

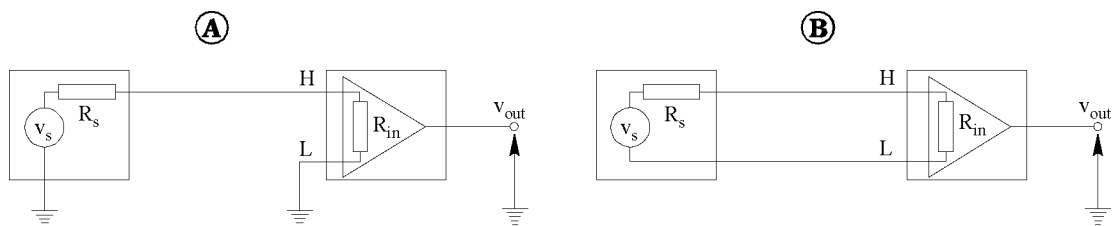
# Circuiti di ingresso differenziali

## 1 - Gli stadi di ingresso

### Gli stadi *single-ended* e differenziali

I segnali elettrici prodotti dai trasduttori oppure presenti in un circuito o apparato elettrico vengono normalmente applicati agli stadi di ingresso di strumenti elettronici per poterne effettuare la misura. La connessione fisica allo strumento richiede tuttavia di considerare la modalità di riferimento per i potenziali, sia per quanto riguarda gli stadi di ingresso dello strumento sia per quanto riguarda il generatore equivalente del segnale da misurare.

Nei circuiti elettronici attivi (per esempio gli amplificatori) è sempre presente un punto comune (*common*) al quale riferire i potenziali di molti altri punti. Tipicamente a questo punto comune sono riferite le tensioni di polarizzazione, le tensioni d'uscita e spesso le tensioni in ingresso. Per quanto riguarda invece il segnale da misurare, non sempre è possibile portare uno dei suoi morsetti al potenziale di riferimento (*common*) degli stadi di ingresso del sistema di misura. A titolo di esempio, in Fig.1.1A è riportato il caso di un generatore equivalente di segnale ( $v_s$ ,  $R_s$ ) applicato a uno stadio amplificatore sui morsetti H ed L (*High* e *Low*), fra i quali è presente la resistenza d'ingresso  $R_{in}$ . In questo schema, sia il generatore di segnale ( $v_s$ ,  $R_s$ ), sia l'ingresso (H L) dell'amplificatore, sia l'uscita ( $v_{out}$ ), sono tutti riferiti allo stesso punto comune. Questa configurazione è detta *single-ended* (cioè con le tensioni riferite a un unico punto). D'altra parte, in molti casi pratici il segnale di misura risulta flottante, cioè la tensione del segnale di interesse non è riferita a un punto comune. In tali casi, gli stadi amplificatori di tipo *single-ended* non sono utilizzabili e si realizzano pertanto configurazioni apposite (vedi Fig.1.1B) il cui schema base è rappresentato dall'amplificatore differenziale.



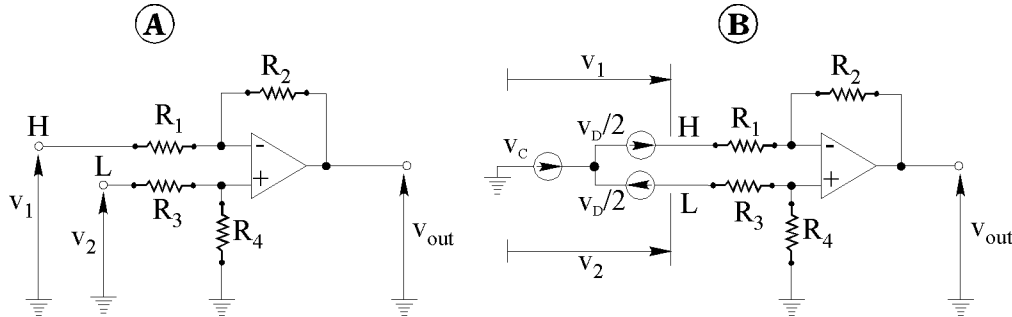
**Fig.1.1** - Modalità per applicare un segnale a uno strumento di misura.  
 A) *single-ended*. B) *differenziale*.

### L'amplificatore differenziale

Lo scopo di un amplificatore differenziale è quello di amplificare, con guadagno  $A_D$ , solo la differenza fra i due segnali  $v_1$  e  $v_2$  applicati ai suoi due ingressi (H L):

$$v_{out} = A_D (v_1 - v_2) \quad (1.1)$$

Nell'espressione precedente le tensioni  $v_1$  e  $v_2$  sono considerate riferite a un punto comune. In pratica, può essere difficile amplificare solo la tensione differenziale, a causa della tensione di modo comune, ossia di quella componente di  $v_1$  e  $v_2$  che può ritenersi applicata contemporaneamente e in ugual misura ai due ingressi (Fig.1.2 A e B).



