



LEZIONE # 10

Il segnale v o i in uscita dal trasduttore, generalmente non è idoneo per essere immediatamente visualizzato. Esso quasi sempre deve essere sottoposto ad una serie di trasformazioni e manipolazioni che avvengono negli stadi intermedi dello strumento. Tutte le elaborazioni che il segnale subisce sono sempre funzionali ad una migliore visualizzazione e ad una efficace comprensione dell'informazione che esso trasporta. E' evidente che tali manipolazioni devono essere eseguite, caso per caso, con molta attenzione per non correre invece il rischio di "degradare" il contenuto informativo del segnale. Anche dalla cura che si pone in tali elaborazioni e dalla qualità del segnale risultante dipende la qualità globale dello strumento intero.

Il blocco centrale di una catena di misura può essere concettualmente esploso in molti sotto-blocchi, ciascuno dei quali rappresenta un possibile stadio interno allo strumento che esegue una operazione ben precisa.

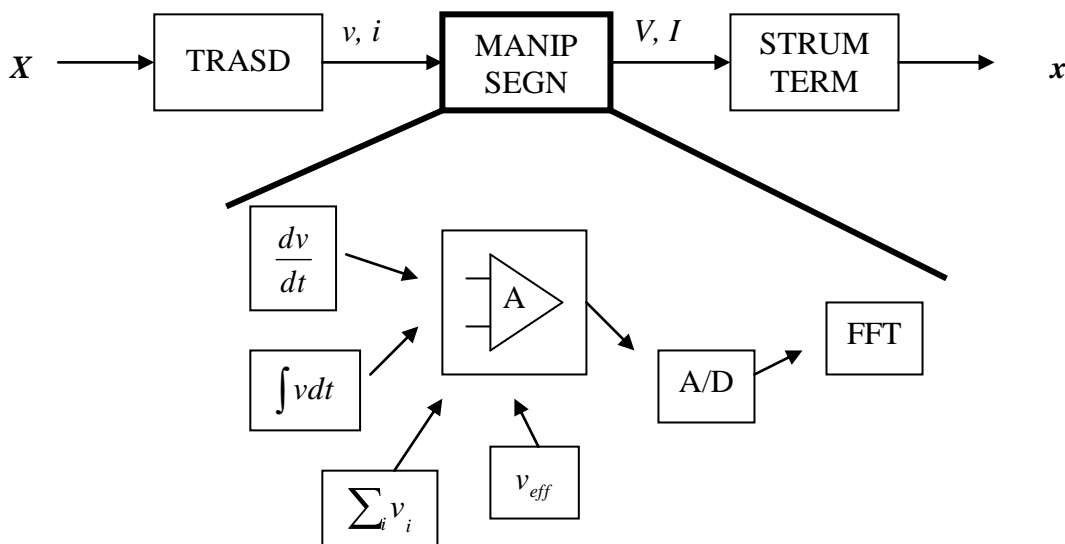
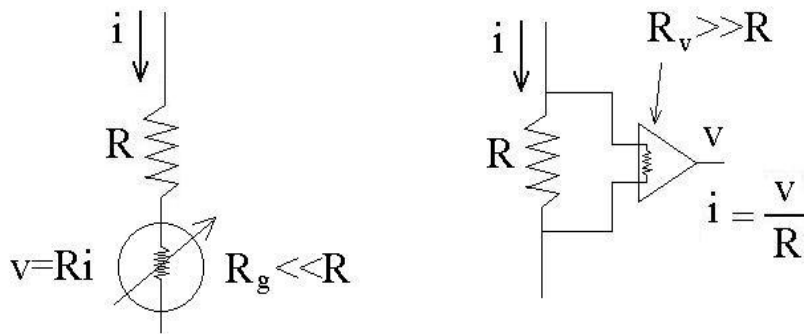


Figura 10.1

La stragrande maggioranza delle misure in ambito industriale e non, sono eseguite per mezzo di catene complesse di strumenti e/o stadi elettronici, anche in virtù del fatto che il segnale, ad un certo punto della catena di misura, viene oggi convertito quasi sempre in un codice digitale. Trattando di qui in avanti in modo specifico di segnali elettrici, è opportuno fare alcune considerazioni generali sulle modalità di trasferimento dell'informazione x connessa alla misura della grandezza X .

Quando il "mezzo" che trasferisce l'informazione x è un *segnale elettrico*, vuol dire che il valore numerico x può essere associato o alla tensione v o alla corrente i che viaggiano sui cavi di collegamento. Anche se le due grandezze sono intimamente legate dalla legge di Ohm $v = R \cdot i$, i costruttori di strumentazione specificano sempre se il segnale in uscita o in ingresso ad uno stadio o ad uno strumento è in tensione oppure in corrente.



Si è già visto, a proposito dell'errore di inserzione, che un segnale emesso in uscita da un trasduttore e la sua misura da parte dello strumento che segue nella catena, comporta esigenze di interfacciamento opposte, a seconda che si tratti di un segnale in tensione oppure in corrente.

Figura 10.2

Ciò detto, si osservi che, con le accortezze indicate nella figura 10.2, è sempre possibile eseguire una misura di tensione con un galvanometro oppure una misura di corrente con un voltmetro.

Spesso per la corrente i si richiede il valore efficace i_{eff} , occorre quindi eseguire un *raddrizzamento* del segnale. Questa operazione può essere eseguita come indicato in figura 10.3 :

- a) per mezzo di un **diodo SCR** (*raddrizzamento ad una semi-onda*) oppure, meglio
- b) con quattro diodi disposti a **ponte di Gretz** (*raddrizzamento a doppia semi-onda*).

Tali elementi possono già essere pensati come uno stadio intermedio di manipolazione del segnale.

