

CAPITOLO 4

AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

Siamo adesso pronti per intraprendere lo studio di un elemento di grande importanza: l'*amplificatore operazionale*. I primi amplificatori operazionali venivano costruiti con elementi discreti (tubi a vuoto e poi transistor e resistori) e il loro costo era proibitivo. Essi erano applicati esclusivamente nel campo del calcolo analogico e della strumentazione. Alla metà degli anni '60 del secolo scorso fu prodotto il primo amplificatore operazionale *integrato* (il $\mu\text{A} 709$) e la sua apparizione segnò una nuova era nel progetto dei circuiti elettronici. Esso fu sempre più utilizzato dai progettisti e il suo prezzo scese drasticamente.

Una delle ragioni della popolarità dell'amplificatore operazionale è la sua versatilità. Con un amplificatore operazionale si può fare quasi tutto (amplificatori di tutti i tipi, filtri attivi, amplificatori logaritmici, dispositivi a commutazione, ecc.!) Ugualmente importante è il fatto che l'amplificatore operazionale ha caratteristiche che si avvicinano molto a quelle *ideali*. Ciò rende il progetto di un circuito elettronico più semplice e più aderente al funzionamento dei prototipi realizzati.

4.1 Generalità sugli amplificatori

Sebbene il concetto di amplificatore sia (o perlomeno “sembri”) abbastanza intuitivo, giova lo stesso darne una definizione più “ufficiale”: *un amplificatore è un circuito biporta in grado di innalzare il livello del segnale d'ingresso conferendo ad esso una potenza maggiore rispetto a quella che aveva in ingresso*. La necessità di amplificare un segnale deriva dal fatto che i *trasduttori* (sistemi in grado di trasformare un determinato tipo di segnale – meccanico, ottico, ecc. – in un segnale elettrico) forniscono segnali piuttosto “bassi” dell'ordine di μV o mV e dotati di energie piuttosto basse; essi non sono pertanto adatti ad essere sottoposti ad un'elaborazione attendibile e possono facilmente confondersi con il *rumore* di fondo, sempre presente in qualsiasi sistema elettrico.

L'operazione di amplificazione viene effettuata all'interno di un amplificatore – operazionale o di altro tipo – da speciali componenti elettronici detti “transistor”, che verranno studiati nei capitoli 7 e 8. Detto ciò, ci si potrebbe chiedere per quale motivo “scomodare” i transistor per un'operazione del genere, quando esistono già componenti elettrici “tradizionali” o, al limite, circuiti abbastanza

semplici, in grado di realizzare ciò. Un trasformatore, ad esempio, non è in grado di innalzare il livello di tensione di segnale, progettando il numero di avvolgimenti in modo opportuno? Leggete tuttavia bene, la seconda parte della definizione di amplificatore prima riportata. Ne siete ancora convinti?...

Indicata con v_1 la tensione sull'avvolgimento primario del trasformatore e con i_1 la corrente che ivi scorre, con v_2 la tensione secondario e con i_2 la corrente che scorre in esso, si ha $v_1 i_1 > v_2 i_2$, cioè la potenza in uscita del trasformatore è sempre minore di quella d'ingresso o, in altri termini, il rendimento del trasformatore è sempre minore di 1.

Ritornando nuovamente alla definizione, qualcuno potrebbe obiettare che non può esistere un circuito in grado di fornire in uscita maggiore potenza rispetto a quella d'ingresso, altrimenti si manderebbero a casa – con buona pace dei padri fondatori della fisica moderna – tutti i principi di conservazione dell'energia (e si risolverebbero d'un tratto i problemi energetici mondiali)! Tuttavia, non è neanche questo il caso: un amplificatore è senz'altro in grado di fornire in uscita una potenza maggiore rispetto a quella del segnale d'ingresso, semplicemente perché esso stesso la riceve dall'esterno, diciamo da un “secondo” ingresso. In realtà, l'amplificatore riceve all'ingresso propriamente detto, un segnale *alternato* di bassa tensione e bassa potenza, mentre al “secondo” ingresso è applicata una tensione *continua*, in grado di fornire una corrente assai più elevata di quella che circola nel circuito d'ingresso. L'amplificatore in questo modo, fornisce in uscita un segnale *alternato* il cui andamento è lo stesso del segnale alternato d'ingresso, ma con una potenza parecchio più elevata rispetto a quella di tale segnale. A tale incremento di potenza provvede interamente la sorgente continua applicata all'altro ingresso, che prende il nome di *alimentazione*. Quindi, uno schema semplificato di un generico amplificatore può essere quello riportato in Fig. 4.1.

La Fig. 4.1 suggerisce una nuova definizione dell'amplificatore: quella di un *convertitore di potenza DC-AC* (il segnale d'ingresso alternato allora serve soltanto a “suggerire” all'amplificatore la forma e la frequenza che dovrà avere il segnale d'uscita).

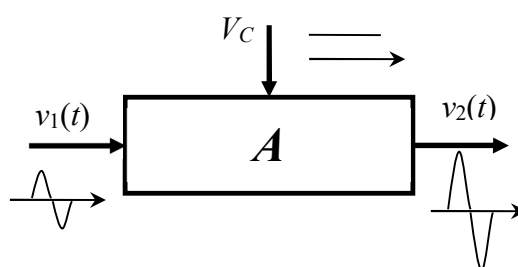


Fig. 4.1 – Schema semplificato di un amplificatore

In qualunque modo si voglia definire un amplificatore, una cosa a questo punto dovrebbe essere chiara, cioè che per amplificare un segnale avremo sempre bisogno, oltre che del segnale da amplificare, anche di una *tensione continua di alimentazione* proveniente da una sorgente in grado di fornire una corrente non troppo bassa.

Si noti che il termine *elemento attivo*, con il quale vengono spesso indicati tutti i tipi di transistor, indica la loro capacità di fornire in uscita una potenza maggiore di quella d'ingresso se opportunamente alimentati. Diodi, resistenze, condensatori, induttanze, non possedendo tale funzionalità, sono definiti *elementi passivi*.

È opportuno, a questo punto, illustrare l'importanza della proprietà di *linearità* per gli amplificatori. Amplificando un segnale bisogna avere cura di non alterare le informazioni in esso contenute e di non introdurre informazioni differenti. In altre parole, vogliamo ottenere un segnale d'uscita che sia un'*esatta replica* del segnale d'ingresso, a parte la maggiore ampiezza. Ogni alterazione della forma d'onda è considerata *distorsione* ed è, ovviamente, indesiderabile.

Un amplificatore che conservi nei dettagli la forma d'onda del segnale è caratterizzato dalla nota relazione $v_o(t) = Av_i(t)$, dove v_o e v_i sono rispettivamente i segnale d'uscita e d'ingresso e A è una costante che rappresenta il valore dell'amplificazione, chiamata *guadagno dell'amplificazione* o semplicemente *amplificazione*. Tale relazione è di tipo lineare e quindi l'amplificatore da essa caratterizzato è detto *amplificatore lineare*. Affinché la relazione sia lineare è fondamentale che A risulti sempre *costante* perché in tal modo le forme d'onda d'ingresso e d'uscita avranno sempre lo stesso andamento, mentre l'ampiezza del segnale d'uscita sarà A volte quella del segnale d'ingresso.

Gli amplificatori che vedremo più avanti sono di solito destinati a funzionare con segnali d'ingresso molto piccoli. Il loro scopo è quello di rendere maggiore l'ampiezza del segnale e, per tale motivo, sono detti *amplificatori di tensione* o *di segnale*. Esiste anche un'altra classe di amplificatori, detti *di potenza*. È chiaro che sia gli amplificatori di tensione che quelli cosiddetti di potenza, permettono sempre di avere in uscita una potenza maggiore di quella in ingresso, solo che nel primo caso ciò che davvero interessa è l'aumento di ampiezza del segnale, mentre la potenza si mantiene a livelli non troppo alti, in genere inferiore a 1 watt. Gli amplificatori di potenza, invece, forniscono una modesta amplificazione di tensione ma una sostanziosa amplificazione di corrente. Quindi, pur assorbendo poca energia dal generatore di segnale ai quali sono connessi, forniscono una grossa quantità di energia al loro carico. Un esempio può essere costituito dall'amplificatore di potenza di un sistema stereo hi-fi, il cui scopo è di erogare una potenza sufficiente a pilotare gli altoparlanti. Vale la pena notare che gli altoparlanti rappresentano il trasduttore d'uscita del sistema, poiché convertono il segnale elettrico in uscita dal sistema in un segnale acustico. Mediante questo esempio possiamo anche apprezzare meglio la necessità, per gli amplificatori, della proprietà di linearità. Un

amplificatore di potenza lineare fa in modo che sia i passaggi musicali forti che quelli bassi siano riprodotti senza distorsioni.

Un amplificatore di tensione dovrebbe avere idealmente sempre una resistenza d'ingresso infinita al fine di non "caricare" il generatore d'ingresso. Per capire meglio si osservi il circuito in Fig. 4.2a: il generatore di tensione V_s in ingresso è qui schematizzato insieme alla sua resistenza interna R_s (detta resistenza *di sorgente*); idealmente, si vorrebbe che tutta la tensione erogata dal generatore sia applicata integralmente alla resistenza di carico R_L (che, più spesso, potrebbe costituire lo stadio d'ingresso di un amplificatore di tensione o di un circuito generico). Nella fattispecie, il circuito formato dal generatore e dalle due resistenze R_s e R_L costituisce un partitore di tensione, pertanto la reale aliquota di tensione prelevata sul carico è pari a $\frac{R_L}{R_L+R_s} V_s$. Pertanto, la tensione V_o sul carico è tanto più simile a quella erogata dal generatore di tensione V_s , quanto più R_L è grande, o quanto più R_s è piccolo. Poiché R_L può costituire la resistenza R_i dello stadio d'ingresso di un amplificatore di tensione, mentre R_s potrebbe rappresentare la resistenza equivalente d'uscita R_o di un altro amplificatore di tensione, si capisce immediatamente il motivo per il quale un amplificatore ideale di tensione dovrebbe avere $R_i \rightarrow \infty$ e $R_o \rightarrow 0$. Osservando la Fig. 4.2b che rappresenta un generatore reale di corrente (schematizzato da un generatore ideale di corrente in parallelo alla sua resistenza interna R_s) che alimenta un resistore di carico R_L , si intuisce facilmente come un amplificatore di corrente ideale dovrebbe avere $R_i \rightarrow 0$ (in modo che tutta la corrente erogata circoli sulla R_i e non venga in parte spillata dal ramo con R_s) e $R_o \rightarrow \infty$ (in modo che tutta la corrente erogata dall'amplificatore circoli tutta sul carico e non venga spillata dalla resistenza d'uscita R_o).