**Fig.1.2** - Amplificatore differenziale: tensione differenziale e di modo comune.

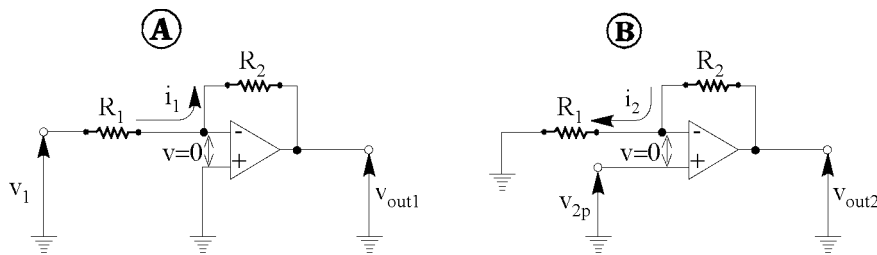
Per chiarire questo fatto, definiamo:

$$\begin{aligned} \text{tensione differenziale: } v_D &= v_1 - v_2 \\ \text{tensione di modo comune: } v_C &= \frac{v_1 + v_2}{2} \end{aligned} \quad (1.2)$$

Allora i due segnali in ingresso possono esprimersi nella forma:

$$v_1 = v_C + \frac{v_D}{2} \quad v_2 = v_C - \frac{v_D}{2} \quad (1.3)$$

Questa scomposizione è utile per analizzare il comportamento dell'amplificatore differenziale. In particolare, si può applicare il principio di sovrapposizione degli effetti, considerando i contributi sull'uscita  $v_{out}$  dovuti separatamente agli ingressi  $v_1$  e  $v_2$  e tenendo conto del noto funzionamento degli operazionali ideali (vedi Fig.1.3 A e B).



**Fig.1.3** - Schema per la sovrapposizione degli effetti di  $v_1$  e  $v_2$ .

Caso A) - Considero solo la presenza di  $v_1$  (Fig.1.3A). Si ha:

$$i_1 = \frac{v_1}{R_1} = -\frac{v_{out1}}{R_2} \Rightarrow v_{out1} = -\frac{R_2}{R_1} v_1 = A_1 v_1 \quad (1.4)$$

Caso B) - Considero solo la presenza di  $v_2$  (Fig.1.3B).

La tensione sul morsetto non invertente (+) risulta:  $v_{2p} = v_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4}$  e quindi:

$$i_2 = \frac{v_{2p}}{R_1} = \frac{v_{out2}}{R_1 + R_2} \Rightarrow v_{out2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot v_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} = A_2 v_2 \quad (1.5)$$

In definitiva, la tensione complessiva è:

$$v_{out} = v_{out1} + v_{out2} = A_1 v_1 + A_2 v_2 \quad \text{posto: } A_1 = -\frac{R_2}{R_1} \text{ e } A_2 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (1.6)$$

Dove sono stati introdotti i guadagni  $A_1$  e  $A_2$  con cui le tensioni in ingresso  $v_1$  e  $v_2$  si presentano sull'uscita  $v_{out}$ .

Se ora si esprimono le tensioni in ingresso  $v_1$  e  $v_2$  in funzione delle componenti di modo comune  $v_C$  e differenziale  $v_D$  si ottiene:

$$v_{out} = (A_1 + A_2)v_C + (A_1 - A_2)\frac{v_D}{2} = A_C v_C + A_D v_D \quad (1.7)$$

I guadagni di modo comune  $A_C$  e differenziale  $A_D$  risultano allora:

$$\begin{aligned} A_C &= \left. \frac{v_{out}}{v_C} \right|_{v_D=0} = A_1 + A_2 = -\frac{R_2}{R_1} \left[ 1 - \frac{1 + R_1/R_2}{1 + R_3/R_4} \right] \\ A_D &= \left. \frac{v_{out}}{v_D} \right|_{v_C=0} = \frac{A_1 - A_2}{2} = -\frac{1}{2} \frac{R_2}{R_1} \left[ 1 + \frac{1 + R_1/R_2}{1 + R_3/R_4} \right] \end{aligned} \quad (1.8)$$

Da tali espressioni si può dedurre la condizione tipica per un comportamento rigorosamente differenziale, caratterizzato da un guadagno nullo per il modo comune ( $A_C=0$ ).

Tale condizione risulta evidentemente:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \Rightarrow v_{out} = A_D v_D = -\frac{R_2}{R_1} (v_1 - v_2) \quad (1.9)$$

Se viene realizzata la condizione precedente sui rapporti fra le diverse resistenze, viene amplificata (e invertita) solo la differenza  $v_D$  fra i segnali in ingresso, mentre nessun contributo della tensione di modo comune  $v_C$  è presente sull'uscita.

In molte applicazioni può accadere che, a fronte di una piccola tensione differenziale  $v_D$ , sia presente un elevato valore della tensione di modo comune  $v_C$ .

In questi casi è necessario garantire una completa reiezione del modo comune e quindi tendere ad annullare il guadagno  $A_C$ . In pratica può risultare difficile soddisfare esattamente la condizione precedente sui rapporti fra le resistenze, a causa delle inevitabili tolleranze sui valori delle resistenze. Per ovviare all'inconveniente, spesso può bastare la sostituzione di una delle quattro resistenze, per esempio  $R_4$ , con un potenziometro multigiri: in tal modo, variando la resistenza  $R_4$ , si possono compensare entro certi limiti le tolleranze sui valori delle resistenze commerciali.