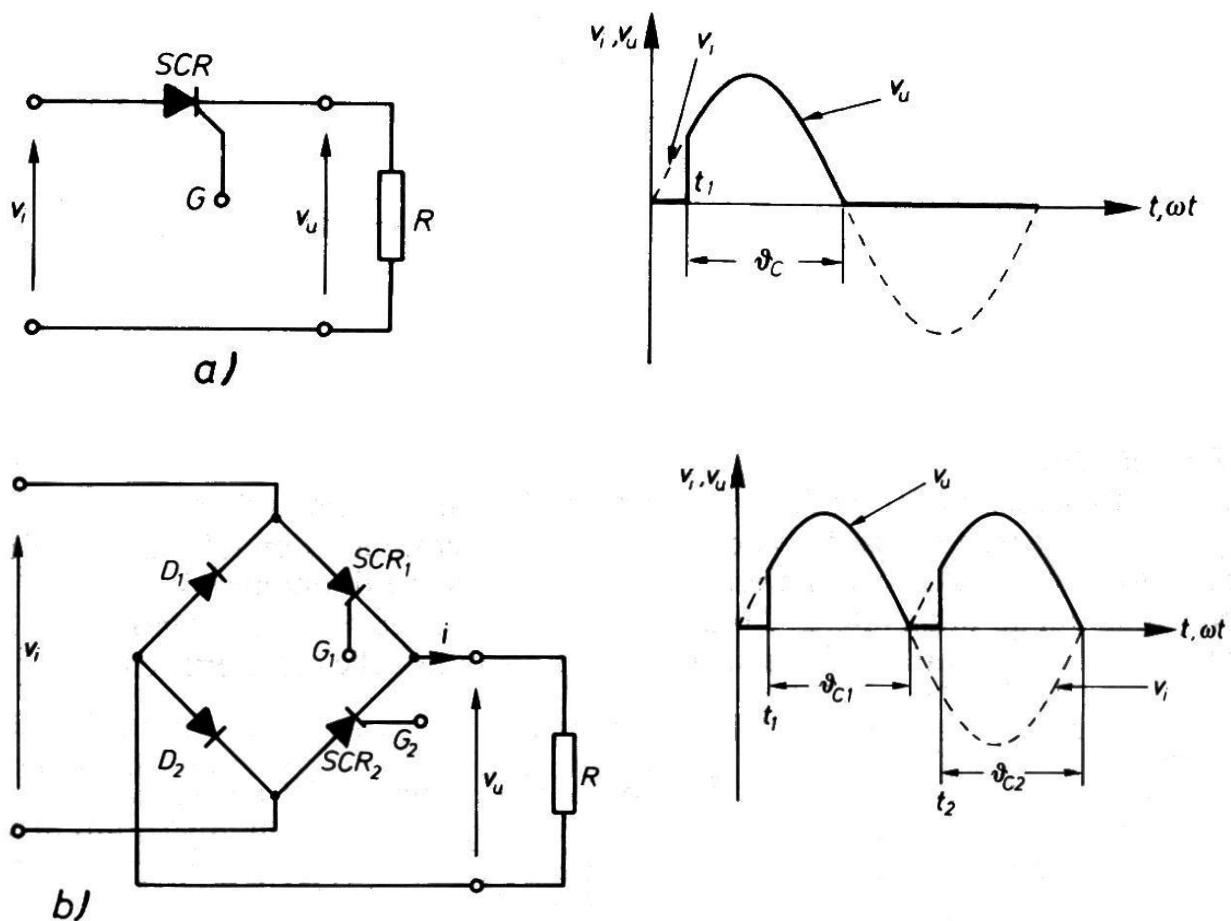


Figura 10.3

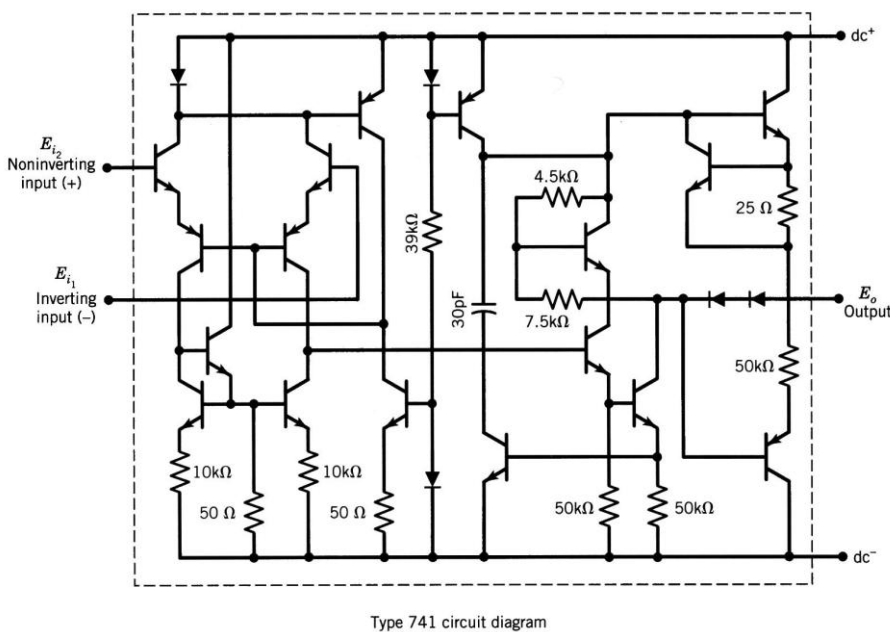


Eseguito il raddrizzamento a una o a doppia semi-onda, conviene misurare la tensione risultante $v_u = R \cdot i_u$ con un galvanometro lento, in modo da filtrare automaticamente l'ondulazione residua ed ottenere la misura del valore medio. Si faccia attenzione al fatto che il *valore medio* di una corrente sinusoidale $i = I_0 \sin \omega t$ vale $I_m = \frac{2}{\pi} I_0$ mentre il *valore efficace* vale $I_{eff} = \frac{I_0}{\sqrt{2}}$ dal quale si

ricava il **fattore di forma**, che vale $K_f = \frac{I_{eff}}{I_m} = \frac{I_0 / \sqrt{2}}{2I_0 / \pi} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cong 1.11$, ma solo per forme d'onda

puramente sinusoidali. Oggi esistono in commercio circuiti elettronici integrati che effettuano l'estrazione del vero valore efficace (*true RMS*) da qualunque forma d'onda.

Quando si parla di un segnale in tensione, l'elemento per la manipolazione di gran lunga più importante, che è sempre presente in qualche punto della catena di misura, è l'**amplificatore A**. Esistono molti tipi di amplificatori per segnali, classificati in base alle prestazioni e alle caratteristiche d'utilizzo che sono richieste dall'applicazione specifica.



Per le implicazioni squisitamente misuristiche che si vedranno più avanti, si illustreranno qui le caratteristiche funzionali di uno degli amplificatori per segnali più comuni e versatili che la tecnologia elettronica ha reso disponibile: **l'amplificatore operazionale AO**.

Uno schema che raffigura gli elementi elettronici interni ad uno degli amplificatori operazionali più diffusi in commercio è riportato nella figura 10.4 di fianco.

Figura 10.4

Lo studio della configurazione degli elementi attivi (*diodi e transistor a stato solido*) e passivi (*resistenze e reattanze capacitive*) interni all'AO è oggetto dell'ingegneria elettronica ed esula dai limiti di questi appunti.

In ogni schema circuitale di qualunque apparecchio elettronico, l'AO è rappresentato sempre da un triangolino con due ingressi: *non invertente* V_+ , *invertente* V_- ed una *uscita* V_o ; ciò significa che l'AO accetta in ingresso una differenza di potenziali e che l'uscita è un potenziale, riferito sempre alla massa dello strumento.

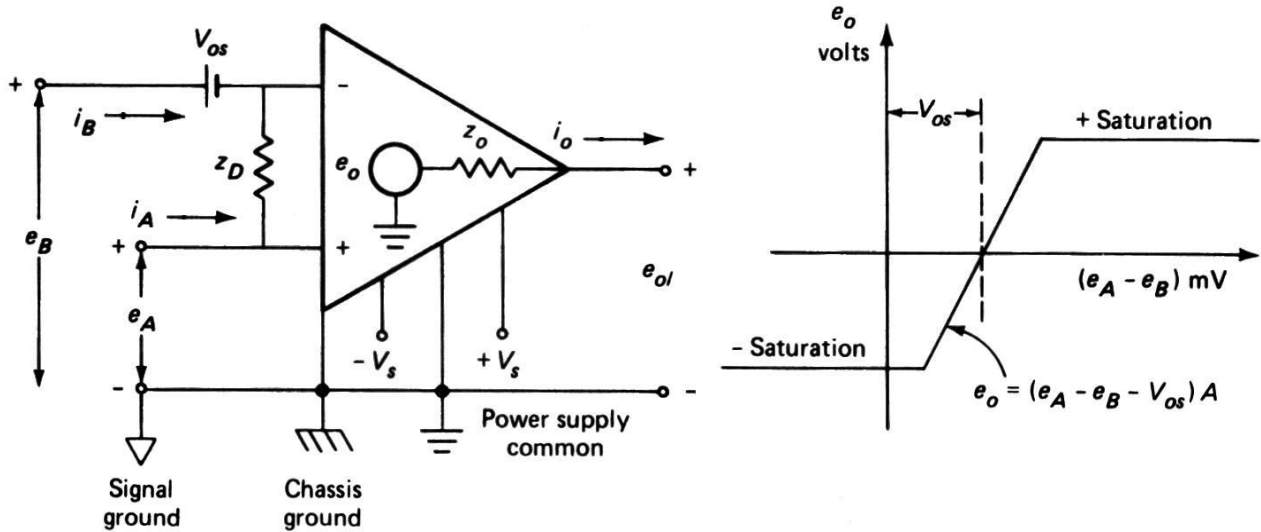


Figura 10.5

Le caratteristiche ideali dell'AO sono:

Amplificazione	$A \rightarrow \infty$ (10^7)
Impedenza di ingresso	$Z_i \rightarrow \infty$ ($10^{10} \Omega$)
Impedenza di uscita	$Z_o \rightarrow 0$ (10Ω)
Banda passante	$BW \rightarrow \infty$