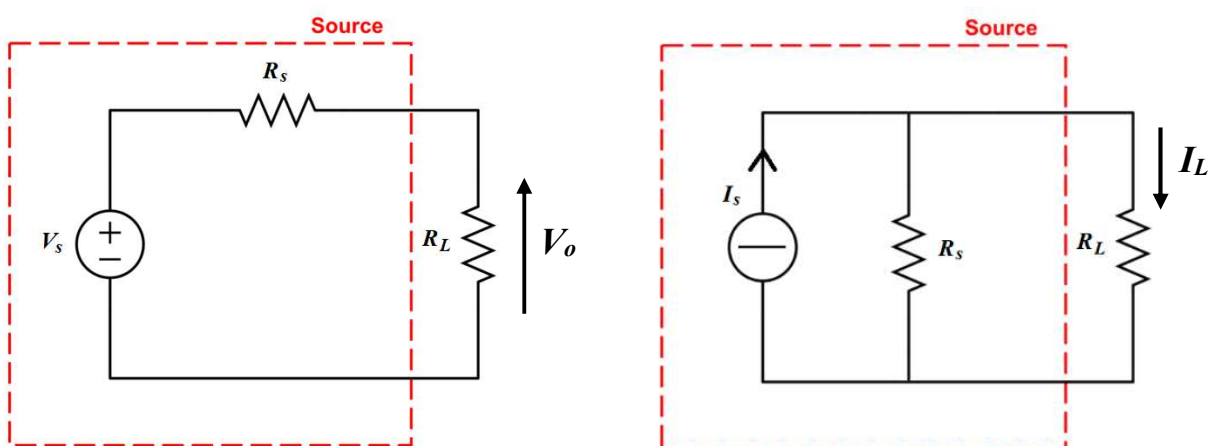


Fig. 4.2 – Circuito esplicativo dell'influenza delle resistenza di ingresso e di uscita per a) un amplificatore di tensione, b) un amplificatore di corrente

Attenzione! È un amplificatore di potenza – ossia un amplificatore ottimizzato per permettere il massimo trasferimento di potenza sul carico – che tipo di resistenze d’ingresso e d’uscita dovrebbe avere? Supponendo di lavorare con componenti puramente resistivi e ricordando il teorema del massimo trasferimento di potenza, è immediato ricavare che dovrebbe essere $R_i = R_s$ e $R_o = R_L$.

Le considerazioni sopra riportate dovrebbero definitivamente chiarire che la suddivisione tra amplificatori di tensione, di corrente, o di potenza è assolutamente una classificazione di comodo e che dipende essenzialmente dai valori delle resistenze d’ingresso e d’uscita del circuito amplificatore, ma soprattutto dall’*adattamento* di queste ultime con le resistenze d’ingresso degli stadi connessi a valle e con quelle d’uscita degli stadi connessi a monte.

4.2 Amplificatore operazionale ideale

Un semplice amplificatore può essere realizzato da un unico elemento attivo (transistor – cfr. capitoli 7 e 8) e da qualche resistenza, opportunamente alimentati. L’*amplificatore operazionale* è invece un sistema amplificatore avente una complessità circuitale maggiore, ma delle proprietà molto vicine a quelle che un amplificatore di tensione ideale dovrebbe possedere.

Un amplificatore operazionale è fondamentalmente un circuito integrato, costituito da diversi stadi amplificatori semplici posti in cascata, in grado di amplificare anche tensioni continue (non vi sono, cioè, dei condensatori di “blocco”). Idealmente, presenta *amplificazione di tensione (A_{OL}) infinita*, *resistenza d’ingresso (R_i) infinita* e *resistenza d’uscita (R_o) nulla*. Nella realtà l’amplificazione è molto elevata, così come la resistenza d’ingresso, mentre la resistenza d’uscita risulta molto piccola. Per conoscere gli ordini di grandezza di tali parametri si rimanda al par. 4.6.

In Fig. 4.3 è illustrato il simbolo circuitale: esso evidenzia la presenza di due ingressi, detti ingresso *invertente* (indicato con “-”) e ingresso *non invertente* (indicato con “+”) – a differenza del generico amplificatore di Fig. 4.3, in cui è presente un unico ingresso di segnale – e di un terminale d’uscita.

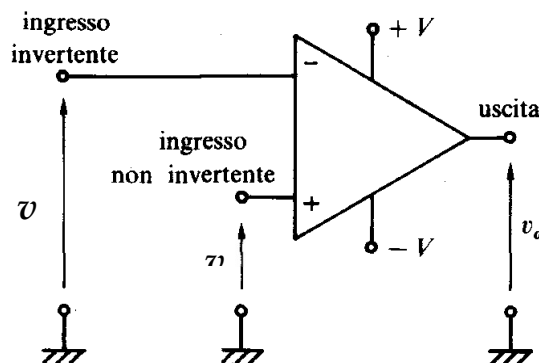


Fig. 4.3 – Simbolo circuitale dell’amplificatore operazionale

La relazione tra la tensione d'uscita e quelle applicate ai due ingressi è espressa da

$$v_o = A_{OL}(v_+ - v_-), \tag{4.1}$$

dove A_{OL} è l'amplificazione *ad anello aperto* ($OL \Rightarrow open\ loop$), ovvero in assenza di qualsiasi collegamento esterno tra uscita e ingressi. È consuetudine indicare con v_i la *tensione differenziale d'ingresso* $v_- - v_+$, per cui la (4.1) diviene $v_o = -A_{OL} v_i$. Pertanto v_o e v_i presentano inversione di polarità.

L'amplificatore operazionale deve essere ovviamente alimentato: nella maggior parte dei casi si richiede un'alimentazione *duale*, cioè sono necessarie due tensioni uguali in valore assoluto, ma di polarità opposta. In Fig. 4.3 le due alimentazioni sono indicate con $+V$ e $-V$.

4.3 Funzionamento ad anello aperto

Il modo più semplice per utilizzare un amplificatore operazionale è quello di collegare l'ingresso invertente a massa e applicare all'ingresso non invertente un segnale v_s (Fig. 4.4a). La tensione d'uscita in tal caso sarà espressa dalla relazione

$$v_o = A_{OL}(v_+ - v_-) = A_{OL} v_s. \tag{4.2}$$

La relazione (4.2) rappresenta la *transcaratteristica* (cioè la relazione tra l'uscita e l'ingresso) dell'amplificatore operazionale e la Fig. 4.4b riporta la sua rappresentazione grafica.

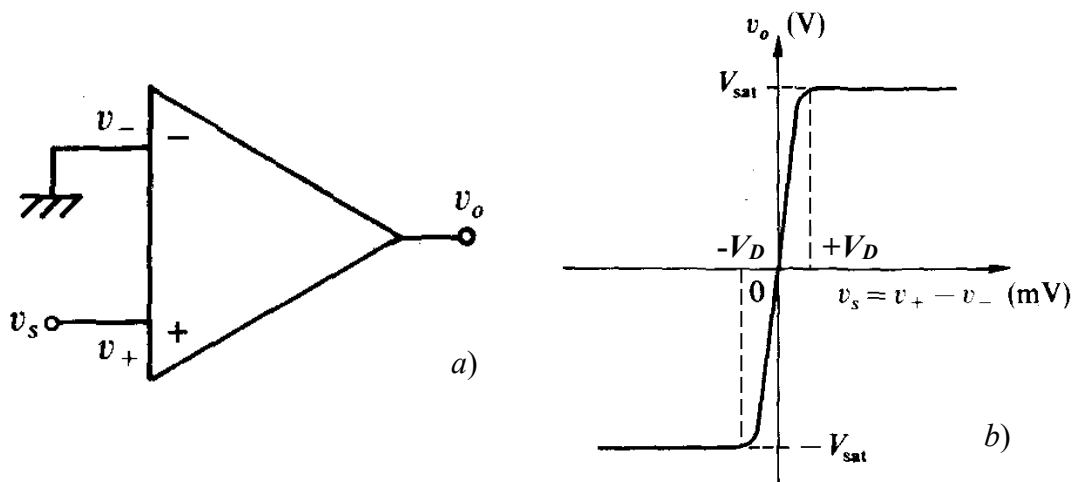


Fig. 4.4 – a) Amplificatore operazionale in configurazione ad anello aperto. b) Transcaratteristica

Osserviamo innanzitutto che la *regione lineare* dell'amplificatore operazionale è quella compresa tra $-V_D$ e $+V_D$ che risulta molto stretta (tipicamente $V_D \approx 10\ \mu\text{V}$). A causa di ciò, la sua pendenza – che coincide numericamente con A_{OL} – è molto elevata ($\approx 10^5 \div 10^6$), quindi è sufficiente un

piccolissimo segnale a far sì che la tensione di uscita assuma valori elevatissimi (positivi o negativi, a seconda che il segnale v_s sia positivo o negativo). In realtà, non è vero che l'uscita possa aumentare senza alcun limite, in quanto la *dinamica di uscita* di v_o – ossia la sua massima escursione – è limitata fra le *tensioni di saturazione* $+V_{sat}$ e $-V_{sat}$. I valori di questi due estremi si discostano lievemente dalle tensioni di alimentazioni, di circa 1 o 2 V, a causa della configurazione circuitale dello stadio d'uscita dell'amplificatore operazionale.

Dalle considerazioni sopra esposte si deduce che l'amplificatore operazionale ad anello aperto si presta molto bene a funzionare come *comparatore* di tensioni (cfr. par. 4.7): date due tensioni in ingresso, esso stabilisce quale delle due è più grande a seconda se l'uscita sia pari a $+V_{sat}$ o a $-V_{sat}$.

Il funzionamento come amplificatore vero e proprio, invece, presenta notevoli difficoltà, proprio a causa del valore assai elevato di A_{OL} . Dato che V_D è dell'ordine della decina di μV , è sufficiente una variazione della tensione d'ingresso maggiore di tale valore per mandare immediatamente l'amplificatore operazionale in saturazione.

