

AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

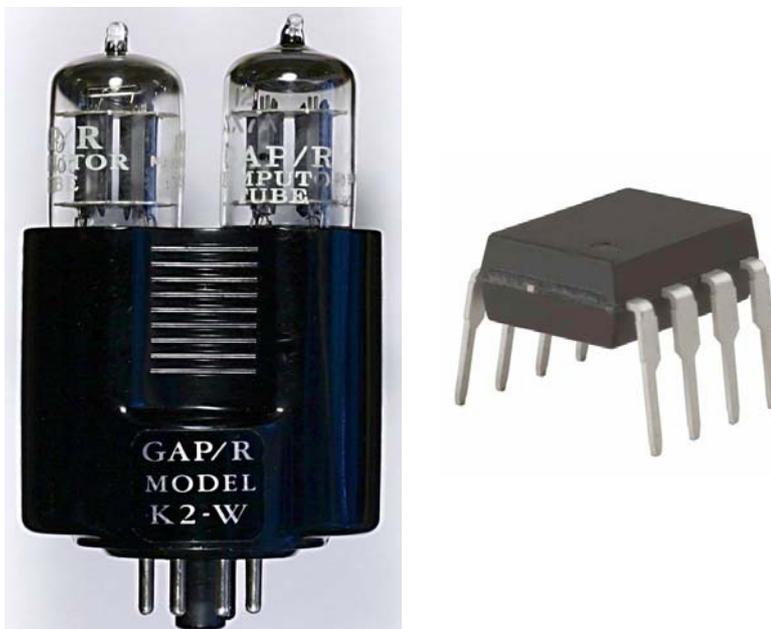
Di Vincenzo Iorio

Un po' di storia

Nel lontano 1963 la Fairchild Semiconductor progettò il primo circuito integrato operativo della storia, l'introvabile **uA702**. Nel 1968 venne seguito dal modello migliorato il "**uA709**" ma, nello stesso anno sempre la Fairchild progettò e collocò sul mercato il famoso amplificatore operativo **uA741** che divenne presto molto diffuso.

Anche la National Semiconductor altra importante società situata in Santa Clara in California fin dal 1959 e specializzata nella progettazione e nella produzione di semiconduttori, realizzò nel 1967 il suo primo circuito integrato operativo l'**LM101** più tardi migliorato con la versione **LM101A**. Questa importante società della Silicon Valley acquisì successivamente la stessa Fairchild nel 1987 e questa unione durò 10 anni. La Fairchild dopo il 1997 continuò indipendentemente le sue attività. Anche la Texas nel 1964 progettò il suo amplificatore operativo integrato, il famoso TL082 che risultò essere il primo circuito funzionante a JFET

Ma i circuiti operazionali intesi come principio circuitale, come dispositivo che svolgesse quella specifica funzione, erano ancora più vecchi e già nel 1941 erano perfettamente funzionanti alcuni sistemi che funzionavano a tubi termoionici. Nella fig. n1 si può osservare sulla sinistra un ingombrante modello della Bell Labs del 1941 e a destra l'aspetto di un moderno operativo plastico da 8 pin THT. Questi delicati dispositivi costituivano il cuore di apparati molto sofisticati chiamati **Calcolatori analogici**. Quest'articolo vuole fare chiarezza sul funzionamento e sull'impiego di questi amplificatori operazionali oggi attualissimi nelle tecnologie elettroniche.



- Figura n.1 -

Che cosa è un amplificatore operazionale ?

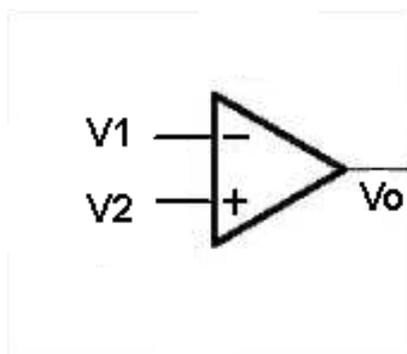
Un amplificatore operazionale abbreviato come OA, è un circuito integrato a stato solido, tipicamente un amplificatore differenziale, che utilizza un feedback esterno per controllare le sue funzioni. La sua importanza dipende dal fatto che questo circuito rappresenta il nucleo principale di alcuni progetti elettronici con finalità ed impieghi specifici. Se il lettore avrà un po' di pazienza proverò a spiegare il suo funzionamento e anche il suo impiego.

Abbiamo detto poche righe sopra, che l'amplificatore operazionale è il circuito principale dei calcolatori analogici. Questi ultimi sono dei dispositivi che effettuavano calcoli molto complessi utilizzando reti elettriche analogiche al posto delle reti digitali che fanno funzionare oggi la maggior parte dei calcolatori. L'uso di una rete analogica per svolgere una funzione di calcolo numerico non deve stupire il lettore, ancora oggi in alcuni casi specifici releghiamo ad un circuito analogico l'onere di effettuare velocemente un calcolo di natura matematica. Un tempo invece, e precisamente verso la metà del secolo scorso, a causa della velocità non propriamente ottimale dei primissimi calcolatori digitali l'impiego dei calcolatori analogici era molto più diffuso anche se relegati in laboratori di ricerca militare o nelle principali Università.

Per realizzare più velocemente una rete di calcolo analogica era necessario disporre di un dispositivo con speciali peculiarità. Questo dispositivo doveva essere dotato della proprietà di amplificare il segnale, ma, doveva disporre di un ingresso differenziale e doveva avere la capacità di amplificare segnali sia continui che variabili. L'amplificatore operazionale era quindi un dispositivo studiato per avere queste seguenti caratteristiche che ci apprestiamo ad elencare:

- 1) Un'amplificazione infinita
- 2) Amplificazione anche della corrente continua
- 3) Un'elevata banda di frequenze di possibile lavoro
- 4) Un'impedenza di ingresso infinita
- 5) Un'impedenza di uscita nulla
- 6) Un ingresso differenziale

Vedremo che nella pratica le reali caratteristiche di un amplificatore operazionale hanno dimensioni più limitate. Di certo non abbiamo amplificazioni e impedenze infinite.



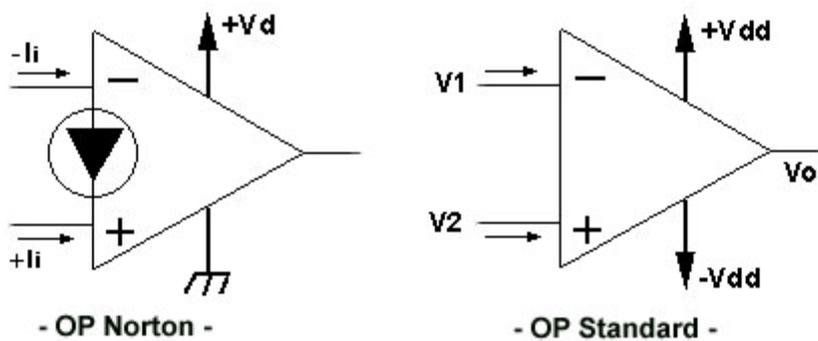
- Figura n.2 -

La figura n.2 mostra un esempio schematico di un amplificatore operazionale. La prima cosa che ci colpisce dello schema è la presenza di due ingressi distinti. Infatti, l'amplificatore operazionale, per funzionare correttamente e riuscire ad implementare tutte le configurazioni

elettroniche per cui esso è deputato ad espletare, necessita di un ingresso differenziale. Un ingresso di questo tipo è costituito da due terminali o input che sono identificati dai simboli "-" e "+". Ad una variazione positiva sull'ingresso "-", il segnale di potenziale presente sull'uscita "Vo" tenderà a diminuire cioè si porterà ad assumere valori più negativi. Applicando invece lo stesso segnale positivo all'ingresso "+", l'uscita "Vo" tenderà ad aumentare anch'esso positivamente.

Avendo a disposizione un ingresso differenziale ed implementando in modo opportuno precise configurazioni circuitali, si riescono a limitare enormemente i disturbi elettrici che potrebbero eventualmente essere presenti all'ingresso. Quest'ultima caratteristica è una delle ragioni (certamente non l'unica), che hanno portato in questa precisa direzione di progetto gli ingegneri progettisti dei primi circuiti operazionali.

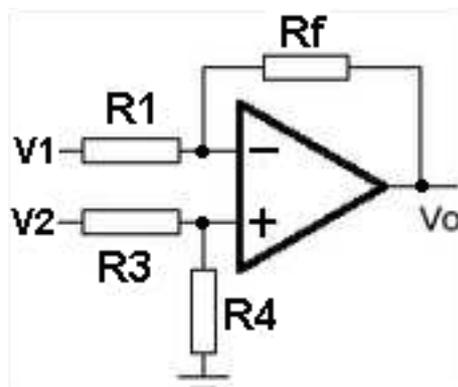
Un circuito operazionale deve avere necessariamente un'alimentazione duale. In questo modo i segnali in uscita possono variare sia nel primo che nel quarto quadrante cartesiano. In parole più semplici, i segnali in uscita possono andare sia verso elongazioni positive che verso elongazioni negative. Tutti i segnali in ingresso e in uscita, nonché le alimentazioni, sono riferiti al medesimo potenziale di massa o morsetto comune. Tuttavia, possono essere progettati anche amplificatori operazionali con singola alimentazione chiamati amplificatori Norton. La figura n.3, mostra come si presenta la simbologia che raffigura l'amplificatore operazionale Norton rispetto ad un amplificatore operazionale standard.



- Figura n.3 -

Normalmente un amplificatore Norton è progettato per avere in ingresso un pilotaggio in corrente.

Tornando al nostro amplificatore operazionale standard, descriviamo la rete di resistenze che dobbiamo realizzare affinché si possa generare la necessaria reazione negativa che consente al dispositivo di funzionare. La figura n.4 mostra la rete elettrica che deve essere progettata.

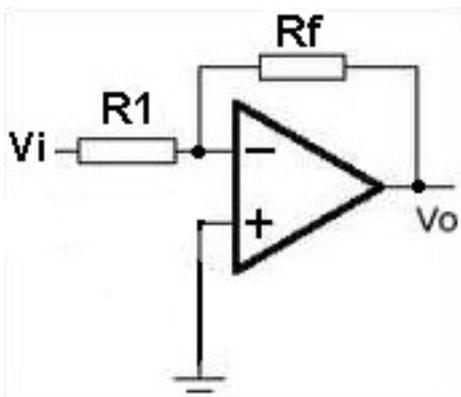


- Figura n.4 -

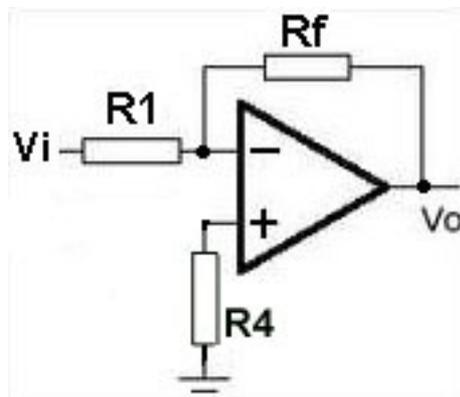
Il circuito, così come viene rappresentato, funziona da amplificatore differenziale e il valore della resistenza R_f , collegata fra l'uscita e l'ingresso, definisce il grado di reazione negativa necessario. Normalmente, nella pratica, se ad un operazionale non colleghiamo alcuna resistenza di reazione quest'ultimo presenterebbe un'amplificazione molto elevata definita “amplificazione ad anello aperto”. In quest'ultimo caso l'operazionale non potrebbe lavorare come amplificatore ma il circuito potrebbe (come vedremo in seguito) funzionare come comparatore.

Amplificatore invertente

Un amplificatore invertente è semplicemente un amplificatore di tensione il cui segnale in uscita presenta una fase esattamente opposta alla fase del segnale di ingresso. Volendo realizzare un amplificatore invertente con un operazionale possiamo adoperare lo schema semplificato della figura n.5 A.



- Figura n. 5 A -



- Figura n. 5 B -

In questo caso possiamo scrivere l'equazione dell'uscita “Vo” come segue:

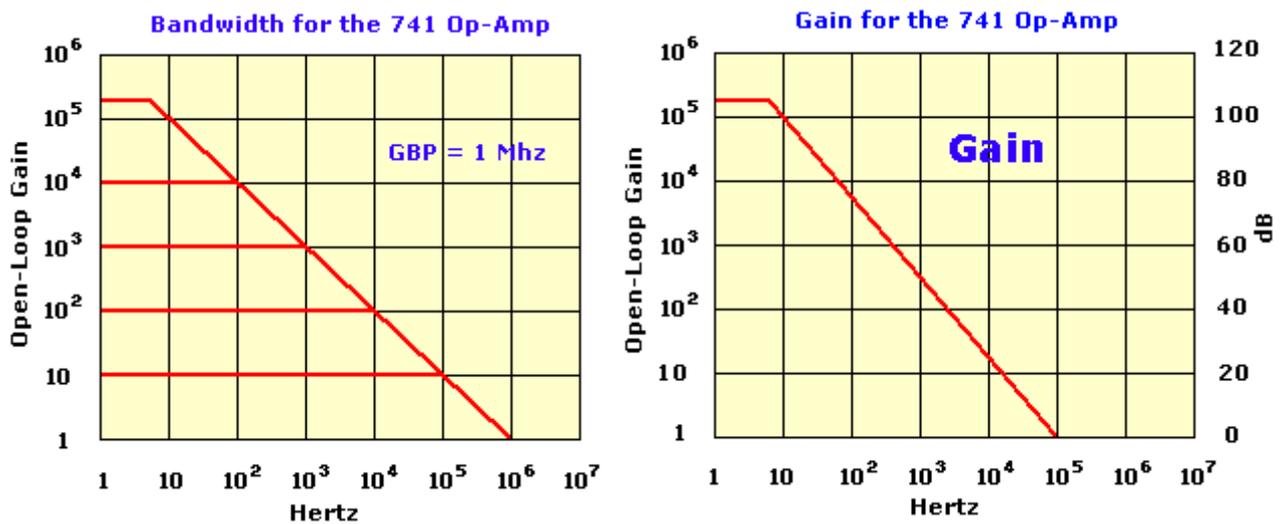
$$V_O = -\left(\frac{R_f}{R_1}\right) \cdot V_i$$

(001)

Vediamo appunto che l'amplificazione del circuito è definita dal rapporto della resistenza R_f sulla resistenza R_1 . Il segno meno indica appunto il fatto che il segnale di uscita ha una fase opposta a quella del segnale posto all'ingresso. La stessa relazione analitica può essere utilizzata per descrivere la funzione di trasferimento dello schema di fig. n 5 B. La resistenza R_4 non modifica il valore dell'amplificazione ma migliora il rapporto segnale disturbo del circuito. Per ottenere quest'ultima caratteristica il valore della resistenza R_4 deve avvicinarsi al valore del parallelo delle due resistenze di reazione $R_f//R_1$.

La banda passante di un amplificatore operazionale, nella pratica non è molto alta, ma, se il circuito è sufficientemente reazionato, cioè se il valore della sua amplificazione non è molto elevata la banda si allarga. È naturale che la banda passante di un amplificatore operazionale

(GBP) risulti essere una caratteristica intrinseca di quello specifico componente, e il valore di quest'ultima varia da modello a modello.



- Figura n. 6 -

La figura n.6, mostra come varia il guadagno di un amplificatore operazionale tipo uA741 al variare della sua amplificazione di anello. Per esempio, il guadagno ad anello aperto di un 741 è di circa 200.000. In queste condizioni, cioè volendo utilizzare la sua massima amplificazione, la banda passante risultante sarebbe inferiore a 10 Hz. Quindi, nella pratica si utilizza un rapporto non molto elevato fra la resistenza di reazione Rf e la resistenza R1 ottenendo amplificazioni di anello più modeste. Volendo raggiungere livelli di amplificazione più elevata il progettista è costretto a utilizzare più stadi amplificatori in cascata utilizzando quindi più operazionali.

