'uscita è passata al valore basso V_{OL} , l'andamento di $V_C = V_-$ sarà:

$$V_- = (V_{RH} - V_{OL}) e^{-t/\tau} + V_{OL}$$

Un'ulteriore commutazione dell'uscita verso il valore alto avrà luogo quando $V_- = V_{RL}$, cioè, usando l'ultima equazione scritta, quando:

$$V_{RL} - V_{OL} = (V_{RH} - V_{OL}) e^{-t/\tau}$$

cioè:

$$\frac{V_{RL} - V_{OL}}{V_{RH} - V_{OL}} = e^{-t/\tau}$$

da cui si ottiene poi:

$$T_1 \equiv t = \tau \ln \frac{V_{RH} - V_{OL}}{V_{RL} - V_{OL}}$$

In tale istante avremo $V_- = V_{RL}$ e $v_o = V_{OH}$. Ora il condensatore comincerà nuovamente a caricarsi verso il valore asintotico V_{OH} , con costante di tempo τ . Avremo ora:

$$V_- = V_{OH} + (V_{RL} - V_{OH}) e^{-t/\tau}$$

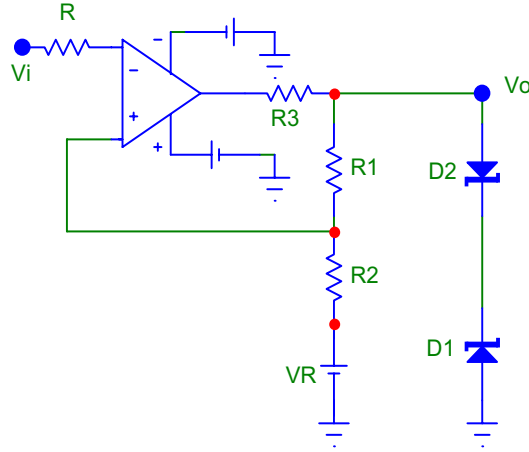


Figura 13.33:

La commutazione dell'uscita verso il valore basso V_{OL} avverrà per $V_- = V_{RH}$. Il nuovo intervallo di tempo T_2 sarà ora ottenibile dall'equazione:

$$V_{RH} = V_{OH} + (V_{RL} - V_{OH})e^{-T_2/\tau}$$

Si ottiene:

$$T_2 = \tau \ln \frac{V_{RL} - V_{OH}}{V_{RH} - V_{OH}}$$

Se vogliamo che il segnale in uscita sia un'onda quadra, cioè che sia $T_1 = T_2$, deve essere:

$$\frac{V_{RH} - V_{OL}}{V_{RL} - V_{OL}} = \frac{V_{RL} - V_{OH}}{V_{RH} - V_{OH}}$$

che è soddisfatta solo se è:

$$V_{OL} = -V_{OH}$$

con che è anche:

$$V_{RL} = -V_{RH}$$

Il periodo dell'onda quadra varrà ora:

$$T = T_1 + T_2 = 2\tau \ln \frac{V_{RL} - V_{OH}}{V_{RH} - V_{OH}} = 2\tau \ln \frac{V_{RH} + V_{OH}}{V_{OH} - V_{RH}}$$

dove è:

$$V_{RH} = V_{OH} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

per cui si ha infine:

$$T = 2\tau \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2}\right)$$

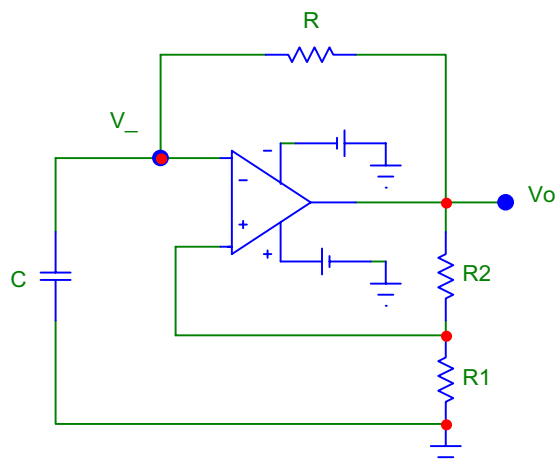


Figura 13.34:

La figura 13.35 mostra l'andamento temporale del segnale all'uscita dell'A.O. e di quello all'ingresso invertente, per un tipico circuito di questo tipo.

Il generatore di onde quadre appena discusso ha un'ampiezza che dipende dalla tensione d'alimentazione dell'operazionale. Se si vuole un'ampiezza di tensione in uscita fissata ad un valore diverso (minore), è sufficiente porre in uscita due diodi Zener contrapposti, come indicato in figura 13.36.

Si può vedere che in tal caso il periodo vale:

$$T = 2\tau \ln\left(1 + 2\frac{R_1}{R_2}\right)$$

come nel caso precedente. Il periodo è cioè indipendente dall'ampiezza.

Se poi si vuol modificare il circuito in modo che sia $T_1 \neq T_2$, è sufficiente fare in modo che la costante di tempo relativa alla *salita* del segnale sia diversa da quella relativa alla *discesa*. Ciò può esser ottenuto sostituendo la resistenza R con il circuito mostrato in figura 13.37.

Si vede che quando l'uscita è positiva, D_1 conduce mentre D_2 è interdetto. La costante di tempo ora è RC ed il relativo periodo è:

$$T_1 = RC \ln\left(1 + 2\frac{R_1}{R_2}\right)$$

Quando l'uscita è negativa, D_1 è interdetto e D_2 conduce. La relativa costante di tempo ora è R'C ed il relativo semiperiodo è:

$$T_1 = R'C \ln\left(1 + 2\frac{R_1}{R_2}\right)$$

13.21 Multivibratore monostabile

Il multivibratore astabile discusso in precedenza può esser trasformato in uno monostabile se si impedisce al condensatore di caricarsi al valore V_{RH} . Ciò può essere ottenuto semplicemente ponendo un diodo in parallelo al condensatore, come mostrato in figura 13.38.