4.4 Funzionamento ad anello chiuso

Le osservazioni fatte nel paragrafo precedente ci permettono di affermare che la configurazione ad anello aperto presenta sostanzialmente un comportamento *non lineare* (la sua transcaratteristica non è lineare ma è una sorta di “gradino”), pertanto non è adatta a realizzare circuiti amplificatori.

In questi casi occorre inserire l'amplificatore operazionale in una rete di *reazione negativa* (o di *controreazione*) che consenta di limitare il guadagno complessivo e rendere la risposta del circuito *lineare* per escursioni relativamente ampie del segnale d'ingresso. In tal modo, l'amplificazione risulta dipendente solo da parametri della rete esterna e non dipende più da A_{OL} (che, tra l'altro, può variare parecchio da un componente all'altro). Questa tecnica si basa sulla *teoria dei sistemi ad anello* e permette di realizzare circuiti ad amplificatori operazionali con guadagno *stabile*.

La trattazione di tale teoria è complessa ed esula dagli scopi di questo corso. Tuttavia è utile fornire i principi generali di funzionamento di una rete di reazione negativa e osservare come essa agisce sul circuito al quale è applicata. Una rete esterna di reazione negativa comporta la diminuzione del guadagno complessivo, tuttavia essa lo rende più stabile; inoltre si riducono i fenomeni di non linearità. Lo schema di principio di un amplificatore reazionato è riportato in Fig. 4.5.

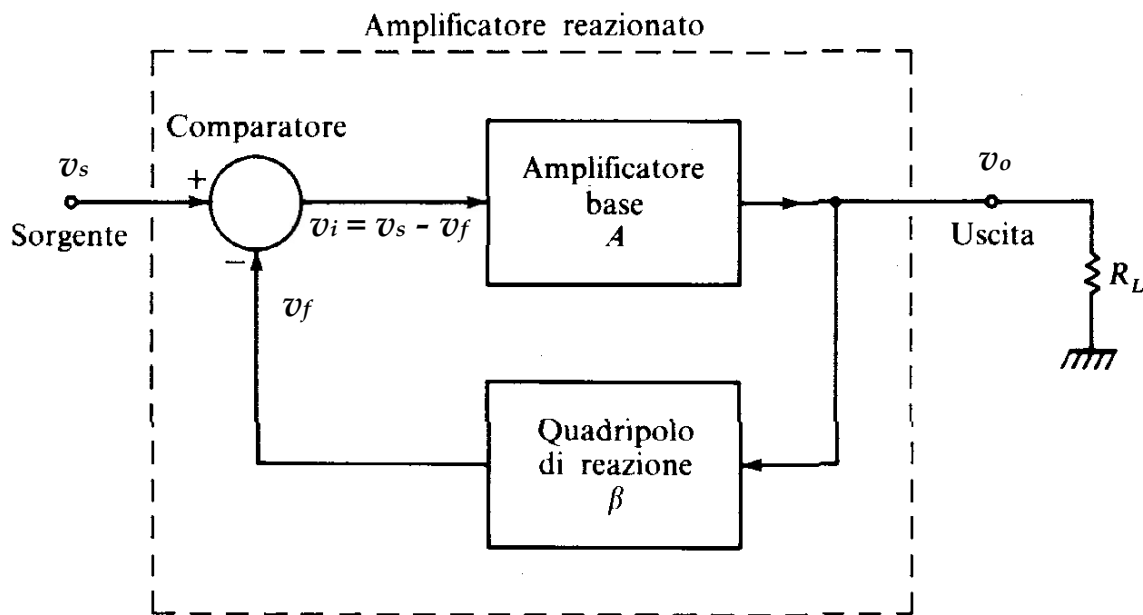


Fig. 4.5 – Schematizzazione di un amplificatore reazionato

Supponendo che l'amplificatore base da reazionare abbia amplificazione $A (= v_o / v_i)$, mentre il quadripolo di reazione abbia amplificazione $\beta (= v_f / v_o)$. Indicando con A_f l'amplificazione dell'intero amplificatore reazionato, si calcola facilmente che

$$v_o = A v_i = A(v_s - \beta v_o), \quad (4.3)$$

da cui segue:

$$A_f = \frac{v_o}{v_s} = \frac{A}{1 + \beta A}. \quad (4.4)$$

Come si nota, l'amplificazione diminuisce di un fattore $(1 + \beta A)$ a causa della reazione negativa. A causa di ciò, l'amplificazione risulta più stabile: infatti, fissata l'ampiezza del segnale v_s , ad un aumento di A per una causa qualsiasi, corrisponde un incremento del segnale di uscita v_o che, supposto β costante, determina a sua volta un aumento di v_f . La conseguente riduzione del segnale $v_i = v_s - v_f$ tende a riportare l'uscita al suo valore primitivo: ciò equivale in pratica a mantenere sostanzialmente costante l'amplificazione del segnale. Ad analoga conclusione si perviene – com'è ovvio – ipotizzando una diminuzione di A . Infine, anche la distorsione armonica dovuta alla non linearità delle transcaratteristiche viene ridotta di $(1 + \beta A)$ volte rispetto al caso di assenza di reazione.

Per concludere, si osservi che un'amplificazione A molto elevata come nel caso dell'amplificatore operazionale (oppure un tasso di controreazione molto alto, cioè β molto grande) comporta $\beta A \gg 1$, per cui la (4.4) diviene

$$A_f = \frac{A}{1 + \beta A} \approx \frac{1}{\beta}. \quad (4.5)$$

Come si nota, l'amplificazione dell'intero sistema reazionato non dipende più da A ma soltanto dalla rete di reazione.

Attenzione! I benefici descritti da questa configurazione valgono solo se la reazione è *negativa*. Se, al contrario, la reazione è *positiva* (cioè v_f è sommata, anziché sottratta, a v_s), l'amplificazione tende ad aumentare sempre più e diviene sempre più *instabile*. Su questo principio si basano gli *oscillatori sinusoidali*: questi sono sistemi provvisti solo di un'uscita e di nessun ingresso, che generano forme d'onda sinusoidali.

Ritornando al caso degli amplificatori operazionali, esamineremo adesso le due configurazioni circuitali più comuni provviste di rete di reazione negativa. Per entrambe ricaveremo la relazione fra uscita e ingresso, ovvero l'amplificazione di tensione *ad anello chiuso* A_f (detta anche amplificazione di tensione *con reazione*). È bene dapprima puntualizzare che:

1. poiché la resistenza d'ingresso è assai elevata, la corrente che entra negli ingressi dell'amplificatore operazionale è del tutto trascurabile;
2. poiché l'amplificazione ad anello aperto A_{OL} è sempre molto elevata, qualsiasi valore della tensione d'uscita in zona lineare ($-V_{sat} < v_o < V_{sat}$) presuppone che la tensione v_i fra l'ingresso invertente e l'ingresso non invertente sia molto piccola e quindi trascurabile.

Pertanto, in zona di funzionamento lineare, i due ingressi sono sostanzialmente *allo stesso potenziale*, ovvero, come si dice comunemente, fra gli ingressi esiste un *cortocircuito virtuale*. Il termine "virtuale" viene introdotto per specificare una peculiarità di tale cortocircuito, vale a dire che in esso *non può passare alcuna corrente* data l'elevata resistenza (d'ingresso) che sussiste tra i due terminali. Poiché uno degli ingressi è generalmente connesso a massa, si parla più comunemente per l'altro ingresso di *massa virtuale*.

4.4.1 Amplificatore invertente

In Fig. 4.6 è illustrato lo schema di un *amplificatore invertente* che fornisce in uscita un segnale amplificato invertito di fase rispetto al segnale in ingresso. L'ingresso è quello invertente, mentre quello non invertente è posto a massa. La rete di reazione è costituita dalle resistenze R_1 e R_2 : in particolare la resistenza R_2 riporta l'uscita sull'ingresso *invertente* in modo tale che la reazione risulti *negativa*.

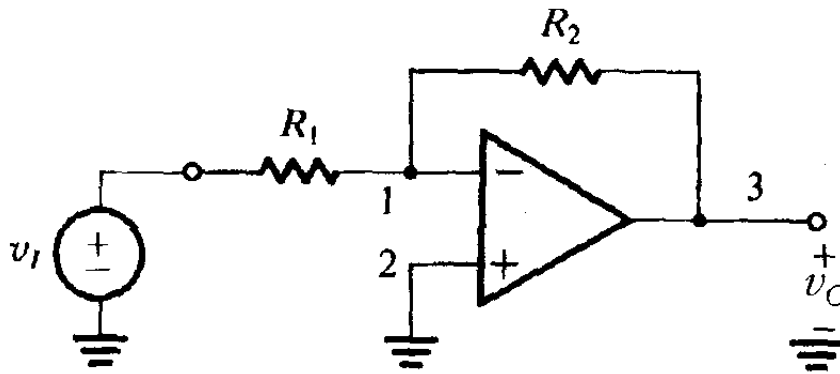


Fig. 4.6 – Amplificatore invertente

Il modo più semplice per studiare il circuito è quello di sfruttare il concetto di massa virtuale. Il circuito di Fig. 4.6 è allora equivalente allo schema di Fig. 4.7.