### La reiezione del modo comune

La reiezione del modo comune viene espressa di solito mediante il *CMRR* (*Common Mode Rejection Ratio*). Questo è definito come il rapporto fra i moduli dei guadagni differenziale e di modo comune; spesso viene dato anche in dB (*Common Mode Rejection, CMR*):

$$CMRR = \frac{|A_D|}{|A_C|} = \frac{|A_1 - A_2|}{2 \cdot |A_1 + A_2|} \quad CMR_{dB} = 20 \log \frac{|A_D|}{|A_C|} \quad (1.10)$$

In pratica bisognerà tener presente che, oltre al disadattamento delle resistenze esterne, lo stesso amplificatore operazionale, nel suo funzionamento reale, determina la comparsa di componenti di modo comune sull'uscita. Gli elementi per una caratterizzazione al riguardo sono forniti dai costruttori nei *data-sheet*.

Per concludere osserviamo alcuni limiti dell'amplificatore differenziale. Lo schema di Fig.1.2 richiede di variare due resistenze ( $R_2$  e  $R_1$ ) per la regolazione del guadagno differenziale; contemporaneamente, al fine di garantire sempre la reiezione del modo comune, è necessario controllare anche le altre due resistenze ( $R_3$  e  $R_4$ ).

Un ulteriore vincolo, nella definizione delle resistenze, è rappresentato dalle resistenze d'ingresso, che dovrebbero risultare sempre sufficientemente elevate. Per esempio, la resistenza di ingresso al segnale differenziale  $v_D$  è costituita dalla somma delle resistenze  $R_1$  e  $R_3$ . Assumere troppo elevati questi valori, potrebbe creare difficoltà nella scelta di  $R_2$  e  $R_4$ , soprattutto se è richiesto un alto guadagno. In pratica, questi inconvenienti possono essere efficacemente superati con l'amplificatore per strumentazione.

## 2 - L'amplificatore per strumentazione

### Schema circuitale

L'amplificatore per strumentazione è un dispositivo che presenta molti dei requisiti richiesti a un buon amplificatore differenziale. Essenzialmente è costituito da due stadi non invertenti ( $OP1$  e  $OP2$ ), montati secondo una struttura bilanciata (Fig.2.1).

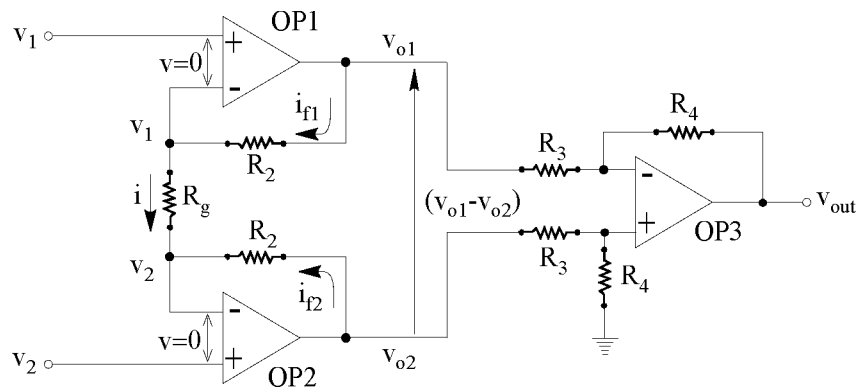


Fig.2.1 - Amplificatore per strumentazione.

Per l'analisi del dispositivo osserviamo che, se gli amplificatori operazionali  $OP1$  e  $OP2$  hanno un comportamento ideale, esiste un corto circuito virtuale ai loro ingressi.

Pertanto la corrente nella resistenza  $R_g$  risulta:

$$i = \frac{v_1 - v_2}{R_g} = i_{f1} = -i_{f2} \quad (2.1)$$

Le tensioni in uscita da  $OP1$  e  $OP2$  sono applicate allo stadio differenziale successivo, contenente l'amplificatore  $OP3$ :

$$v_{o1} - v_{o2} = (R_g + 2R_2)i = \frac{R_g + 2R_2}{R_g}(v_1 - v_2) = \left(1 + 2\frac{R_2}{R_g}\right)(v_1 - v_2) \quad (2.2)$$

La tensione in uscita da *OP3*, se le resistenze  $R_3$  ed  $R_4$  sono perfettamente bilanciate, risulta in definitiva:

$$v_{out} = -\frac{R_4}{R_3} \left( 1 + 2 \frac{R_2}{R_g} \right) (v_1 - v_2) = A_D v_D \quad (2.3)$$

Il guadagno differenziale  $A_D$  può così essere stabilito agendo su una sola resistenza  $R_g$ .

La resistenza di ingresso per entrambi i canali  $v_1$  e  $v_2$  è particolarmente elevata (in teoria infinitamente grande). Il dispositivo è di norma disponibile su circuito integrato e ciò limita notevolmente le derivate dovute a fenomeni termici e consente di ottenere, con opportune tecnologie costruttive, un accurato valore degli elementi resistivi interni.