Per quanto ideali, l'AO approssima tali caratteristiche nel funzionamento ad "anello aperto" ovvero, in quella zona della *curva caratteristica di funzionamento* rappresentata nella figura 10.5 a destra dalla rampa crescente. Poiché qualunque amplificatore non può amplificare una tensione di ingresso producendo tensioni in uscita superiori alla propria tensione di alimentazione (mediamente $\pm 10V$), si riconosce che, con i valori ideali dell'amplificazione indicati sopra (10^7), l'intervallo utile dei valori della differenza di potenziale in ingresso coperto dalla rampa di amplificazione si estende solamente per alcuni μV . Quando la tensione in ingresso supera queste piccole differenze, l'AO va in saturazione ed emette in uscita una delle tensioni continue di alimentazione ($\pm V_{cc}$), positiva o negativa a seconda del segno di $V_i = V_+ - V_-$. In questa configurazione l'AO può essere usato efficacemente solo come *comparatore*.

esempio: se $V_{cc} = \pm 10V$ e $A = 10^7$

$$\pm 10V = 10^7 \cdot (V_+ - V_-)_{MAX} \quad \text{da cui} \quad (V_+ - V_-)_{MAX} = \frac{20V}{10^7} = 2\mu V$$

per $|V_i| = |V_+ - V_-| > 2\mu V$ l'operazionale va in saturazione !

Per questo motivo, per amplificare un segnale di misura l'AO viene utilizzato sempre ad "anello chiuso".

Prima di ricavare l'amplificazione ad anello chiuso, è opportuno accennare al fatto che i costruttori limitano la banda passante ad anello aperto degli AO a pochi Hz. Ciò viene fatto al fine di evitare che i piccoli rumori elettromagnetici esterni (di alta frequenza) che potrebbero entrare attraverso gli ingressi del dispositivo o anche solo essere irradiati sul dispositivo dall'esterno, portino l'AO all'instabilità a causa delle elevatissime amplificazioni intrinseche ovvero, lo conducano ad oscillare tra $\pm V_{cc}$ rendendo impossibile anche il funzionamento da comparatore.



Si consideri ora la disposizione circuitale riportata sotto nella figura 10.6, dove con v_i si è indicato il segnale in ingresso, con i_i la corrente in ingresso e con R_i la resistenza di ingresso al dispositivo. Una tale disposizione prende il nome di **configurazione invertente**. Essendo l'impedenza di ingresso degli AO per davvero elevatissima ($Z_{in} \cong 10^9 \Omega$), le poche cariche elettriche che riescono ad entrare per pilotare il dispositivo costituiscono una *corrente trascurabile* rispetto ad i_i . La caduta di potenziale tra i due morsetti (-) e (+) è quindi anch'essa trascurabile. Essendo poi il morsetto non invertente (+) collegato a massa, risulta che anche il morsetto invertente (-) si troverà all'incirca al potenziale di riferimento: ovvero a *massa virtuale*. Si possono scrivere le equazioni seguenti:

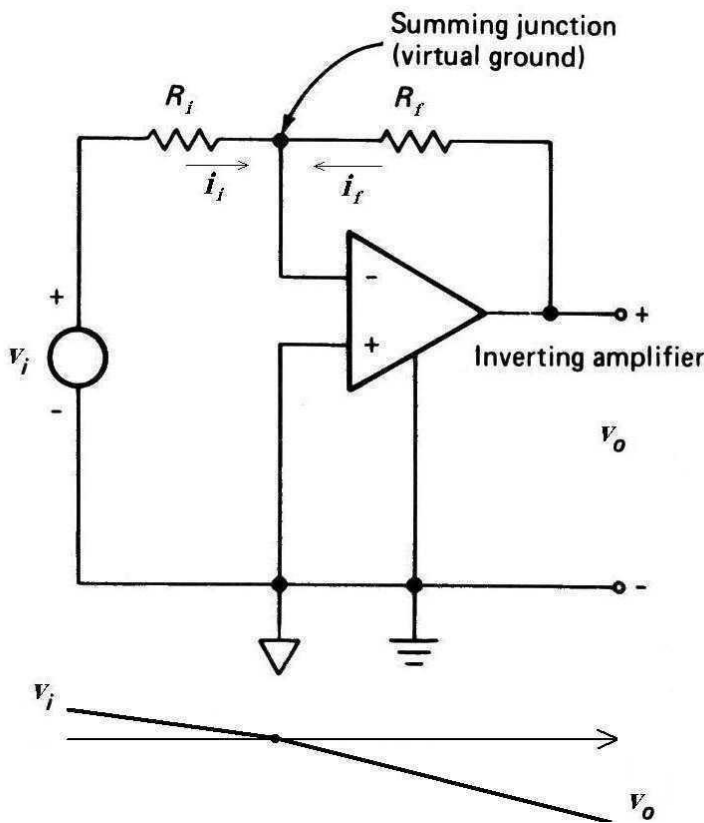


Figura 10.6

$$\text{massa virtuale: } V_- \cong V_+ = 0$$

$$V_i = R_i \cdot i_i$$

$$V_o = R_f \cdot i_f$$

al nodo vale la somma delle correnti:

$$i_i + i_f = 0 \quad \text{da cui} \quad i_f = -i_i$$

quindi $V_o = -R_f i_i = -R_f \frac{V_i}{R_i}$ che è la

curva di graduazione del dispositivo e per l'amplificazione o **guadagno** si ha:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_f}{R_i}$$

Si osservi come non vi è più traccia dell'elevata amplificazione ad anello aperto A , ma il guadagno dipende unicamente dal rapporto tra le resistenze di controreazione R_f e di ingresso R_i .

Il rapporto $\frac{R_f}{R_i}$ è sempre molto più basso di A . Il segno negativo che compare davanti al guadagno sta ad indicare che nella *configurazione invertente*, il segnale in uscita non solo risulta amplificato ma anche *invertito di segno* rispetto all'ingresso. La circostanza è evidenziata anche nel diagramma in basso della figura 10.6 che illustra l'andamento della tensione durante il passaggio della corrente a partire dal morsetto di ingresso, attraverso la massa virtuale, a proseguire sulla rete di controreazione, fino al morsetto di uscita.

Per ovviare a tale inconveniente è possibile collegare l'amplificatore operazionale ad anello chiuso in **configurazione non invertente**, il cui schema è riportato sotto nella figura 10.7

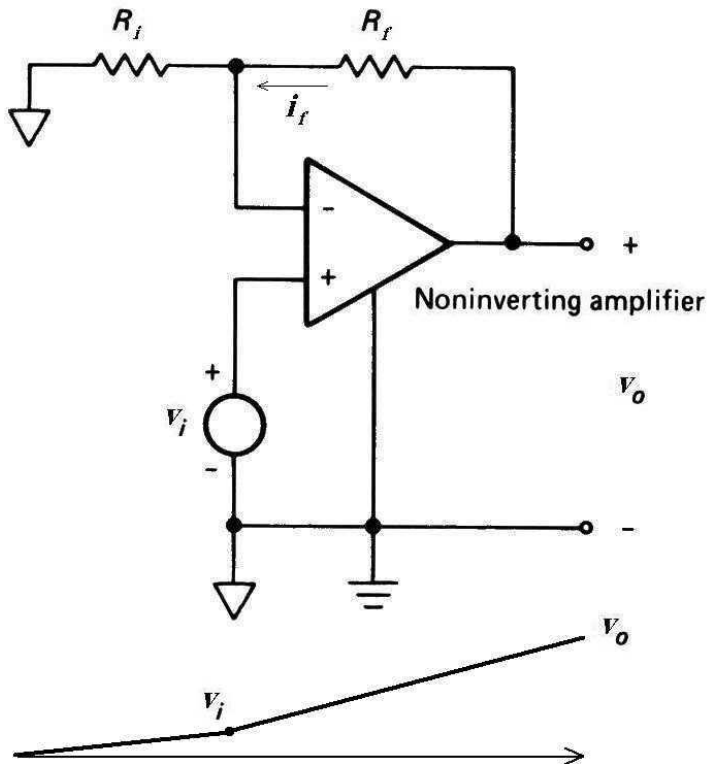


Figura 10.7

Il guadagno è lievemente maggiore che non nella configurazione invertente e nel passaggio del segnale dall'ingresso all'uscita non si ha l'inversione del segno. Si osservi come, in ambedue le configurazioni di sopra, l'amplificazione può essere progettata convenientemente attraverso il rapporto delle resistenze $\frac{R_f}{R_i}$.