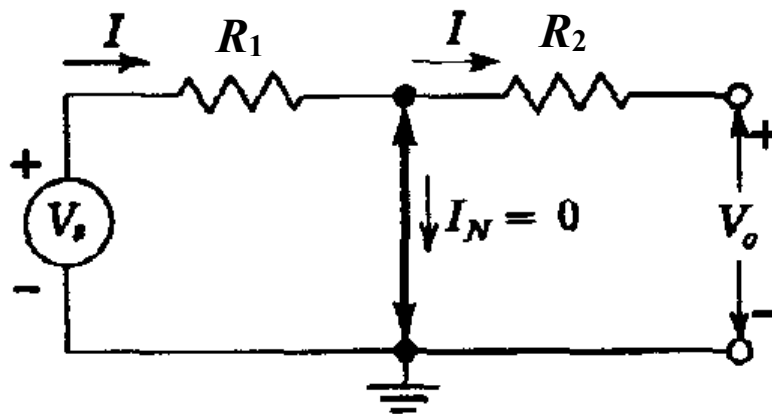


Fig. 4.7 – Schema equivalente dell’amplificatore invertente con la massa virtuale evidenziata

Nonostante la presenza del nodo tra R_1 e R_2 , la corrente sulle due resistenze è sempre la stessa, dato che il ramo verso massa assorbe una corrente $I_N = 0$. Questo ramo rappresenta il percorso interno tra l’ingresso invertente e quello non invertente dell’amplificatore operazionale: esso connette l’ingresso invertente (il nodo) con quello non invertente (a massa), poiché $v_+ \approx v_-$, ma in esso non può passare corrente data l’enorme resistenza che sussiste tra i due ingressi. In altre parole, l’ingresso invertente è posto a *massa virtuale*. Possiamo allora scrivere

$$\begin{cases} v_o = -R_2 i \\ v_s = R_1 i \end{cases} \quad (4.6)$$

dalle quali si ottiene

$$A_f = \frac{v_o}{v_s} = \frac{-R_2 i}{R_1 i} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (4.7)$$

Altrettanto semplice risulta il calcolo della resistenza d'ingresso sfruttando la massa virtuale. È evidente che la resistenza d'ingresso R_i dell'amplificatore invertente è pari a

$$R_i = R_1, \tag{4.8}$$

in quanto l'ingresso invertente è virtualmente connesso a massa.

La resistenza d'uscita dell'amplificatore invertente è ovviamente nulla se tale si considera quella dell'amplificatore operazionale. In realtà la resistenza d'uscita dell'operazionale è piccola ma non nulla. Allora, se per l'amplificatore operazionale si considera il modello equivalente di Fig. 4.8a, sostituendo quest'ultimo all'operazionale di Fig. 4.6, si ottiene il circuito di Fig. 4.8b.

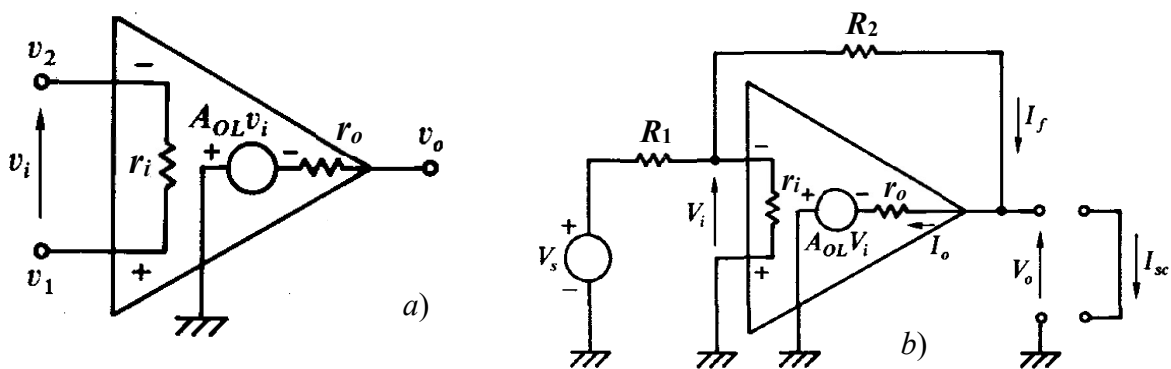


Fig. 4.8 – a) Modello equivalente dinamico dell'amplificatore operazionale
 b) Circuito equivalente dell'amplificatore invertente per il calcolo della resistenza d'uscita

La resistenza d'uscita R_o si può calcolare come rapporto tra la tensione d'uscita a vuoto v_o e la corrente di cortocircuito i_{sc} :

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1} v_s, \tag{4.9}$$

$$i_{sc} = i_f - i_o = \frac{v_s}{R_1 + R_2} - A_{OL} \frac{v_i}{r_o} \approx -A_{OL} \frac{v_i}{r_o} = -\frac{A_{OL}}{r_o} v_s \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \tag{4.10}$$

In queste operazioni si è considerata infinita la r_i dell'operazionale e si è inoltre considerato il primo addendo della (4.10) molto minore del secondo. Si può così ricavare la resistenza d'uscita:

$$R_o = \frac{v_o}{i_{sc}} = \left(-\frac{R_2}{R_1} v_s \right) \cdot \left(-\frac{r_o}{A_{OL} v_s} \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) = \frac{r_o}{A_{OL}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right). \tag{4.11}$$

Osservando infine che generalmente $R_2 / R_1 \gg 1$, ricordando la (4.7) si ha

$$R_o = r_o \frac{A_f}{A_{OL}}. \tag{4.12}$$

Dato che l'amplificazione ad anello aperto è certamente molto maggiore di quella ad anello chiuso ($A_{OL} \gg A_f$), la resistenza d'uscita dell'amplificatore invertente risulta ancora minore della pur piccola resistenza d'uscita dell'operazionale.

I risultati fin qui trovati ci permettono di fare alcune considerazioni sul dimensionamento delle due resistenze R_1 e R_2 . L'amplificazione ad anello chiuso si può regolare come si vuole scegliendo un rapporto opportuno per le due resistenze; è lecito tuttavia chiedersi *quanto grandi o quanto piccole possono essere le due resistenze* senza che si modifichino sensibilmente le prestazioni dell'amplificatore invertente.

- un valore di resistenza R_1 troppo basso implicherebbe una resistenza d'ingresso troppo bassa (cfr. relazione (4.8)), pertanto l'amplificatore invertente caricherebbe troppo la sorgente v_s (con conseguente riduzione dell'amplificazione totale);
- un valore di resistenza R_2 troppo basso implica ovviamente un valore di R_1 ancora più basso (se si vuole amplificazione). Inoltre, poiché un punto di R_2 è connesso a massa virtuale, allora R_2 si può considerare in parallelo all'uscita e se essa è confrontabile o più piccola di r_o , la tensione d'uscita cade maggiormente su r_o piuttosto che su R_2 : in tali condizioni non è più vero che $v_o = A_{OL}v_i$ e si può facilmente dimostrare che non è più neanche vero che $A_f = R_2 / R_1$;
- un valore di resistenza di R_2 troppo alto, confrontabile o maggiore di r_i , implica che il terminale invertente non si può più considerare a massa virtuale in quanto la corrente inizia a scorrere anche su r_i ; in questo modo l'effetto di reazione tende a scomparire. Ovviamente, per avere amplificazione, non è ugualmente possibile avere un valore di R_1 troppo elevato, giacché ciò implicherebbe un valore di R_2 ancora maggiore.

4.4.2 Amplificatore non invertente

La configurazione invertente presenta una resistenza d'ingresso relativamente ridotta; essa infatti coincide con R_1 e pertanto è molto più piccola di quella dell'operazionale. Inoltre l'inversione di fase talvolta può costituire un problema. L'*amplificatore non invertente* illustrato in Fig. 4.9 ovvia agli inconvenienti citati.

Il segnale viene applicato all'ingresso non invertente, cosicché il guadagno A_f dell'amplificatore è positivo. Attenzione! La rete di reazione è sempre connessa al terminale invertente.

La tensione all'ingresso invertente può essere espressa in funzione di v_o , dato che le due correnti su R_1 e R_2 coincidono grazie all'elevata resistenza d'ingresso r_i dell'operazionale; pertanto si ricava

$$v_- = v_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (4.13)$$

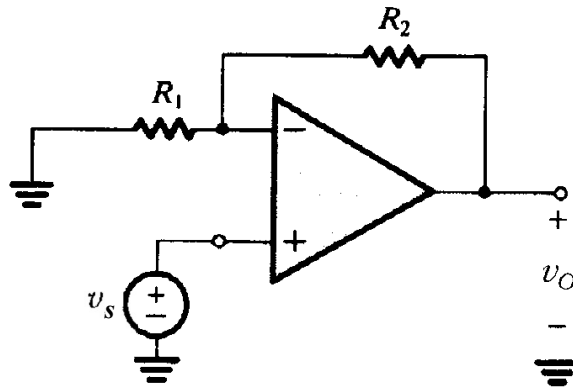


Fig. 4.9 – Amplificatore non invertente

Inoltre, la presenza del cortocircuito virtuale tra i due ingressi ci permette di asserire che

$$v_+ = v_s . \tag{4.14}$$

Da queste due ultime relazioni si ricava l'amplificazione del circuito:

$$A_f = \frac{v_o}{v_s} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} . \tag{4.15}$$

Calcoliamo adesso la resistenza d'ingresso dell'amplificatore non invertente, riferendoci allo schema equivalente di Fig. 4.10, dove v_s si considera come generatore ausiliario.

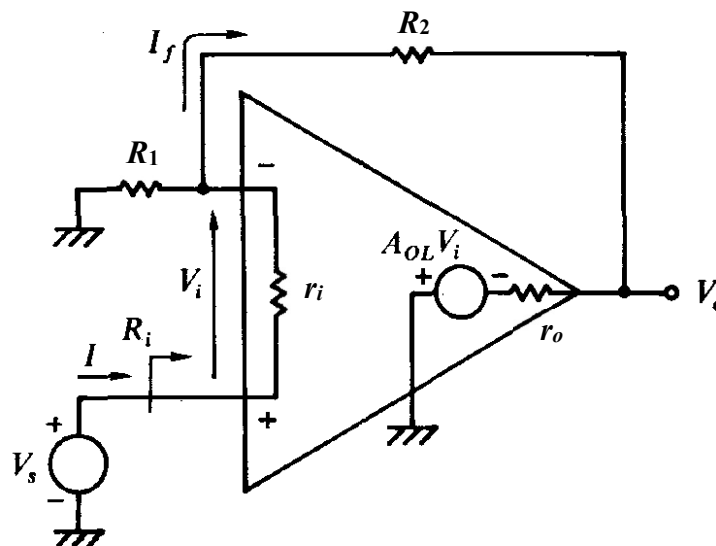


Fig. 4.10 – Circuito equivalente dell'amplificatore non invertente per il calcolo della resistenza d'ingresso

Trascurando r_o si ha

$$v_o = -A_{OL} v_i = A_{OL} (v_s - v_-) \tag{4.16}$$

e sostituendo la (4.13) nella (4.16) si ottiene

$$v_- = \frac{R_1 A_{OL}}{(1 + A_{OL})R_1 + R_2} v_s. \quad (4.17)$$

La resistenza d'ingresso, considerando $r_i \neq \infty$, è uguale pertanto a

$$\begin{aligned} R_i = \frac{v_s}{i} &= \frac{v_s}{\frac{v_s - v_-}{r_i}} = r_i \frac{v_s}{v_s - \frac{R_1 A_{OL}}{(1 + A_{OL})R_1 + R_2} v_s} = r_i \frac{(1 + A_{OL})R_1 + R_2}{R_1 + R_2} = \\ &= r_i \left(1 + \frac{A_{OL}}{A_f} \right) \approx r_i \frac{A_{OL}}{A_f}; \end{aligned} \quad (4.18)$$

essendo $A_{OL} \gg A_f$, la resistenza d'ingresso risulterà molto elevata ($R_i \gg r_i$).