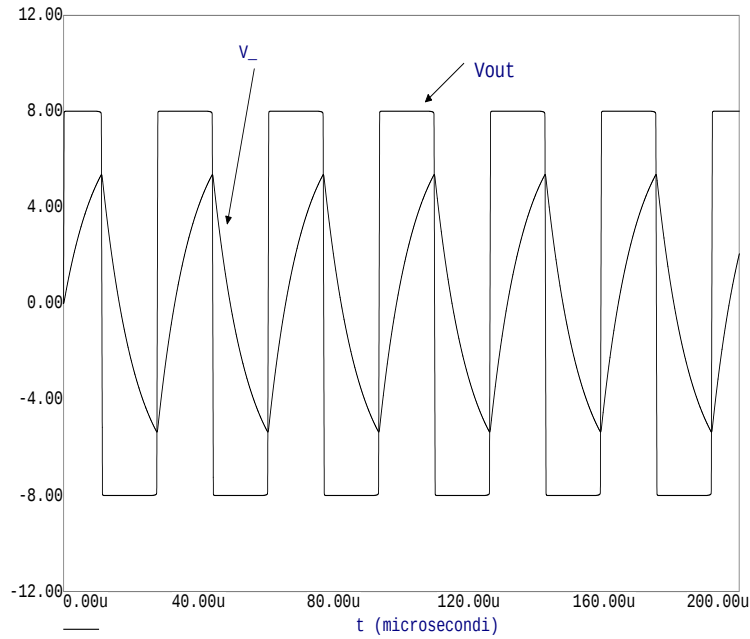


Figura 13.35:

Ora la tensione V_c ai capi del condensatore è bloccata al valore V_γ della tensione del diodo in conduzione. Di conseguenza non può più avervi la commutazione della tensione in uscita dal livello superiore V_{OH} a quello inferiore V_{OL} . Lo stato stabile del sistema è quindi quello in cui $V_+ > V_-$ e quindi $V_O = V_{OH} > 0$. La commutazione allo stato V_{OL} può avervi solo se si applica all'ingresso non invertente un segnale negativo di ampiezza maggiore di $V_{RH} - V_\gamma$. Ponendo $t=0$ nell'istante in cui avviene la commutazione, a partire da tale istante il condensatore, carico alla tensione V_γ , dovrà scaricarsi con costante di tempo $\tau = RC$ al valore asintotico V_{OL} . Cioè:

$$V_- = V_c = V_{OL} + (V_\gamma - V_{OL}) e^{-t/\tau}$$

La commutazione $V_{OL} \rightarrow V_{OH}$ avviene quando $V_- = V_{RL}$, cioè:

$$\frac{V_{RL} - V_{OL}}{V_\gamma - V_{OL}} = e^{-T/\tau}$$

da cui si può ricavare la durata T dell'impulso (negativo) di tensione all'uscita dell'operazionale:

$$T = \tau \frac{V_\gamma - V_{OL}}{V_{RL} - V_{OL}}$$

dove:

$$V_{RL} = V_{OL} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

da cui si ottiene infine per T :

$$T \approx \tau \ln\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

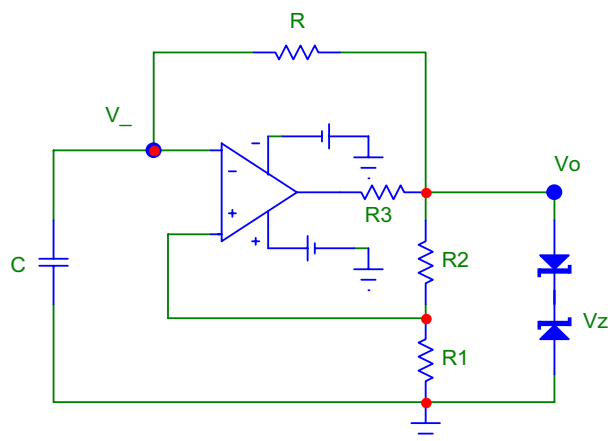


Figura 13.36:

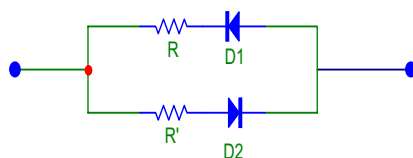


Figura 13.37:

La durata dell'impulso generato dipende quindi solo dalle resistenze e dalla costante di tempo τ . Per effetto della commutazione la capacità C tenderà ora a caricarsi con legge esponenziale verso la tensione V_{OH} . Quando però V_c raggiunge il valore V_γ , il diodo D_1 entra in conduzione ed il sistema rimane nello stato stabile raggiunto, fino all'arrivo di un nuovo impulso negativo. Ovviamente, la forma dell'impulso V_{in} è irrilevante, purché la sua ampiezza sia sufficiente a dar origine alla transizione. L'escursione del segnale in uscita può anche ora esser limitata, inserendo due diodi Zener contrapposti, come già visto nel caso dell'astabile.

13.22 Generatore di onde triangolari

Se si esamina il generatore di onde quadre visto in precedenza, si nota (vedi fig 13.35) che la tensione al terminale invertente aumenta e poi diminuisce con legge esponenziale, con una costante di tempo $\tau = RC$. Ciò è legato al fatto che la corrente che carica il condensatore non è costante, essendo limitata dal simultaneo aumento della differenza di potenziale tra i terminali del condensatore e conseguente caduta di potenziale ai capi della resistenza R .

