

Capitolo 12

Applicazioni dell'amplificatore operazionale

Molte applicazioni dell'amplificatore operazionale si basano su circuiti che sono derivati da quello dell'amplificatore non invertente di fig. 11.8 o da quello dell'amplificatore invertente di fig. 11.17 e possono essere analizzati facilmente utilizzando i risultati già trovati nei paragrafi precedenti.

12.1 Convertitore *corrente-tensione*

Questo circuito ha un ingresso *in corrente* ed una uscita *in tensione*, da cui il nome di *convertitore corrente-tensione* o amplificatore a transresistenza (il coefficiente di amplificazione tra il segnale di uscita, tensione, e quello di ingresso, corrente, ha le dimensioni di una resistenza).

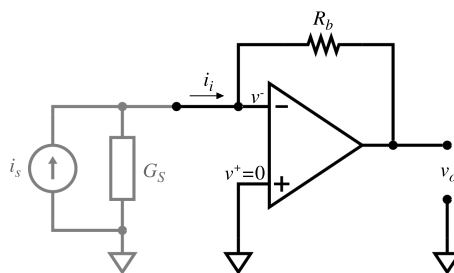


Figura 12.1: Convertitore corrente-tensione.

Lo schema, riportato in fig. 12.1, è lo stesso dell'amplificatore invertente di fig. 11.17, privato della resistenza R_a . Come dimostrato nel par. 11.9.2, la resistenza che il circuito presenta al suo terminale di ingresso è estremamente piccola, tra gli ohm ed i milliohm (eq. 11.36). Per il generatore di segnale esterno, in pratica, l'ingresso del circuito viene visto come un cortocircuito verso massa, da cui il nome di *massa virtuale* che viene assegnato al nodo v^- . In condizioni di funzionamento normale, la tensione di ingresso sulla massa virtuale è praticamente nulla. Infatti, se all'uscita è presente una tensione v_o dell'ordine dei Volt, in base alla relazione $v_o/v^- = -A$, essendo $v^+ = 0$, all'ingresso si avranno tensioni dell'ordine dei μV .

Se si considera la sorgente del segnale come un generatore di corrente i_s , la corrente di ingresso sarà $i_i = i_s$, indipendentemente dalla conduttanza G_S del generatore; se invece si descrive la sorgente come un generatore di tensione v_s con resistenza interna R_S , si avrà $i_i = v_s/R_S$. L'analisi svolta nel par. ?? dimostra che in ogni caso si ha $v_0 = -i_i R_b$ e quindi che la corrente i_i fluisce interamente attraverso la resistenza R_b , con una frazione del tutto trascurabile attraverso la resistenza r_i di ingresso dell'amplificatore.

Il convertitore corrente-tensione è utilizzato in tutte quelle situazioni in cui si deve campionare la corrente in un circuito senza introdurre una resistenza e la relativa caduta di potenziale.

12.1.1 Una applicazione del convertitore corrente-tensione: amplificatore per fotorelevatori

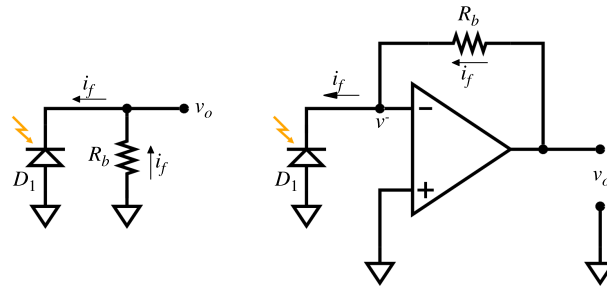


Figura 12.2: Il circuito convertitore corrente-tensione utilizzato per amplificare il segnale generato da un fotodiode.

In fig. 12.2 il circuito di sinistra è lo schema di principio di un ricevitore di impulsi luminosi. Il fotodiode D_1 sotto l'azione degli impulsi di luce genera una fotocorrente i_f che, scorrendo nella resistenza R_b , produce una tensione $v_o = -i_f R_b$. Questo circuito non è una soluzione soddisfacente sotto due aspetti:

- La relazione tra intensità luminosa e corrente i_f (o tensione v_o) non è lineare perchè la tensione v_o tende a portare il diodo in conduzione e a far fluire attraverso la giunzione stessa una parte della fotocorrente (par. 4.21.2).
- La capacità del diodo forma con la resistenza R_b una costante di tempo che può rallentare sensibilmente la velocità di risposta del circuito.

Il circuito a destra nella figura risolve entrambi i problemi. La tensione di uscita è ancora $v_o = i_f R_b$ (con una inversione di segno), ma essendo il diodo chiuso su un cortocircuito, si ha $V_D = 0$ e la fotocorrente scorre tutta nel circuito esterno al diodo (eq. 4.57); per lo stesso motivo la costante di tempo dovuta alla capacità del diodo viene ridotta di ordini di grandezza, aumentando sensibilmente la velocità di risposta.

12.2 Circuito sommatore - Nodo di somma

Quanto detto nel paragrafo precedente non cambia se sul nodo v^- confluiscono più rami provenienti da diversi generatori $v_1, v_2, v_3 \dots$ attraverso diverse resistenze $R_1, R_2, R_3 \dots$ (fig. 12.3).

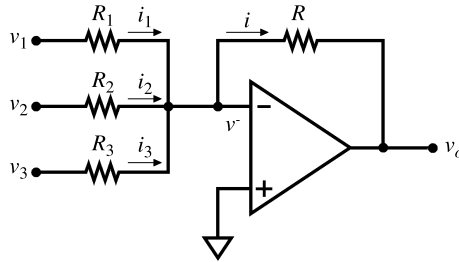


Figura 12.3: Circuito *sommatore*.

Per ogni ramo si avrà:

$$i_1 = v_1/R_1 \quad i_2 = v_2/R_2 \quad i_3 = v_3/R_3 \quad \dots$$

e, complessivamente:

$$i = i_1 + i_2 + i_3 \dots = \frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3} + \dots$$

$$v_o = -iR = -R \left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3} + \dots \right)$$

Il circuito è una estensione dell'amplificatore invertente del par. 11.9 ed effettua la somma di più tensioni, ciascuna pesata secondo il fattore $-R/R_i$. Da questa applicazione il nodo v^- del circuito prende anche il nome di *nodo di somma*.

12.3 Amplificatore *vero differenziale*

L'amplificatore operazionale è un amplificatore differenziale, ma non può essere direttamente utilizzato per ottenere in modo accurato la differenza tra due segnali, perchè nell'espressione

$$v_o = (v^+ - v^-) \cdot A$$

la costante A è poco stabile, molto poco precisa e talmente elevata da avere scarsa utilità immediata.

Il circuito in fig. 12.4 consente invece di effettuare la differenza tra due segnali con la stessa precisione con cui il circuito di fig. 12.3 consente di effettuare la somma.

Anche questo circuito può essere analizzato sfruttando i risultati già ottenuti nel capitolo precedente. Poichè il circuito è lineare, vale il principio di sovrapposizione e si possono quindi considerare le risposte alle due tensioni v_1 e v_2 prese singolarmente e poi sommare i risultati ottenuti. Con $v_2 = 0$ il circuito equivale all'amplificatore invertente di fig. 11.17. Unica differenza è costituita dal fatto che l'ingresso $+$ è collegato a massa tramite le due resistenze R_3 ed R_4 in parallelo. Normalmente la

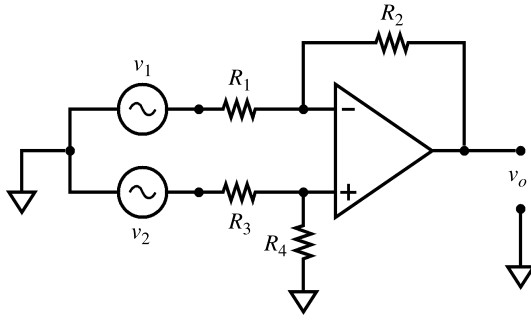


Figura 12.4: Circuito *vero differenziale* per effettuare la differenza tra due segnali: $v_o = k(v_1 - v_2)$.

caduta di potenziale dovuta alla corrente di polarizzazione del transistor di ingresso dell'amplificatore su queste due resistenze è trascurabile. Se così non fosse, basta avere l'accortezza di porre $R_1/R_2 = R_3/R_4$ perchè l'effetto ad un ingresso si elida con l'altro.

Dalla eq. 11.34 si ha quindi

$$v_o = -v_1 \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (12.1)$$

Considerando ora di porre $v_1 = 0$ e di applicare la sola tensione v_2 , si ha l'amplificatore non invertente di fig. 11.8, con l'aggiunta del partitore R_3, R_4 all'ingresso.

Dalla eq. 11.9 si ha quindi

$$v_o = v_2 \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_1} \quad (12.2)$$

Se si scelgono i valori delle resistenze in modo che $R_2/R_1 = R_4/R_3$, combinando i due contributi precedenti si ottiene:

$$v_o = v_2 \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_1} - v_1 \cdot \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} \cdot (v_2 - v_1) \quad (12.3)$$

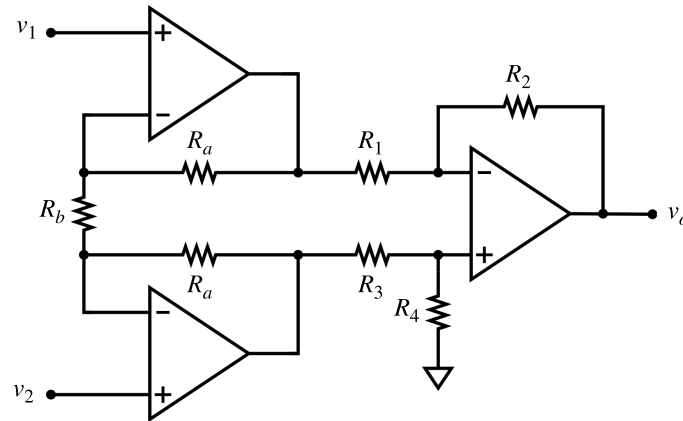
Il circuito quindi fornisce la differenza tra le due tensioni v_2 e v_1 , moltiplicata per il fattore di amplificazione R_2/R_1 . La precisione con cui è rispettata la condizione $R_2/R_1 = R_4/R_3$ determina la *Reiezione di Modo Comune* del circuito (*CMR - Common Mode Rejection*). Un segnale di modo comune $v_c = v_1 = v_2$ ai due ingressi è amplificato della quantità

$$A_c = \frac{v_o}{v_c} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_1} - \frac{R_2}{R_1} = \quad (12.4)$$

Si può aggiustare separatamente il rapporto R_2/R_1 per ottenere il valore desiderato per il guadagno ed il rapporto R_4/R_3 per azzerare l'amplificazione di modo comune.

12.4 Instrumentation Amplifier

L'amplificatore *vero differenziale* soffre di una notevole limitazione: l'analisi svolta nel paragrafo precedente è valida solo se le sorgenti di segnale v_1 e v_2 sono generatori di tensione con resistenza interna trascurabile. Altrimenti le resistenze interne

Figura 12.5: *Instrumentation Amplifier*

dei generatori si sommano alle resistenze R_1 ed R_3 , sbilanciando i rapporti su cui si basa il funzionamento del circuito. Il circuito in fig. 12.5 risolve questo problema, aggiungendo a ciascuno dei due ingressi un amplificatore non invertente, caratterizzato come si è visto da una elevatissima resistenza di ingresso ed una resistenza di uscita praticamente nulla. I due stadi di ingresso hanno in comune un ramo dei due partitori di reazione, la resistenza R_b . Nel funzionamento normale, per quanto visto nel par. 11.7, ai capi di R_b si viene a trovare la tensione $v_2 - v_1$. Di conseguenza la tensione che viene applicata in modo differenziale ai due ingressi del secondo stadio è $(v_2 - v_1)(2R_a + R_b)/R_b$. Il guadagno dell'intero amplificatore è quindi

$$G = \left(\frac{2R_a}{R_b} + 1 \right) \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (12.5)$$

ed è possibile variarlo modificando il valore di una sola resistenza, R_b .

Data la sua versatilità nei sistemi di misura, questo circuito ha preso il nome di *Instrumentation Amplifier (IA)*.

12.4.1 Ricevitore differenziale

L'amplificatore differenziale o l'*Instrumentation Amplifier* possono essere utilizzati in maniera conveniente per effettuare un trasferimento di segnali immune da interferenze, secondo il principio illustrato in fig. 12.6.

La sorgente v_s è collegata al ricevitore A tramite una linea bifilare, eventualmente protetta da un terzo conduttore con funzioni di schermo. Uno dei due conduttori porta il segnale ad uno degli ingressi dell'amplificatore differenziale ricevitore, l'altro conduttore porta la massa all'altro ingresso.

Tra la massa della sorgente e la massa del ricevitore è presente una sorgente di rumore v_n . Ma l'amplificatore differenziale vede all'ingresso il segnale v_s riferito alla massa della sorgente, mentre fornisce all'uscita lo stesso segnale (eventualmente amplificato), ma riferito alla propria massa.

Nelle connessioni normali si userebbe un solo conduttore che porta il segnale e lo schermo che collega le due masse. Questo non è sufficiente a garantire che i conduttori di massa costituiscano veramente una rete equipotenziale, a causa delle

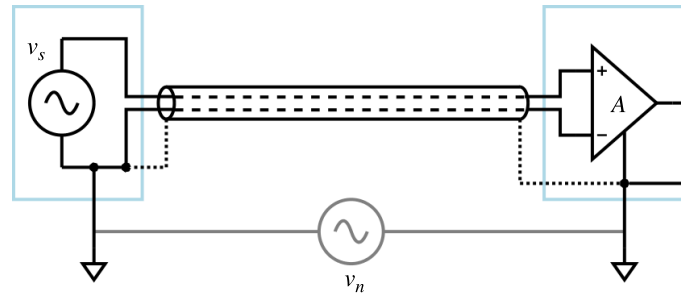


Figura 12.6: Trasmissione differenziale di segnali immune da interferenze su linea bifilare.

correnti che vi circolano per effetto delle sorgenti di rumore ed interferenza e di conseguenza all'ingresso del ricevitore si avrebbe la tensione $v_s + v_n$, somma di segnale ed interferenza.

Di solito il terzo conduttore, lo schermo, è collegato ad una delle due masse, o dalla parte della sorgente del segnale o dalla parte del ricevitore. Deve essere collegato ad entrambe le estremità solo nel caso che i due apparecchi non abbiano nessuna altra connessione tra le loro masse.

Per proteggere meglio il segnale da interferenze dovute a campi elettromagnetici esterni, è possibile utilizzare una linea bifilare con i due conduttori attorcigliati tra loro (*twisted pair*), in modo che gli effetti siano eguali sui due conduttori e si elidano al momento della differenza all'ingresso del ricevitore.

12.5 Filtri RC

Come già visto nel cap. 1, un filtro è un circuito che amplifica in maniera selettiva i segnali contenuti nella banda di frequenze di interesse e riduce quello che è al di fuori della banda e che normalmente si considera *rumore* o *interferenza*.

Il circuito in fig. 12.7 è uno dei più semplici filtri di uso generale che si possono realizzare con gli amplificatori operazionali.

Generalizzando ai circuiti in corrente alternata l'eq. 11.34 dell'amplificatore invertente come già visto nel par. 12.6, cioè sostituendo alla resistenza R_a l'impedenza $Z_1 = R_1 + 1/(j\omega C_1)$ ed alla resistenza R_b l'impedenza $Z_2 = R_2/(1 + j\omega R_2 C_2)$, si ottiene l'amplificazione, funzione della frequenza,

$$G(\omega) = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega R_1 C_1} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_2 C_2} \quad (12.6)$$

Il primo termine nel prodotto a destra nell'eq. 12.6 rappresenta il comportamento del circuito *RC passa alto* del par. 1.6, con frequenza di taglio $f_1 = 1/(2\pi R_1 C_1)$; il terzo termine il comportamento del circuito *RC* di tipo *passa basso*, con frequenza di taglio $f_2 = 1/(2\pi R_2 C_2)$. Il comportamento complessivo è quello già visto in fig. 8.1, con $f_1 = f_L < f_2 = f_H$; il secondo termine nel prodotto (R_2/R_1) è il *guadagno a centro banda*.

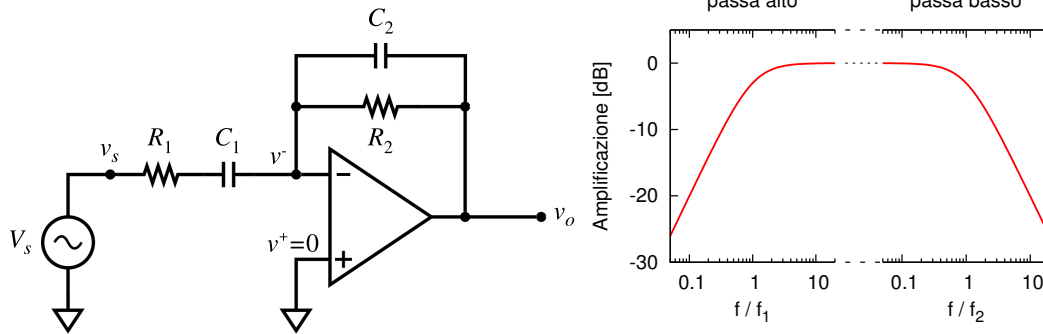


Figura 12.7: Filtro passa banda con celle RC nei rami di reazione dell'amplificatore invertente. Nel grafico a destra si vede separatamente la risposta delle due celle e quella complessiva di tutto il circuito. L'amplificazione è riferita al guadagno di *centro banda*, determinato dal rapporto R_2/R_1 (0 dB se $R_2 = R_1$).

12.6 Integratore di Miller

Tutti i circuiti visti fino ad ora come applicazioni dell'amplificatore operazionale utilizzano reti di reazione puramente resistive. Il circuito di fig. 12.6 è quello dell'amplificatore invertente del par. 11.9 (fig. 11.17), in cui la resistenza di reazione R_b è stata sostituita da una capacità. L'equazione algebrica ?? diventa ora una equazione

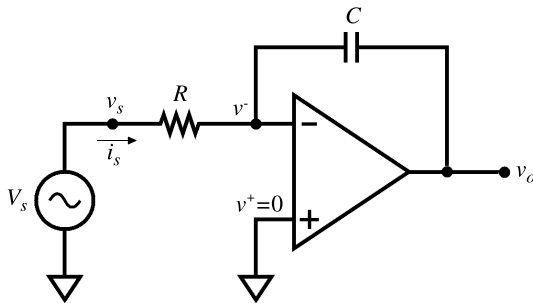


Figura 12.8: Circuito integratore di Miller.

differenziale (r_i è la resistenza di ingresso tra i terminali + e - dell'amplificatore):

$$\frac{v^- - v_s}{R} + \frac{v^-}{r_i} + \frac{d(v^- - v_o)}{dt} \cdot C = 0 \tag{12.7}$$

Sostituendo $-v_o/A$ a v^- , che equivale a considerare un amplificatore a risposta istantanea, cioè con banda passante infinita, e riordinando i termini, si ottiene

$$\frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{RC} \cdot \left(1 + \frac{R}{r_i}\right) \cdot \frac{1}{A+1} = -\frac{v_s}{RC} \cdot \frac{A}{A+1} \tag{12.8}$$

Se le tensioni v_s e v_o hanno lo stesso ordine di grandezza, come è comune nelle applicazioni ben progettate di questo circuito, il secondo termine a sinistra è circa A volte minore del termine a destra e quindi è trascurabile con i valori di A tipici

degli amplificatori operazionali (per quanto visto nel par. ??, R/r_i è sempre minore o molto minore di 1). Rimane

$$\frac{dv_o}{dt} = -\frac{1}{RC}v_s \quad (12.9)$$

cioè

$$v_o = -\frac{1}{RC} \int v_s dt \quad (12.10)$$

La tensione di uscita è proporzionale all'integrale nel tempo della tensione di ingresso, con costante di proporzionalità $1/RC$.

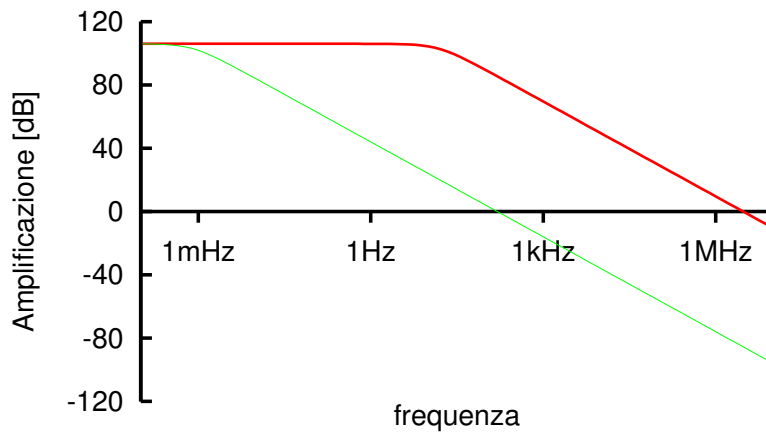


Figura 12.9: In verde: risposta in frequenza di un circuito integratore di Miller con un amplificatore operazionale TL081 e $RC = 1 \text{ ms}$. In rosso: risposta del solo amplificatore operazionale. L'integratore si comporta in maniera praticamente ideale da 1 mHz fino ad oltre 1 MHz . Al di sotto di 1 mHz l'amplificazione si ferma al valore per la corrente continua $2 \cdot 10^5$ (106 dB).

L'equazione 12.10 fornisce la relazione lineare tra la tensione di ingresso $v_s(t)$ e di uscita $v_o(t)$ nel dominio del tempo. Lo stesso risultato nel dominio delle frequenze si ottiene sostituendo nella eq. 12.8 alle funzioni $v_o(t)$ e $v_s(t)$ le loro trasformate di Fourier $V_o(\omega)$ e $V_s(\omega)$:

$$j\omega V_o + \frac{V_o}{RC} \cdot \left(1 + \frac{R}{r_i}\right) \cdot \frac{1}{A+1} = -\frac{V_s}{RC} \cdot \frac{A}{A+1} \quad (12.11)$$

da cui, con le stesse approssimazioni di prima, si ottiene

$$V_o = V_s \cdot \frac{-A}{1 + j\omega RC(A+1)} \quad (12.12)$$

e nel limite $A \rightarrow \infty$

$$V_o(\omega) = -\frac{1}{j\omega RC} \cdot V_s(\omega) \quad (12.13)$$

che equivale nel dominio delle frequenze alla eq. 12.10 nel dominio del tempo. Allo stesso risultato si arriva direttamente anche sostituendo nella eq. 11.34 alla resistenza R_b l'impedenza $1/j\omega C$ del condensatore C .

Con questa ultima approssimazione, però, e cioè trascurando l'unità nel denominatore della eq. 12.12, il rapporto $|V_o(\omega)/V_s(\omega)|$ diverge a infinito per ω tendente a zero. Il comportamento reale del circuito, invece, come descritto dalla 12.11 prevede che tale rapporto cresca al diminuire di ω fino al valore A e non oltre, con l'andamento tipico di un circuito passa-basso, con frequenza di taglio $f = 1/[2\pi RC(A+1)]$ (fig. 12.9).

12.7 Differenziatore

In linea di principio dovrebbe essere possibile realizzare il circuito di fig. 12.10 per svolgere la funzione inversa di quello di fig. 12.6, cioè la derivata rispetto al tempo del segnale di ingresso. Sostituendo nella eq. 11.34 l'impedenza del condensatore C

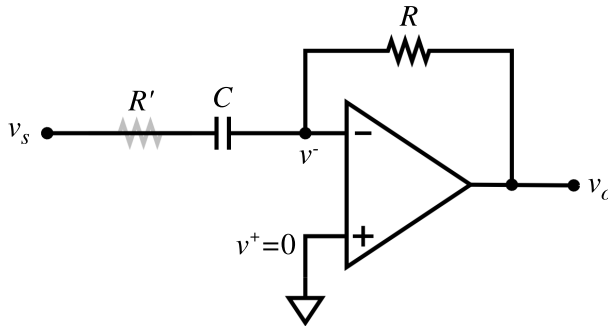


Figura 12.10: Schema di principio di un circuito *differenziatore*.

alla resistenza R_a si ottiene

$$V_o(\omega) = -j\omega RC \cdot V_s(\omega) \quad (12.14)$$

e quindi passando al dominio del tempo

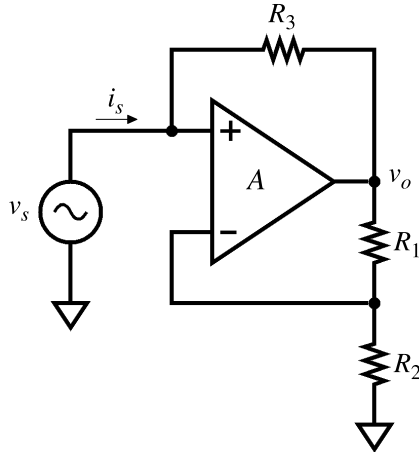
$$v_o(t) = -RC \frac{d}{dt} v_s(t) \quad (12.15)$$

In pratica le cose non vanno così. A differenza dell'integratore, che è un circuito intrinsecamente stabile, il differenziatore si trova sempre ad essere instabile o al limite della instabilità ed è quindi inutilizzabile senza accorgimenti appropriati. L'aggiunta di una seconda resistenza in serie al condensatore (in grigio nella figura) riduce il problema dell'instabilità, ma anche l'efficienza del circuito.

Le ragioni di questo comportamento saranno chiarite dall'analisi generale del problema della stabilità degli anelli di reazione.

12.8 NIC (*Negative impedance converter*)

In questo circuito, come negli altri esempi che seguono, sono presenti contemporaneamente due canali di reazione: la reazione negativa, che determina il comportamento dell'amplificatore operazionale come già visto nei paragrafi precedenti, ed un secondo canale, di reazione positiva. Questa combinazione permette di ottenere comportamenti molto interessanti. In ogni caso, per mantenere la stabilità del circuito, il contributo di reazione positiva deve essere minore di quello di reazione negativa.


 Figura 12.11: NIC: *Negative Impedance Converter*.

L'amplificatore A in fig. 12.11 insieme con le resistenze R_1 ed R_2 ed ignorando R_3 è un amplificatore non invertente per quanto riguarda il segnale applicato dal generatore v_s all'ingresso $+$. Quindi $v_o = (1 + R_1/R_2) \cdot v_s$.

A causa della presenza di R_3 , il generatore si trova ad erogare una corrente i_s data da

$$i_s = \frac{1}{R_3} \cdot (v_s - v_o) = \frac{1}{R_3} \left[v_s - \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \cdot v_s \right] = -\frac{v_s}{R_3} \cdot \frac{R_1}{R_2} \quad (12.16)$$

e di conseguenza la resistenza di ingresso R vista dal generatore v_s è

$$R = \frac{v_s}{i_s} = -R_3 \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (12.17)$$

cioè una resistenza negativa. Nel caso $R_1 = R_2$, si ha $R = -R_3$.

Il circuito è stabile fino a che il termine di reazione negativa $R_2/(R_1 + R_2)$ è maggiore di quello di reazione positiva $R_G/(R_G + R_3)$, dove R_G è la resistenza interna del generatore, che può essere quindi un generatore di tensione con resistenza interna $R_G < R_2 R_3 / R_1$, ma non un generatore di corrente ideale.

12.8.1 Generatore di corrente (Pompa di Howland)

Una applicazione del circuito NIC è la *pompa di corrente di Howland*, illustrata in fig. 12.12. Se si pone $R_4 = R_3 R_2 / R_1 = R$, il circuito equivale a quello a destra nella figura e per la corrente attraverso R_L si ha:

$$i_L = v_s \frac{\frac{R_L \cdot (-R)}{R_L - R}}{R + \frac{R_L \cdot (-R)}{R_L - R}} \cdot \frac{1}{R_L} = \frac{v_s}{R} \quad (12.18)$$

La corrente i_L dipende da v_s e da R , ma non da R_L . Il circuito si comporta come un generatore di corrente ideale. La stabilità è garantita purchè $R_L \neq \infty$.

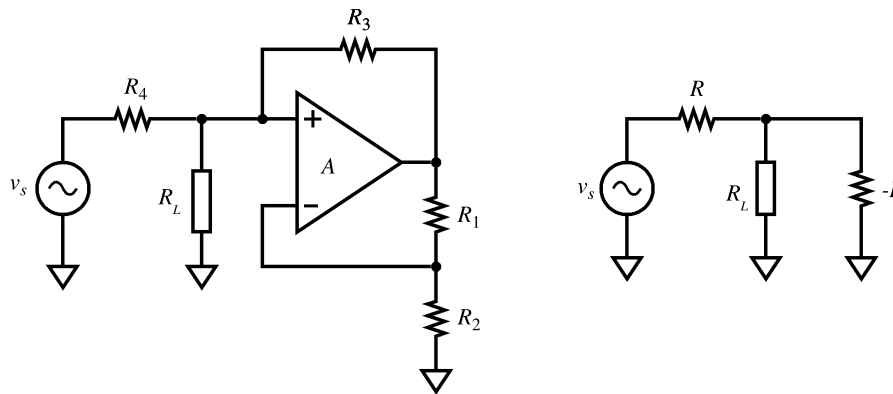


Figura 12.12: *Pompa di corrente di Howland*. La corrente attraverso R_L dipende da v_s e da $R_{1...4}$, ma non da R_L quindi il circuito si comporta come un generatore di corrente. A destra: circuito equivalente, con il circuito NIC sostituito dalla sua resistenza negativa equivalente.

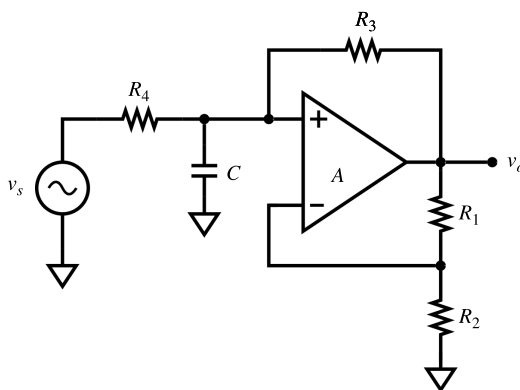


Figura 12.13: Integratore non invertente di Deboo.

12.8.2 Integratore non invertente

Sostituendo nella *pompa di Howland* un condensatore C alla resistenza R_L si ottiene il circuito integratore di Deboo (fig. 12.13). A differenza dell'integratore di Miller, in questo circuito non è presente l'inversione di polarità del segnale tra ingresso e uscita, per cui questo circuito è noto anche come *integratore non invertente*.

Combinando i risultati ottenuti dall'analisi dei circuiti precedenti con la condizione $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ si ottiene facilmente la relazione

$$v_o = \frac{2}{RC} \int v_s dt$$

12.8.3 Oscillatore a resistenza negativa

Il circuito di fig. 12.14 utilizza un circuito NIC per produrre una resistenza negativa che, posta in parallelo ad un circuito risonante LCR_s , compensa gli effetti dissipativi della resistenza R_s e dà luogo ad una oscillazione di ampiezza crescente invece che smorzata.

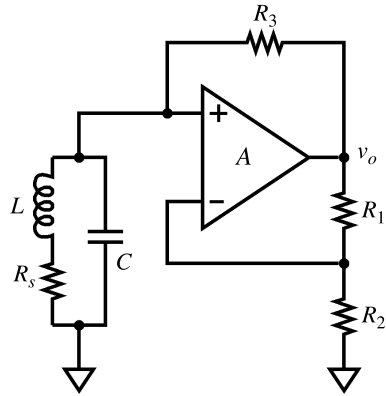


Figura 12.14: Circuito NIC utilizzato per la generazione di segnali persistenti.

Per un circuito risonante con un fattore di merito Q sufficientemente elevato, l'effetto dissipativo della resistenza R_s in serie con l'induttanza L è, alla risonanza, circa eguale a quello di una resistenza in parallelo $R_p = R_s \cdot Q^2$ (vedi appendice ??).

Se $-|R|$ è la resistenza negativa presentata dal circuito NIC, la resistenza complessiva di smorzamento in parallelo al circuito risonante è:

$$R_d = \frac{|R| \cdot R_p}{|R| - R_p} \quad (12.19)$$

che diventa infinita per $|R| = R_p$ e negativa per $|R| < R_p$.

12.9 Comparatore

Il comparatore è un circuito non lineare con un ingresso di tipo analogico ed una uscita di tipo digitale. Come dice il nome, il comparatore confronta la tensione di ingresso V_{in} con una tensione di riferimento V_{ref} e fornisce in uscita una variabile logica di un bit che indica tramite il suo valore 1/0 se V_{in} è maggiore o minore di V_{ref} . Il comparatore è quindi un convertitore Analogico \rightarrow Digitale ad un bit.

Un amplificatore operazionale senza rete di reazione si comporta, in modo un po' rozzo, come un comparatore. Nel circuito di fig. 12.15 l'uscita dell'amplificatore

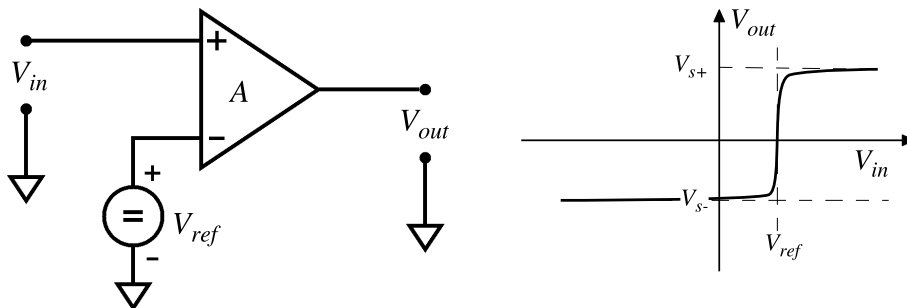


Figura 12.15: Amplificatore operazionale utilizzato come comparatore di tensione.

rimane al valore della tensione di saturazione negativa (V_s^-) fino a che $V_{in} < V_{ref}$;

nell'intorno di $V_{in} \simeq V_{ref}$, in un intervallo di pochi μV , si ha il passaggio molto ripido di V_{out} da V_s^- alla tensione di saturazione positiva V_s^+ .

12.9.1 Comparatore con isteresi (*trigger di Schmitt*)

Nel circuito di fig. 12.15 la transizione da uno stato all'altro dell'uscita avviene in corrispondenza di un intervallo di tensioni di ingresso piccolo, ma non nullo, introducendo un margine di incertezza nel valore esatto della tensione di ingresso V_{in} che viene letta come maggiore o minore di V_{ref} .

Questo non sarebbe un problema di per se: corrisponde semplicemente all'errore sperimentale con cui possono essere misurate V_{in} e V_{ref} .

Può diventare un problema se la tensione V_{in} varia abbastanza lentamente nel tempo da trovarsi a rimanere così a lungo in prossimità di V_{ref} da venire a trovarsi più volte sopra e sotto a causa del rumore sempre inevitabilmente associato ad ogni segnale.

Questo produrrebbe nel segnale digitale non un singolo cambio di stato da 0 a 1 o viceversa, ma un treno di commutazioni casuali. Il singolo evento segnalato dal passaggio della tensione V_{in} oltre la soglia V_{ref} finirebbe con l'essere contato dal circuito digitale molte volte invece di una.

Il circuito noto come *trigger di Schmitt* risolve questo problema utilizzando la reazione positiva per introdurre nel circuito comparatore un certo livello di isteresi, come indicato in fig. 12.16.

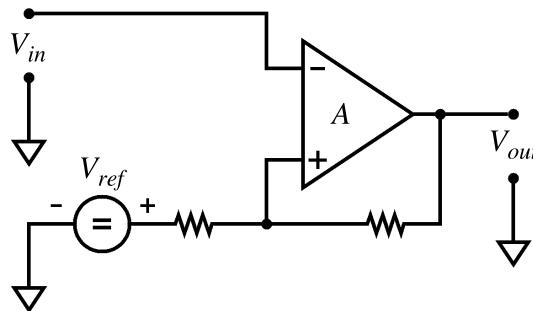


Figura 12.16: Circuito trigger di Schmitt.

12.9.2 Generatore di funzioni