Si calcola facilmente che la resistenza d'uscita dell'amplificatore non invertente risulta anch'essa molto piccola, coincidente con la stessa espressione (4.12) già ricavata per l'amplificatore invertente.

4.5 Circuiti lineari ad amplificatori operazionali

Esaminiamo in questo paragrafo una piccola rassegna dei principali circuiti ad amplificatori operazionali. Essa ovviamente non ha la pretesa di essere esaustiva, essendo molteplici gli impieghi di tale dispositivo. Una rassegna più completa delle applicazioni lineari degli amplificatori operazionali si può trovare in rete sul sito della *National Semiconductor* (www.national.com) o su quello della *Texas Instruments*

(<http://focus.ti.com/analog/docs/amplifiersandlinearhome.tsp?familyId=57&contentType=4>).

4.5.1 Buffer (separatore di impedenza)

È noto che per adattare l'impedenza tra due circuiti, uno con elevata resistenza d'uscita e l'altro con ridotta resistenza d'ingresso, si suole introdurre un circuito *buffer* che funzioni come *adattatore d'impedenza*.

Il circuito illustrato in Fig. 4.11 risponde a questa esigenza, adoperando un amplificatore operazionale.

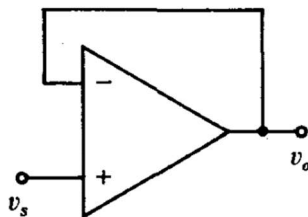


Fig. 4.11 – Buffer a guadagno unitario

Tale circuito presenta *guadagno unitario*, infatti, grazie al cortocircuito virtuale la tensione al morsetto invertente coincide con quella del morsetto non invertente, al quale è applicato l'ingresso; poiché l'uscita è connessa direttamente al morsetto invertente risulta evidentemente

$$v_o = v_- = v_s . \quad (4.19)$$

Il buffer di Fig. 4.11 è un caso particolare dell'amplificatore non invertente: esso si ottiene ponendo $R_1 = \infty$ e $R_2 = 0$. Sostituendo tali valori nelle espressioni relative, si ottiene evidentemente un'amplificazione unitaria ed inoltre la più alta resistenza d'ingresso (A_{OL}/A_f massimo) e la più bassa resistenza d'uscita (A_f/A_{OL} minimo) ottenibile con una configurazione non invertente.

4.5.2 Amplificatore differenziale

Data la sua natura, un amplificatore operazionale può essere adoperato come *amplificatore differenziale*. Il circuito presentato in Fig. 4.12 realizza questa funzionalità.

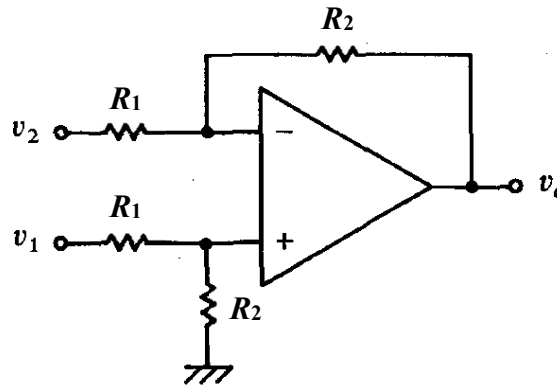


Fig. 4.12 – Amplificatore differenziale

Per calcolare l'espressione del segnale d'uscita, il metodo più semplice è quello di usare il *principio di sovrapposizione degli effetti*. Ciò è lecito, in quanto la rete è lineare. Per applicare la sovrapposizione degli effetti, dapprima poniamo v_1 a zero – cioè connettiamo a massa il terminale su cui è applicata v_1 – e troviamo la tensione d'uscita corrispondente, che sarà dovuta interamente a v_2 . Indichiamo questa tensione d'uscita con v_{o2} . Il suo valore si può ricavare dal circuito di Fig. 4.13a che coincide con quello della configurazione *invertente*. Le due resistenze sul terminale non invertente non influiscono sull'espressione dell'amplificazione, poiché in nessuna di esse scorre corrente. Quindi

$$v_{o2} = -\frac{R_2}{R_1} v_2 . \quad (4.20)$$

Successivamente poniamo v_2 a zero e calcoliamo la tensione d'uscita corrispondente, v_{o1} . Il circuito prende adesso la forma mostrata in Fig. 4.13b, che è la configurazione *non invertente* con

l'aggiunta di un partitore di tensione connesso all'ingresso non invertente. Quindi la tensione di uscita v_{o1} sarà data da

$$v_{o1} = v_+ \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = v_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) = \frac{R_2}{R_1} v_1. \quad (4.21)$$

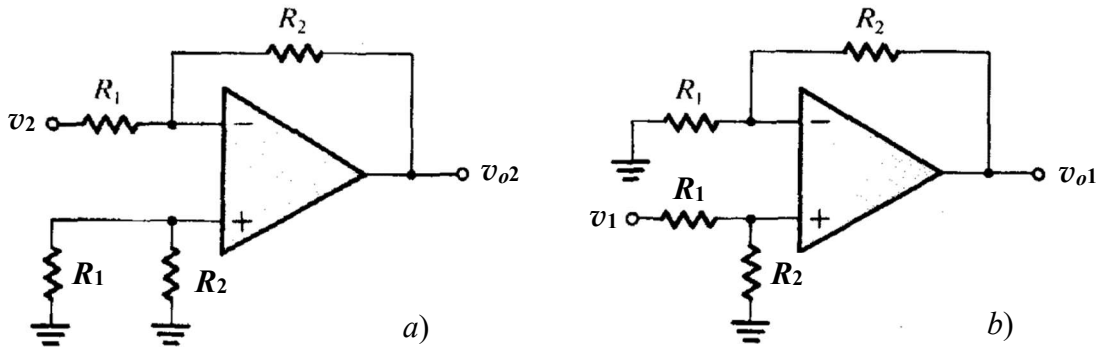


Fig. 4.13 – a), b) Applicazione del principio di sovrapposizione degli effetti all'amplificatore differenziale

Il principio di sovrapposizione degli effetti afferma che la tensione d'uscita v_o è uguale alla somma di v_{o1} e v_{o2} . Quindi abbiamo

$$v_o = v_{o1} + v_{o2} = \frac{R_2}{R_1} (v_1 - v_2). \quad (4.22)$$

4.5.3 Sommatore

La semplice aggiunta di uno o più ingressi con il rispettivo resistore ad un amplificatore invertente o non invertente consente la realizzazione di un circuito che fornisce in uscita la somma dei segnali applicati. Nel caso di un *sommatore invertente* (Fig. 4.14a) la somma deve essere cambiata di segno, mentre essa ha lo stesso segno dei segnali applicati nel caso di un *sommatore non invertente* (Fig. 4.14b).

Per il sommatore invertente di Fig. 4.14a, sfruttando la massa virtuale, si può scrivere che

$$v_o = -R i, \quad (4.23)$$

dove

$$i = \frac{v_{s1}}{R_1} + \frac{v_{s2}}{R_2} + \dots + \frac{v_{sn}}{R_n}, \quad (4.24)$$

per cui

$$v_o = -R \left(\frac{v_{s1}}{R_1} + \frac{v_{s2}}{R_2} + \dots + \frac{v_{sn}}{R_n} \right). \quad (4.25)$$

Evidentemente, posto

$$R = R_1 = R_2 = \dots = R_n, \tag{4.26}$$

si ottiene

$$v_o = -\sum_{i=1}^n v_{si}. \tag{4.27}$$

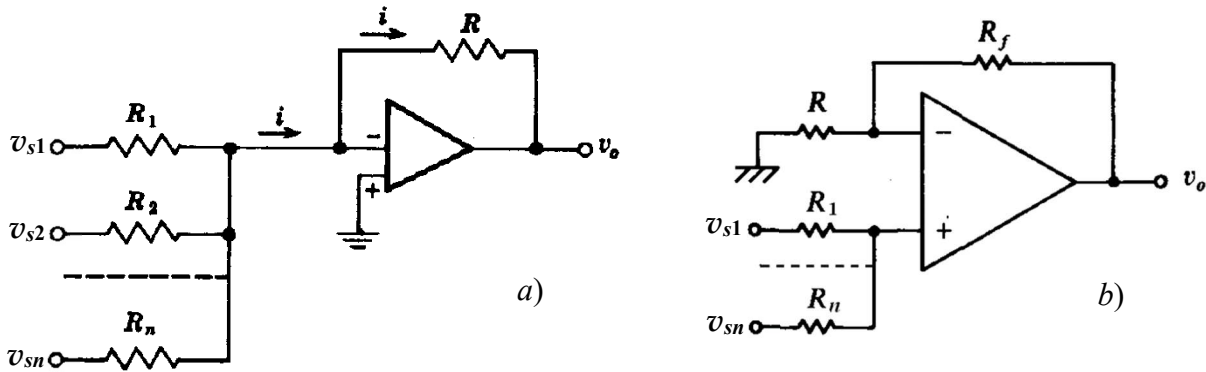


Fig. 4.14 – a) Sommatore invertente. b) Sommatore non invertente

Per il sommatore non invertente di Fig. 4.14b si dimostra che

$$v_o = \sum_{i=1}^n v_{si}. \tag{4.28}$$

avendo posto $R_1 = R_2 = \dots = R_n$ e $R = R_f / (n - 1)$.