Con riferimento alla figura 13.39, abbiamo:

$$Ri = V_R$$

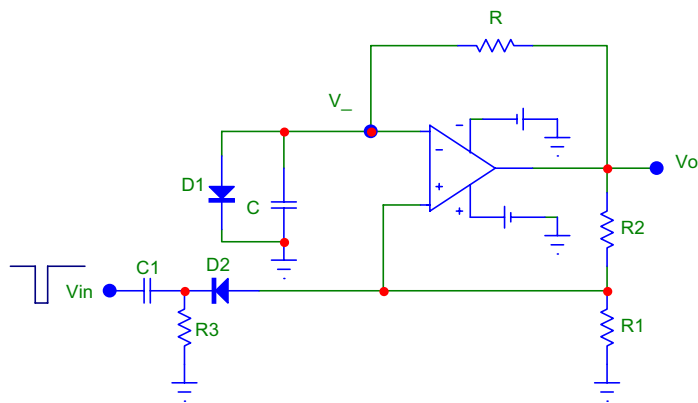


Figura 13.38:

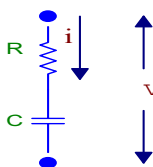


Figura 13.39:

da cui:

$$i = \frac{V_R}{R} = \frac{(V - V_C)}{R}$$

Inoltre è:

$$V_C = \frac{\int i dt}{C}$$

ne segue che, con $V_R = V - V_C$, i diminuisce all'aumentare di V_C . Se volessimo un V_C che aumenta *linearmente* con il tempo, dovremmo alimentare C con una corrente costante:

$$V_C = \frac{i}{C} dt$$

Questa situazione può essere approssimata ragionevolmente bene da un integratore RC realizzato con un operazionale, il quale fornisce al condensatore una corrente approssimativamente costante.

Il circuito è quello di figura 13.40.

Ammettiamo che la tensione v_o all'uscita del comparatore sia al suo limite inferiore: $-v_o = -(V_Z + V_\gamma)$. Ora sull'ingresso invertente dell'integratore abbiamo un segnale negativo. L'uscita $V(t)$ sarà una rampa crescente e la tensione al terminale non invertente del comparatore sarà:

$$V_1 = -v_o \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V(t) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

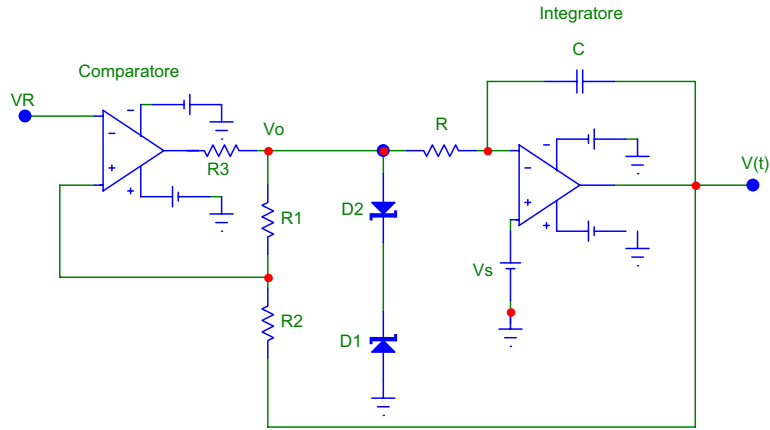


Figura 13.40:

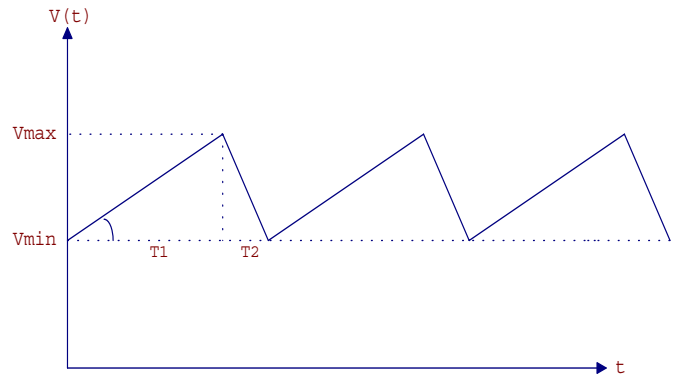


Figura 13.41:

Quando V_1 raggiunge la tensione di riferimento V_R , il comparatore cambia stato: $v_o = +(V_Z + V_\gamma)$ e $V(t)$ comincia a decrescere linearmente (vedi figura 13.41).

Il massimo della funzione d'onda triangolare si ha quando $V_1 = V_R$, cioè:

$$V_R = -v_o \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{max} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

da cui:

$$V_{max} = V_R \frac{R_1 + R_2}{R_1} + v_o \frac{R_2}{R_1}$$

Analogamente:

$$V_{min} = V_R \frac{R_1 + R_2}{R_1} - v_o \frac{R_2}{R_1}$$

Ed infine:

$$V_{max} - V_{min} = 2v_o \frac{R_2}{R_1}$$

e:

$$\bar{V} = V_{medio} = V_R \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Per $V_R = 0$ la funzione è simmetrica in ampiezza: $V_{max} = -V_{min}$. Quindi il valor medio è controllabile variando V_R e l'ampiezza variando il rapporto R_2/R_1 .

Calcoliamo ora i periodi T_1 e T_2 indicati in figura 13.41 ammettendo che sia $V_s = 0$. Possiamo calcolare T_1 dalla relazione:

$$T_1 = (V_{max} - V_{min})/\tan\alpha$$

dove $\tan\alpha = dV/dt$ è il rate di salita del segnale in uscita. Questo è $dV/dt = I/C = v_o/RC$. Quindi:

$$T_1 = \frac{V_{max} - V_{min}}{v_o/RC} = \frac{2v_o R_2/R_1}{v_o/RC} = 2\frac{R_2}{R_1}RC$$

Notiamo che $|\beta| = |\alpha|$, quindi $T_1 = T_2$. Ne segue:

$$T = T_1 + T_2 = 4\frac{R_2}{R_1}RC$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{R_1}{R_2} \frac{1}{4RC}$$

13.23 Limitatori e rettificatori

Un A.O. può esser utilizzato, per realizzare un limitatore. Un esempio è quello mostrato in figura 13.42.