Il controllo del guadagno avviene mediante il resistore  $R_g$  esterno al circuito integrato.

In molti integrati, tale resistenza può essere variata in modo programmabile (PGIA, *Programmable Gain Instrumentation Amplifier*).

Riguardo al funzionamento dell'amplificatore per strumentazione, si noti ancora che, se consideriamo una tensione di modo comune  $v_C$  in ingresso, cioè se risulta  $v_1 = v_2 = v_C$ , allora, per effetto del corto circuito virtuale in ingresso, dovuto alla presenza della controreazione, anche il morsetto non invertente di entrambi gli operazionali *OP1* e *OP2*, che costituiscono lo stadio di ingresso simmetrico, presenta la tensione  $v_C$  di modo comune.

Allora non circola corrente nella resistenza  $R_g$  e quindi neppure nelle resistenze di reazione  $R_2$ . Pertanto le uscite degli operazionali *OP1* e *OP2* risultano  $v_{o1} = v_C$  e  $v_{o2} = v_C$ , e questi si comportano, nei riguardi del modo comune, come degli inseguitori di tensione.

Da queste considerazioni consegue che la facoltà di reiezione del modo comune è completamente affidata al successivo stadio differenziale e alla sua corretta realizzazione.

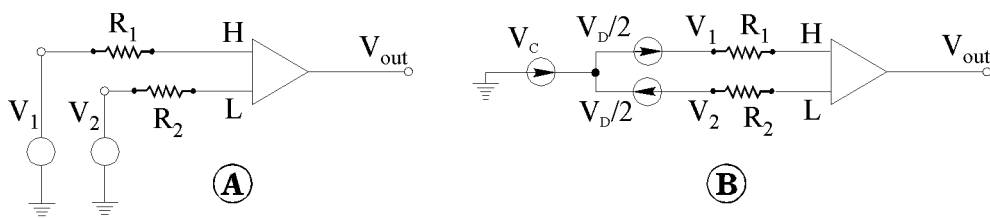
Si osservi infine che la reiezione del modo comune varia con la frequenza.

Infatti, talvolta sono presenti nei circuiti elementi volutamente non resistivi, per ottenere particolari funzioni di trasferimento; in altri casi dobbiamo considerare gli elementi parassiti (capacità e induttanze) nei circuiti equivalenti, le cui impedenze assumono rilievo al crescere della frequenza.

### Il bilanciamento degli ingressi

L'amplificatore per strumentazione è una struttura bilanciata e il migliore comportamento complessivo, nei riguardi della reiezione del modo comune, si ottiene quando anche il resto del circuito risulta il più possibile bilanciato.

Per valutare la reiezione del modo comune dell'amplificatore per strumentazione, in relazione al bilanciamento degli ingressi, riferiamoci allo schema di Fig.2.2A.



**Fig.2.2** - Schema equivalente di un amplificatore per strumentazione.

In figura,  $H$  ed  $L$  sono i morsetti di ingresso dell'amplificatore per strumentazione;  $V_1$  e  $V_2$  i segnali di ingresso;  $R_1$  e  $R_2$  le resistenze complessive dei generatori equivalenti di segnale e dei cavi di collegamento. Come noto, le tensioni applicate  $V_1$  e  $V_2$  possono esprimersi in

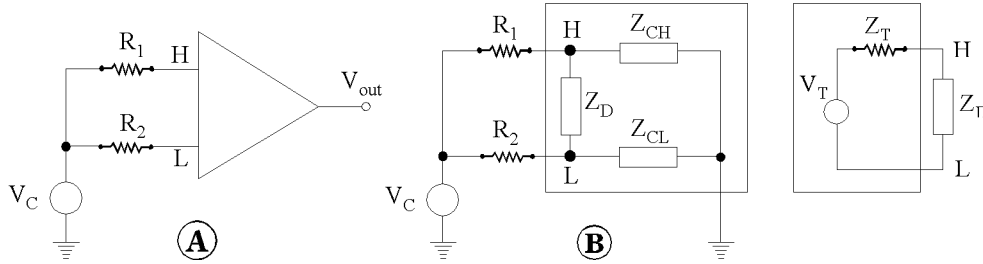
funzione delle componenti di modo comune  $V_C$  e differenziali  $V_D$  (vedi Fig.2.2B).

Così, considerando solo la tensione di modo comune  $V_C$ , che qui ci interessa, il circuito di Fig.2.2B diventa quello di Fig.2.3A.

In questo schema,  $Z_D$  è l'impedenza differenziale fra i due ingressi  $H$  ed  $L$ , mentre  $Z_{CH}$  e  $Z_{CL}$  sono le impedenze che ciascun ingresso presenta verso massa.

Nei casi pratici, le impedenze  $Z_D$ ,  $Z_{CH}$  e  $Z_{CL}$  presentano valori estremamente elevati e dello stesso ordine di grandezza. Un valore tipico è  $10^9\Omega$  in parallelo con 2pF.

Si può valutare l'effetto della tensione di modo comune  $V_C$  cominciando a calcolare il suo contributo direttamente sugli ingressi  $H$  ed  $L$ , ai capi dell'impedenza  $Z_D$ .