4.5.4 Convertitore corrente-tensione (I/V)

Le configurazioni circuitali esaminate finora, appartengono tutte alla classe degli amplificatori di tensione. In alcuni casi però la grandezza d'ingresso è rappresentata da un generatore di corrente, mentre in uscita si vuole una tensione proporzionale alla corrente d'ingresso. Un esempio può essere il caso in cui si voglia acquisire il segnale proveniente da un fotodiode tramite una scheda d'acquisizione connessa ad un computer. Il fotodiode – come studieremo nel Cap. 9 – è un trasduttore ottico-elettrico, che fornisce un segnale di corrente, ma la scheda di acquisizione può leggere soltanto tensioni. In questo caso la configurazione circuitali più adatta da utilizzare come “interfaccia” tra il dispositivo e il computer, è quella relativa ad un *convertitore corrente-tensione (I/V)*.

Utilizzando un amplificatore operazionale è molto semplice realizzare un convertitore I/V: il suo schema circuitali tipico (insieme ad un generatore di corrente con la sua resistenza interna in ingresso) è riportato in Fig. 4.15.

Il convertitore I/V idealmente è in grado di fornire una tensione v_o proporzionale alla corrente d'ingresso i_s , indipendentemente dalla resistenza interna R_s del generatore d'ingresso e della resistenza di carico R_L . Esso presenta quindi resistenze d'ingresso e di uscita, entrambe pari a zero.

Infatti, se la resistenza d'ingresso è nulla, la corrente non scorre su R_s , ma entra direttamente nel ramo di reazione; allo stesso modo, se la resistenza d'uscita è nulla, la corrente non passa dal carico, poiché entra dal terminale d'uscita dell'operazionale che è a resistenza zero e si chiude a massa. Le caratteristiche dell'amplificatore operazionale consentono, almeno da un punto di vista ideale, di ottenere le prestazioni richieste.

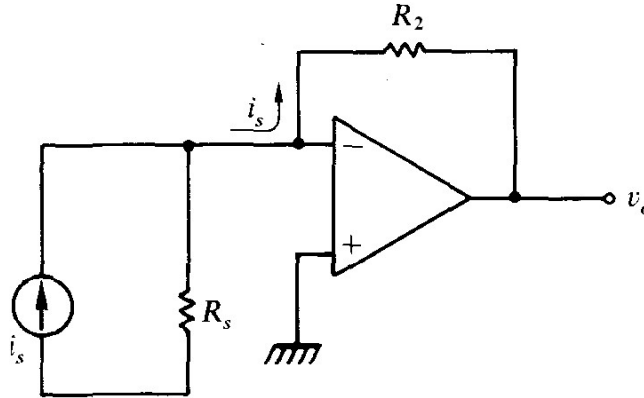


Fig. 4.15 – Convertitore I/V

Il circuito di Fig. 4.15 rappresenta la struttura più semplice. Poiché l'ingresso invertente costituisce una massa virtuale, la corrente che scorre su R_s è nulla e i_s fluisce interamente attraverso la resistenza R_2 . La tensione di uscita vale pertanto

$$v_o = -R_2 i_s . \quad (4.29)$$

La resistenza d'ingresso è praticamente nulla in quanto coincide con quella di un amplificatore invertente, ove si è posto $R_1 = 0$; la stessa cosa vale ovviamente anche per la resistenza d'uscita.

4.5.5 Integratore e derivatore

La configurazione circuitale di Fig. 4.16, nota come *integratore di Miller* o semplicemente *integratore*, permette di ottenere in uscita una forma d'onda che rappresenta l'integrale della tensione d'ingresso.

Sfruttando la massa virtuale (e ricordando che la corrente che scorre in un condensatore è pari alla capacità moltiplicata per la derivata della tensione ad esso applicata rispetto al tempo) si può ricavare la tensione d'uscita come segue

$$v_o = -\frac{1}{C} \int i \, dt ; \quad (4.30)$$

poiché

$$i = \frac{v_s}{R} , \quad (4.31)$$

sostituendo nella (4.30) si ricava

$$v_o = -\frac{1}{RC} \int v_s dt. \tag{4.32}$$

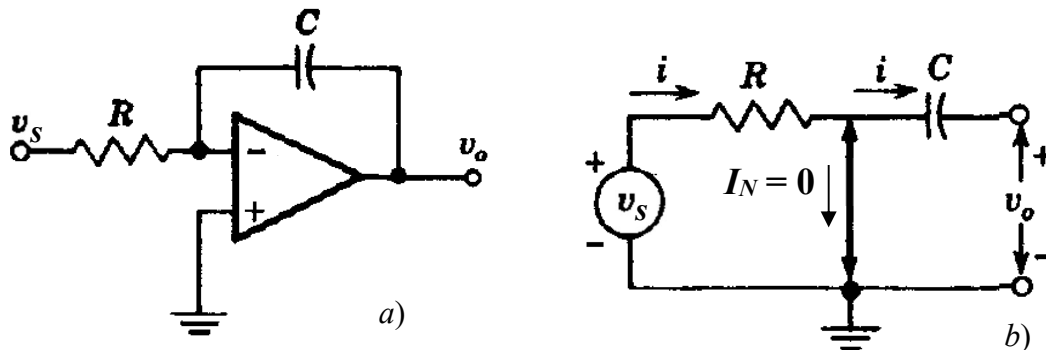


Fig. 4.16 – a) Integratore e b) suo circuito equivalente

In genere, al fine di mantenere una reazione negativa tra ingresso e uscita, in parallelo al condensatore si aggiunge una resistenza ottenendo così un integratore approssimato.

Se si applicano più ingressi con il rispettivo resistore ad un integratore si ottiene un *sommatore integratore*, dove l'uscita risulta proporzionale all'integrale della somma degli ingressi.

Il circuito duale dell'integratore, proposto in Fig. 4.17, rappresenta invece un *derivatore*.

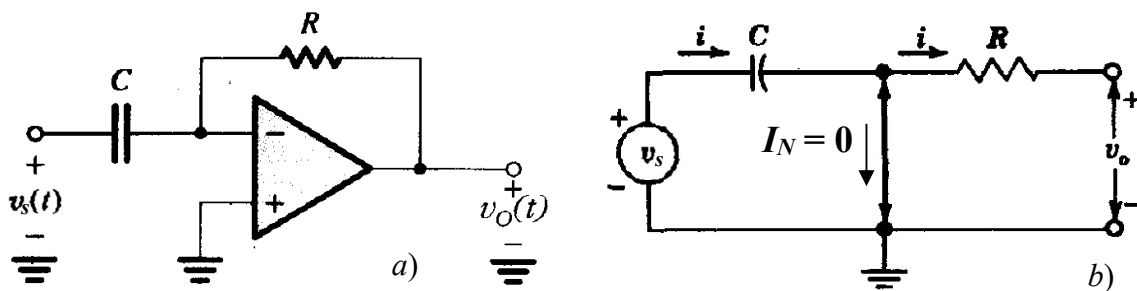


Fig. 4.17 – a) Derivatore e b) suo circuito equivalente

Il suo funzionamento è semplice da analizzare ricorrendo anche questa volta alla massa virtuale:

$$v_o = -Ri, \tag{4.33}$$

$$i = C \frac{dv_s}{dt}, \tag{4.34}$$

e sostituendo si ha

$$v_o = -RC \frac{dv_s}{dt}. \tag{4.35}$$

4.6 Caratteristiche degli amplificatori operazionali reali

Le prestazioni degli amplificatori reali differiscono da quelle dei dispositivi ideali a causa di alcuni fattori che determinano errori talvolta inaccettabili. Abbiamo, infatti, già detto che gli amplificatori operazionali reali presentano valori del guadagno e della resistenza d'ingresso non infiniti e valori della resistenza d'uscita non nulli. Per avere un'idea dei valori "reali" si riportano i parametri tipici di due amplificatori operazionali tra i più diffusi.

Tab. 4.1 – Parametri ideali e tipici di due amplificatori operazionali

Parametro	Simbolo	Ideale	Tipico $\mu A741C$	Tipico LF157
Guadagno	A_{OL}	∞	2×10^5	2×10^5
Resistenza di uscita	R_o	0	75 Ω	0,1 ÷ 10 Ω
Resistenza di ingresso	R_i	∞	2 M Ω	10 ¹² Ω
Larghezza di banda	BW	∞	1 MHz	20 MHz

A parte la discrepanza che ovviamente sussiste tra i valori reali e quelli ideali, si devono considerare anche alcuni fattori che possono influire sulle prestazioni circuitali. Vediamo di analizzare tali fattori più in dettaglio.

- *Tensione di offset (in ingresso):*

Se si applica un segnale nullo all'ingresso di un amplificatore operazionale, la tensione di uscita risulta diversa da zero. Tale *tensione*, detta *di offset*, è determinata principalmente da sbilanciamenti tra i due lati dello stadio d'ingresso, oltre che da lievi asimmetrie interne.

Questo effetto può essere rappresentato da un generatore di tensione V_{OS} in serie ad uno dei terminali d'ingresso, come mostrato in Fig. 4.18a: questa tensione, amplificata, determina indesiderate tensioni di offset in uscita. Poiché i valori tipici della tensione di offset in ingresso sono dell'ordine del mV, è chiaro che tale tensione è sufficiente a portare l'amplificazione in saturazione anche in assenza di ingresso applicato. È sufficiente, infatti, osservare la caratteristica di trasferimento di Fig. 4.18b, in presenza di un offset d'ingresso pari a $V_{OS} = 5$ mV: in assenza di segnale d'ingresso ($v_{Id} = 0$) il valore della tensione d'uscita v_o è decisamente in saturazione.

Molti amplificatori operazionali in commercio presentano terminali per la regolazione dell'offset; inoltre i manuali consigliano quasi sempre i circuiti più adatti per minimizzare gli errori di offset. Di solito questo viene realizzato collegando un trimmer esterno a due pin designati nell'integrato, come illustrato in Fig. 4.19a e Fig. 4.19b per un operazionale del tipo 741. I due terminali sono indicati come "offset null" (pin 1 e 5). In assenza di input, il trimmer (o potenziometro) viene semplicemente regolato finché la tensione di uscita non indica 0, come mostrato in Fig. 4.19c.