Si tenga infine ben presente che gli AO sono dispositivi che in uscita sono considerati dei *generatori di tensione* e, generalmente, non sono in grado di pilotare in corrente un carico connesso a valle di v_o . In altri termini, per apprezzare il guadagno sul segnale, il dispositivo a valle di v_o deve avere impedenza di ingresso elevata.

Anche se la *configurazione non invertente* può apparire intrinsecamente migliore, la *configurazione invertente* è altrettanto importante in quanto l'AO non è un dispositivo utilizzato solamente per amplificare i segnali in tensione. L'*amplificatore operazionale* si chiama così anche perché può essere utilizzato per compiere *operazioni matematiche* sui segnali.

esempio: **sommatore** di tensioni

si voglia sommare due tensioni V_a e V_b

In questa configurazione non si ha più la massa virtuale, vale invece :

$$V_- \cong V_+ = V_i$$

tutta la corrente che scorre nel ramo di controreazione, essendo la $Z_{in} \cong 10^{10} \Omega$ non riesce praticamente ad entrare nell'ingresso invertente (-) dell'AO e se ne va verso massa attraverso la resistenza R_i :

$$i_f = i$$

$$V_o = V_f + V_i$$

con $V_f = R_f \cdot i_f$ e $V_i \cong V_- = R_i \cdot i$

$$V_o = R_f i_f + V_i = R_f i + V_i = R_f \frac{V_i}{R_i} + V_i$$

$$\text{guadagno: } V_o = V_i \left(\frac{R_f}{R_i} + 1 \right)$$

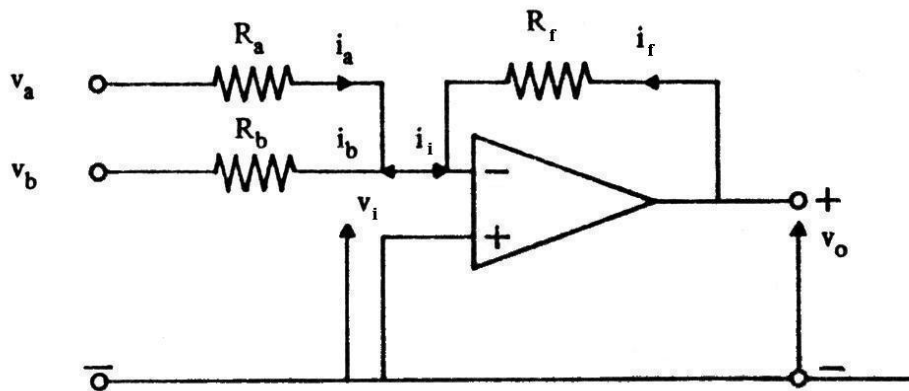


Figura 10.8

dalla $V_o = -\frac{R_f}{R_i} V_i = -R_f i_i$ dove $i_i = \frac{V_i}{R_i} = i_a + i_b = \frac{V_a}{R_a} + \frac{V_b}{R_b}$

si ha $V_o = -R_f \left(\frac{V_a}{R_a} + \frac{V_b}{R_b} \right)$

se si progetta l'ingresso del circuito con $R_a = R_b = R$

si ottiene $V_o = -\frac{R_f}{R} (V_a + V_b)$ la somma delle due tensioni in ingresso !

Prima di procedere con lo studio di alcune altre configurazioni dell'AO che eseguono operazioni sui segnali in tensione, si affronterà l'analisi di due semplici circuiti passivi: il **filtro RC e CR**

Un *filtro RC* è una semplice rete bipolare con due morsetti di ingresso, due di uscita e due elementi passivi: una *resistenza R* ed un *condensatore C*. Lo schema elettrico del filtro è riportato nella figura 10.9

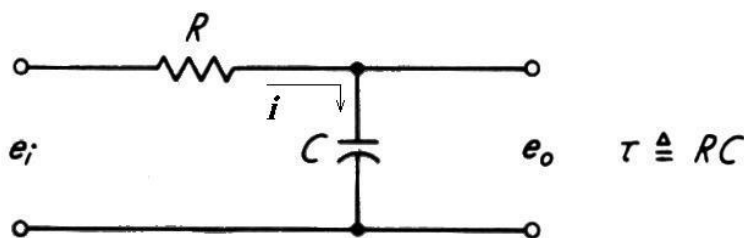


Figura 10.9

Per comprendere il tipo di manipolazione che un circuito così fatto è capace di eseguire su di un segnale in tensione, occorre impostare e svolgere le equazioni del circuito:

$$v_i = (R + X_C) \cdot i \quad v_o = X_C \cdot i$$

da cui $i = \frac{v_i}{R + X_C}$ e $v_o = X_C \cdot \frac{v_i}{R + X_C} = \frac{v_i}{\frac{R}{X_C} + 1}$

ma $X_C = \frac{1}{j\omega C}$ è la *reattanza capacitiva* e si ha quindi $\frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{j\omega RC + 1}$



ponendo ora $\omega_c = \frac{1}{RC} = \frac{1}{\lambda}$ **pulsazione caratteristica**, che è anche l'inverso della **costante di**

tempo λ del sistema, si riconosce che per la rete RC vale la funzione di trasferimento: $\frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{j\omega\lambda + 1}$

La forma della funzione dell'amplificazione appena scritta indica inoltre che, dal punto di vista dinamico, il circuito RC è un **sistema elettrico del 1° ordine**.

Guadagno: $G = \frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2 + 1}}$ Sfasamento: $\varphi = \arctg(-\omega\lambda)$

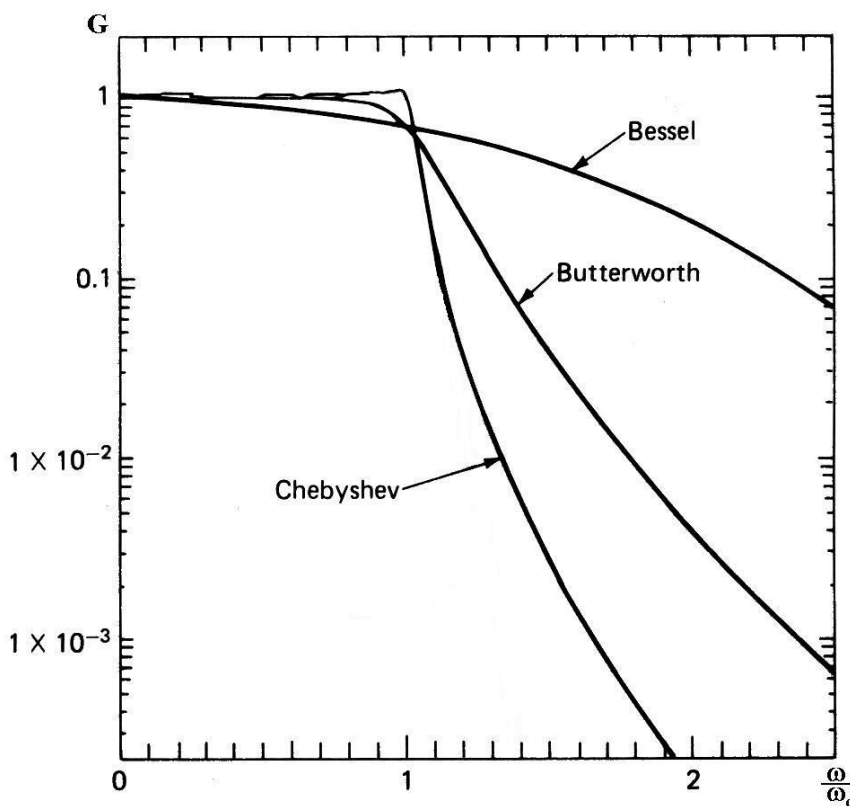


Figura 10.10

Dallo studio del guadagno del circuito RC in funzione della frequenza, si riconosce che esso è un **filtro passa basso**.

per $\omega = 0$ $G = 1$
 per $\omega \rightarrow \infty$ $G = 0$
 per $\omega = \omega_c$ $G = \frac{1}{\sqrt{2}}$

la rete RC passa-basso è chiamata a volte anche **filtro di Butterworth ad un polo**.

La $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$ è la frequenza di taglio del filtro (a -3dB).

La risposta dinamica di tale dispositivo è del tutto identica a quella dello strumento meccanico del 1° ordine studiato a suo tempo. Naturalmente, non si tratta dell'unico filtro passa-basso che l'ingegneria elettronica mette a disposizione (vedi figura sopra), ma è certamente uno dei più semplici.

Il filtro RC possiede una particolarità che vale la pena evidenziare:

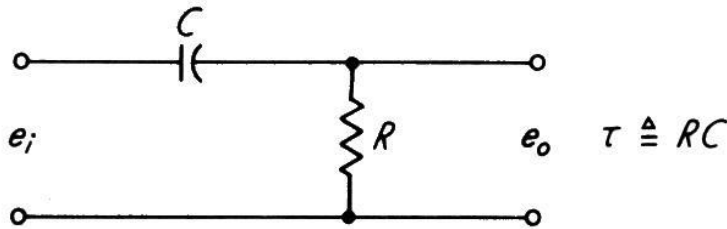
si osservi che per $|j\omega CR| \gg 1$ ovvero $\omega \gg \frac{1}{CR} = \omega_c$ vale $G = \frac{v_o}{v_i} \cong \frac{1}{j\omega CR} = \frac{1}{j\omega} \cdot \frac{1}{\lambda}$ ovvero

$v_o(t) = \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{1}{j\omega} v_i(t)$ il segnale in uscita è dunque l'**integrale** del segnale in ingresso. Il filtro RC esegue un'operazione analogica di integrazione sul segnale in tensione. Si osservi attentamente che,



pur troppo, tale operazione avviene proprio per quel campo di frequenze dove il segnale in uscita viene fortemente attenuato.

Discorso del tutto analogo può essere fatto per il *filtro CR* rappresentato nella figura 10.11 qui sotto.



Le equazioni del circuito in questo caso sono:

$$v_i = (X_C + R) \cdot i$$

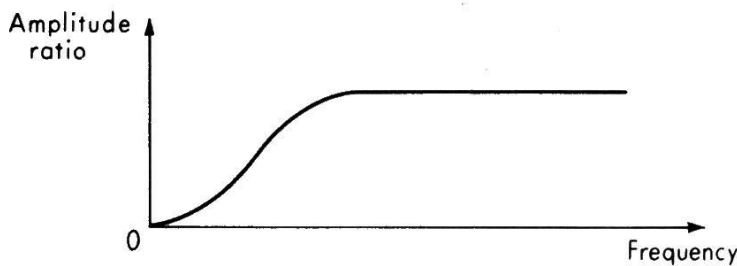
$$v_o = R \cdot i$$

Figura 10.11

da cui $v_o = R \cdot \frac{v_i}{X_C + R}$ e con le stesse notazioni di sopra $X_C = \frac{1}{j\omega C}$; $\omega_c = \frac{1}{RC} = \frac{1}{\lambda}$

si ottiene $\frac{v_o}{v_i} = \frac{R}{X_C + R} = \frac{j\omega CR}{1 + j\omega CR} = \frac{j\omega\lambda}{1 + j\omega\lambda}$.

Si tratta ancora di un *sistema elettrico del 1° ordine* che, svolgendo i calcoli, stavolta ha:



High-pass filter

Guadagno: $G = \frac{v_o}{v_i} = \frac{\frac{\omega}{\omega_c}}{\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2 + 1}}$

Figura 10.12

Il filtro CR possiede una proprietà che è speculare rispetto a quella del filtro RC . Si osservi che per $|j\omega CR| \ll 1$ ovvero $\omega \ll \frac{1}{CR} = \omega_c$ vale $G = \frac{v_o}{v_i} \cong j\omega CR \ll 1$ ovvero $v_o(t) = \lambda \cdot j\omega \cdot v_i(t)$. Il segnale in uscita è dunque la derivata del segnale in ingresso. Il filtro CR esegue un'operazione analogica di derivazione sul segnale in tensione. Si osservi attentamente che, anche in questo caso pur troppo, tale operazione avviene per un campo di frequenze dove il segnale in uscita viene fortemente attenuato.

P.S. per convincersi che l'operatore $\left(\frac{1}{j\omega}\right)$ è un *operatore di integrazione* e che l'operatore $(j\omega)$ è un *operatore di derivazione* si osservi cosa accade per il caso semplice di segnale in ingresso puramente sinusoidale: $v_i(t) = V \sin \omega t = V e^{j\omega t}$



$$\frac{dv_i(t)}{dt} = \frac{dVe^{j\omega t}}{dt} = j\omega \cdot Ve^{j\omega t} = (j\omega) \cdot v_i(t) \quad (j\omega) \rightarrow \text{operatore di derivazione}$$

$$\int v_i(t) dt = \int Ve^{j\omega t} dt = \frac{V}{j\omega} \cdot e^{j\omega t} = \left(\frac{1}{j\omega}\right) \cdot v_i(t) \quad \left(\frac{1}{j\omega}\right) \rightarrow \text{operatore di integrazione}$$

A questo punto è possibile illustrare due circuiti attivi che effettuano le stesse operazioni sui segnali elettrici viste per i filtri RC e CR ma, in più, offrono la possibilità di amplificare il segnale di uscita.

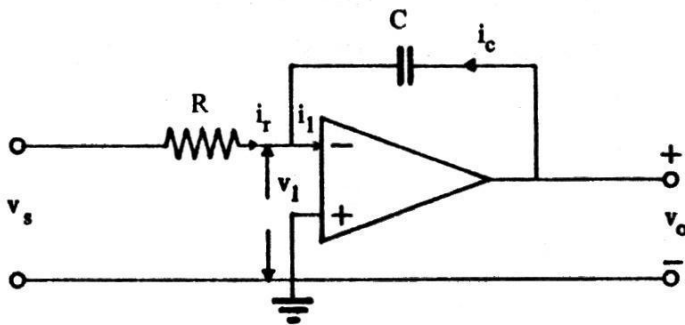


Figura 10.13

L'**amplificatore operazionale integratore** schematizzato in figura 10.13, ha una configurazione circuitale del tutto analoga all'amplificatore invertente ma al posto della resistenza di controreazione presenta un condensatore C_f .

Per il guadagno vale: $v_o = -\frac{Z_f}{Z_i} v_i$

con $Z_i = R_i$ e $Z_f = X_{Cf} = \frac{1}{j\omega C_f}$

allora $v_o = -\frac{1/j\omega C_f}{R_i} \cdot v_i = -\frac{1}{j\omega} \cdot \frac{1}{C_f R_i} v_i = -\frac{1}{j\omega} \cdot \omega_c \cdot v_i$ e si riconosce subito come in uscita si ha

l'*integrale* del segnale in ingresso. Se si desidera amplificare il segnale in uscita, integrato o no, basta collegare sul ramo di controreazione in parallelo al condensatore una resistenza R_f opportuna

e si ottiene un guadagno $G = \frac{R_f}{R_i}$ che si "sovrappone" all'integrazione.

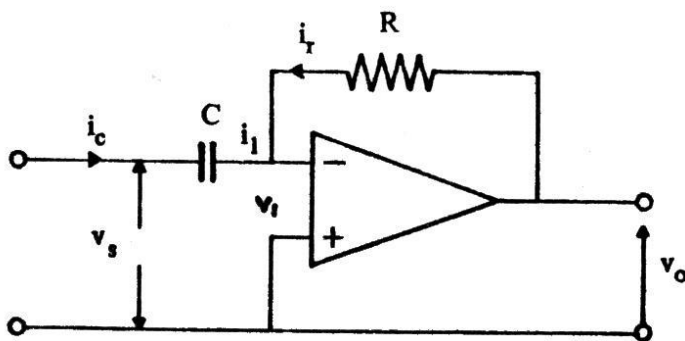


Figura 10.14

L'**amplificatore operazionale derivatore** schematizzato in figura 10.14, ha una configurazione circuitale analoga all'amplificatore invertente ma, al posto della resistenza d'ingresso, presenta un condensatore C_f .

Vale per il guadagno: $v_o = -\frac{Z_f}{Z_i} v_i$

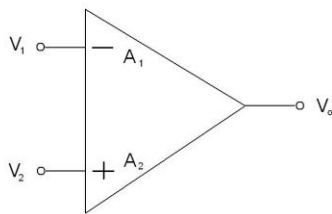
con $Z_i = X_{Ci} = \frac{1}{j\omega C_i}$ e $Z_f = R_f$

allora $v_o = -\frac{R_f}{1/j\omega C_i} v_i = -j\omega \cdot C_i R_f \cdot v_i = -j\omega \cdot \frac{1}{\omega_c} \cdot v_i$ e si riconosce subito come in uscita si ha la *derivata* del segnale in ingresso.



Anche nel caso dei filtri attivi appena illustrati, l'integrazione e la derivazione elettrica del segnale hanno luogo rispettivamente per $\omega \gg \omega_c$ (integrazione) e per $\omega \ll \omega_c$ (derivazione), frequenze per le quali si ha un guadagno G considerevolmente < 1 . Se si desidera amplificare il segnale in uscita, per l'integratore basta aggiungere sul ramo di controreazione una resistenza R_f in parallelo al condensatore e per il derivatore aggiungere una resistenza R_i in serie al condensatore in ingresso. Si faccia attenzione alla circostanza che, così facendo, si sposta però il valore della frequenza caratteristica $\omega_c = \frac{1}{R_f C_f}$ del filtro.

Occorre ora affrontare un punto critico degli amplificatori operazionali che conduce alla definizione di un importante parametro, sempre dichiarato dai costruttori nelle specifiche del dispositivo.



Con riferimento alla figura di lato, si concentri l'attenzione sulla circostanza nota che l'AO accetta ai suoi ingressi due potenziali $V_+ = V_2$ e $V_- = V_1$ (ambidue riferiti a massa) e ne amplifica la differenza secondo la $V_o = A(V_2 - V_1)$.

Ma questo accade solamente nel caso ideale. Negli AO reali è più corretto ipotizzare che, per le inevitabili imperfezioni costruttive, le tensioni inviate ai due terminali di ingresso (invertente e non invertente) potrebbero non essere amplificate esattamente con lo stesso guadagno A .

Risulta quindi più realistico schematizzare la caratteristica ingresso-uscita dell'AO con: $V_o = A_2 V_2 - A_1 V_1$, dove A_1 e A_2 rappresentano le due amplificazioni "quasi" eguali con le quali l'AO elabora le tensioni inviate ai due morsetti di ingresso. In questa situazione, è utile descrivere le due tensioni d'ingresso mediante l'**ingresso differenza** $V_d = V_2 - V_1$ e l'**ingresso di modo comune**

$V_c = \frac{V_1 + V_2}{2}$, che rappresenta la "distanza" dal riferimento di massa del segnale $V_2 - V_1$ in ingresso.

Se l'AO fosse ideale, ovvero se $A_1 = A_2 = A$, egli amplificherebbe solamente l'ingresso differenza V_d eliminando completamente l'ingresso di modo comune V_c . Ma nessun dispositivo è ideale, risulta quindi estremamente utile descrivere l'amplificazione dell'AO mediante due componenti:

l'amplificazione differenziale $A_d = \frac{A_1 + A_2}{2}$ che agisce sul segnale V_d e **l'amplificazione di modo**

comune $A_c = A_2 - A_1$ che agisce sulla tensione indesiderata V_c . Per minimizzare questo problema si può solamente rendere le due amplificazioni A_1 e A_2 quanto più eguali possibili.

Il rapporto tra le amplificazioni A_d e A_c è un parametro di qualità molto importante per gli AO e prende il nome di **rapporto di reiezione di modo comune**: $CMRR = \frac{A_d}{A_c}$

Poiché i costruttori di AO riescono a produrre amplificatori con A_d elevate e A_c molto basse, il rapporto CMRR risulta essere sempre assai elevato (dell'ordine di 10^5) ed è quindi

convenientemente espresso in scala logaritmica: $CMRR = 20 \log \frac{A_d}{A_c}$ con valori che possono

andare da 60dB fino a oltre 120dB per AO di elevata qualità.



Si riporta infine nella figura 10.15 lo schema elettrico della configurazione e la relazione del guadagno di uno degli amplificatori per segnali maggiormente utilizzato nelle misure: l'*amplificatore per strumentazione* (*instrumentation amplifier*).

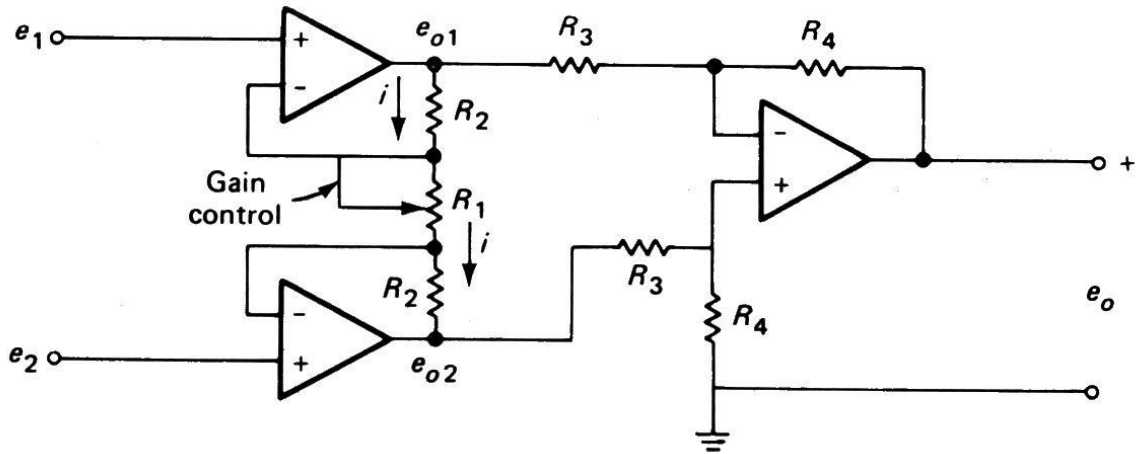


Figura 10.15

Si tenga presente che, quasi sempre, i trasduttori non sono buoni generatori di tensione in quanto non sono in grado di inviare correnti significative ad un carico collegato a valle. Questo dispositivo ha un'impedenza molto elevata ($10^{10} \Omega$) su ambedue i terminali d'ingresso ed ha intrinsecamente una *alta reiezione del segnale di modo comune* V_c .

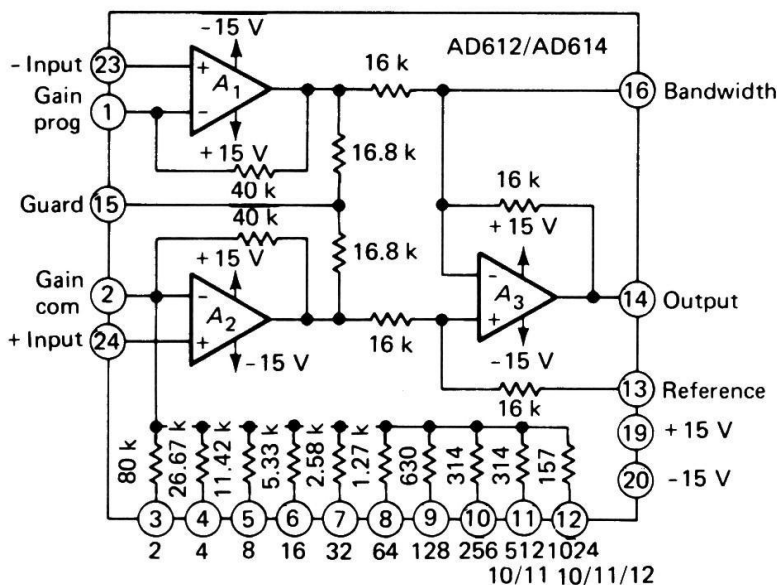


Figura 10.16

L'amplificatore per strumentazione è diffusissimo ed è venduto come circuito integrato, tutto inglobato in un singolo "package", incluse le resistenze a film per programmare il guadagno attraverso i "pin" numerati riconoscibili nella figura 10.16.

In talune applicazioni particolari, come ad esempio per trasduttori che producono un segnale periodico sovrapposto a una forte componente continua, oppure un segnale che deriva nel tempo, o

E' usato nelle misure perché è ottimo per amplificare *segnali flottanti* ($v_2 - v_1$) ovvero non riferiti alla massa dello strumento. Questo è appunto il caso della stragrande maggioranza dei sensori e/o dei trasduttori di misura.

Guadagno (differenziale) con rif. alla figura 10.15:

$$G = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right)$$

anche trasduttori che presentano essi stessi in uscita un segnale “modulato” ... è sconsigliabile amplificare il segnale in continua. In questi casi si utilizza *l'amplificatore in alternata (AC) o Carrier*.

Si tratta in sostanza di un dispositivo capace di *modulare in ampiezza* il segnale proveniente dal trasduttore o, in generale, dallo stadio che precede. Il segnale con frequenza f_s viene modulato con un'onda *portante* a frequenza $f_c \gg f_s$, come illustrato sotto nella figura 10.17. La portante viene *amplificata*, quindi *demodulata*. Un circuito *discriminatore di fase* riconosce se la portante trasporta una semi-onda positiva o negativa e utilizza questa informazione nello stadio di demodulazione. Il segnale amplificato viene quindi ricostruito nella sua frequenza originale attraverso un filtro passa-basso. Condizione fondamentale per avere una corretta modulazione e demodulazione è che la frequenza massima f_s del segnale (o della modulata) sia almeno un ordine di grandezza inferiore alla frequenza f_c dell'onda portante (o della modulante).

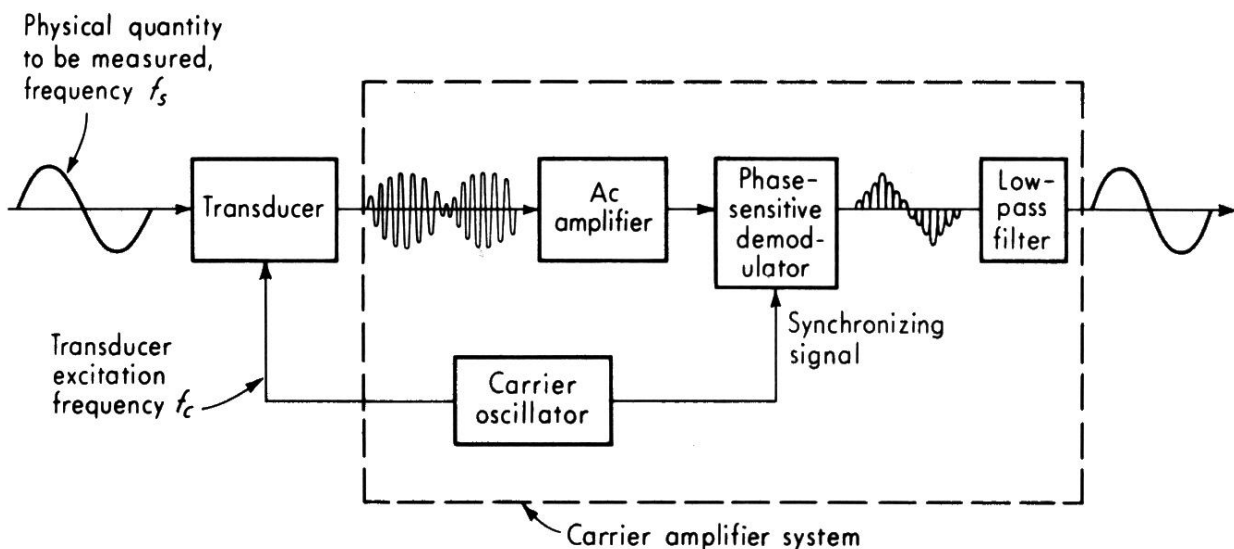


Figura 10.17

Questa breve rassegna di strumenti e circuiti per la manipolazione del segnale di misura, verrà conclusa studiando una rete passiva particolare, dedicata ad elaborare le informazioni che viaggiano sotto la forma di *variazione della resistenza*, utilissima nelle applicazioni di misure meccaniche.

Facendo riferimento alla figura 10.18, si consideri la rete elettrica schematizzata sotto, costituita essenzialmente da due resistenze r ed r' in parallelo, non necessariamente eguali, e da un galvanometro collegato “a ponte” su di esse. Sulle due resistenze r ed r' è sempre possibile individuare due punti A e B a cavallo dei quali il galvanometro G segnala *corrente zero*. Non avere passaggio di corrente attraverso lo strumento significa che il potenziale del punto A è eguale al potenziale del punto B (riferito alla massa): $V_A = V_B$. Tra i punti indicati in figura C, A, D, B rimangono individuate 4 resistenze: R_1, R_2, R_3, R_4 . Con tali resistenze si possono scrivere le seguenti relazioni:

$$\begin{aligned} V_{CA} = V_{CB} &\rightarrow R_1 I_1 = R_4 I_2 \\ V_{AD} = V_{BD} &\rightarrow R_2 I_1 = R_3 I_2 \end{aligned}$$



mettendo a rapporto le due relazioni di sopra si ha: $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3}$ ovvero $R_1 R_3 = R_2 R_4$. L'equazione appena ricavata è la *relazione di equilibrio del ponte*.

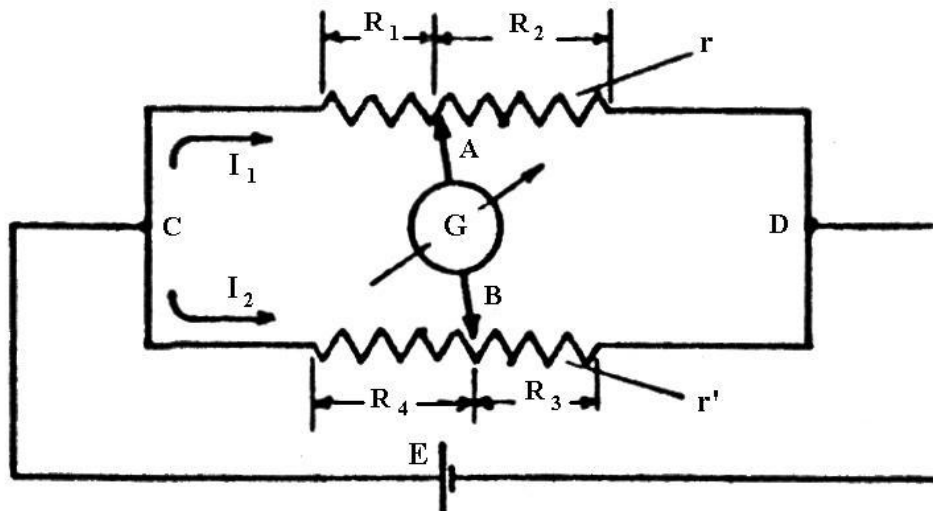


Figura 10.18

Il galvanometro G realizza fisicamente un ponte per il passaggio della corrente tra i punti A e B. Se non si osserva tale passaggio di corrente vuol dire che la differenza di potenziale $V_A - V_B = 0$ e che il ponte è in equilibrio. Questa situazione è talmente utile nelle applicazioni pratiche che viene realizzata sempre secondo lo schema riportato nella figura 10.19 qui sotto. La rete resistiva che risulta da tale configurazione prende il nome di **ponte di Wheatstone**.

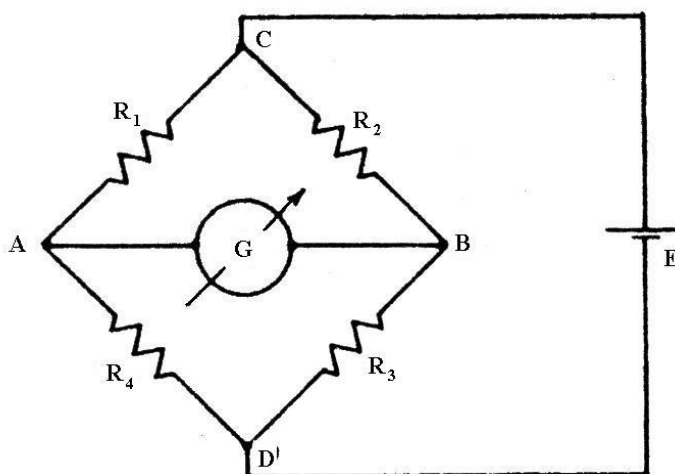


Figura 10.19

Il ponte di Wheatstone può essere usato per la misura di una resistenza incognita R_x . Se si collega la resistenza incognita al ramo (AC) del ponte e si sostituisce la R_2 con un reostato variabile, si può operare come segue: connessa $R_x = R_1$ si equilibra il ponte agendo sulla R_2 variabile e, noti i valori delle resistenze R_2, R_3, R_4 , si ottiene: $R_x = R_1 = \frac{R_2 R_4}{R_3}$.

Ma l'utilizzo fondamentale del ponte di Wheatstone non è questo. Se invece di essere interessati alla misura del valore di R_1 ci si trova di fronte ad una resistenza R_1 che, per motivi diversi, varia il proprio valore di un piccolo ΔR_1



si potrebbe pensare di leggere tale variazione direttamente sul quadrante dello strumento G . Per fare questo, è conveniente sostituire il galvanometro (misura di correnti i) con un millivoltmetro (misura di tensioni v) e occorre conoscere la *curva di graduazione del ponte* : $V_{AB} = f(\Delta R_1)$

Se si utilizza un ponte con le quattro resistenze di eguale valore $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ e si considera una variazione ΔR_1 solamente su un ramo (AC) del ponte di Wheatstone si ottiene la

curva di graduazione completa:
$$\frac{\Delta e}{E} = \frac{\frac{1}{4} \cdot \frac{\Delta R_1}{R}}{1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta R_1}{R}} \quad (\text{senza dim.})$$

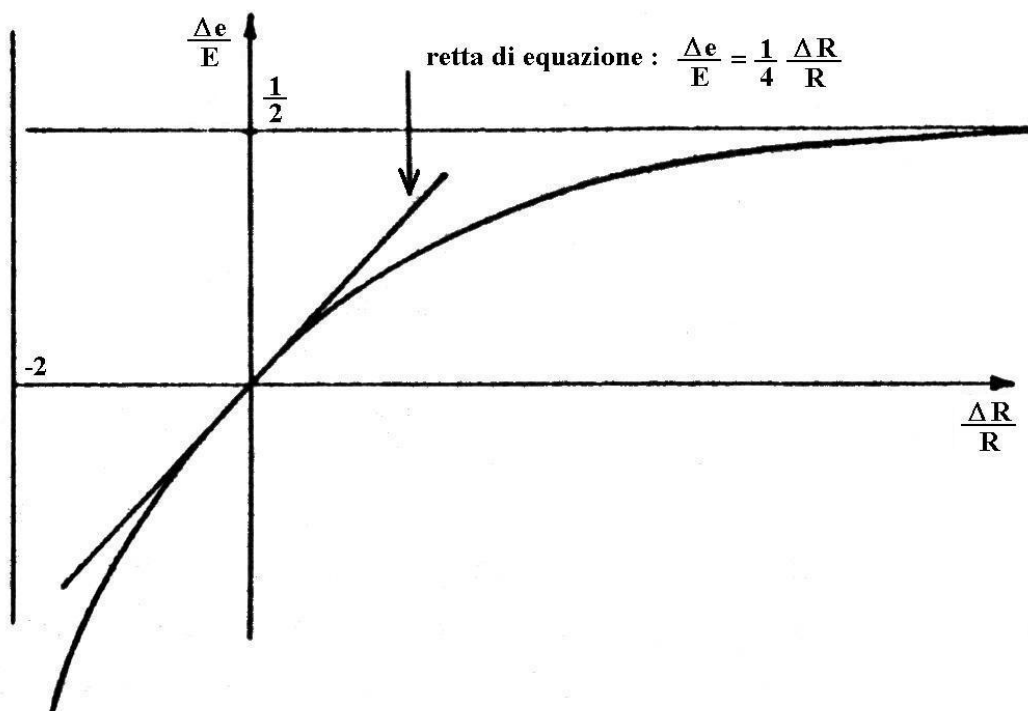


Figura 10.20

Come si vede chiaramente dalla curva di graduazione riportata sopra nella figura 10.20, il ponte di Wheatstone non è un manipolatore di segnale lineare !

Ma se la resistenza subisce *variazioni piccole* ($\Delta R_1 \ll R$), inferiori ad un centesimo della resistenza

R di base, per il rapporto vale $\frac{\Delta R_1}{R} < 0.01$ ed è lecito confondere la curva con la sua tangente

nell'origine. Essendo quindi certamente $\frac{1}{2} \frac{\Delta R_1}{R} \ll 1$, il denominatore si semplifica e per l'equazione della curva di graduazione rimane :

$$\frac{\Delta e}{E} \cong \frac{1}{4} \cdot \frac{\Delta R_1}{R} \quad \text{curva di graduazione del ponte di Wheatstone *linearizzato* !}$$



Si osservi che se avessimo avuto una variazione della resistenza ΔR_2 sul ramo (CB) del ponte, essendo la relazione di equilibrio $R_1 R_3 - R_2 R_4 = 0$ avremmo ottenuto una curva di graduazione :

$$\frac{\Delta e}{E} \cong -\frac{1}{4} \cdot \frac{\Delta R_2}{R} \quad \text{ribaltata rispetto alla precedente.}$$

La proprietà appena osservata, come si vedrà nel seguito, è forse la proprietà più importante del ponte di Wheatstone. Infatti, se consideriamo che in certe applicazioni tutte e quattro le resistenze potrebbero avere una variazione indipendente ΔR_i , ciascuna sul proprio ramo, si ottiene in questo caso la **curva di graduazione linearizzata completa del ponte di Wheatstone**:

$$\frac{\Delta e}{E} = \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta R_1}{R} - \frac{\Delta R_2}{R} + \frac{\Delta R_3}{R} - \frac{\Delta R_4}{R} \right)$$

ci si fermi ora un istante ad osservare l'alternanza dei segni nel termine tra parentesi a secondo membro. L'alternanza è coerente con i segni che compaiono per le resistenze nella relazione di equilibrio del ponte.

Si vedrà nel seguito che la relazione appena scritta descrive uno degli stadi di manipolazione del segnale per la variazione di resistenza più utili in assoluto nel campo della misura di grandezze meccaniche.

Note:

Figure 10.8, 10.9, 10.11, 10.13, 10.14, 10.18, 10.19, 10.20 courtesy of:
Branca F.P. – *Misure Meccaniche* – ed. ESA

Figure 10.3, 10.5, 10.6, 10.7, 10.10, 10.12, 10.15, 10.17 courtesy of:
Doebelin E.O. – *Measurement systems, application and design* – McGraw Hill

Figure 10.4, 10.16 courtesy of:
Analog Devices, Inc.