**Fig.2.3** - Circuito equivalente per il modo comune in un amplificatore per strumentazione.

Il generatore equivalente di Thevenin fra i morsetti  $H$  ed  $L$  sarà caratterizzato dai seguenti parametri  $V_T$  e  $Z_T$ :

$$V_T = [V_H - V_L]_0 = V_C \left[ \frac{Z_{CH}}{R_1 + Z_{CH}} - \frac{Z_{CL}}{R_2 + Z_{CL}} \right] \quad Z_T = R_1 \parallel Z_{CH} + R_2 \parallel Z_{CL} \quad (2.4)$$

Poiché nella pratica le impedenze verso massa degli ingressi possono ritenersi uguali:  $Z_{CH} = Z_{CL} = Z_C$  e molto maggiori di  $R_1$  ed  $R_2$ ; si ha:

$$V_T = V_C Z_C \frac{R_2 - R_1}{(Z_C + R_1)(Z_C + R_2)} \cong V_C \frac{\Delta R}{Z_C} \quad Z_T \cong R_1 + R_2 \quad (2.5)$$

avendo posto  $\Delta R = R_2 - R_1$ .

Il generatore equivalente di Thevenin risulta applicato all'impedenza differenziale  $Z_D$  (con  $Z_D \gg Z_T$ ), dove si stabilisce praticamente tutta la tensione a vuoto  $V_T$  dovuta al modo comune. Questa tensione equivalente  $V_T$  viene amplificata con guadagno differenziale  $A_D$ , proprio dell'amplificatore per strumentazione, e produce sull'uscita un contributo:

$$V_{out} = V_T A_D = V_C A_C \quad \Rightarrow \quad CMRR = \frac{A_D}{A_C} = \frac{V_C}{V_T} \cong \frac{Z_C}{\Delta R} \quad (2.6)$$

Da cui si deduce che la reiezione del modo comune, complessiva del sistema, migliora al diminuire dello sbilanciamento delle resistenze di ingresso  $\Delta R = R_2 - R_1$ .

Oltre che dalla differenza  $\Delta R$ , il  $CMRR$  dipende anche da numerosi altri fattori. Pertanto i costruttori di amplificatori per strumentazione forniscono usualmente il  $CMRR$  ottenibile con il dispositivo, per un assegnato valore dello sbilanciamento delle resistenze (tipicamente  $\Delta R = 1k\Omega$ ) e per assegnati valori del guadagno differenziale  $A_D$  e della banda passante  $B$ .

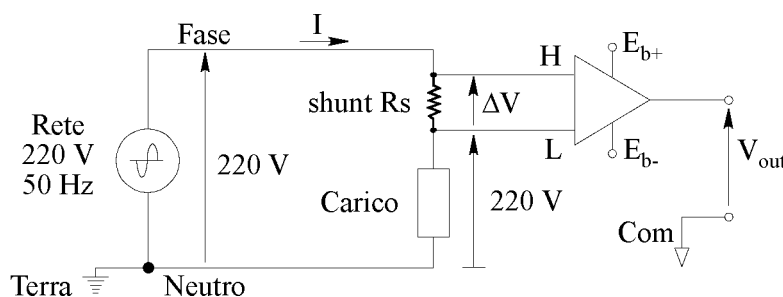
### 3 - Amplificatori di isolamento

#### Motivazione per il loro impiego

Gli amplificatori di isolamento trovano applicazione in numerosi casi pratici; tipicamente quando la tensione di modo comune risulta troppo elevata per l'integrità del dispositivo amplificatore (in particolare supera la tensione di polarizzazione, per esempio  $\pm 15\text{V}$ ), oppure per motivi di sicurezza delle persone.

Per chiarire, è riportato un esempio in Fig.3.1. Si tratta di un carico elettrico alimentato dalla rete pubblica di distribuzione a 220 V e 50 Hz e si vuole misurare la corrente  $I$  che fluisce nel circuito tramite uno shunt  $R_s$  del quale si preleva la caduta di tensione  $\Delta V$ . Normalmente lo shunt ha un valore di resistenza molto piccolo e pertanto anche la caduta di tensione  $\Delta V$  risulta piccola e deve essere amplificata.

Notiamo che nei comuni sistemi di distribuzione dell'energia elettrica (circuiti monofasi), si impiega il conduttore di Fase e il conduttore di Neutro. In particolare, il conduttore di Neutro viene posto "a terra" dall'Ente Distributore, presso la propria cabina di distribuzione; in sostanza il polo di neutro del generatore è portato al potenziale del terreno.



**Fig.3.1** - Misura su rete di distribuzione tramite shunt.

Dall'esame del circuito in Fig.3.1 e da quanto detto, risulta che i morsetti dello shunt si trovano entrambi praticamente alla tensione di 220 V rispetto a terra. Pertanto l'amplificatore presenta entrambi i morsetti di ingresso  $H$  e  $L$  con una tensione che è di 220 V rispetto a terra. Se, come accade in molti casi pratici, il punto comune (Com) cui sono riferite le tensioni di polarizzazione dell'amplificatore e la tensione in uscita ( $V_{out}$ ) è al potenziale di terra, allora la tensione di 220 V risulta di modo comune per l'amplificatore e non può essere sostenuta dall'amplificatore per strumentazione.