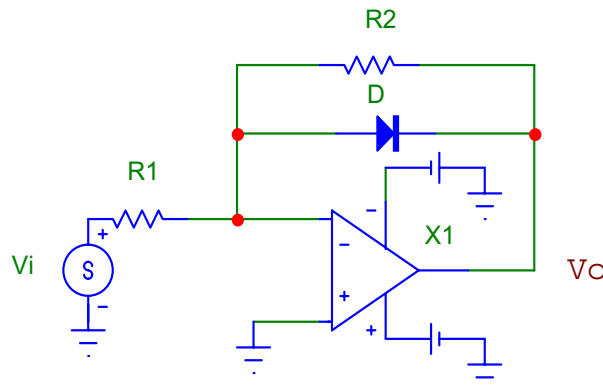


Figura 13.42:

Se il diodo è interdetto il circuito si comporta come un normale amplificatore invertente e la tensione in uscita sarà data da:

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1}v_i$$

Il diodo comincerà a condurre se la differenza di potenziale ai suoi capi supera V_γ . Ciò accade quando la tensione in ingresso v_i soddisfa la condizione:

$$\frac{v_i}{R_1} = -\frac{v_o}{R_2} = \frac{V_\gamma}{R_2}$$

Cioè:

$$v_i = \frac{R_1}{R_2} V_\gamma$$

In altri termini, il diodo potrà condurre se:

$$v_i \geq \frac{R_1}{R_2} V_\gamma$$

In tali condizioni la tensione in uscita sarà uguale a quella presente sul terminale invertente (0 V) diminuita del V_γ del diodo:

$$v_o = -V_\gamma$$

In definitiva avremo in uscita un segnale di tensione pari a $-V_\gamma$ se $v_i \geq (R_1/R_2)V_\gamma$ ed uguale a $-v_i R_2/R_1$ se tale condizione non è soddisfatta.

In figura 13.43 si può vedere il segnale in uscita da un tale circuito (con $R_1 = R_2$) nel caso in cui il segnale in ingresso sia una sinusoide.

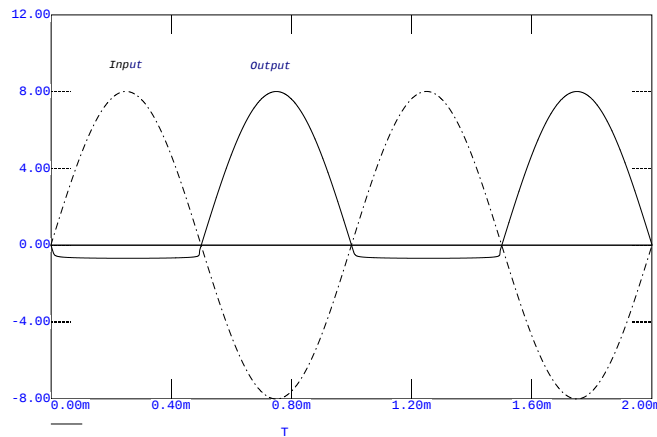


Figura 13.43:

Se si vuol limitare ad un livello diverso dal V_γ del diodo, si può sostituire questo con la serie di un diodo ed uno Zener, come mostrato in figura 13.44

Ora la corrente nel ramo contenente i diodi può circolare solo nel verso del diodo D, se la differenza di potenziale ai capi del ramo in questione supera il valore $V_Z + V_\gamma$, cioè quando la tensione in uscita v_o è pari a $-(V_Z + V_\gamma)$. Ciò accade quando è:

$$\frac{v_i}{R_1} = -\frac{V_Z + V_\gamma}{R_2}$$

Se quindi v_i è negativo e maggiore in modulo del valore:

$$\frac{(V_Z + V_\gamma)R_1}{R_2}$$

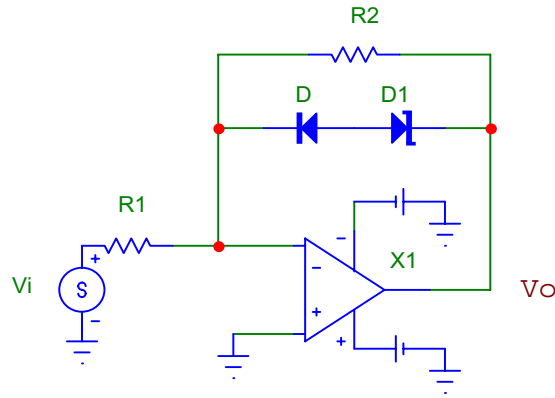


Figura 13.44:

l'uscita è bloccata a $-(V_Z + V_\gamma)$. Se v_i è invece maggiore di

$$-\frac{(V_Z + V_\gamma)R_1}{R_2} \quad (13.22)$$

il ramo contenente i diodi sarà interdetto ed il circuito si comporterà come un normale amplificatore invertente, con uscita data da:

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1}v_i$$

La funzione di trasferimento di tale circuito è mostrata in figura 13.45, dove abbiamo indicato con Vg il V_γ del diodo e con V_{min} la tensione di soglia data dall'equazione (13.22).

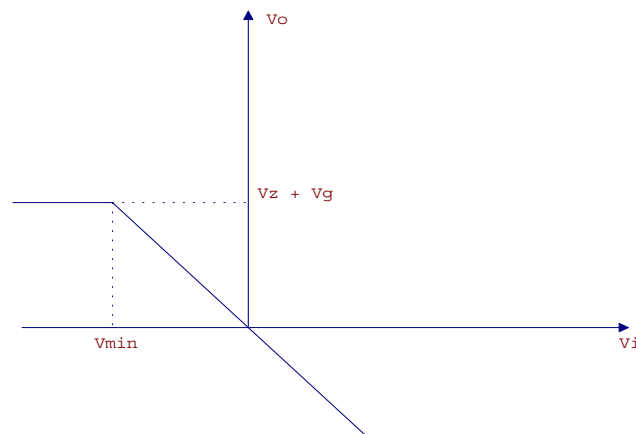


Figura 13.45:

Un limitatore a due livelli diversi è ottenibile sostituendo nell'ultimo circuito al diodo D un secondo Zener, con polarità opposta a quella del primo. Il relativo circuito, il cui funzionamento è analogo ai precedenti, è mostrato in figura 13.46