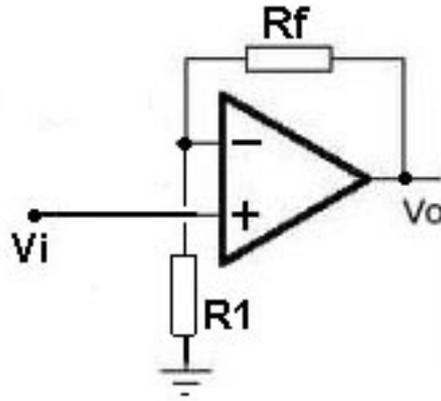
Amplificatore non invertente

Il caso dell'amplificatore non invertente è raffigurato dalla figura n.7. In questo caso il segnale di ingresso è collegato al terminale positivo (+). Si dimostra, tramite brevi passaggi matematici, utilizzando le relazioni analitiche che riguardano il circuito equivalente dell'operazionale, che l'amplificazione di tensione o meglio la relazione che lega il segnale di tensione di uscita con il segnale di ingresso è la seguente:

$$V_O = \left(\frac{R_f}{R_1} + 1 \right) \cdot V_i$$

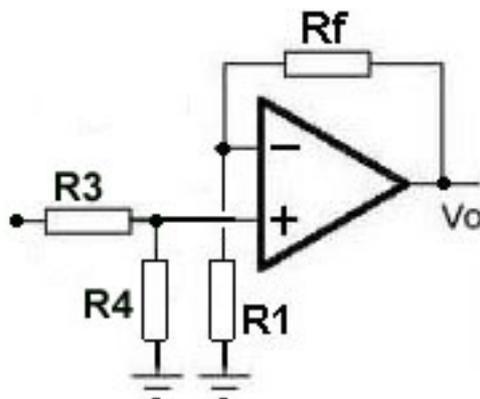
(002)

In questo caso abbiamo un termine unitario che andrà sommato al rapporto fra le due resistenze di reazione.



- Figura n. 7 -

Un'eventuale rete resistiva costituita da due resistenze R3 e R4 collocata sul terminale di ingresso così come mostra la figura n.8 non modifica i risultati espressi dalla formula 002 a meno di un coefficiente correttivo α che abbassa il segnale di uscita poiché il segnale V_i si riduce a seguito dell'attenuazione dello stesso partitore R3 e R4. Vedi formule 003



- Figura n. 8 -

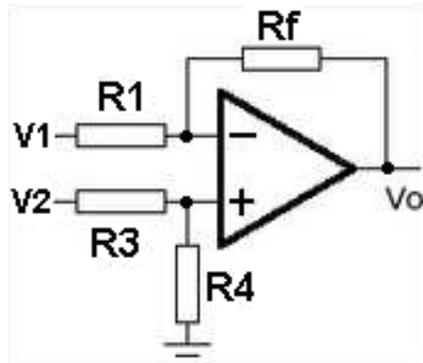
$$V_o = \alpha \cdot \left(\frac{R_f}{R_1} + 1 \right) \cdot V_i$$

$$\alpha = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

(003)

Amplificatore differenziale

Il circuito più comune che utilizza un circuito operazionale per le principali applicazioni di amplificazione differenziale è quello mostrato dalla figura n.9.



- Figura n. 9 -

La tensione di uscita V_o dipende in questo caso dal potenziale di entrambi gli ingressi. La formula seguente (004) tiene conto di tutte le resistenze presenti nel circuito.

$$V_o = V_2 \cdot \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \cdot \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) - \left(\frac{R_f}{R_1} \right) \cdot V_1 \quad (004)$$

Possiamo semplificare questa formula considerando che normalmente l'amplificatore differenziale funziona in modo da avere l'uscita perfettamente bilanciata in relazione ai contributi di potenziale offerto dai due ingressi. In pratica, nella maggior parte dei casi avremo $R_f = R_4$ e $R_1 = R_3$. In questo caso possiamo scrivere:

$$V_o = V_2 \cdot \left(\frac{R_f}{R_1} \right) - \left(\frac{R_f}{R_1} \right) \cdot V_1 \quad (005)$$

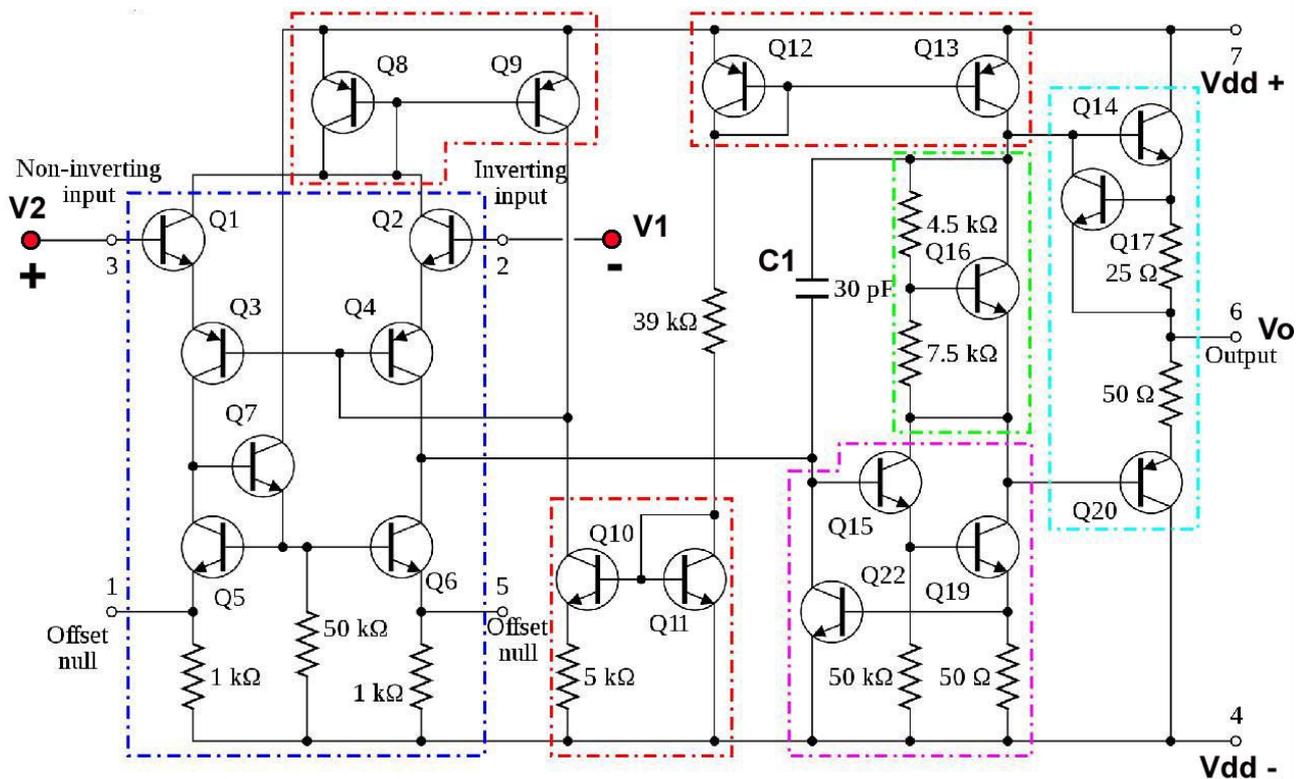
Definendo $R_f / R_1 = A_o$ possiamo anche scrivere:

$$V_o = A_o \cdot (V_2 - V_1) \quad (006)$$

A_o definisce l'amplificazione ad anello chiuso dell'amplificatore operazionale illustrato dallo schema di figura n.9.

Parametri principali di un amplificatore operazionale

Prima di addentrarci nello studio di altri importanti circuiti che possono essere realizzati discutiamo in questa sede dei parametri caratteristici di un operazionale. Questi parametri mostrano come un amplificatore operazionale si discosta dalla condizione ideale. Per comprendere questi aspetti è molto meglio che il lettore possa esaminare, anche se non nel dettaglio, il funzionamento come sono realizzati i circuiti elettronici.



- Figura n. 10 -

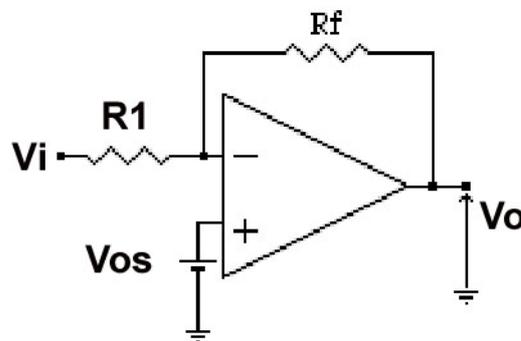
La figura n.10 mostra lo schema interno del chip dell'amplificatore operazionale uA741. Questo schema lo utilizzeremo durante il proseguimento del nostro lavoro per la semplicità didattica offerta dalla disposizione dei circuiti. Il lettore non si faccia impressionare dall'elevata quantità di transistori presenti, come vedremo in seguito, alcuni di essi non partecipano alla funzione di amplificazione ma, i progettisti li hanno collocati per realizzare alcune funzioni equivalenti. Si nota immediatamente la presenza del primo stadio amplificatore costituito dalle due coppie di transistori collegati in darlington, che sono Q1 e Q3 per l'ingresso positivo, Q2 e Q4 per quello negativo. Grazie al collegamento darlington, ogni ingresso risulta ad elevata l'impedenza. I transistori Q5 e Q6 con le relative resistenze da un Kohm costituiscono i resistori di carico di resistenza molto elevata dei transistori Q3 e Q4, in grado quindi di consentire un elevato guadagno di tensione. Si tratta cioè di resistori equivalenti che in regime dinamico offrono una resistenza (appunto dinamica) molto elevata. Q8, Q12 e Q11 sono configurati come diodi di polarizzazione. Si può vedere che il segnale dal collettore di Q6 viene inviato al darlington successivo costituito dai transistori Q15 e Q19 quest'ultimo a sua volta pilota i transistori di uscita Q14 e Q20. Il transistore Q17 è impiegato come protezione dai cortocircuiti di uscita a livello alto. Q13 e Q16 sono transistori di polarizzazione (impiegati quindi alla stregua di due

resistenze) per definire correttamente il punto di lavoro del transistor Q14. Il transistor Q22 è invece utilizzato come protezione dei cortocircuiti in uscita a livello basso. La presenza del condensatore C1 da 30 pf, che costituisce uno dei principali miglioramenti rispetto all'operazionale precedente uA709, è in grado di assicurare all'intero amplificatore una compensazione in frequenza di tipo a polo dominante. Come è possibile immaginare, esaminando lo schema elettronico di figura 10, è molto facile che in fase costruttiva i valori di alcuni componenti non siano facilmente calibrabili e quindi come conseguenza l'amplificatore operazionale presenta delle inevitabili tensioni di offset.

Tensione di offset di ingresso

Applicando all'ingresso di un operazionale ideale un segnale nullo, in uscita non dovremo avere alcun segnale di tensione. In pratica invece, all'uscita dell'operazionale reale ci sarà una tensione diversa da zero. Questo problema è dovuto alle inevitabili asimmetrie interne dell'operazionale stesso. Resistenze di ingresso non perfettamente identiche, sbilanciamenti fra le caratteristiche dei transistori dei primi stadi amplificatori ecc. L'effetto che ne viene fuori è una traslazione orizzontale della trans-caratteristica di trasferimento che nella configurazione ad anello aperto può causare anche la saturazione del dispositivo. Questo effetto può essere quantificato introducendo la definizione di **Tensione di offset di ingresso (V_{Os})** definita come il valore di tensione continua di correzione da applicare all'ingresso al fine di annullare la V_u e quindi riportarla a zero. Se il segnale di ingresso V_i è nullo si avrà che:

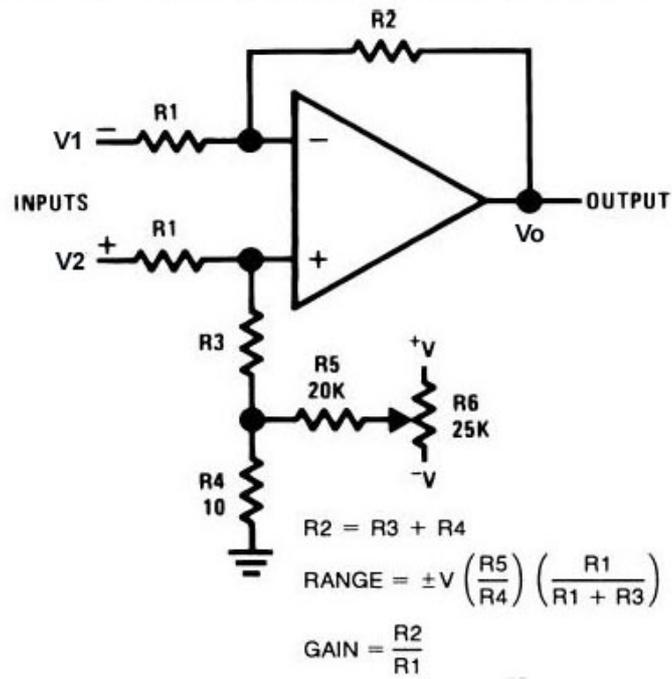
$$V_o = (1 + R_f/R_1) * V_{Os}$$



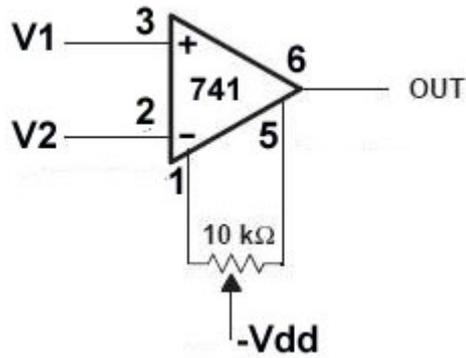
- Figura n.11a -

Ci sono vari criteri adottati dai progettisti per eliminare questa tensione di offset e quindi portare correttamente in uscita il potenziale a zero volt. Se l'operazionale non dispone di terminali specifici che possono essere utilizzati per raggiungere quest'obiettivo, si possono adottare alcune soluzioni circuitali come quella illustrata dalla figura n.11b. Oppure come quella mostrata dalla figura n. 11c che mostra il caso del uA741 che dispone di due piedini specifici il n. 1 e il n.5 che possono essere connessi direttamente ad un trimmer di regolazione. Oppure, per esaminare un ulteriore esempio, possiamo esaminare la foto n. 11d. che mostra il caso di un progetto che utilizza una rete posta all'ingresso di un operazionale LM101, costituita da un circuito differenziale a FET (per avere un'elevata impedenza di ingresso). Questo circuito utilizza un trimmer all'interno della rete di polarizzazione per bilanciare le correnti di drain dei due componenti. Questa configurazione, come effetto risultante produce anche una regolazione di offset all'uscita dell'operazionale. In ogni caso il progettista dovrà sempre consultare il datasheet specifico di quel componente per adottare la soluzione eventualmente consigliata dal costruttore.

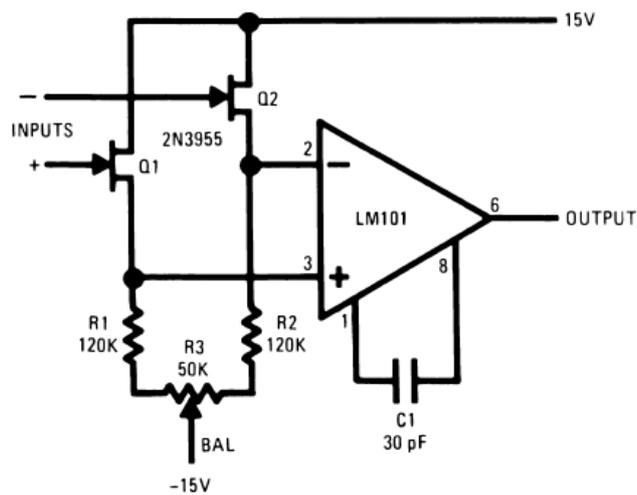
Offset Voltage Adjustment for Differential Amplifiers



- Figura n. 11 b -



- Figura n.11 c -



- Fig. n.11 d -

Corrente di polarizzazione di ingresso

L'operazionale reale, a differenza di quello ideale, assorbe all'ingresso una corrente, necessaria per poter polarizzare i dispositivi (BJT o FET) presenti all'ingresso. L'ordine di queste correnti è di 500 nA per i BJT e 50 pA per i FET. Se indichiamo con I_{B+} la corrente che scorre all'ingresso non invertente e I_{B-} quella che scorre all'ingresso invertente, definiamo **Corrente di Polarizzazione di ingresso** la media aritmetica di queste due correnti:

$$I_B = (|I_{B+}| + |I_{B-}|) / 2.$$

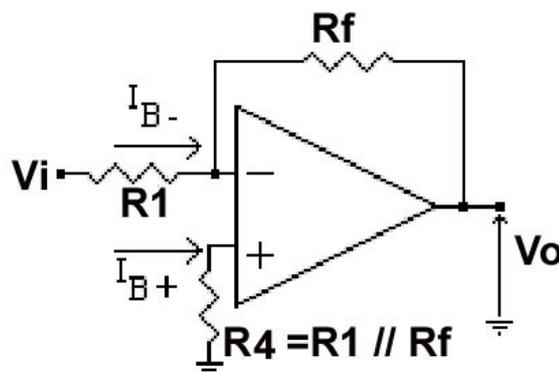
Per valutare l'errore causato da I_B , se $V_i = 0$ ($R_c = R_1 // R_f = 0$), si nota che I_{B+} si chiude direttamente a massa e $V^+ = 0$ e anche V^- è nulla. I_{B-} scorre solo su R_f perché sulla R_1 non scorre corrente essendo la sua ddp nulla, determinando una tensione di uscita pari a: $V_o = -R_f \times I_{B-}$. Se R_1 è molto elevata (es. 1Mohm) e $I_{B-} = 500$ nA, anche se V_i è nullo si ha che $V_o = -0,5V$.