In casi come quello appena esaminato si rendono necessari amplificatori di isolamento, che garantiscono la completa separazione galvanica fra i segnali d'ingresso e d'uscita.

Questi amplificatori, in sostanza, non presentano collegamenti metallici diretti fra la porta d'ingresso e quella d'uscita. Gli amplificatori di isolamento inoltre trovano impiego in tutti gli ambiti dove, per motivi di sicurezza delle persone, non è consentito il collegamento diretto fra il sensore che rileva il segnale utile e l'elettronica di amplificazione ed elaborazione del segnale (per esempio, le applicazioni elettromedicali con strumentazione connessa alla rete di alimentazione a 220 V e 50 Hz).

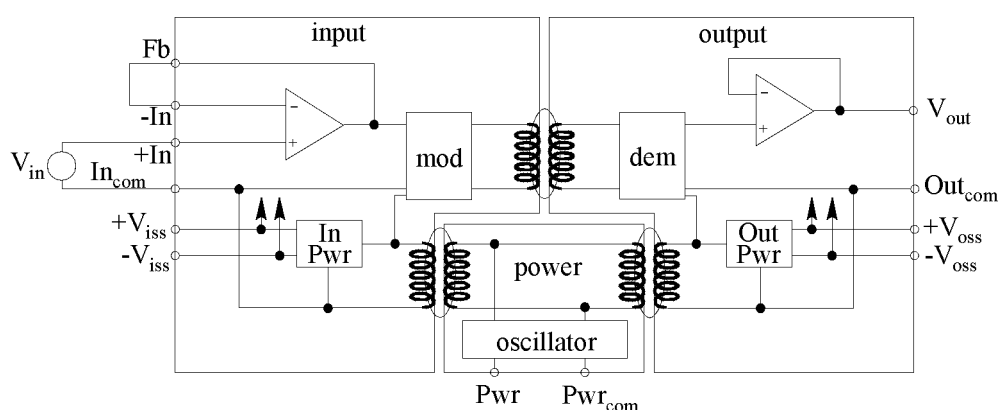
Per realizzare gli amplificatori di isolamento, si può ricorrere a dispositivi ad accoppiamento trasformatore oppure ottico.

### Accoppiamento trasformatore

In Fig.3.2 è rappresentato, come esempio, lo schema di un amplificatore di isolamento con accoppiamento a trasformatore. Si tratta del componente AD210 dell'Analog Devices, caratterizzato da una tensione di modo comune di 2500V RMS e 3500V di picco.

Nello schema si notano due aree circuitali destinate rispettivamente all'ingresso (*input*) e all'uscita (*output*); è inoltre presente una terza zona (*power*) che provvede alle alimentazioni dei circuiti di ingresso (*In Pwr*) e di uscita (*Out Pwr*). Tutte queste tre aree circuitali risultano reciprocamente separate galvanicamente mediante accoppiamenti trasformatrici.

In particolare, risultano distinti e galvanicamente separati soprattutto i punti di *common* in ingresso ( $In_{com}$ ) e in uscita ( $Out_{com}$ ).



**Fig.3.2** - Amplificatore di isolamento con accoppiamento a trasformatore.

Il segnale di ingresso  $V_{in}$  viene applicato al morsetto  $+In$  dell'inseguitore di tensione d'ingresso. Questo amplificatore può essere eventualmente configurato anche con guadagno non unitario, utilizzando il morsetto  $Fb$  (*feedback*) per connettere un opportuna rete di reazione.

Il modulatore *mod* provvede a traslare in alta frequenza lo spettro del segnale in banda base, che viene trasmesso attraverso il trasformatore di isolamento e quindi riportato in banda base dal demodulatore *dem*. Infine il segnale viene reso disponibile sull'uscita  $V_{out}$  tramite un secondo inseguitore di tensione. Il trasferimento del segnale utile attraverso la barriera di separazione galvanica è realizzato con modulazione e demodulazione sincrona. La larghezza di banda del dispositivo è di 20kHz. L'impiego della tecnica di modulazione e demodulazione consente di trasmettere attraverso il trasformatore anche segnali con componenti continue, che non potrebbero altrimenti passare.

Le alimentazioni per i circuiti di ingresso ( $\pm V_{iss}$ ) e di uscita ( $\pm V_{oss}$ ), vedi Fig.3.2, sono prodotte rispettivamente dalle sezioni circuitali *In Pwr* e *Out Pwr*. Queste alimentazioni, oltre che per alimentare i circuiti interni, sono rese disponibili anche all'esterno del circuito integrato, in modo da poter realizzare, se necessario, circuiti esterni di preprocessing e postprocessing analogico. Entrambe le alimentazioni sono ottenute da un'unica alimentazione esterna in DC ( $Pwr$ ) di 15V che viene resa alternativa tramite un chopper (*oscillator*) e quindi trasferita attraverso i due trasformatori di alimentazione rispettivamente ai circuiti di ingresso e di uscita.



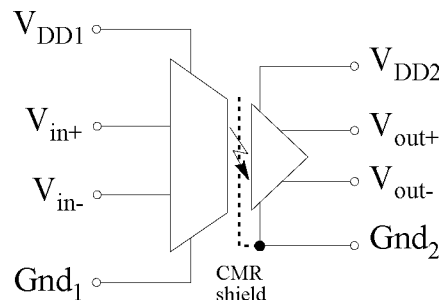
### Accoppiamento ottico

Per realizzare la separazione galvanica, ai fini della sicurezza, si possono impiegare anche altre tecniche, per esempio, barriere con accoppiamento ottico. In Fig.3.3 è rappresentato lo schema di un amplificatore di isolamento con accoppiamento ottico.

Si nota che la sezione di ingresso e quella d'uscita hanno ciascuna un'alimentazione indipendente: rispettivamente ( $V_{DD1}$   $Gnd_1$ ) e ( $V_{DD2}$   $Gnd_2$ ).

Il segnale in ingresso è applicato fra i morsetti ( $V_{in+}$  e  $V_{in-}$ ); il segnale in uscita è raccolto fra i morsetti ( $V_{out+}$  e  $V_{out-}$ ).

In alcuni casi è presente anche uno schermo conduttore (CMR *shield*), posto a massa sull'uscita, che ha lo scopo di drenare a massa le piccole correnti capacitive, evitando per quanto possibile che disturbino i circuiti secondari d'uscita.



**Fig.3.3** - Amplificatore di isolamento con accoppiamento ottico.

Alcuni modelli di amplificatori di isolamento prevedono direttamente in ingresso un convertitore analogico digitale che produce un'uscita seriale (*bit stream*).

In tal modo viene trasmessa attraverso la barriera ottica una sequenza di bit codificati, preservando l'informazione dalle alterazioni dovute ai disturbi.

A valle della barriera di isolamento, il segnale digitale viene riconvertito in un segnale analogico, se il suo impiego successivo lo richiede in tale forma; oppure viene inviato direttamente in forma digitale alle unità di *digital post-processing*.

Si noti, in conclusione, che l'alimentazione dei circuiti d'ingresso ( $V_{DD1}$   $Gnd_1$ ) e d'uscita ( $V_{DD2}$   $Gnd_2$ ) sono entrambe di tipo flottante, cioè con nessun punto vincolato nei riguardi di potenziali. Questo fatto consente di fissare il potenziale del morsetto  $Gnd_1$  a un punto che si trova anche a potenziale elevato rispetto a massa; d'altra parte il riferimento  $Gnd_2$  per i potenziali in uscita può essere portato al potenziale di *common* dei circuiti di elaborazione successivi.

## 4 - Le misure con sonde ad effetto Hall

### Sensore a effetto Hall

Si è detto che in molte applicazioni di misura è richiesta la separazione galvanica fra il sistema che realizza la misura (per esempio una scheda di acquisizione dati gestita con PC) e il sistema che invece è sottoposto a misura (per esempio un impianto elettrico ordinario alla tensione di rete di 220V).

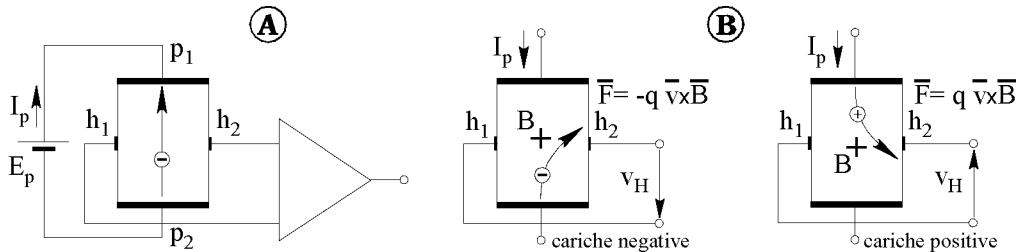
Per tali scopi sono state sviluppate categorie di sensori e dispositivi basati sull'effetto Hall.

Fra questi, sono di particolare interesse i sensori per la misura di corrente.

Per comprenderne il principio di funzionamento di un sensore a effetto Hall, si consideri la

Fig.4.1A dove una barretta di materiale conduttore (o semiconduttore) viene sottoposta, tramite gli elettrodi ( $p_1$  e  $p_2$ ), a una tensione di polarizzazione  $E_p$  e conseguentemente circola la corrente  $I_p$ . Nel caso in cui la conduzione avvenga tramite elettroni liberi, questi seguono, entro la barretta, il percorso rettilineo indicato dalla freccia.

La differenza di potenziale fra gli altri due elettrodi ( $h_1$  e  $h_2$ ), posti sulle altre due facce della barretta, è nulla e l'uscita dell'amplificatore è parimenti nulla.



**Fig.4.1** - Sonda a effetto Hall: A) percorso delle cariche in assenza di campo magnetico; B) forza agente sulle cariche in presenza di campo magnetico e modifica del loro percorso.

Se ora la barretta (vedi Fig.4.1B) viene interessata da un campo magnetico perpendicolare alla direzione del moto delle cariche (nel caso in figura, l'induzione  $B$  è entrante nel foglio), le cariche, inizialmente con velocità  $v$ , vengono deflesse dal loro originario cammino rettilineo e tenderanno a deviare, determinando così una disuniformità nella loro distribuzione.

Nella Fig.4.1B sono riportati i due casi in cui le cariche sono sia negative che positive.

La deviazione nel percorso delle cariche determina fra i due elettrodi ( $h_1$  e  $h_2$ ) la comparsa di una differenza di potenziale  $v_H$  che risulta proporzionale, tramite una costante  $k_H$  dipendente dal materiale e dalle sue dimensioni, alla corrente di polarizzazione  $I_p$  e all'intensità dell'induzione magnetica  $B$ :

$$v_H = k_H I_p B \quad (4.1)$$

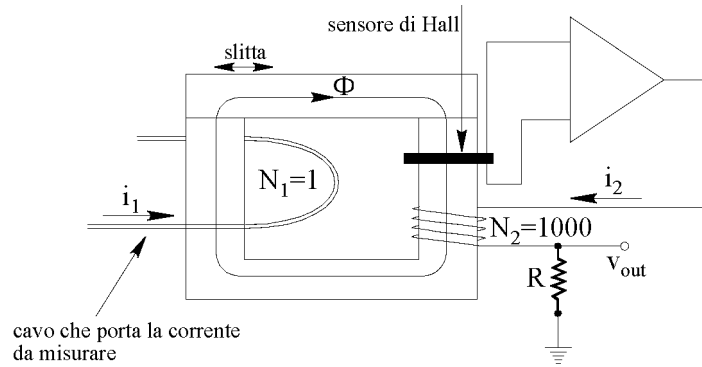
La forza trasversale  $F$  esercitata sulle cariche è diretta sempre da sinistra verso destra, se il campo di induzione  $B$  è entrante nel foglio. Però, se i portatori di carica sono positivi, il morsetto  $h_2$  risulta positivo rispetto al morsetto  $h_1$ ; il viceversa accade se le cariche sono negative. Impiegando l'effetto Hall, risulta quindi possibile costruire dei sensori idonei alla misura di grandezze magnetiche e più in generale di quantità a queste correlate, come per esempio le correnti.

### Misure di corrente

Una delle applicazioni più diffuse e interessanti delle sonde a effetto Hall si ha nella misura delle correnti. Con riferimento alla Fig.4.2, il cavo che porta la corrente da misurare  $i_1$  viene fatto passare attraverso un nucleo di materiale magnetico (solitamente ferrite) nel quale determina un flusso  $\Phi$ .

Una caratteristica interessante dei trasduttori di corrente a effetto Hall è quella di poter misurare correnti con componenti sia continue che variabili.

Dal punto di vista del funzionamento, la presenza del flusso  $\Phi$  prodotto dalla corrente primaria  $i_1$  viene rilevata dal sensore di semiconduttore a effetto Hall, che produce una tensione  $v_H$  in uscita.



**Fig.4.2** - Sonda di corrente a compensazione di flusso.

Il circuito di polarizzazione non è rappresentato in Fig.4.2, per semplicità.

La tensione  $v_H$  prodotta dal sensore viene quindi applicata in ingresso all'amplificatore che, operando in controreazione, imprime nell'avvolgimento secondario di  $N_2$  spire la corrente  $i_2$  necessaria per portare il flusso a zero, entro i limiti di risoluzione della sonda a effetto Hall.

In tali condizioni risulta:

$$\Phi = 0 \Rightarrow N_1 i_1 = N_2 i_2 \quad (4.2)$$

La corrente  $i_2$  dell'avvolgimento secondario percorre anche la resistenza  $R$  dove si rende disponibile la tensione di misura  $v_{out}$ :

$$v_{out} = R i_2 = R \frac{N_1}{N_2} i_1 \quad (4.3)$$

L'amplificatore può normalmente fornire tutte le componenti di corrente secondaria  $i_2$ , sia continue che alternate, necessarie a compensare la corrente primaria  $i_1$ .

In condizioni di flusso idealmente a zero ( $\Phi=0$ ), la corrente secondaria  $i_2$  risulta un'immagine accurata della corrente primaria  $i_1$ , per ogni valore di quest'ultima.

Nelle realizzazioni pratiche, il concatenamento fra il conduttore che porta la corrente da misurare  $i_1$  e il circuito magnetico, viene reso più agevole dalla possibilità di avere il nucleo magnetico apribile, per esempio tramite una slitta mobile che può scorrere sulla parte superiore del nucleo (vedi Fig.4.2), oppure un meccanismo a compasso. In tal modo si possono eseguire misure su conduttori in esercizio, senza interrompere il circuito.

Questo modo di funzionare è tipico delle pinze amperometriche.

Inoltre, il cavo che porta la corrente  $i_1$  e che attraversa il nucleo magnetico, mantiene il suo normale rivestimento isolante. Questo fatto si rivela particolarmente interessante nel caso della misura di correnti in circuiti che lavorano con tensioni di funzionamento elevate, che possono essere pericolose per l'operatore.