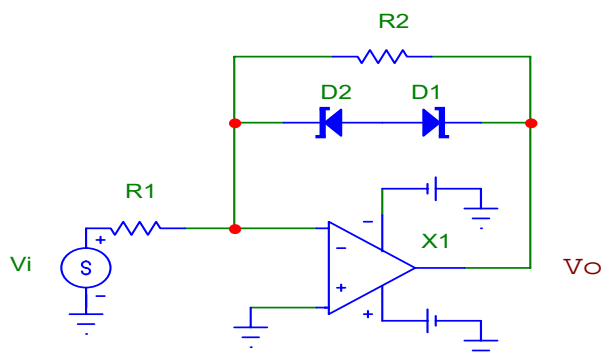


Figura 13.46:

13.24 Rivelatori di picco

In molte applicazioni è necessario conoscere e memorizzare il valore di picco che un segnale di tensione ha raggiunto in un certo intervallo di tempo. Ciò può esser ottenuto facendo sì che il segnale di tensione in questione carichi una capacità *durante l'intervallo di tempo in cui il segnale di tensione continua a salire* e sia invece disconnesso dalla medesima capacità negli intervalli di tempo successivi, quando il segnale di tensione diminuisce.

Un circuito che potrebbe realizzare tale funzione (per segnali d'ingresso positivi) è quello di figura 13.47, costituito da un diodo ed una capacità.

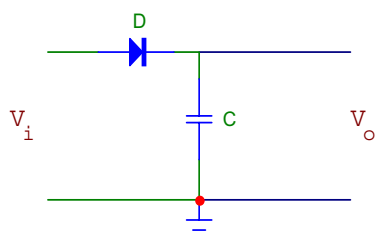


Figura 13.47:

Se il diodo è ideale, esso è polarizzato direttamente quando la differenza tra la tensione in ingresso v_i e quella ai capi del condensatore v_o rimane superiore al V_γ del diodo. Se v_o ha raggiunto un certo valore V_{max} ed ora v_i comincia a diminuire, il diodo viene ad esser polarizzato inversamente e la tensione d'uscita rimane bloccata al valore V_{max} . Uno degli inconvenienti di questo circuito è costituito dal fatto che la tensione in uscita non è uguale a quella in ingresso, ma differisce da essa del V_γ del diodo, che oltretutto dipende dalla temperatura. Un circuito che ovvia a tale inconveniente è quello di figura 13.48.

Questo è simile ad un limitatore per segnali positivi (senza la resistenza posta in parallelo al diodo) e con un condensatore posto tra l'uscita dell'A.O. e massa.

Esaminiamo il funzionamento di tale circuito. Se $v_i > V_- = v_o = V_c$, il segnale

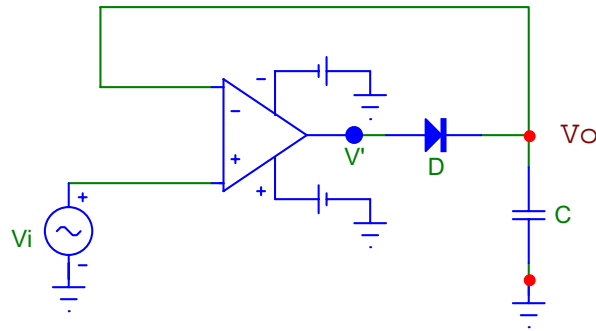


Figura 13.48:

presente al terminale non invertente è maggiore di quello presente al terminale invertente. In tali condizioni V' tende a salire ed a portarsi eventualmente abbastanza al di sopra di V_c da mandare il diodo in conduzione. Ora il circuito si comporterà da inseguitore di tensione ed il condensatore si porterà allo stesso potenziale v_i dell'ingresso.

Quando v_i scende al di sotto della tensione presente in uscita V_c , l'uscita dell'A.O. diventa negativa ed il diodo è interdetto. Vediamo così che il condensatore si carica fino a che la sua tensione non raggiunge il massimo tra tutti i valori del segnale applicato in ingresso. Per *resettare* il circuito si dovrà far uso di un interruttore, ed a tale scopo si può adoperare un interruttore a JFET o MOSFET posto ai capi del condensatore, come mostrato in figura 13.49.

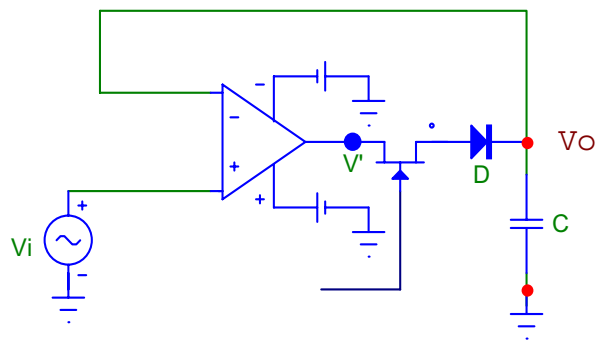


Figura 13.49:

La configurazione del rivelatore di picco appena discussa presenta alcuni inconvenienti. In primo luogo, se il segnale in ingresso è minore di quello ai capi del condensatore, l'operazionale satura al suo valore negativo. Inoltre, l'uscita del circuito dovrà essere accoppiata ad un eventuale carico (ad esempio, il sistema che dovrà essere utilizzato per *leggere* il segnale in tensione presente ai capi del condensatore). L'impedenza finita di tale carico farà sì che il condensatore si scarichi.

Entrambi gli inconvenienti possono essere risolti facendo uso del circuito mostrato in figura 13.50.

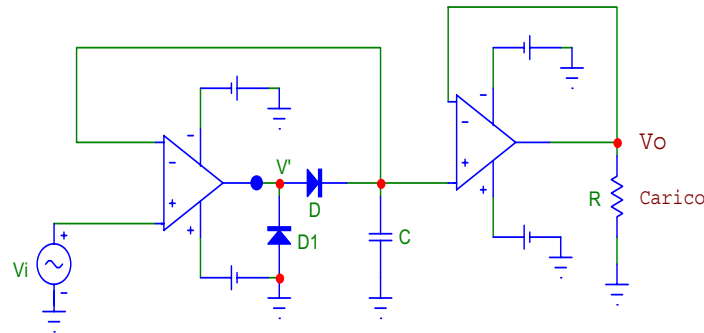


Figura 13.50:

L'operazionale presente in uscita è un inseguitore di tensione. Ora il condensatore *vede* l'elevata impedenza d'ingresso dell'inseguitore (che alimenterà l'eventuale carico). La costante di tempo di scarica del condensatore diventa ora molto grande ed il secondo dei problemi menzionati è in tal modo risolto.