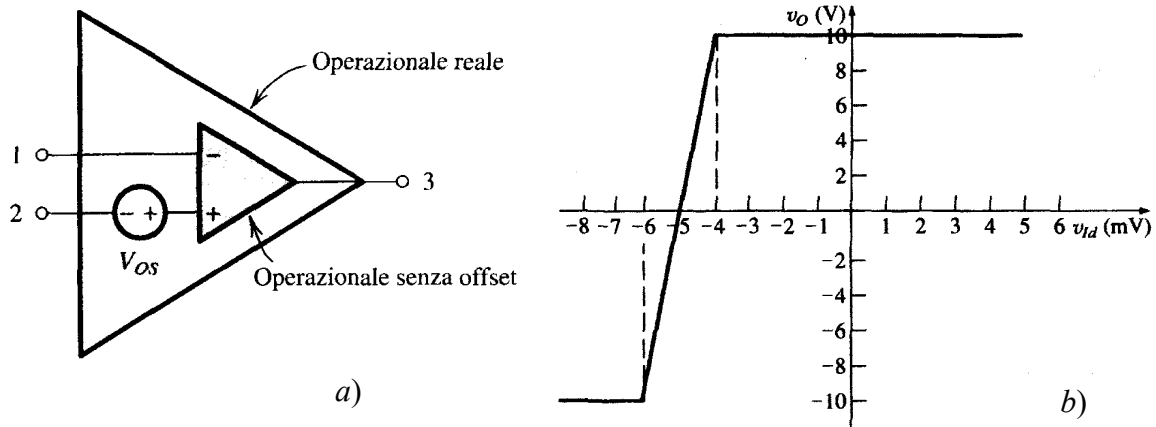


Fig. 4.18 – a) Modello circuitale di un amplificatore operazionale con tensione di offset in ingresso V_{os} . b) Transcaratteristica di un amplificatore operazionale con $V_{os} = 5\text{ mV}$

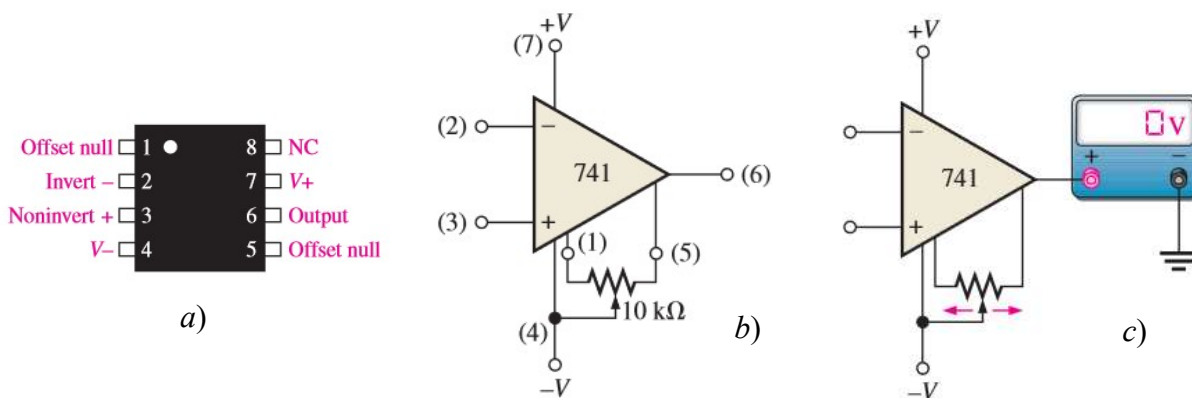


Fig. 4.19 – a) Piedinatura dell'operazionale 741. b),c) Compensazione dell'offset utilizzando un trimmer esterno

- *Corrente di polarizzazione (in ingresso):*

Il problema delle *correnti di polarizzazione in ingresso* è illustrato in Fig. 4.20. Per far funzionare l'amplificatore operazionale, i suoi due terminali d'ingresso devono essere alimentati con correnti continue di valore finito, dette per l'appunto correnti di polarizzazione (o *bias*). In altre parole si ha un assorbimento di corrente da parte degli ingressi (dovute al fatto che i componenti elettronici d'ingresso hanno resistenza d'ingresso non infinita).

La corrente di polarizzazione d'ingresso è definita come il valore medio di queste due correnti assorbite dal circuito, cioè

$$I_B = \frac{|I_{B1}| + |I_{B2}|}{2} \tag{4.36}$$

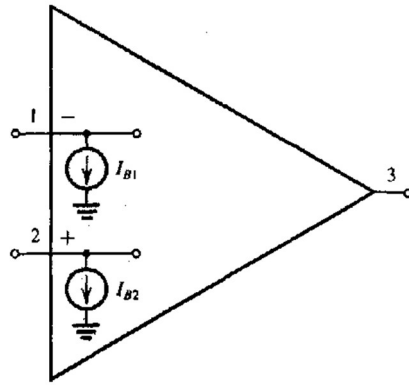


Fig. 4.20 – Rappresentazione delle correnti di polarizzazione attraverso i due generatori di corrente I_{B1} e I_{B2}

Tipicamente per dispositivi con ingressi a BJT, I_B è dell'ordine dei 500 nA, mentre per dispositivi con ingressi a FET, I_B è intorno a 50 pA. Per valutare in che modo essa influisce sulla tensione d'uscita, basti considerare la classica configurazione dell'amplificatore invertente dove $v_s = 0$ (vale a dire con la resistenza R_1 connessa a massa); considerando per l'operazionale il modello di Fig. 4.20, la tensione di uscita è pari a

$$v_o = R_2 I_{B1} \approx R_2 I_B. \tag{4.37}$$

Questo ovviamente fissa un limite superiore per la resistenza R_2 (un altro, oltre a quelli già visti precedentemente!). Si consideri ad esempio $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ e $I_B = 0,5 \text{ }\mu\text{A}$: con tali valori, in assenza di segnale in ingresso, si ottiene $v_o = 0,5 \text{ V}$, valore ovviamente non tollerabile.

Una tipica tecnica di compensazione consiste nel fare in modo che le resistenze viste dai due terminali d'ingresso verso massa coincidano. Per l'amplificatore invertente si dovrà allora inserire un resistore di compensazione $R_c = R_1 // R_2$ come illustrato in Fig. 4.21.

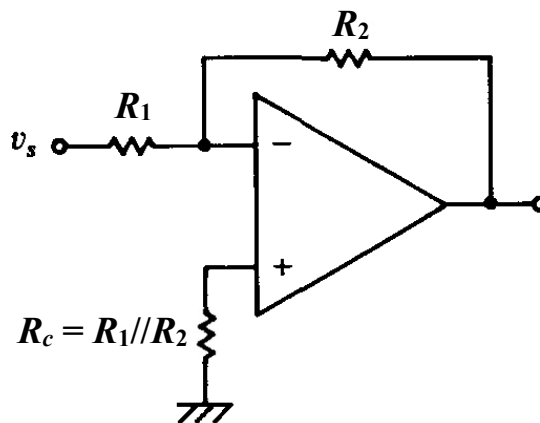


Fig. 4.21 – Amplificatore invertente con resistore R_c di compensazione

- *Corrente di offset (in ingresso):*

Il metodo di compensazione citato è efficace se le correnti I_{B1} e I_{B2} sono uguali. In realtà, la non perfetta simmetria dello stadio differenziale d'ingresso determina una differenza tra le correnti di polarizzazione. Si definisce allora la *corrente di offset* come

$$I_{OS} = |I_{B1} - I_{B2}|. \quad (4.38)$$

Valori massimi comuni per I_{OS} sono 200 nA e 10 pA, rispettivamente per dispositivi con ingresso bipolare e a FET.

Nella valutazione dell'errore commesso in uscita a causa delle correnti di polarizzazione, si era supposto che le due correnti I_{B1} e I_{B2} fossero all'incirca uguali, ricavando in tal modo la (4.37). Poiché esse non lo sono, si deve considerare anche l'errore nella tensione d'uscita dovuto alla corrente di offset, il quale – come è possibile dimostrare – è pari a $R_2 I_{OS}$. Per minimizzare gli effetti della corrente di offset conviene pertanto assumere valori di R_2 non eccessivi.

- *Limitazione della corrente d'uscita:*

La corrente d'uscita degli operazionali non può essere grande indefinitamente ma è in genere limitata dalla massima corrente di cortocircuito. Essa vale tipicamente $I_{sc} \approx 25$ mA per parecchi modelli ed il suo valore è sempre riportato nei fogli tecnici forniti dal costruttore.

Se si considerano le correnti che scorrono in uscita di un amplificatore invertente si ha

$$i_o = i_2 + i_L, \quad (4.39)$$

dove i_o è la corrente che entra dentro l'uscita dell'operazionale (cioè che scorre su r_o), i_2 è la corrente che scorre sulla resistenza di reazione R_2 e i_L è la corrente che scorre sul carico R_L . Pertanto, affinché i_o non superi il limite sopraddetto, occorre scegliere valori opportuni di R_1 , R_2 e R_L . In altre parole, per valori di corrente inferiori a $5 \div 10$ mA, l'uscita si comporta come un *generatore di tensione ideale* (ossia con resistenza d'uscita nulla) $v_o = A_f v_s$, dove A_f dipende solo dalle resistenze R_1 e R_2 , ma non dal carico applicato. Invece, per valori di corrente superiori, la tensione di uscita *diminuisce*: ciò è dovuto alla circuiteria interna che regola la corrente d'uscita e fornisce una *protezione* contro il cortocircuito dell'uscita, pertanto l'uscita *dipende* dal carico applicato (e ciò è ovviamente da evitare).

4.7 Comparatori

In Fig. 4.22a è illustrato un circuito che consente di comparare il segnale v_s applicato all'ingresso invertente, con una tensione di riferimento V_R . L'uscita dell'amplificatore operazionale commuta a V_{sat} quando v_s scende al di sotto di V_R (infatti $v_+ > v_-$), rimanendo altrimenti a $v_o = -V_{sat}$ (cfr. Fig. 4.22b).

L'amplificatore operazionale utilizzato ad anello aperto costituisce un *comparatore* semplice ed economico. Occorre tuttavia evidenziare i limiti di un comparatore realizzato con una struttura circuitale così scarna e con operazionali adatti ad usi generici:

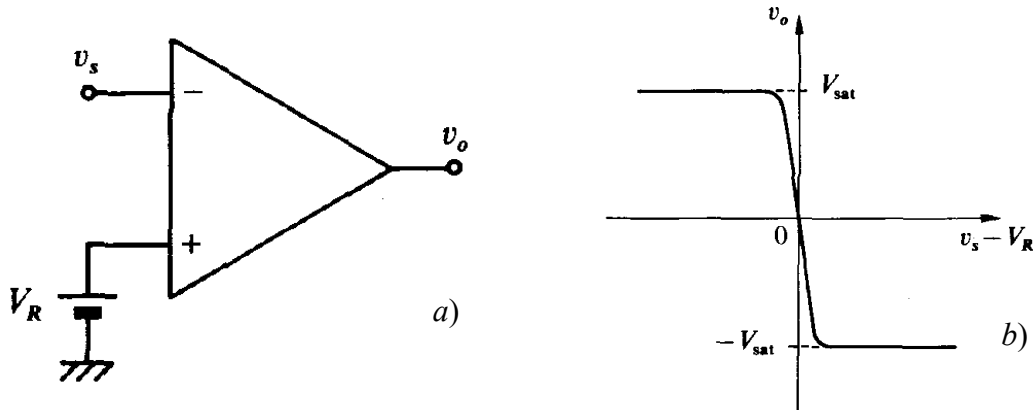


Fig. 4.22 – a) Amplificatore operazionale usato come comparatore e b) transcaratteristica relativa

- L'operazionale per usi generici (*general purpose*) è piuttosto lento nella commutazione; occorre, in certi casi, valutare le prestazioni dell'operazionale per quanto riguarda il tempo di propagazione o di risposta.
- Le uscite degli operazionali generalmente commutano fra $\pm V_{sat}$; in questo modo non è possibile pilotare dispositivi che richiedono livelli di tensione particolari, ad esempio 0 e 5 V, come gli integrati TTL, o 0 e $5 \div 15$ V, come i CMOS.
- La maggior parte degli operazionali integrati richiede alimentazioni duali $\pm V$ (ad esempio ± 15 V) e presenta una dinamica di uscita fra $\pm V_{sat}$, con $V_{sat} \approx V - 2$ V. Per pilotare porte TTL o CMOS è possibile utilizzare una sola alimentazione, ponendo il terminale $-V$ a massa e il terminale $+V$ all'alimentazione positiva (ad esempio 30 V): in questo modo però la dinamica di uscita si sposta fra circa $+V - 2$ V e $1 \div 2$ V; inoltre anche agli ingressi non potranno essere applicate tensioni negative, per evitare danni all'operazionale.
- Infine, un comparatore realizzato con una struttura ad anello aperto si rivela assai sensibile ai disturbi o al rumore presente ad uno o all'altro degli ingressi.

L'integrato 311 (come gli equivalenti 111 e 211, caratterizzati da un intervallo di temperatura di lavoro più ampio) è invece un comparatore assai versatile che fornisce ottime prestazioni per quanto riguarda sia il tempo, sia la precisione della risposta. Esso può essere alimentato con la classica alimentazione duale ± 15 V oppure con alimentazione unipolare, da 30 V a 5 V, il che consente una

notevole semplificazione dei circuiti di alimentazione. Un altro aspetto molto interessante è costituito dal fatto che, indipendentemente dai valori dell'alimentazione, il 311 può pilotare direttamente circuiti digitali TTL e CMOS.

In Fig. 4.23 è illustrato lo schema funzionale interno con le connessioni ai terminali del contenitore: si noti che lo stadio di uscita è costituito da un dispositivo sinora mai incontrato. Si tratta di un transistor BJT, il cui studio verrà affrontato più avanti. Basti per ora semplicemente sapere che esso si comporta da interruttore aperto se il terminale B è negativo (si dice che il BJT è in interdizione), mentre da interruttore chiuso se B è positivo (si dice che il BJT è in saturazione).

Il terminale C deve essere collegato, tramite un'opportuna resistenza, ad una sorgente di alimentazione positiva e costituisce l'uscita del sistema. Quando l'ingresso IN_+ è più positivo dell'ingresso IN_- , l'uscita dell'operazionale dovrebbe essere pari a $+V_{sat}$: l'uscita tuttavia è negata (pallino al terminale di uscita dell'operazionale) quindi il potenziale di B è $-V_{sat}$. Pertanto il transistor si comporta da interruttore aperto e la tensione di uscita, prelevata al terminale C , è pari alla tensione che alimenta il transistor stesso ("livello alto"). Quando viceversa IN_+ è minore di IN_- , il potenziale di B è $+V_{sat}$, il transistor si comporta da interruttore chiuso e l'uscita C è sostanzialmente collegata al terminale E , che normalmente viene connesso a massa ("livello basso").

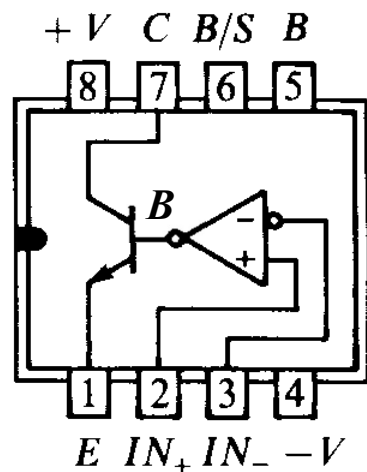


Fig. 4.23 – Schema funzionale e piedinatura del comparatore LM311

Si noti che in commercio sono disponibili vari altri comparatori integrati con caratteristiche analoghe e con prestazioni anche superiori. In particolare si può citare l'integrato 339, che contiene ben quattro comparatori simili al 311.

Connettendo opportunamente più operazionali, assieme ad altri dispositivi, è possibile realizzare *comparatori a finestra*, ossia comparatori provvisti di due soglie. Un esempio sarà mostrato nel Cap. 6, dopo che sarà stato affrontato lo studio del *diodo a giunzione*.

4.8 Fogli tecnici (data sheets) di amplificatori operazionali

Le case costruttrici di dispositivi a semiconduttore forniscono normalmente, per ogni tipo di dispositivo a semiconduttore, dei *fogli tecnici (data sheets)* esplicativi. In tali fogli è ovviamente indicato il tipo di componente, identificato da una sigla, in genere mista numerica-alfanumerica, e le corrispondenti prestazioni. Queste ultime vengono espresse in termini di *dati caratteristici, valori nominali, valori nominali massimi assoluti*.

I *dati caratteristici* (in genere indicati come *electrical characteristics*) forniscono informazioni sulle prestazioni del dispositivo in determinate condizioni di lavoro (ad esempio, per un determinato valore di corrente o di temperatura). Secondo i casi, i valori caratteristici vengono indicati come *valori tipici* o come *valori massimi e minimi garantiti*. Spesso, i dati caratteristici sono riportati in forma di grafici che riportano una o più curve, relative a diverse condizioni di lavoro. È bene osservare che le informazioni date sotto forma di grafico sono utilizzabili esclusivamente a scopo indicativo, giusto per avere subito un'idea qualitativa del comportamento di un determinato dispositivo. È sempre meglio evitare di estrapolare dati numerici da tali grafici, viste le loro ampie *dispersioni*. In altri termini, i grafici si riferiscono spesso ai valori tipici del dispositivo, tuttavia i valori reali possono divergere da questi anche di più del 50%.

I *valori nominali* sono i valori consigliati dal costruttore, che garantiscono un buon funzionamento del dispositivo nelle peggiori condizioni di lavoro.

I *valori nominali massimi assoluti (absolute maximum ratings)* rappresentano i valori che non possono essere superati senza rischio di danneggiare il dispositivo.

Oltre a tali indicazioni, le case costruttrici possono fornire ulteriori informazioni, quali *dati meccanici, dati sul contenitore, informazioni sui circuiti di misura, temperatura massima per le saldature*, etc.

Nel caso degli amplificatori operazionali, tra gli *absolute maximum ratings* figurano la massima tensione d'alimentazione (*supply voltage*), la massima tensione d'ingresso (*input voltage*) e quella differenziale (*differential input voltage*); tra le *electrical characteristics* sono ovviamente inserite la tensione di offset (*input offset voltage*), la corrente di polarizzazione (*input bias current*), quella di offset (*input offset current*) e la corrente di cortocircuito d'uscita (*output short circuit current*).

Come per gli altri componenti, i costruttori forniscono, a titolo orientativo, pagine di *Selection Guide*. Una classificazione, non assoluta, ma utile ai fini applicativi, può essere la seguente:

- *General purpose*: operazionali per usi generali, sono quelli meno costosi e non particolarmente veloci. Le applicazioni tipiche comprendono: sommatore, amplificatori invertenti, buffer, filtri.

- *Low bias current, High input impedance, FET-input*: realizzati di solito in tecnologia BIFET, sfruttano l'alta impedenza d'ingresso tipica dei transistor di tipo FET e trovano particolarmente impiego nelle applicazioni che prevedono integratori e convertitori I/V .
- *FET-input dual*: sono assai utili quando si necessita di due operazionali con caratteristiche simili (*matched*) nello stesso contenitore (*package*), come in alcune applicazioni particolari (ad esempio, negli amplificatori logaritmici).
- *High-accuracy, Low drift, Differential input*: offrono elevate prestazioni rispetto alle derivate termiche, agli offset, al guadagno ad anello aperto. Sono usati nella strumentazione di precisione e per l'amplificazione di segnali di piccola ampiezza.
- *Wide bandwidth, Fast settling, High speed*: sono caratterizzati dal ridotto *settling time* (importante in applicazioni con rapide commutazioni, nei convertitori digitali-analogici), da una larghezza di banda per piccoli segnali molto ampia (importante nei preamplificatori e nell'elaborazione di piccoli segnali in alta frequenza) e da un elevato *slew rate*, cioè la massima velocità di variazione della tensione di uscita quando all'ingresso è applicato un segnale a gradino (importante per il trattamento di segnali di alta frequenza o di ampiezza elevata).

Occorre aggiungere che molti amplificatori permettono di compensare gli errori dovuti alla tensione di offset o alle correnti di polarizzazione o di offset, connettendo una rete esterna ad un piedino particolare dell'integrato.

Generalmente le sigle degli operazionali comprendono, oltre ad un prefisso che indica la casa costruttrice e una sigla numerica che identifica il tipo di componente, una o più lettere che specificano l'intervallo di temperature di lavoro e indicano la serie commerciale, industriale, militare, oppure segnalano prestazioni superiori rispetto a qualche parametro.

Infine, rassegne di circuiti applicativi sono spesso pubblicate da alcune case costruttrici o messe a disposizione gratuitamente in rete.