Questo valore può essere intollerabile; per ridurre tale effetto la tecnica più usata consiste nel fare in modo che le resistenze viste dai due terminali di ingresso verso massa coincidano. Si ottiene ciò inserendo, come abbiamo già detto sopra, tra il terminale non invertente e massa una resistenza di compensazione di valore $R_4 = R_1 // R_f$. Questo solo se le due correnti sono uguali, ma per l'inevitabile asimmetria dello stadio di ingresso esiste una differenza tra le due correnti di polarizzazione.

Questa differenza è detta **Corrente di Offset** definita come:

$$I_{OS} = |I_{B+} - I_{B-}|$$

Questa corrente è dell'ordine di 200 nA per i BJT e 10 pA per i FET, e produce un errore pari a: $V_o = R_f \times I_{OS}$ e, per minimizzarlo bisogna usare un valore di R_f non troppo elevato.



- Figura n. 12 -

Resistenza di ingresso

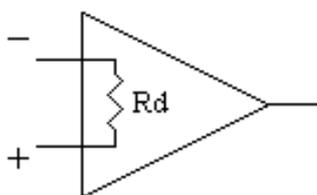
Per definizione la resistenza di ingresso di un quadripolo è definita come:

$$R_i = V_i / I_i$$

Essendo l'operazionale dotato di due ingressi dobbiamo necessariamente definire almeno due tipi di resistenze di ingresso:

1. Resistenza Differenziale (R_d):

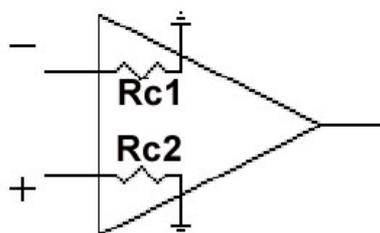
La resistenza differenziale è quella che si vede tra il terminale non invertente e quello invertente, di solito è dell'ordine di qualche MOhm fino ad arrivare a varie migliaia di MOhm se gli ingressi di questo sono realizzati con tecnologia JFET o MOSFET.



- Figura n. 13 -

2. Resistenza di modo comune (R_c):

La resistenza di modo comune è quella che si vede tra ogni terminale di ingresso e la massa. In questo caso possiamo ancora considerare due possibilità, la resistenza o impedenza fra la massa e il terminale di ingresso negativo e quella fra la massa e il terminale di ingresso positivo. Vedi figura n.14.

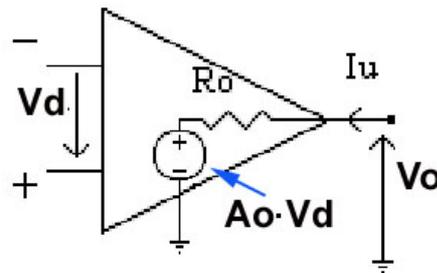


- Figura n. 14 -

Nel noto e diffuso μA 741 la resistenza R_{c2} vale circa 1 o 2 Mohm, per arrivare per il TL081 a 10^{12} Ohm. È molto importante osservare che viceversa, la resistenza R_{c1} cioè quella misurata dall'ingresso negativo e massa, per definizione di massa virtuale dell'amplificatore operazionale è estremamente piccola e quindi nella pratica, la resistenza di ingresso di un circuito amplificatore che usa un operazionale è uguale al valore della resistenza R_1 scelta per il terminale di ingresso negativo.

Resistenza di uscita

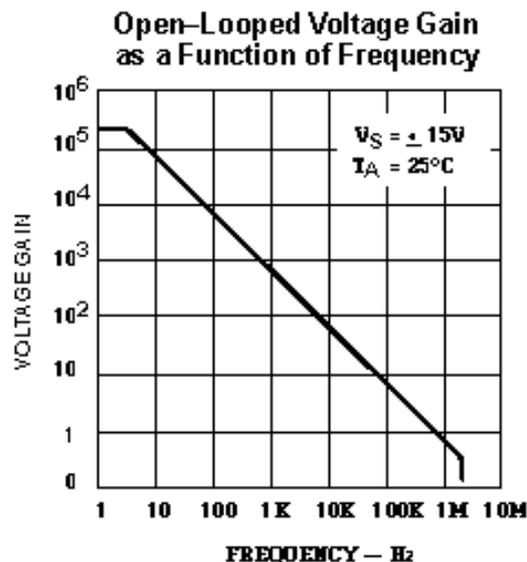
La resistenza di uscita R_o nel caso reale non può mai essere zero neanche quando il suo valore è abbastanza piccolo, cioè dell'ordine di qualche centinaio di Ohm. La definizione di resistenza di uscita è simile a quella impiegata per calcolare la resistenza di ingresso, nel nostro caso la definiamo con la formula: $(R_o = V_o/I_u)$ e si ragiona sul circuito di figura n.15 dove il generatore di tensione dipendente dalla V_d rappresenta il guadagno differenziale dell'operazionale. Nel caso del μA 741 la resistenza di uscita vale 75 ohm.



- Figura n. 15 -

Guadagno ad anello aperto e risposta in frequenza

Abbiamo già detto che il guadagno ad anello aperto A_{ol} non può assolutamente essere considerato infinito ma assume un valore preciso e soprattutto, come abbiamo già detto in precedenza, è fortemente dipendente dalla frequenza. Per il noto μA 741 il guadagno ad anello aperto vale circa 200.000 a frequenza nulla, ma questo guadagno relativamente elevato si riduce drasticamente appena si superano alcuni Hertz. Il grafico di figura n.16 mostra infatti la presenza di un polo a circa 6 o 7 Hz. Da un punto di vista generale, per ogni operazionale viene dato il parametro GBW guadagno per larghezza di banda (chiamato anche figura di merito), che nel caso del μA 741 è di 1 MHz, questo significa che se il guadagno nella particolare configurazione è unitario, la larghezza di banda è di 1 MHz; mentre se il guadagno è superiore all'unità, ad esempio per un'amplificazione pari a 10, allora la larghezza di banda diminuisce e sarà $1\text{MHz}/10$, cioè 100 kHz.



- Figura n. 16 -

Common Mode Rejection Ratio CMRR

Questa caratteristica è una delle più importanti di un amplificatore operazionale poiché è in grado di farci stimare in partenza la capacità della sua amplificazione differenziale e il perfetto bilanciamento fra i suoi due ingressi. Se l'operazionale è perfettamente bilanciato e in grado di avere un buon rapporto fra i segnali amplificati e i rumori elettronici accidentali che potrebbero capitare ai suoi ingressi. Normalmente un alto valore del CMRR è considerato un pregio per l'operazionale.

Ragioniamo utilizzando lo schema di figura n.17. La tensione di uscita, nel caso ideale sarebbe uguale alla seguente relazione: $V_o = A_{ol} \times V_d$, dove A_{ol} è l'amplificazione ad anello aperto e V_d il segnale differenziale applicato che come vediamo dallo schema, lo abbiamo collegato contemporaneamente ai due ingressi. In questo caso, infatti, essendo uguali le due tensioni applicate, non dovremo avere nessun segnale in uscita. Nella pratica invece, a causa delle asimmetrie che abbiamo detto e della cattiva calibrazione delle resistenze interne del chip del circuito operazionale, si rileva una certa tensione in uscita. Di conseguenza, sarebbe come se la V_o dipendesse anche dal valor medio delle tensioni applicate ai due ingressi.

Se chiamiamo V_c (tensione di modo comune) questo valor medio si può scrivere:

$$V_c = (V^+ + V^-)/2$$

Per cui, tenendo conto di quest'altro fattore, se l'operazionale è reale, la tensione di uscita deve valere:

$$V_o = A_{ol} \times V_d + A_c \times V_c$$

A_{ol} è il guadagno in open-loop che l'amplificatore dovrebbe normalmente garantire, mentre A_c è il guadagno di modo comune (che potremo definire come parametro di difetto), definito come il guadagno dell'operazionale con V_c applicata ad entrambi gli ingressi.

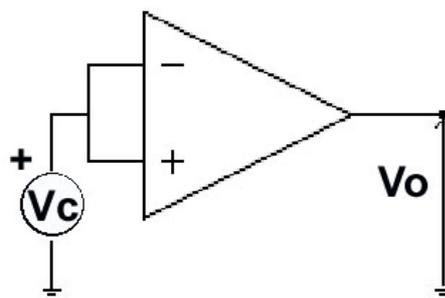
Il guadagno di modo comune è definito come:

$$A_c = V_o/V_c \text{ (con } V_d=0\text{)}$$

Esprimendo più correttamente il guadagno A_{ol} come guadagno differenziale A_d cioè guadagno offerto dall'amplificatore operazionale quando è sottoposto al segnale differenziale V_d , ciò che equivale a dire più semplicemente $A_{ol} = A_d$ possiamo definire il CMRR.

Si definisce CMRR (Common Mode Rejection Ratio) come:

$$CMRR = 20 \log_{10} | A_d / A_c |$$



- Figura n.17 -

In genere questo fattore viene espresso in dB. Nel caso ideale A_c è nullo per cui il rapporto vale infinito, nel caso reale invece A_c , anche se piccolo, non è nullo.

Slew-rate

Lo slew-rate è in pratica la misura della velocità di risposta di un amplificatore operazionale e indica la sua capacità di reagire ad una sollecitazione ad un suo ingresso. In genere se un segnale applicato all'ingresso varia in un tempo brevissimo, la tensione di uscita V_o di un operazionale non potrà essere riprodotta seguendo fedelmente tutte le variazioni del segnale ma, determinerà un ritardo. Più risulta elevata l'ampiezza del segnale applicato, maggiore è la difficoltà del dispositivo di seguire la sua elongazione. Normalmente lo Slew-Rate (SR) si misura in Volt su microsecondo. La limitazione dello slew-rate è causata dalla circuiteria interna dell'amplificatore operazionale nel pilotaggio dei carichi capacitivi, sia interni che esterni. Il più delle volte è proprio il condensatore di compensazione che limita lo slew-rate. Nell'operazionale uA741 lo slew-rate è pari a $0,5 \text{ V}/\mu\text{S}$, ed è piuttosto basso se lo paragoniamo allo slew-rate dell'amplificatore operazionale LH0032 che risulta $500\text{V}/\mu\text{S}$.

Si definisce Full Power Bandwidth (FPB) il rapporto fra lo Slew-Rate e la massima ampiezza del segnale applicato all'ingresso:

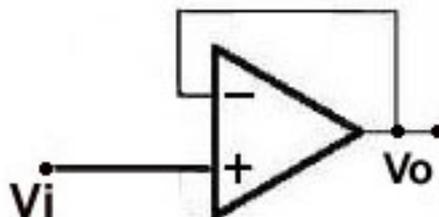
$$FBP = \frac{SR}{2 \cdot \pi \cdot V_{i(MAX)}}$$

(007)

In pratica da questa formula è possibile avere la massima frequenza che può avere un segnale sinusoidale di ampiezza V_i (Max) affinché possa essere riprodotta in uscita una sinusoide con distorsione inferiore all'1%. Oppure determinare l'ampiezza massima che deve avere un segnale sinusoidale applicato all'ingresso di un operazionale per amplificare correttamente lo stesso segnale fino ad una frequenza FOB. (vedi anche NOTA3)

Esempi di circuiti con amplificatori operazionali

Un primo esempio di circuito molto utilizzato nei progetti analogici che utilizza un amplificatore operazionale è il cosiddetto inseguitore di tensione. La figura n.18 mostra il classico esempio.



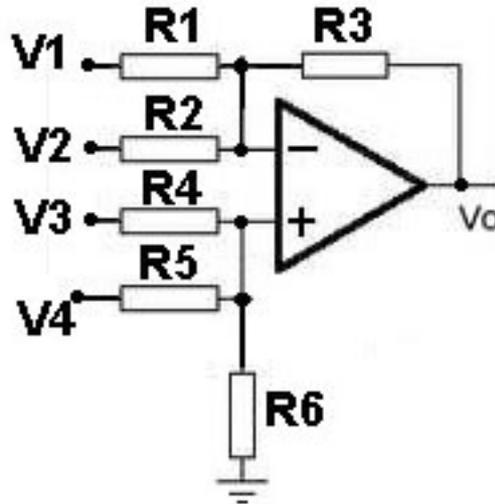
- Figura n. 18 -

La reazione negativa totale generata grazie al collegamento diretto fra il terminale di uscita e l'ingresso negativo, determina in questo circuito un'amplificazione unitaria. Il circuito quindi non modifica né l'ampiezza del segnale applicato all'ingresso né la sua fase. L'impiego di questa configurazione viene quindi preferito nei casi in cui dobbiamo disaccoppiare due circuiti.

L'inseguitore di tensione ha infatti un'impedenza di ingresso molto elevata mentre l'impedenza di uscita è piccolissima.

Operatore algebrico di somma o differenza

La figura n.19 mostra una configurazione che ci permette di esaminare l'operazionale come un operatore aritmetico utilizzabile per le operazioni di somma e differenza di segnali applicati all'ingresso.



- Figura n. 19 -

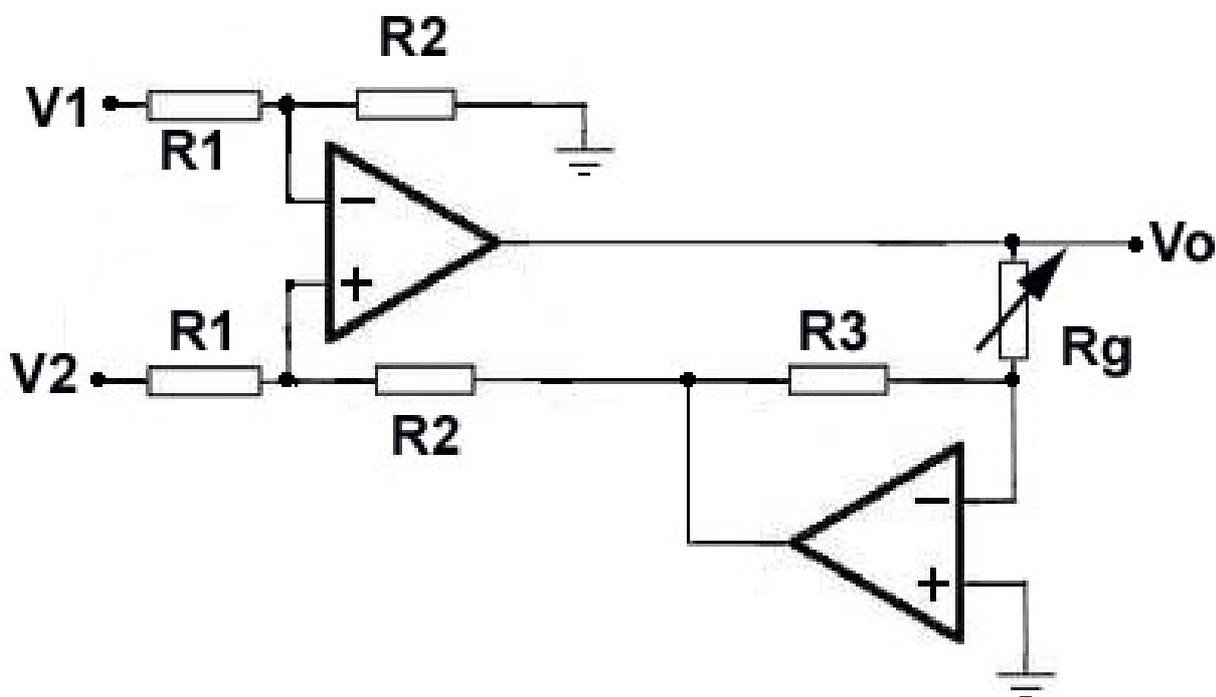
$$V_o = -\frac{R_3}{R_1} \cdot V_1 - \frac{R_3}{R_2} \cdot V_2 + \left(\frac{R_6 // R_5}{R_6 // R_5 + R_4} \right) \left(1 + \frac{R_3}{R_1 // R_2} \right) \cdot V_3 + \left(\frac{R_4 // R_6}{R_4 // R_6 + R_5} \right) \left(1 + \frac{R_5}{R_1 // R_2} \right) \cdot V_4 \quad (008)$$

Con un opportuno valore delle resistenze si può ottenere:

$$V_o = -V_1 - V_2 + V_3 + V_4 \quad (009)$$

E quindi il circuito presentato può essere utilizzato per sommare due o più segnali o fare differenza fra determinati segnali applicati agli ingressi.