Il diodo D1 inserito tra l'uscita dell'operazionale e massa a sua volta impedisce che la tensione d'uscita dell'A.O. possa assumere valori negativi inferiori a $-V_\gamma$ e ciò risolve il primo dei problemi menzionati.

13.25 Limiti degli amplificatori operazionali

Abbiamo finora ammesso che l'A.O. abbia le caratteristiche ideali descritte all'inizio del capitolo. In realtà un A.O. reale ha caratteristiche che differiscono da quelle ideali. Vogliamo ora esaminare alcuni di questi *limiti* e valutarne le conseguenze.

Più in particolare, occorre tener conto dei seguenti effetti:

- Amplificazione non infinita
- Banda passante finita
- Correnti d'ingresso e differenza tra le correnti d'ingresso
- Impedenza d'ingresso finita
- Tensione di offset in ingresso
- Slew rate
- Impedenza d'uscita non nulla

Cominciamo ad esaminare le conseguenze dell'amplificazione finita dell'A.O., con riferimento all'amplificatore invertente di figura 13.51.

Se A non è infinito, non possiamo più far uso del principio della massa virtuale. Calcoliamo l'uscita continuando a considerare infinita l'impedenza d'ingresso, e

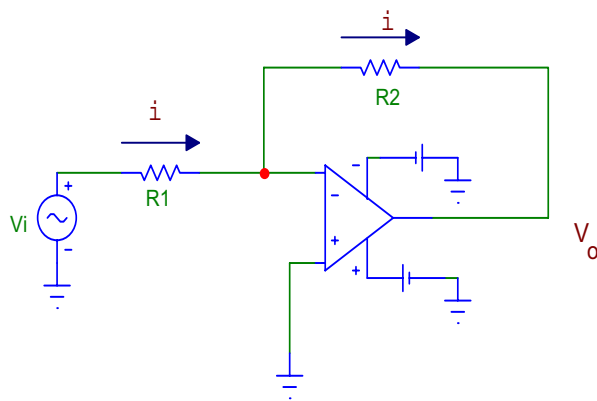


Figura 13.51:

quindi nulla la corrente che entra nel terminale invertente. L'intera corrente fluisce cioè nel ramo $R_1 - R_2$. Avremo quindi:

$$i = \frac{v_i - V_-}{R_1} = \frac{V_- - v_o}{R_2}$$

da cui:

$$\frac{v_i}{R_1} = V_- \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) - \frac{v_o}{R_2}$$

con:

$$V_- = -\frac{v_o}{A}$$

per cui si ottiene:

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1} \left(\frac{1}{1 + (R_1 + R_2)/AR_1} \right) v_i$$

Ora teniamo conto del fatto che, se v_o è la tensione in uscita, la frazione di questa che il partitore $R_1 - R_2$ riporta in ingresso è:

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

a β si dà il nome di fattore o coefficiente di reazione. L'ultima relazione si può allora scrivere:

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1} \left(\frac{1}{1 + 1/\beta A} \right) v_i$$

Il guadagno con reazione nel caso concreto di un valore finito di A è quindi:

$$A_{vf} = -\frac{R_2}{R_1} \left(\frac{1}{1 + 1/\beta A} \right)$$

che, nel caso di un A infinitamente grande ci avrebbe dato il guadagno *ideale*:

$$A_v = -\frac{R_2}{R_1}$$

Il rapporto tra guadagno reale e guadagno ideale è:

$$\frac{A_{vf}}{A_v} = \frac{1}{1 + 1/\beta A} \quad (13.23)$$

Per un dato valore di A, il guadagno reale differirà tanto più dal guadagno ideale quanto maggiore è il guadagno ideale richiesto, determinato dalla scelta dei componenti R_1 ed R_2 . Ad esempio, se $A=100,000$ e chiediamo un guadagno (ideale), cioè un rapporto R_2/R_1 pari a 1000, avremo per il coefficiente di reazione:

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{1 + R_2/R_1} = 0.001$$

per cui: $1/(\beta A) = 0.01$ ed il rapporto dato dall'equazione (13.23) sarà uguale a $1/1.01=0.99$. Se avessimo chiesto un guadagno 10 volte maggiore, cioè un valore del rapporto $\frac{R_2}{R_1}$ pari a 10,000, β sarebbe stato 10 volte più piccolo, cioè 0.0001, βA sarebbe stato pari a 10, ed il rapporto tra guadagno reale ed ideale sarebbe stato pari a $1/1.1=0.91$.

Vediamo in definitiva che l'effetto del guadagno finito dell'A.O. è tanto maggiore quanto più forte si fa la richiesta sul guadagno dell'amplificatore invertente. Notiamo per inciso che la richiesta di un guadagno elevato si traduce in un piccolo fattore di reazione β .

Una situazione analoga si riscontra nel caso dell'amplificatore in configurazione non-invertente. È facile verificare, in modo analogo a quello seguito in precedenza, che il guadagno in questione, nel caso di un'amplificazione A finita, è dato da:

$$A_{vf} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1 + 1/A\beta}$$

mentre quello ideale sarebbe stato:

$$A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Il rapporto tra guadagno reale ed ideale è allora:

$$\frac{A_{vf}}{A_v} = \frac{1}{1 + 1/A\beta}$$

Quindi anche in questo caso l'amplificazione differirà da quella ideale se β è molto minore di 1, cioè se si vuole un guadagno ideale molto grande.

Il prodotto $A\beta$ va sotto il nome di *guadagno della catena* o *loop gain*. Questo termine deriva dal fatto che, se un segnale v_i è applicato all'ingresso di un amplificatore di guadagno A, il segnale presente in uscita è Av_i e la catena di reazione riporta in ingresso una frazione β di questo, per cui βA rappresenta appunto il guadagno complessivo della catena costituita dall'amplificatore più la rete di reazione. Il guadagno dell'amplificatore reazionato sarà grande se il "loop gain" è piccolo. Al guadagno A_{vf} si dà poi il nome di *guadagno a catena chiusa*. Il guadagno A di un amplificatore indicato dai costruttori è di regola quello misurato a frequenza molto bassa o in DC.

C'è poi da tener conto della banda passante non infinita dell'A.O. Il guadagno A diminuisce molto al crescere della frequenza. In molti amplificatori, l'andamento di A in funzione della frequenza può essere schematizzato come:

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + s\tau_p}$$

dove $s = j\omega$ ed $1/\tau_p$ rappresenta la frequenza alla quale il guadagno si riduce di un fattore 2 rispetto a quello a basse frequenze. Questa può variare tra 1Mhz e 10 Mhz in un tipico amplificatore. L'andamento del modulo di $A(\omega)$ in funzione di ω in un diagramma di Bode è caratterizzato da una pendenza negativa di 6 dB/ottava.

Sostituendo questa espressione nella (13.23) troviamo:

$$A_{vf}(s) = \frac{A_v(ideale)}{1 + \frac{1+s\tau_p}{A_0\beta}} \quad (13.24)$$

che a basse frequenze, dove il termine $s\tau_p \ll 1$ diventa:

$$A_{vf}(DC) = \frac{A_v(ideale)}{1 + \frac{1}{A_0\beta}} \quad (13.25)$$

Dividendo la (13.24) per la (13.25) si ha poi:

$$\frac{A_{vf}(s)}{A_{vf}(DC)} = \frac{1}{1 + \frac{s\tau_p}{1+\beta A_0}}$$

In molte applicazioni è $A_0\beta \gg 1$ per cui:

$$A_{vf}(s) = \frac{A_{vf}(DC)}{1 + \frac{s\tau_p}{\beta A_0}}$$

che, ponendo ω_T uguale al prodotto del guadagno a bassa frequenza A_0 per la larghezza di banda $1/\tau_p$ dell'A.O.:

$$\omega_T = \frac{A_0}{\tau_p}$$

può essere riscritta come:

$$A_{vf}(s) = \frac{A_{vf}(DC)}{1 + \frac{s}{\beta\omega_T}}$$

Si vede da quest'ultima espressione che la larghezza di banda ai 3 dB (cioè la frequenza in corrispondenza alla quale il modulo dell'ampiezza si è ridotto di un fattore $\sqrt{2}$ rispetto al valore DC) è:

$$\omega_c = \beta\omega_T$$

Poichè $1/\beta$ è all'incirca uguale al guadagno (ideale) A_{vf} dell'amplificatore con reazione, vediamo da quest'ultima relazione che:

$$A_{vf} \omega_c = \omega_T$$

cioè che il prodotto del guadagno per la larghezza di banda è costante.

Esaminiamo ora il problema delle correnti di bias, dell'offset di tali correnti e dell'offset della tensione d'ingresso. Quella che è nota come la *Input bias current* o in breve I_i è la corrente di polarizzazione. Essa è la media aritmetica delle correnti entranti nei terminali non-invertente ed invertente:

$$I_i = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

Ad esempio, tale corrente nel caso dell'integrato $\mu A741$ vale tipicamente 80 nA; nel caso di A.O. con ingresso a FET essa ha valori dell'ordine di qualche pA.

La *Input offset current* (I_{io}) indica la differenza delle correnti entranti nei due terminali:

$$I_{io} = I_{B1} - I_{B2}$$

Tale parametro vale circa 20 nA nel caso del $\mu A741$. L'*Input offset voltage* (v_{os}) indica la differenza di potenziale da applicare tra i terminali d'ingresso per azzerare l'uscita. Infatti, a causa delle dissimetrie interne all'integrato l'uscita potrà andare ad un valore non nullo con una identica tensione applicata ai due terminali d'ingresso. Per il $\mu A741$ un valore tipico è 2 mV. Esistono A.O. con valori della v_{os} di pochi μV . Per A.O. con ingresso a FET la v_{os} tipica è di 5 mV.

Esaminiamo ora l'effetto che sull'amplificatore invertente hanno le correnti d'ingresso e la tensione di offset. Questi possono essere schematizzati come mostrato in figura 13.52.

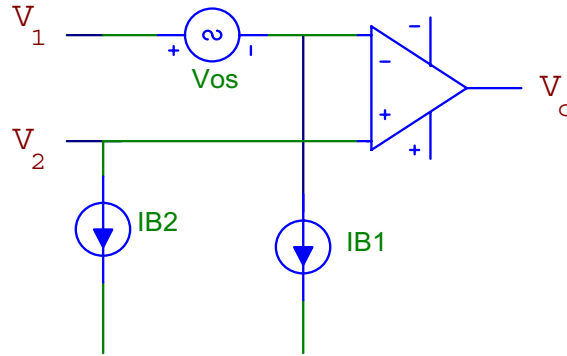


Figura 13.52:

I_{B1} ed I_{B2} sono le correnti d'ingresso; v_{os} la tensione di offset.

Nel caso di un amplificatore invertente possiamo calcolare l'effetto di questi parametri sull'uscita facendo uso del principio di sovrapposizione e della schematizzazione di figura 13.53.