Amplificatore differenziale bilanciato a guadagno variabile.



- Figura n. 20 -

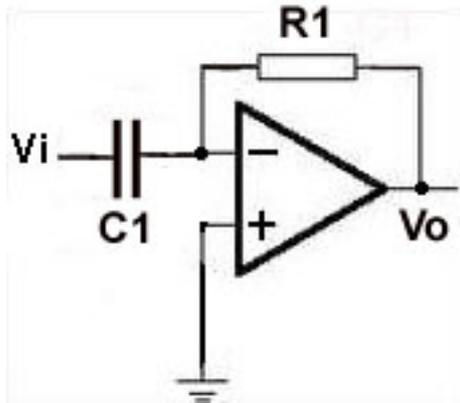
Nelle più sofisticate applicazioni di strumentazione elettronica vengono spesso richiesti amplificatori differenziali ben bilanciati ma, contemporaneamente con la possibilità di variare il guadagno entro certi limiti. Il circuito della figura n.20 mostra come può essere realizzata questa funzione.

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_g}{R_3} \cdot (V_2 - V_1)$$

(010)

La formula 010 mostra la relazione fra V_o e il segnale differenziale applicato all'ingresso.

Circuito derivatore con OA

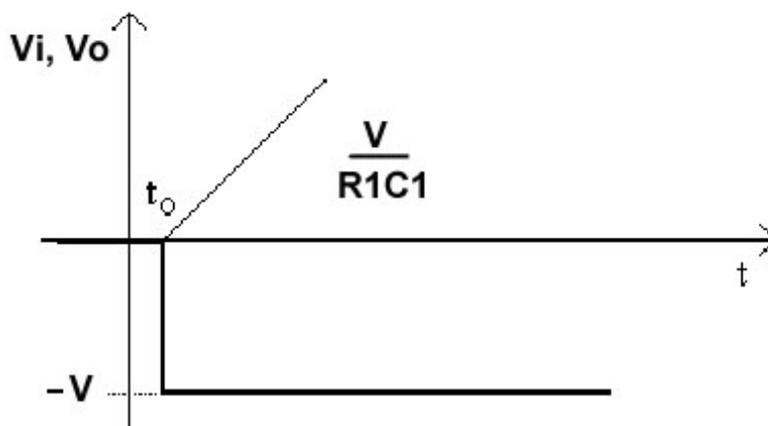


- Figura n. 21 -

Questa configurazione prende il nome di derivatore ideale. In questo circuito la tensione di uscita V_o è proporzionale alla derivata del segnale di ingresso V_i . Se consideriamo l'operazionale ideale, vale la relazione:

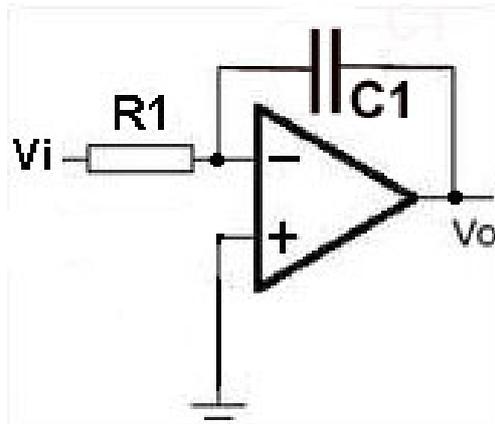
$$V_o = -R1 \cdot C1 \cdot \frac{dV_i}{dt} \quad (011)$$

Se in questo circuito applichiamo come segnale di ingresso una rampa, si ottiene all'uscita un gradino di tensione. La derivazione grafica di una rampa produce appunto un segnale costante (cioè un gradino di ampiezza stabilita). Applicando al posto di V_i una rampa di equazione $V_i = (V/R1C1) \cdot t$, (con $V/R1C1$ coefficiente angolare), a partire dall'istante t_0 , si otterrà all'uscita un gradino di ampiezza V , come si può vedere dal grafico di figura n.22. Infatti, dalla $V_o = -R1C1(dV_i/dt)$, sostituendo l'espressione di V_i si ha $V_o = -V$.



- Figura n. 22 -

Circuito integratore con OA



- Figura n. 23 -

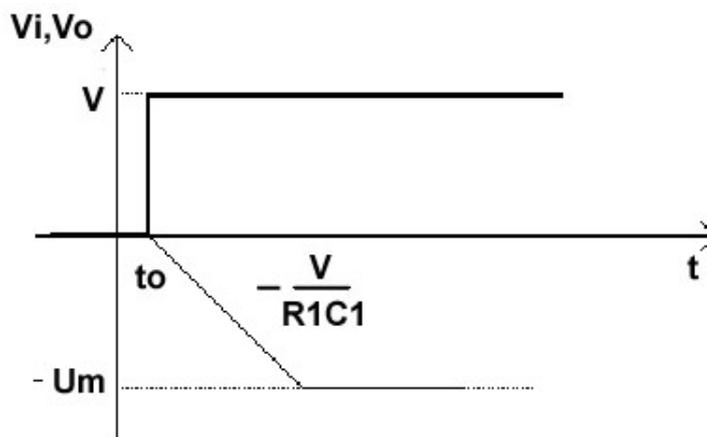
Questa configurazione la si ottiene invertendo la posizione circuitale della capacità C1 con quella della resistenza R1. L'uscita di questo circuito ci fornisce un segnale Vo proporzionale all'integrale del segnale di ingresso Vi. Per questo circuito vale la relazione analitica:

$$V_o = -\frac{1}{R_1 C_1} \int V_i dt$$

(012)

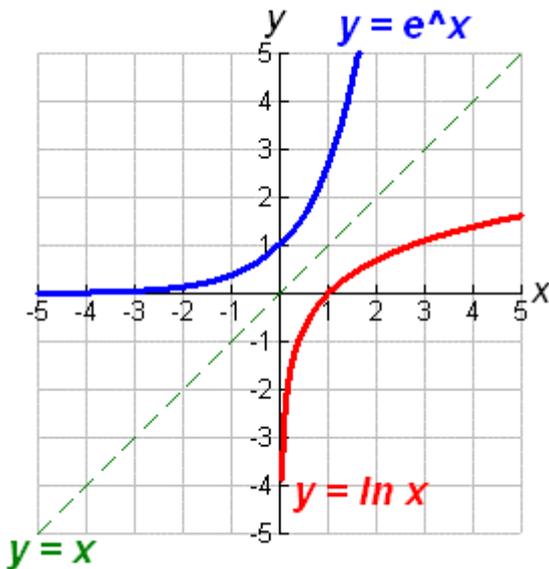
Se applichiamo all'ingresso, al posto della Vi un segnale a gradino di ampiezza V si ottiene all'uscita una rampa negativa, la cui equazione è $V_o = -(V/R_1 C_1) \times t$, la rampa è negativa perché l'ingresso è applicato al terminale invertente.

Nell'istante $t = t_0$ viene applicato un gradino di ampiezza V, dalla relazione che lega la Vo alla Vi, sostituendo alla Vi il valore del gradino si ottiene una rampa negativa di equazione $V_o = -(V/R_1 C_1) \times t$ con pendenza $-V/R_1 C_1$, questo fino ad arrivare alla saturazione (negativa) dell'operazionale ($-U_m$), oltre questo valore, la Vo rimane costante. Vedi grafico n.24.

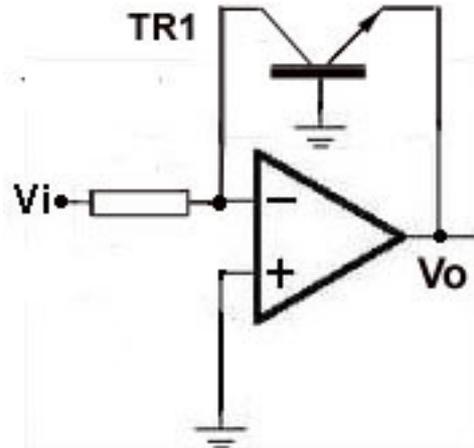


- Figura n. 24 -

Amplificatore logaritmico



-Figura n. 25 -

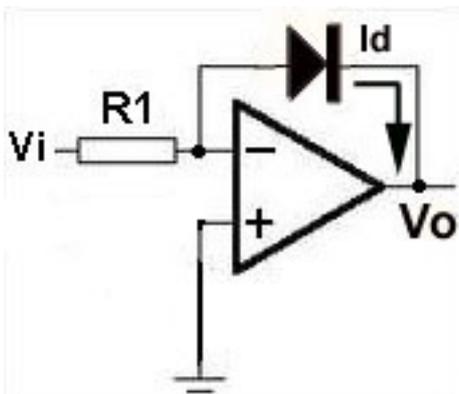


- Figura n. 26 -

L'amplificatore logaritmico è costituito da un amplificatore operazionale in configurazione invertente che utilizza un transistor BJT al silicio nella rete di retroazione negativa, vedi figura n.26. In pratica il circuito sfrutta la caratteristica forma esponenziale della curva di collettore del transistor connesso a base comune a massa (vedi anche nota 2). Risulta evidente che se l'elemento di reazione ha una curva esponenziale, la funzione di trasferimento del circuito riproduce quell'andamento e quindi il segnale di uscita è funzione logaritmica dell'ingresso. Quanto detto dipende anche dalla precisa posizione circuitale di quel componente nella rete di reazione. Se l'elemento non lineare sostituisce la "Rf", il dispositivo svolge la funzione di amplificatore logaritmico, ma, se il componente non lineare sostituisce il resistore R1 allora si può ottenere un amplificatore antilogaritmico.

I primi amplificatori logaritmici utilizzavano un diodo al posto del transistor e sfruttavano la curva caratteristica di quest'ultimo (vedi anche nota 1).

(013)



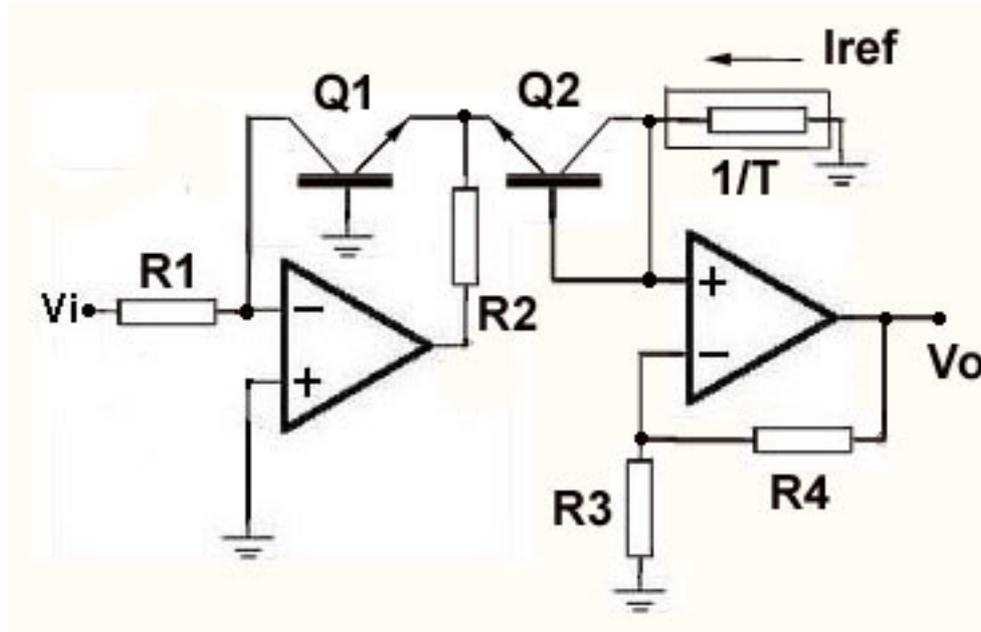
- Fig n. 27 -

$$V_o = \frac{kT}{q} \cdot \ln\left(\frac{V_i}{R1 \cdot I_d}\right)$$

Si dimostrava facilmente che la tensione in uscita dipendeva dalla relazione 013 in cui "k" è la costante di Boltzman pari a $1,3806 \cdot 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$, "T" la temperatura del componente in gradi Kelvin e "q" la carica dell'elettrone pari a $1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$. Tuttavia amplificatori logaritmici di questo tipo presentavano numerosi inconvenienti tra cui la forte dipendenza alla temperatura e

problemi di dinamica. Con l'impiego del transistor alcuni inconvenienti furono ridotti ma per avere circuiti con funzioni di trasferimento più adeguate agli scopi, e soprattutto più stabili e precisi, si adottarono diversi accorgimenti migliorativi.

Il circuito di figura n.28 mostra un circuito a due operazionali e due transistori che utilizza anche un termistore (resistenza termica) utilizzata per compensare le variazioni termiche prodotte dalla temperatura.



- Figura n. 28 -

La funzione di trasferimento di questo tipo di circuito logaritmico è la seguente:

$$V_o = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \left(\frac{R4}{R3} + 1 \right) \cdot \left(\ln\left(\frac{V_i}{R1}\right) - \ln(I_{ref}) \right) \quad (014)$$

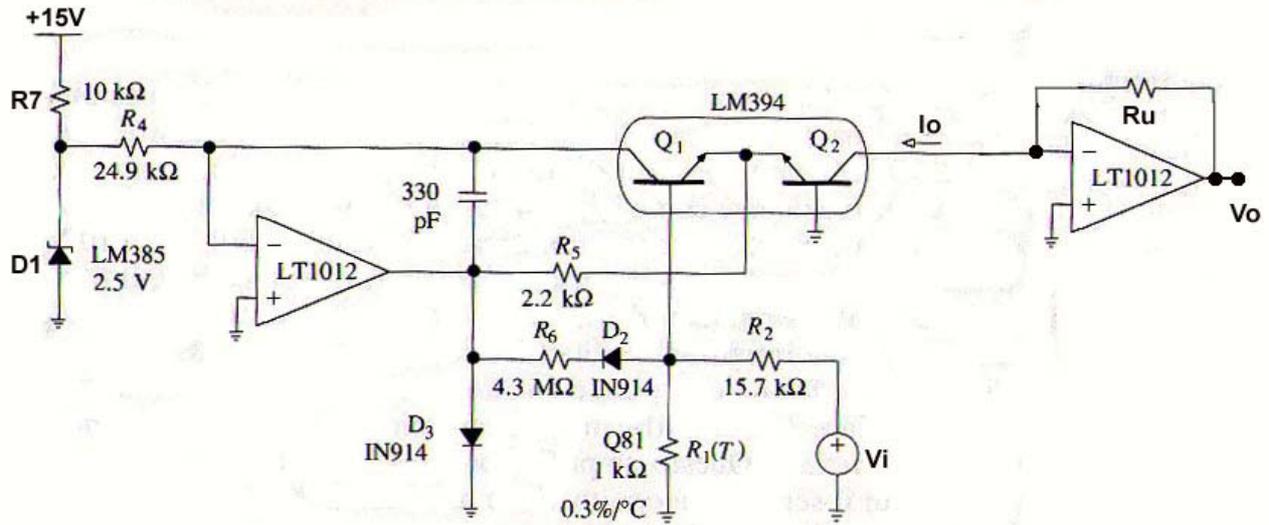
Scegliendo un opportuno termistore e assicurandoci che il termine $(R4/R3+1)$ abbia una pendenza di $1/T$ noi possiamo facilmente compensare il drift termico prodotto dal fattore kT/q .

Il progetto illustrato dallo schema n. 28 è un esempio didattico interessante di amplificatore logaritmico. Voglio ora mostrare una versione perfettamente funzionante illustrando lo schema di un progetto di amplificatore logaritmico estratto dalla bibliografia che utilizza una configurazione circuitale molto simile a quella proposta dallo schema n. 28.

Lo schema di figura n.29 è stato realizzato facendo uso di un componente National Semiconductor chiamato LM394. In questo chip possiamo trovare due transistori in matching che in gergo significa due componenti dotati di identiche caratteristiche elettriche e quindi idonei per l'impiego proposto. Il termistore deputato alla compensazione termica è Q81. L'operazionale di ingresso è LT1012 della Linear Technology a basso rumore e dotato di ottime caratteristiche. La resistenza R1 e R2 fissano il fattore di scala ($K_v=1$ V/decade), mentre R3, R4 e D1 fissano la tensione di riferimento.

La figura n.30 mostra il caso di un amplificatore antilogaritmico che potremo anche definire come amplificatore esponenziale. Per ottenere un tale dispositivo è stato sufficiente spostare la posizione del transistor lungo la rete di reazione.

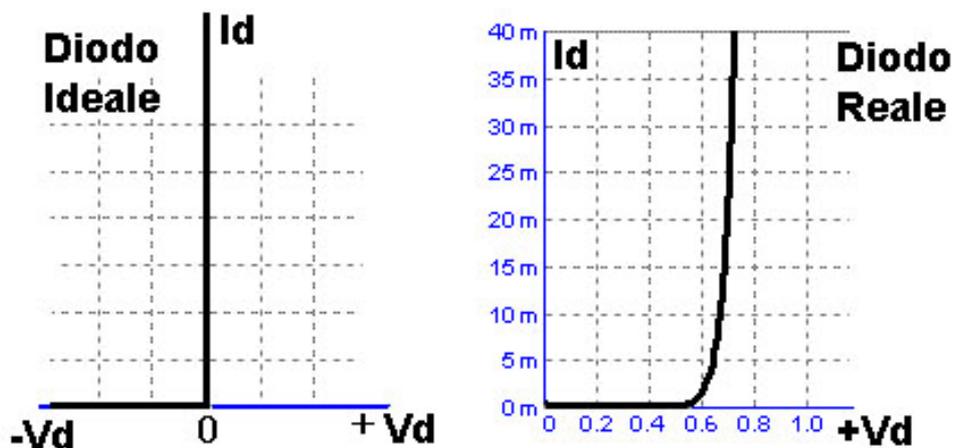
Un amplificatore antilogaritmico professionale è quello mostrato nella figura n.31.



- Figura n. 31 -

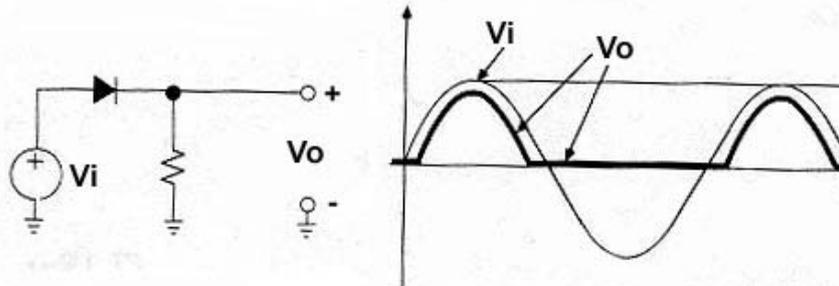
Diodo ideale (Raddrizzatore a semionda di precisione)

Sappiamo che un diodo a semiconduttore presenta nella sua caratteristica di trasferimento (I_d , V_d) una pronunciata non linearità. Questo fatto, come abbiamo già detto nei paragrafi precedenti, è stato sfruttato per progettare gli amplificatori logaritmici. Il diodo a semiconduttore ha anche una tensione di soglia sotto la quale il diodo non conduce corrente. Questa tensione di soglia vale per i diodi al silicio circa 0,7 volt, mentre per quelli al germanio il suo valore si assesta a circa 0,2/0,3 volt.



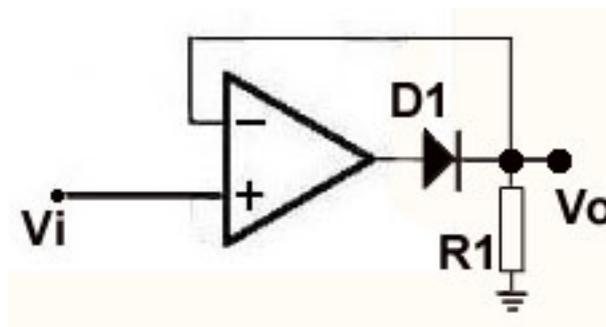
- Figura n. 32 -

La foto n. 32 mostra la differenza fra le caratteristiche I_d , V_d di un diodo ideale confrontato con un generico diodo al silicio. La tensione di soglia di un diodo (V_s) si presenta come un inconveniente nei raddrizzatori elettrici poiché deve essere sottratta dal valore di tensione del picco di uscita del raddrizzatore che ne risulta quindi diminuito. Inoltre, la semionda raddrizzata presente all'uscita dei raddrizzatori è deformata a causa della non linearità della caratteristica stessa del diodo. Vedi figura n.33.



- Figura n. 33 -

Grazie all'amplificatore operazionale è possibile risolvere quest'inconveniente. Lo schema di figura n. 34 mostra un rettificatore ideale a una semionda per impieghi generali. Quando $V_i > 0$ l'amplificatore operazionale cerca di mantenere $V_i = V_o$ (notasi la circuitazione ad inseguitore di tensione) e per fare questo deve fornire corrente al resistore R1 tramite il diodo D1 che risulta quindi polarizzato direttamente. Il diodo offre una caduta di tensione di 0,7 volt. Per compensare la caduta di tensione l'operazionale deve avere in uscita un'escursione più alta di V_o di circa 0,7 volt. L'amplificatore è in grado di espletare questa funzione fintanto che la sua uscita è contenuta entro V_{satH} .

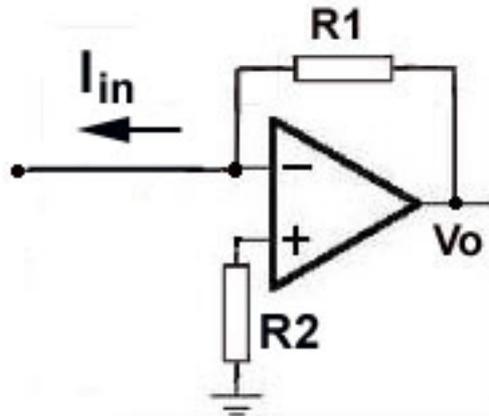


- Figura n. 34 -

Quando $V_i < 0$ l'amplificatore non è più capace di mantenere $V_i = V_o$ perché per far questo dovrebbe assorbire corrente da R1, mentre il diodo non può condurre nella direzione inversa. Se il diodo non è in conduzione l'operazionale lavora a loop aperto e perlopiù $V_i < 0$, quindi $V_o = 0$ (poiché collegato al terminale negativo). L'amplificatore operazionale è saturo alla tensione V_{satL} .

Convertitore Corrente - tensione

Un circuito operazionale è già di per se un convertitore corrente tensione. Un semplice circuito di principio può essere realizzato considerando lo schema raffigurato dall'immagine n.35.



- Figura n. 35 -

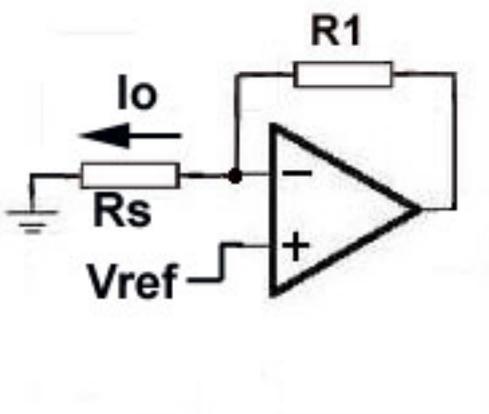
La corrente assorbita attraverso il piedino invertente "in" può essere facilmente convertita in tensione attraverso la relazione:

$$V_o = R_1 I_{in}$$

La resistenza R2 viene posta identica a R1 per minimizzare l'errore di Bias.

Convertitore Tensione - corrente

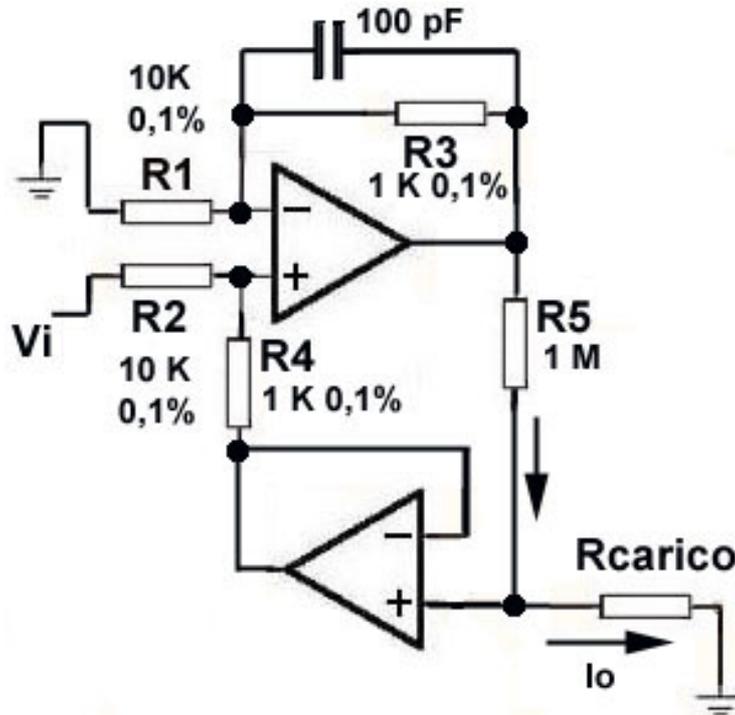
Lo schema in figura n.36 mostra il più semplice schema utilizzato per convertire una tensione (Vref) in corrente. Il valore della corrente in uscita dipende unicamente dal valore della resistenza Rs. Regolando opportunamente R1 è possibile ottenere prestazioni sufficienti a patto di non superare le correnti massime previste per il tipo di operazionale adoperato.



- Figura n. 36 -

Uno dei circuiti più utilizzati per ottenere agevolmente delle prestazioni ottimali per tutte le applicazioni più disparate è il convertitore tensione corrente di Howland, vedi la figura n.37. Questa categoria di circuiti sono chiamati in gergo V.C.C.S. (Voltage Controlled Current

Source). Modificando opportunamente il resistore R5 e utilizzando un operazionale adeguato è possibile ottenere un V.C.C.S. anche per correnti sensibilmente più elevate. Un OPA551 può facilmente erogare fino a 200 mA di corrente in uscita, oppure utilizzando un LH0101K della National è possibile arrivare anche a 2 ampere. Ovviamente, per avere più corrente è possibile anche ricorrere a configurazioni circuitali tipo a Bootstrap.



- Figura n. 37 -

La funzione di trasferimento del circuito è la seguente:

$$I_o = \frac{V_i \cdot R_3}{R_5 \cdot R_1} \quad \frac{R_3}{R_1} = \frac{R_4}{R_2}$$

(016)

Con i valori rappresentati dallo schema in figura la corrente di uscita nel carico è 1 μ A per $V_i = 10$ V.

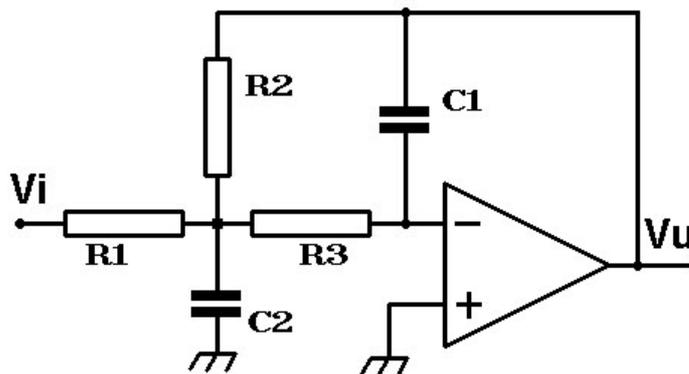
Filtri attivi con operazionali

Il termine "Filtro attivo" presuppone che stiamo trattando circuiti di filtro di tipologia passiva, cioè costituita da resistori e condensatori che tramite l'uso degli amplificatori operazionali possono essere resi attivi e quindi avere speciali caratteristiche di impiego generale. Se colleghiamo un amplificatore operazionale all'interno di circuiti RC possiamo per esempio sfruttare la grande amplificazione di tensione degli operazionali per ottenere prestazioni molto elevate da parte di un filtro. Per esempio con pochi elementi circuitali aggiunti è possibile avere subito un filtro di ordine elevato. Oltretutto con circuiti modestamente complessi, che usano pochi amplificatori operazionali è possibile realizzare filtri di 8° ordine o anche di 10° ordine e progettare le più svariate risposte come tipo Butterworth, Bessel, Chebyshev ecc.

In precedenza quando abbiamo mostrato i circuiti derivatori oppure i circuiti integratori in realtà abbiamo già presentato dei semplici filtri poiché questi due circuiti se analizzati a regime sinusoidale si comportano anche da filtri di primo ordine.

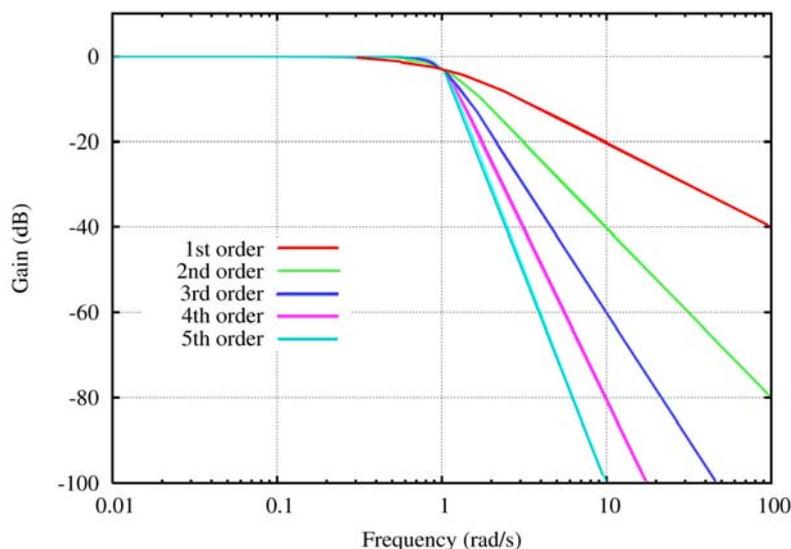
In questo contesto non approfondiremo l'argomento che necessiterebbe di un lavoro realizzato ad hoc e che certamente impiegherebbe fiumi di inchiostro. In questa sede studieremo solamente alcuni circuiti fondamentali realizzati con OA.

LPF a reazioni multiple



- Figura n. 38 -

Lo schema in figura n.38 mostra un circuito molto diffuso di filtro passa basso (LPF) di 2° ordine. In fase di progetto può essere stabilita oltre che la frequenza di taglio, il coefficiente di merito e l'amplificazione. Il valore del coefficiente di merito "Q" che varia tra 0,5 a 1 modifica la risposta del filtro.



- Figura n. 39 -

La figura n.39 mostra una classica risposta tipo butterworth in un grafico normalizzato. I vari colori mostrano l'ordine del filtro. Più elevato è l'ordine del filtro più la risposta del filtro si avvicina ad una condizione ideale. Assicurandoci di avere un coefficiente di merito pari a 0,7 il filtro a reazioni multiple illustrato alla figura n.38 lavorerà con una risposta tipo butterworth. Indicando con "f" la frequenza in Hz, con "A" l'amplificazione e indicando il coefficiente di merito con il termine "Q" ecco i criteri di progetto del filtro:

$$C1 = 10^{-5} / f \quad (\text{per avere } C1 \text{ in Farad}) \quad (017)$$

$$R1 = \frac{1}{4 \cdot Q \cdot \pi \cdot f \cdot C1} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot Q^2 \cdot (A+1)}{k}} \right) \quad (018)$$

Dove il termine "k" deve essere sempre maggiore >> di $4 Q^2 (A+1)$.

Il termine "k" è considerato il rapporto fra le due capacità del filtro. $k = C2/C1$

$$R2 = A \cdot R1$$

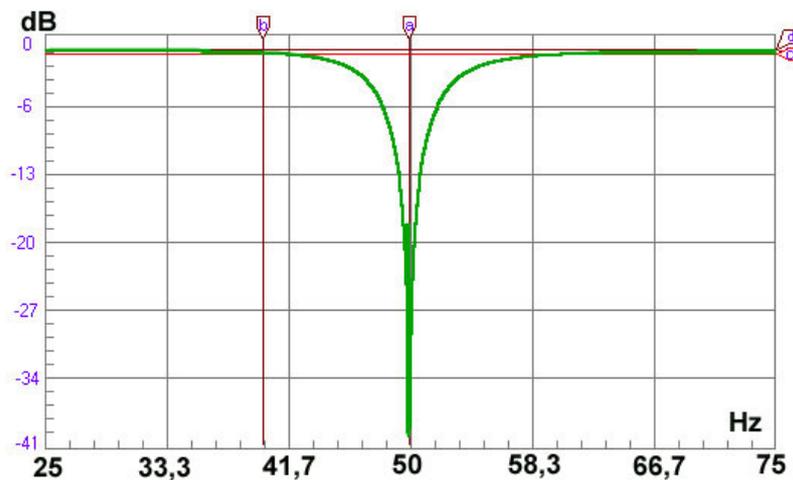
Per R3 vale:

$$R3 = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot C1^2} \cdot R2 \cdot k \quad (019)$$

Ed infine:

$$C2 = k \cdot C1$$

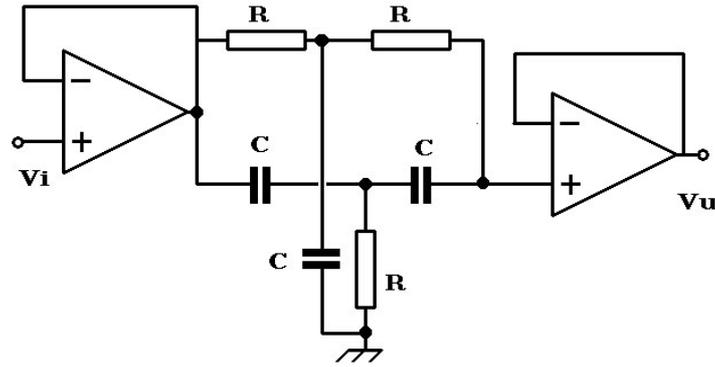
Filtro notch a rejezione di banda



- Figura n.40 -

Un filtro notch è un filtro a rejezione di banda molto usato quando si vuole eliminare completamente una certa banda di frequenza. La figura n.40 mostra come esempio la risposta di un filtro notch da 50 Hz. La figura successiva n. 41 mostra un semplice progetto con amplificatori operazionali.

- Tratto dal libro "Lecture di elettronica" di Vincenzo Iorio

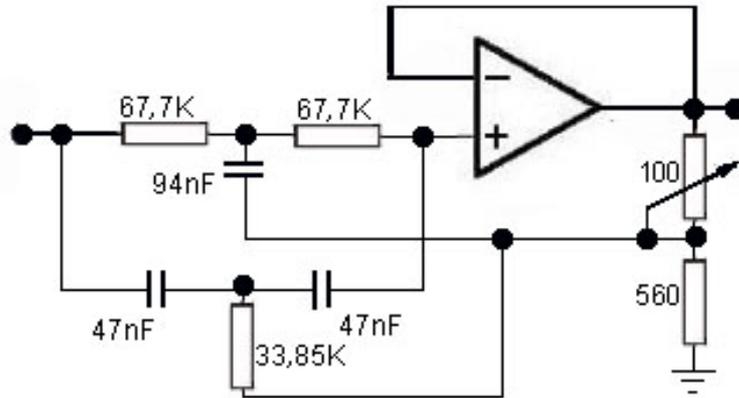


- Figura n. 41 -

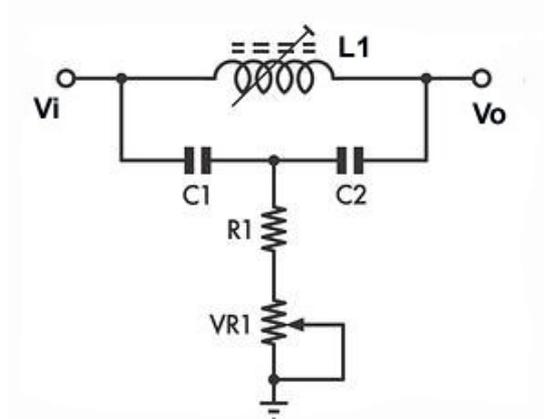
La frequenza del notch è calcolata attraverso la formula:

$$F_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

La figura n. 41b mostra il caso di un filtro notch variabile dotato di alta selettività.



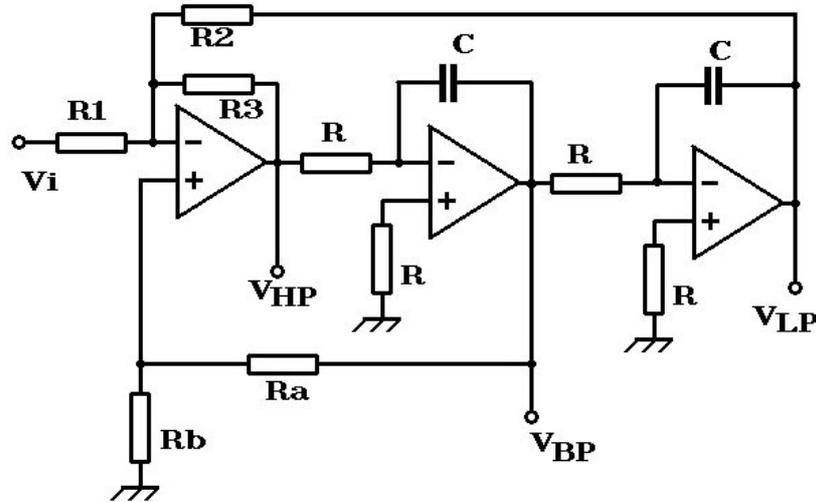
- Fig. 41b -



- Fig. n. 41c -

La figura 41c mostra come esempio un filtro notch ottenuto utilizzando solo componenti passivi.

Un esempio di filtro a variabile di stato



- Figura n. 42 -

Il filtro illustrato nella figura n.42 è un filtro a variabili di stato dotato di tre uscite indipendenti. A seconda dei casi possiamo scegliere l'uscita opportuna per avere un filtro LPF (Low Pass Filter), oppure un HPF (High Pass Filter) ed infine anche un BPF (Band Pass Filter). I criteri di progetto sono molto semplici. Considerando "Q" il coefficiente di merito del filtro ($Q=0,7$ per risposta Butterworth) possiamo scrivere:

$$R_a = (Q \cdot 3 - 1) \cdot R_b$$

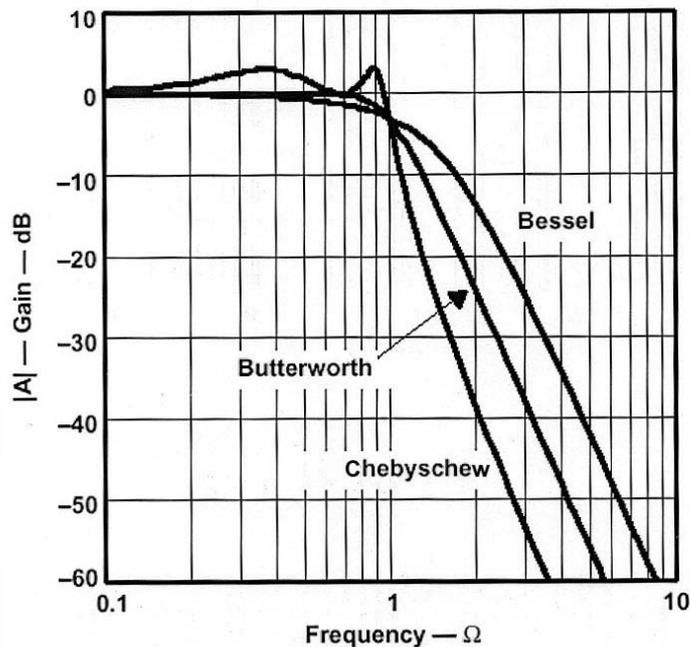
Per calcolare sia la frequenza di taglio (nel caso usiamo un LPF o HPF) oppure la frequenza di centro banda, nel caso di un filtro BPF, possiamo scrivere:

$$F_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Ricordiamo che per avere un offset al minimo dobbiamo avere $R_b = 1/3 R$ e $R_1=R_2=R_3=R$

Nota esplicitiva sui tipi di risposte dei filtri

Come abbiamo già detto, non possiamo approfondire in questa sede il vasto argomento relativamente ai filtri e soprattutto i dettagli di quanto concerne le varie risposte in frequenza di questi ultimi, tuttavia ho pensato in questo paragrafo di scrivere pochissime righe su quest'interessante argomento che potrebbero in qualche modo completare il breve quadro che abbiamo esaminato sui filtri attivi. In questo modo potrei riuscire ad offrire sintetiche informazioni che potrebbero indicare all'appassionato il preciso e ulteriore percorso di approfondimento necessario.



-Figura n. 43 -

La figura n.43 mostra un grafico normalizzato che illustra alcune risposte tipiche di un filtro attivo. La risposta tipo **Butterworth** offre una banda passante piatta, una bassa pendenza dopo la frequenza di taglio in dipendenza all'ordine del filtro e un profilo arrotondato in prossimità del taglio. La risposta **Chebyshev** è la più ripida dopo la frequenza di taglio, e questo potrebbe rendere tali filtri maggiormente usabili poiché questo comportamento si avvicina al filtro ideale. Purtroppo la risposta **Chebyshev** ha un certo numero di ondulazioni sul ginocchio di taglio. Questo fatto obbliga il progettista ad adoperare questa risposta solo in alcuni casi specifici. La risposta **ellittica** o di **Cauer** (non riportata dal grafico) presenta delle ondulazioni sia in banda passante che dopo il taglio ma la pendenza dopo il taglio è ancora più ripida di quella precedente. La risposta tipo **Bessel** (o **Thomson**) ha una pendenza non molto ripida ma, in compenso la risposta allo sfasamento (non riportata graficamente) è quasi lineare in banda passante.

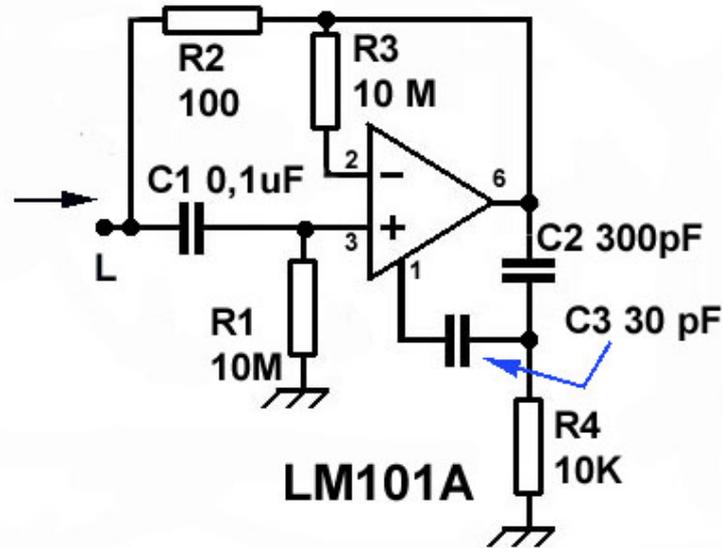
Simulazione di reti elettriche con gli operazionali

Tramite gli amplificatori operazionali è possibile simulare le caratteristiche delle principali reti elettriche che conosciamo. Un operazionale può essere configurato per simulare gli effetti di un capacitore di un induttore o altro. Vediamo subito degli esempi concreti.

Simulazione di un induttore

Un induttore ha una sua precisa funzione di trasferimento che può essere facilmente simulata tramite un circuito che utilizza un OA. La simulazione riguarda sia gli aspetti del modulo della funzione di trasferimento che quelli della fase. Un induttore simulato può essere facilmente sostituito in un circuito ad un induttore reale al fine di ottenere gli stessi effetti. Alcuni filtri ellittici, per esempio, che progettati con circuiti RLC utilizzano un numero molto elevato di induttori, e

per di più ognuno con un preciso valore di induttanza, riescono ad essere realizzati molto più facilmente se gli induttori sono realizzati in questo modo.



- Figura n. 44 -

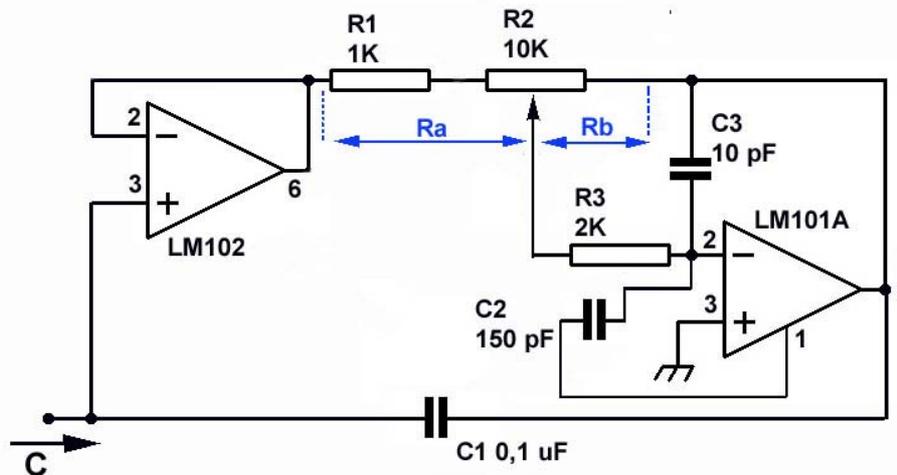
Il circuito raffigurato nella figura n.44 mostra un induttore simulato da un operazionale e da una rete di condensatori e resistori. Il condensatore C3 da 30 pF è connesso al piedino n.1 dell'LM101A ed ha funzione di compensazione (i piedini 1 e 8 sono normalmente utilizzati per tale scopo). Volendo è anche possibile cambiare il tipo di operazionale selezionando un modello con caratteristiche simili. Il valore dell'induttanza dipende dalla formula:

$$L = R1 \cdot R2 \cdot C1$$

Il resistore "R2" rappresenta anche la resistenza serie dell'induttore, quella cioè che determina la perdita e ne definisce il Q di merito. Il resistore R1 rappresenta invece l'eventuale resistenza parallelo. Il progettista dovrà stimare queste grandezze e tenere conto della loro reciproca influenza al fine di ottenere la migliore simulazione richiesta dal suo circuito.

Il lettore consideri che uno dei vantaggi offerti da questa tecnica, cioè quella di simulare un induttore attraverso l'uso di un circuito con OA, è costituito anche dalla possibilità di trimmare il valore del induttore con estrema precisione e vincolare quest'ultimo alla stabilità dei valori capacitivi e resistivi della rete. Vantaggi difficilmente ottenibili se si pensa ai problemi che il progettista incorre quando è costretto ad utilizzare un induttore reale. Inoltre, nel caso di induttori dotati di elevato valore di induttanza, questa tecnica simulativa, quando risulta possibile la sua implementazione, costituisce una soluzione molto più economica.

Simulazione di un condensatore variabile



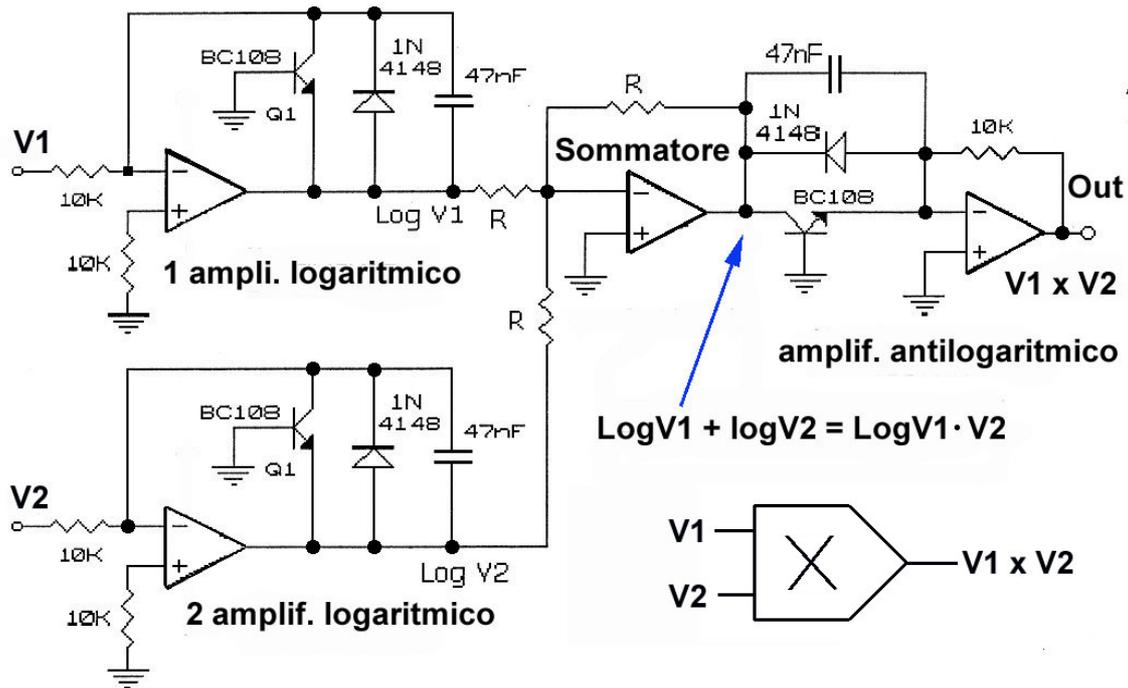
- Figura n. 45 -

La figura n.45 mostra il caso di un condensatore variabile ottenuto tramite un circuito che utilizza due circuiti operazionali. La variazione della capacità equivalente è ottenuta agendo sul trimmer R2. Il calcolo della capacità equivalente deve tener conto delle due resistenze che si ottengono sul ramo superiore a causa della posizione del cursore del trimmer/potenzio metro usato per R2. La funzione matematica di simulazione è la seguente:

$$C = \left(1 + \frac{Rb}{Ra} \right) \cdot C1$$

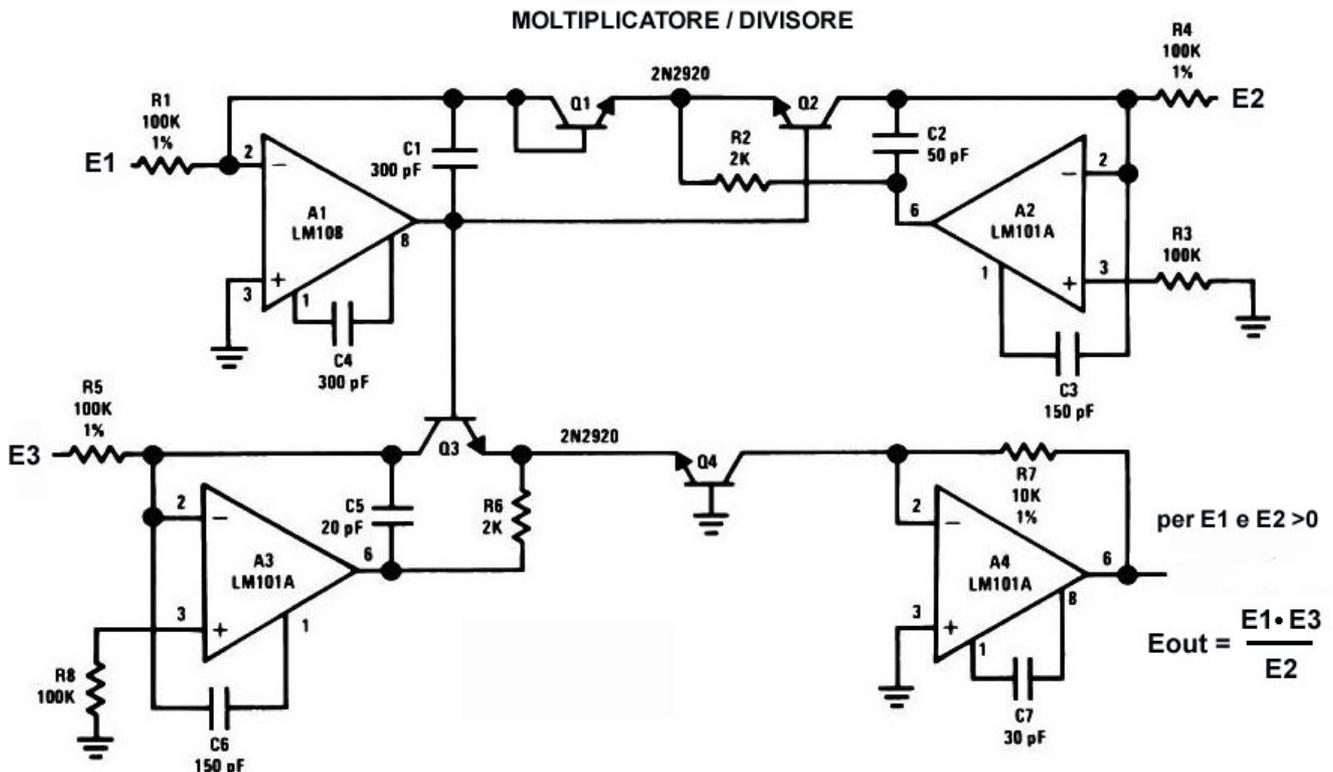
Moltiplicatore analogico

Prima di esaminare i contenuti del paragrafo successivo descriveremo il funzionamento di un moltiplicatore analogico. Per ottenere tale dispositivo è relativamente semplice. Una proprietà dei logaritmi afferma che la somma di due numeri logaritmici è uguale al logaritmo del loro prodotto. A questo punto possiamo raggiungere il nostro obiettivo usando delle soluzioni circuitali già analizzate precedentemente e cioè utilizzando amplificatori logaritmici e amplificatori antilogaritmici. La figura n.46 mostra un esempio didattico molto semplificato. Per ottenere questo circuito sono necessari due amplificatori di tipo logaritmico, un amplificatore antilogaritmico e un sommatore. Il risultato complessivo all'uscita è il prodotto analogico dei due segnali applicati. Questo moltiplicatore lavora solo sul primo quadrante nel senso che i segnali V1 e V2 applicati all'ingresso del circuito devono essere maggiori di zero. Nella stessa figura al lato destro in basso è rappresentato il simbolo comunemente adoperato per identificare un'unità di calcolo analogica di moltiplicazione. Lo schema successivo, e cioè la figura n.47, mostra invece una soluzione circuitali della National Semiconductor vedi bibliografia che permette di ottenere sia un moltiplicatore e volendo anche un divisore.



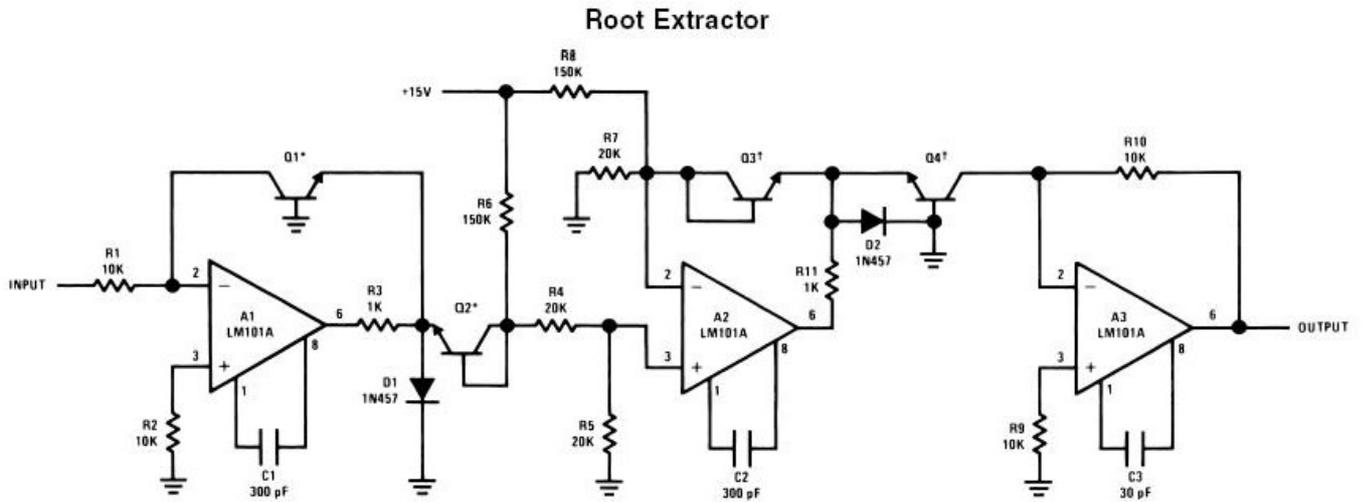
- Figura n. 46 -

Voglio ricordare che esistono anche soluzioni integrate pronte e perfettamente funzionanti che permettono ad un progettista di ottenere velocemente dispositivi con buone prestazioni di calcolo analogico. Un vecchio integrato della National Semiconductor, e sto parlando dell'LH0094, risolveva in un solo chip problemi di moltiplicazione analogica, divisione, estrazione di radice quadrata ed altre operazioni. Oggi è molto semplice trovare sul mercato dispositivi idonei a questi scopi più efficienti del vecchio e superato LH0094.



- Figura n. 47 -

Esempio di estrattore di radice quadrata



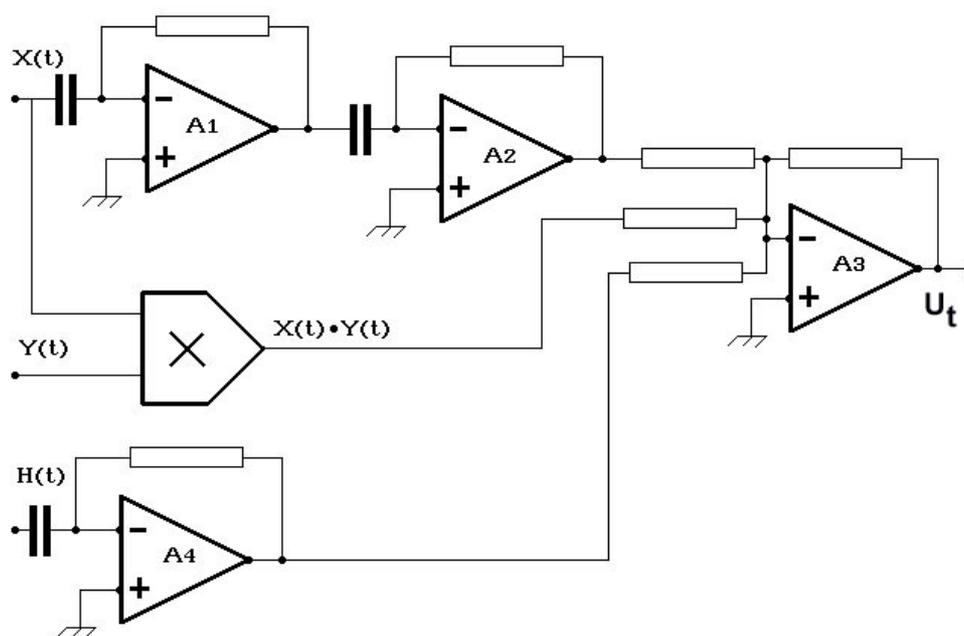
- Figura n. 48 -

Esempio di una struttura di calcolo analogico

Il seguente esempio finale vuole mostrare come è facile realizzare una rete analogica che simula un'espressione analitica. L'espressione utilizzata non rappresenta nessun fenomeno fisico conosciuto ed è stata computata unicamente per effettuare un esempio semplice. Il lettore certamente comprenderà che qualora le necessità lo richiedessero, la maggior parte dei fenomeni fisici potrà agevolmente essere modellata su questo sistema, poiché per quasi tutti i fenomeni fisici è possibile scrivere un gruppo di equazioni differenziali che lo descrivono.

L'equazione che vogliamo simulare è la seguente:

$$U_t = \frac{d^2 X_t}{dt^2} + \frac{dH_t}{dt} + Y_t \cdot X_t$$



- Figura n. 49 -

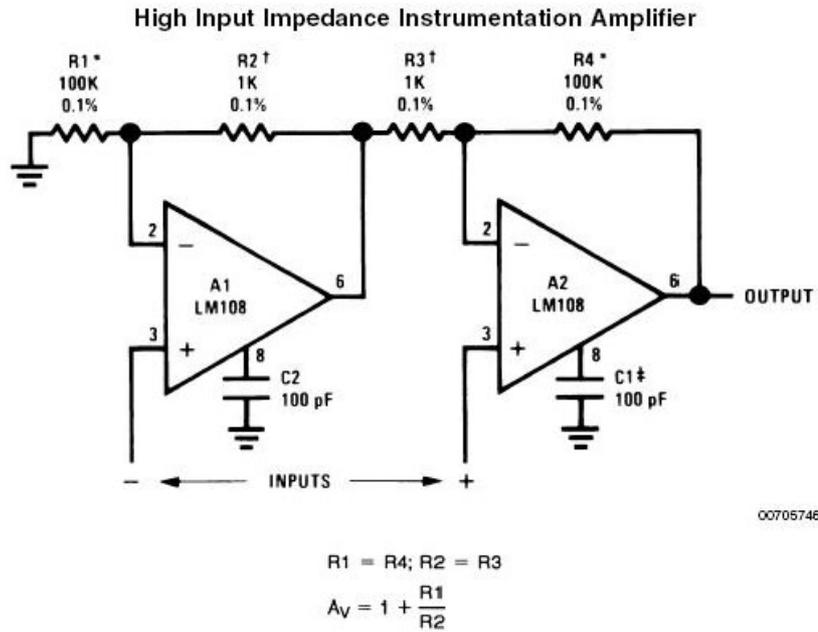
Interfacciamento di amplificatori operazionali

Quando un amplificatore operazionale si trova esattamente all'ingresso di un circuito con lo scopo di interfacciarsi con l'ambiente esterno e quindi provvedere all'eventuale collegamento con i sensori o i trasduttori presenti nel campo, è molto importante stabilire come queste connessioni devono essere effettuate. Una cura molto particolare deve essere osservata quando si progetta il circuito di interfacciamento d'ingresso. Per tale motivo sarebbe importante dedicare molto più spazio ed esaminare molto più a fondo questi delicati problemi.

Per ragioni di spazio non approfondiremo questi aspetti e rimandiamo il lettore a consultare testi più appropriati, comunque, daremo certamente alcune semplici linee guida e faremo alcune considerazioni su questo importante argomento.

Un amplificatore operazionale adibito allo scopo di interfacciarsi con l'ambiente esterno è tipicamente definito "Amplificatore Operazionale per strumentazione". È quasi sempre configurato con ingresso differenziale ed è dotato di alta impedenza di ingresso.

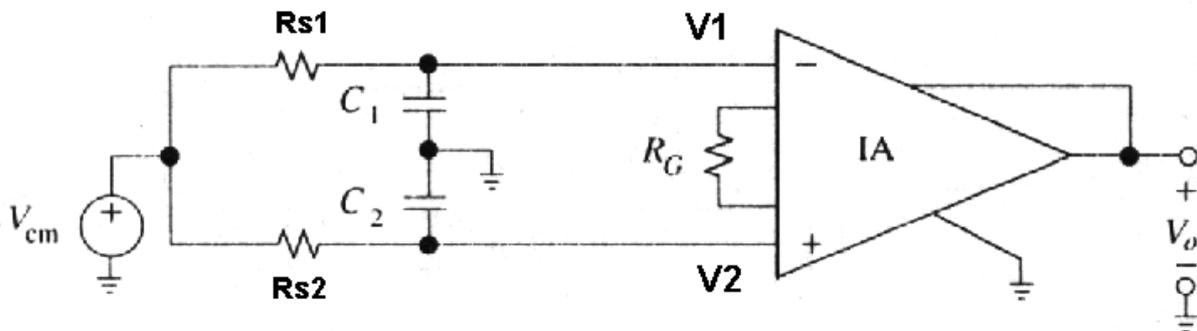
Molto spesso per aumentare l'impedenza di ingresso possono essere utilizzati due amplificatori operazionali opportunamente connessi. La foto n. 50 mostra questo tipo di circuito utilizzato per gli operazionali LM108. Lo schema funziona perfettamente anche per altri tipi di operazionali come OP07, OP37 ecc.



- Figura n. 50 -

Normalmente il circuito sarà connesso all'eventuale trasduttore di ingresso tramite un cavo schermato. Questo cavo, tipicamente coassiale, proteggerà la linea di trasmissione da eventuali disturbi elettrici che potrebbero degradare il rapporto segnale/rumore all'ingresso.

Un cavo schermato non è ideale e i suoi conduttori hanno certamente una resistenza ohmica e anche altri parametri distribuiti come induttanza e capacità parassite. Consideriamo, per fare un semplice esempio, un cavo schermato bifilare, cioè un cavo che con il suo schermo avvolge completamente due conduttori isolati che corrono all'interno di esso. Chiamiamo **Rs1** la resistenza ohmica del primo conduttore e **Rs2** la resistenza ohmica del secondo. Vedi figura n. 51. Queste due resistenze quasi certamente non sono perfettamente uguali. Ebbene proprio a causa di questo fatto, un cavo schermato che collega l'amplificatore operativo ad un eventuale trasduttore degrada il CMRR dell'OP sia a causa dello sbilanciamento di questi valori ma anche a causa delle capacità che si instaurano fra ogni filo e lo schermo esterno. Supponiamo di chiamare **Rc = | Rs1-Rs2 |** si dimostra che il CMRR vale:

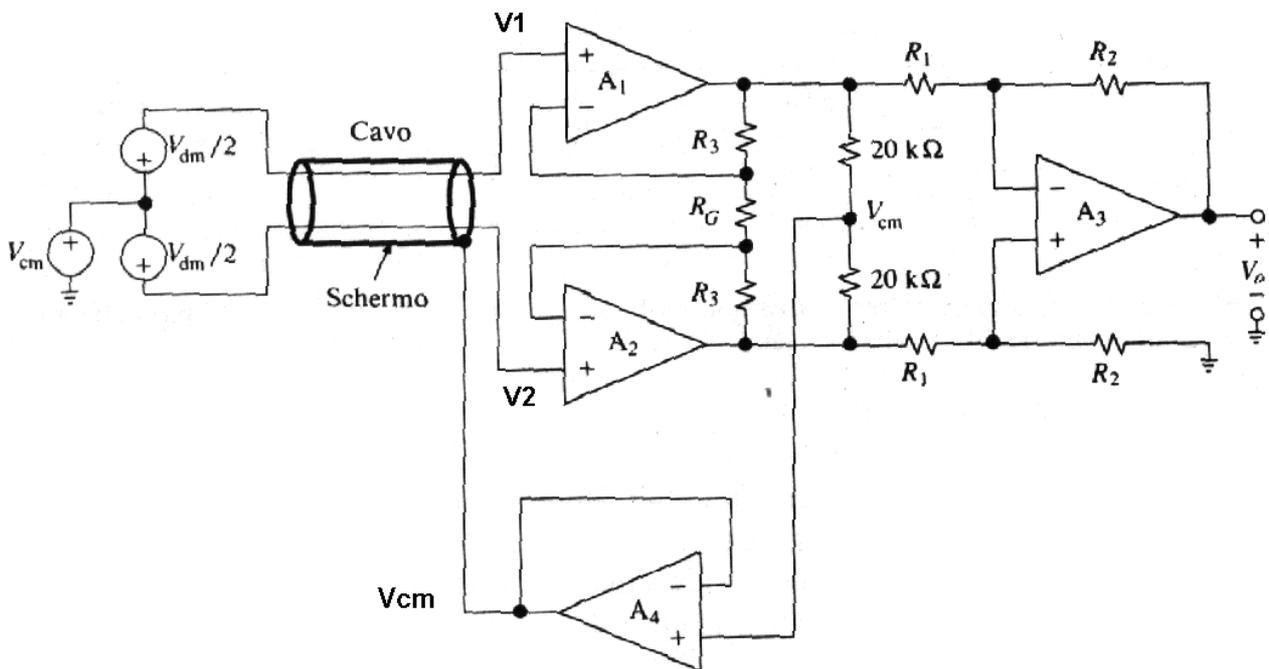


- Figura n. 51 -

$$CMRR = 20 \cdot \log_{10} \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_c \cdot C_{cm}}$$

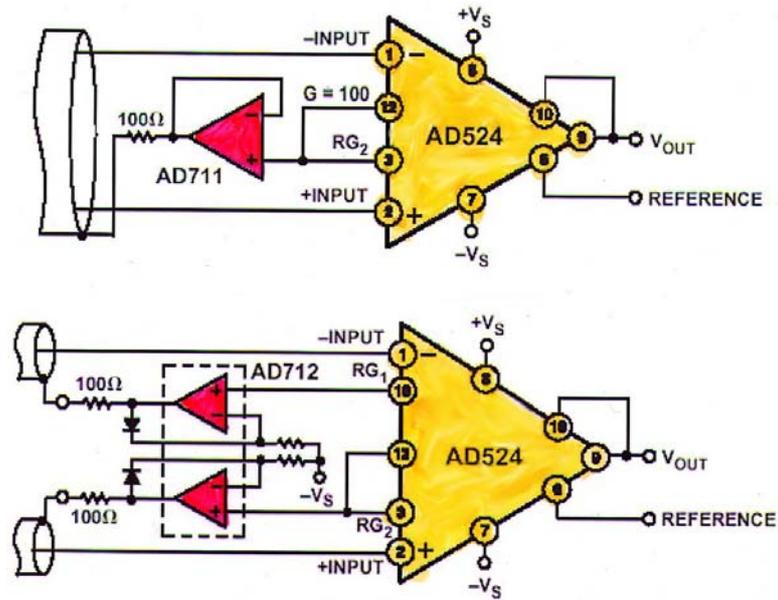
Ove f è la frequenza della componente di modo comune all'ingresso, e C_{cm} la capacità di modo comune fra ogni filo e il suo schermo collegato a massa, ossia $C_{cm} = (C_1 + C_2)/2$.

Per risolvere quest'inconveniente si può provvedere a realizzare un progetto particolare chiamato "protezione della guardia attiva" o schermo attivo. Questa soluzione richiede una progettazione particolare del circuito d'ingresso tale da poter prelevare una parte del segnale applicato (la metà) e connetterla sullo schermo tramite un operazionale di disaccoppiamento. L'operazionale di disaccoppiamento può essere un inseguitore di tensione già studiato e riportato alla figura n.18 di questo stesso compendio. Lo schema illustrato dalla figura n.52 mostra un esempio applicativo.

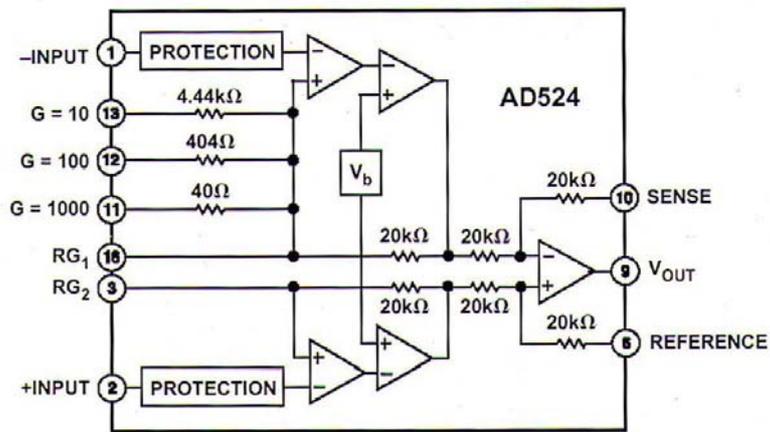


Amplificatore di misura con schermo attivo.

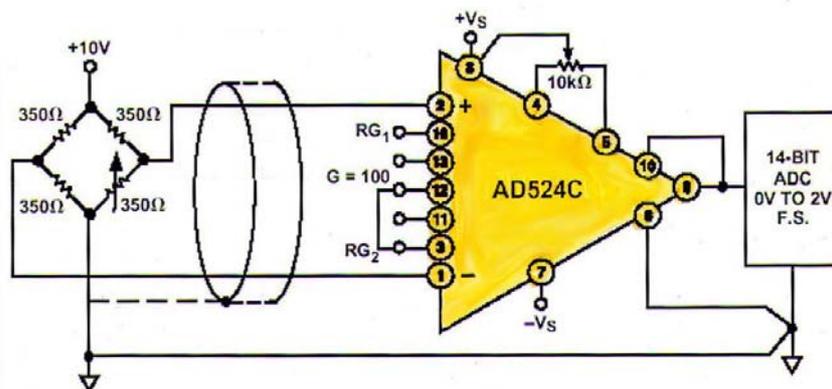
- Tratto dal libro "Lecture di elettronica" di Vincenzo Iorio



- Figura n. 53 -



AD524 - Interfacciamento ad un ponte di misura



- Figura n. 54 -

La figura n.53 illustra una particolare connessione di schermo attivo (Active – Shield) suggerita dalla Analog Devices per quanto riguarda uno dei suoi circuiti integrati che negli anni 90 fece storia. Sto parlando dell'amplificatore operazionale per strumentazione AD524 (equivalente Burr Brown INA110). Infine, la figura n.54 mostra la piedinatura di questo componente è subito sotto di essa, un esempio di connessione dell'AD524 ad un ponte di misura. È interessante osservare la modalità di connessione a massa dello schermo (in questo caso senza protezione attiva), per il quale lo schermo del cavo coassiale è collegato solo in un punto. Collegamenti di questo tipo, chiamati **Single-Point-Ground** evitano la creazione di loop di corrente che rischiano di peggiorare il rapporto segnale rumore del segnale di misura.

L'AD524 dispone anche di due terminali di "sense" (piedino 10 e piedino 5). Questi terminali sono collegati normalmente all'uscita (pin 10) e sulla massa del carico (pin 5). In questo modo si chiude la retroazione del secondo stadio dell'amplificatore di strumentazione. Se il componente deve fornire correnti elevate che scorrono su di un tratto di conduttore molto lungo, le resistenze parassite del conduttore possono produrre una caduta di tensione rilevante, che si va a sommare all'uscita utile dell'amplificatore.

In questo caso il terminale di *sense* può essere connesso al terminale di uscita in prossimità del carico. In questo modo le resistenze parassite sono inserite nell'anello di retroazione dell'amplificatore e quindi vengono compensate.

Conclusione

Per quanto riguarda le applicazioni degli amplificatori operazionali come comparatori e come oscillatori sarà tra breve pubblicato un articolo espressamente dedicato a questi tipi di circuiti.

Buon Lavoro a tutti

NOTA 1)

La corrente di un diodo è:

$$I_d = I_s \cdot e^{\frac{V_d \cdot q}{k \cdot T}}$$

Dove "I_s" è la corrente di soglia e "V_d" la tensione di soglia

NOTA 2)

Ricordiamo che in un BJT la corrente di collettore I_C vale:

$$I_C = I_s \left(e^{\frac{qV_{be}}{kT}} - 1 \right)$$

Dove I_s = corrente di saturazione inversa della giunzione base-emettitore e V_{be} = tensione base emettitore.

NOTA 3)

Oltre al CMRR esiste anche un'altra importante caratteristica abbastanza simile che si chiama PSRR. Il PSSR (Power Supply Rejection Ratio) definisce la sensibilità dell'operazionale alla rejezione d'ingresso differenziale per quanto riguarda le variazioni della tensione di alimentazione.

$$PSRR = \frac{\Delta V_{ioffset}}{\Delta V_s}$$

Infatti, è definita come il rapporto della variazione della tensione di offset misurata all'ingresso e la variazione della tensione di alimentazione. Si misura in μV/V. Per esempio l'operazionale uA709 ha una PSRR pari a 25 μV/V.

NOTA 4)

Per **V_{op}** si intende lo swing massimo di tensione all'uscita di un operazionale. Tipicamente è al 90- 95% del valore della tensione di alimentazione.

Bibliografia

- Amplificatori operazionali e circuiti integrati analogici di Sergio Franco Hoepli
- Amplificatori operazionali e loro applicazioni di Walter c. Jung Tecniche Nuove
- Elettronica Generale di M. Colucci CEDAM
- National Semiconductor Application-AN31
- Analog-Digital Conversion Handbook – Analog Devices
- Letture di Elettronica di Vincenzo Iorio

CARATTERISTICHE DI ALCUNI OPERAZIONALI COMMERCIALI					
PARAMETRO	OP07A	OP37A	OP77A	OP404 (4)	LF351
I.offset V.	10 μ V	10 μ V	10 μ V	260 μ V	5 mV
Gain	500000	1800000	12000000	100000	100000
GBP	0.6 MHz	63 MHz	0.6 MHz	640 MHz	4 MHz
I.bias C.	0.7 nA	10 nA	1.2 nA	1 pA	50 pA
I. offset C.	0.3 nA	7 nA	0.3 nA	0.5 pA	25 pA
R. input D.	80 Mohm	6 Mohm	45 Mohm	10^{13} ohm	10^{12} ohm
SR	0.3 V/ μ s	17 V/ μ s	0.3 V/ μ s	35 V/ μ s	13 V/ μ s
CMRR	126 db	126 db	140 db	100 db	100 db
Noise input	0.35 μ Vpp	0.08 μ Vpp	0.35 μ Vpp	32 nV	16 nV
Stability	0.2 μ V/Mo	0.2 μ V/Mo	0.2 μ V/Mo	-----	-----
PARAMETRO	LH0032G	AD707K/BS	AD642J (2)	AD546J	HA-2500-2
I.offset V.	2 mV	10 μ V	2 mV	2 mV	4 mV
Gain	30000	13000000	100000	1000000	25000
GBP	3 MHz	1 MHz	10 MHz	1MHz	10 MHz
I.bias C.	100 pA	0.5 nA	10 pA	0.2 pA	125 nA
I. offset C.	25 pA	0.3 nA	5 pA	0.17 pA	20 nA
R. input D.	10^{12} ohm	200 Mohm	10^{12} ohm	10^{13} ohm	50 Mohm
SR	500 V/ μ s	0.3 V/ μ s	3 V/ μ s	3 V/ μ s	30 V/ μ s
CMRR	60 db	140 db	76 db	90 db	90 db
Noise input	-----	0.23 μ Vpp	2 μ Vpp	4 μ Vpp	-----
Stability	-----	0.3 μ V/Mo	-----	20 μ V/Mo	-----
I _o (MAX)	-----	-----	25 mA	-----	50 mA pic.
PARAMETRO	OPA627BP	OPA646P	LF356A	LT1209CN (4)	TL081M
I.offset V.	40 μ V	3 mV	1 mV	0.5 mV	3 mV
Gain	1000000	355	200000	7000	200000
GBP	10 MHz	100 MHz	5 MHz	45 MHz	3 MHz
I.bias C.	1 pA	2 μ A	30 pA	4 μ A	30 pA
I. offset C.	0.5 pA	0.4 μ A	3 pA	100 nA	5 pA
R. input D.	10^{13} ohm	15 Kohm	10^{12} ohm	250 Kohm	10^{12} ohm
SR	55 V/ μ s	180 V/ μ s	12 V/ μ s	400 V/ μ s	13 V/ μ s
CMRR	116 db	80 dB	100 db	98 db	86 db
Noise input	15 nV	23.2 nV	15 nV	22 nV	25 nV
Stability	-----	-----	-----	-----	-----
I _o (MAX)	45 mA	52 mA	-----	40 mA	-----

- Tratto dal libro "Lecture di elettronica" di Vincenzo Iorio