Avremo:

1. Senza correnti o tensioni di offset: $v_o = -\frac{R_2}{R_1}v_i$
2. Con solo v_{os} : $v_o = (1 + \frac{R_2}{R_1})v_{os}$
3. Con solo I_{B1} : $v_o = R_2I_{B1}$
4. Con solo I_{B2} : $v_o = -R_3I_{B2}(1 + \frac{R_2}{R_1})$

In presenza di tutti questi contributi:

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1}v_i + (1 + \frac{R_2}{R_1})v_{os} + R_2I_{B1} - R_3I_{B2}(1 + \frac{R_2}{R_1})$$

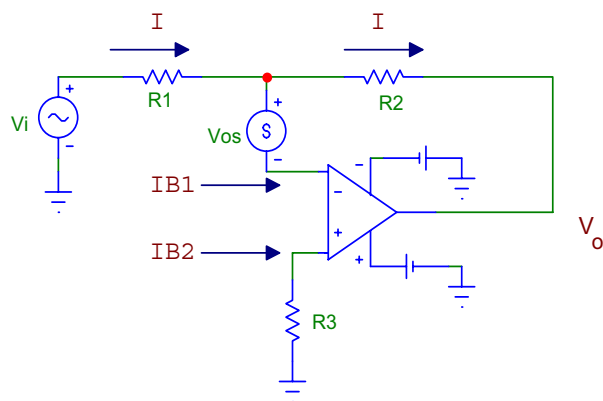


Figura 13.53:

Se scegliamo R_3 uguale al parallelo di R_1 ed R_2 , avremo per i due termini dovuti alle correnti di offset:

$$R_2 I_{B1} - R_3 I_{B2} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = R_2 (I_{B1} - I_{B2})$$

Poichè la differenza tra le due correnti è molto minore di ciascuna singola corrente, si vede che la scelta fatta riduce in modo sostanziale l'effetto delle correnti d'ingresso. Si vede da ciò che una buona regola pratica da seguire è quella di far sì che entrambi i terminali *vedano* la medesima resistenza. L'errore dovuto a v_{os} può esser compensato in alcuni A.O. da un apposito circuito di compensazione; in altri casi occorre applicare una differenza di potenziale tra gli ingressi, tale da annullare l'effetto.

Se un ingresso dell'A.O. è accoppiato allo stadio precedente in modo capacitivo, come nel caso dell'amplificatore non invertente di figura 13.54, una resistenza aggiuntiva dovrà essere inserita tra tale ingresso e massa, per consentire un cammino alla corrente di polarizzazione.

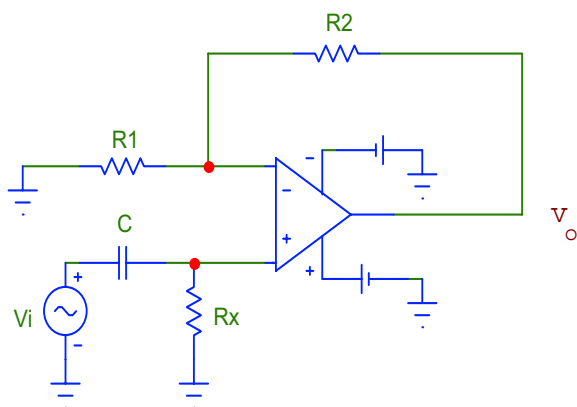


Figura 13.54:

L'ultimo dei problemi di cui ci occuperemo in connessione con gli A.O. è quello dello *slew-rate*. Questo termine si riferisce al fatto che un A.O. può far variare la tensione in uscita con una rapidità limitata.

Se applichiamo all'ingresso non invertente di un A.O. il cui ingresso invertente sia collegato a massa, un impulso positivo di tensione, come indicato in figura 13.55, l'uscita non seguirà istantaneamente l'ingresso, ma salirà con una pendenza non-infinita, come indicato in figura. Ci si riferisce a tale pendenza quando si parla di slew-rate.

Tale parametro è comunemente espresso da:

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

dove ΔV è la variazione della tensione in uscita e Δt l'intervallo di tempo in cui tale variazione ha avuto luogo.

Valori tipici dello SR vanno da circa $0.01 \text{ V}/\mu\text{s}$ a qualche migliaio di $\text{V}/\mu\text{s}$. Va notato che lo SR per transizioni positive può differire da quello relativo a transizioni negative.

Il fatto che il segnale in uscita non segua istantaneamente la variazione di quello in ingresso fa sì che, in presenza di feedback negativo, l'ingresso invertente non segua quello non-invertente ma nasca una d.d.p. finita tra i due. Tale differenza di potenziale altera in modo significativo il funzionamento del circuito.

Lo SR ha origine nella struttura interna degli A.O. e più in particolare nelle capacità adoperate per ottenere una buona risposta in frequenza. In molti schemi di A.O. l'escursione totale del segnale di tensione in uscita si presenta ai capi della capacità di compensazione, che ha un valore tipico di 30 pF . Poichè in genere la corrente I che carica tale capacità è dell'ordine di $30 \mu\text{A}$, avremo:

$$I = C \frac{dV}{dt}$$

da cui si ottiene come ordine di grandezza dello SR in questo tipo di A.O.:

$$SR = \frac{dV}{dt} = \frac{I}{C} = 1 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

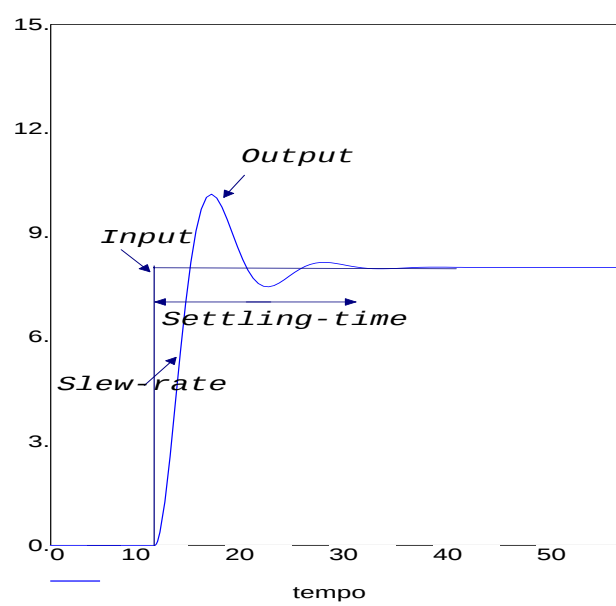


Figura 13.55:

