

2. TRASDUTTORI

2.1 Introduzione ai trasduttori

Il trasduttore è un dispositivo che svolge un ruolo di fondamentale importanza in un SdC: la conversione della grandezza di uscita del processo (che può essere di natura molto varia) in forma compatibile col l'ingresso del regolatore. In questa breve trattazione, ci occuperemo di trasduttori che convertono la variabile misurata in una grandezza elettrica.

Quando si affronta la progettazione dei sistemi reali, ci si imbatte inevitabilmente delle non idealità degli elementi che compongono il SdC, non escluso ovviamente il trasduttore.

Il trasduttore costituisce un blocco basilare per l'intero SdC: le caratteristiche di sensibilità, di prontezza, e alla fin fine anche di stabilità del SdC sono in stretta correlazione con la bontà del trasduttore. Volendo azzardare una analogia con gli organismi viventi, si può dire che il trasduttore sta al regolatore esattamente come un organo sensoriale sta al sistema nervoso centrale.

In altre parole, le caratteristiche prestazionali del SdC avranno come limite superiore le corrispondenti prestazioni reali del trasduttore.



Fig.2.1

Idealmente sarebbe possibile descrivere completamente il trasduttore mediante la legge tempo invariante (completamente nota): $y(t)=T(y(t))$; in pratica tale legge non è ne completamente nota (le caratteristiche di uno specifico trasduttore sono “uniche”, diverse da quelle dei dispositivi “gemelli”) ne tantomeno tempo invariante (si pensi al fenomeno dell'invecchiamento): $y(t)=T(t, y(t))$.

Dopo questa breve premessa, segue una descrizione dei parametri numerici usati dai costruttori per quantificare le caratteristiche del trasduttore, qualunque sia la grandezza fisica $y(t)$ di ingresso. Dopo di ciò si passeranno in rassegna vari tipi di sensori per diversi tipi di grandezze fisiche.

2.2 Caratteristiche statiche

In sostanza, la caratteristica statica di un trasduttore può essere assimilata alla relazione Input/Output descrittiva del trasd. stesso A REGIME, cioè dopo il transitorio iniziale conseguente alla applicazione (gradino) dell'ingresso di riferimento. Il fabbricante provvede a ricavare la descrizione nominale delle caratteristiche statiche di un lotto omogeneo di trasduttori “gemelli”, eseguendo una serie di misure I/O (calibrazione) a regime su di un “campione statistico” di dispositivi, rappresentativo dell'intero “stock” prodotto.

Appare ovvio come la descrizione nominale sia costituita da un insieme di parametri mediati fra tutti i trasduttori gemelli e in quanto tale non rappresenti le reali caratteristiche di uno specifico dispositivo. Si rende necessario il ricorso ad una nuova classe di parametri, la cui funzione dovrà essere quella di quantificare gli scostamenti dalla caratteristica nominale.

2.2.1 Accuratezza

L'accuratezza esprime la differenza fra il valore ideale (corretto) dell'uscita e il valore reale (falsato da errore) dell'uscita del trasduttore, con riferimento ad uno specifico ingresso. Il costruttore può esprimere l'accuratezza in una delle tre forme seguenti:

- *% FSO*: Percentuale sull'uscita di fondo scala (Full Scale Output)
- *% SULLA LETTURA DI USCITA*: Questa è la forma più "subdola", in quanto tipicamente il costruttore sceglie come lettura di uscita di riferimento quella che garantisce risultati migliori, non curandosi di riportarla nelle specifiche.
- *VALORE ASSOLUTO*: espresso nella unità di misura dell'ingresso.

2.2.2 Risoluzione

La risoluzione è la più piccola variazione dell'ingresso che provoca una variazione dell'uscita.

Naturale è l'esempio dell'encoder ottico incrementale costituito da un disco opaco recante quattro fori sulla circonferenza più esterna, disposti a 90° l'uno dall'altro: appare evidente come la risoluzione (assumendo come grandezza di ingresso l'angolo di rotazione del disco) ammonti appunto a 90°.

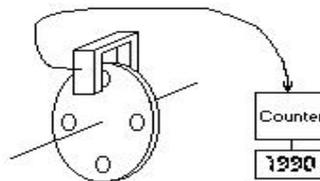


Fig.2.2

Anche i convertitori A/D sono intrinsecamente caratterizzati dalla risoluzione: ipotizzando parole di n bit e un ingresso che varia fra $-V_{FS}$ e $+V_{FS}$, la risoluzione è pari alla "ampiezza" del "quanto", cioè $V_{FS}/2^{n-1}$.

2.2.3 Ripetibilità

Il parametro *ripetibilità* quantifica l'attitudine del trasduttore a produrre la stessa uscita quando si effettuino ripetute applicazioni successive di uno stesso ingresso. Ci sono due modi per esprimere la ripetibilità:

$$Rip_1 = \frac{misura_Max - misura_Min}{F.S.} \% \quad (2.1)$$

$$Rip_2 = \frac{Max_deviaz. - Val_medio}{F.S.} \% \quad (2.2)$$

2.2.4 Isteresi

Il parametro isteresi fornisce una indicazione sulla attitudine di un trasduttore a produrre la stessa identica uscita sia nel caso che l'ingresso di riferimento venga raggiunto da valori inferiori, sia che esso venga raggiunto da valori superiori (si ricorda che poiché trattasi di specifiche statiche la misura sull'uscita va eseguita a regime). Per calcolare l'isteresi, innanzitutto si esegue la misura dell'uscita in corrispondenza di una sequenza d'ingresso prima crescente (a "gradini") e poi decrescente: l'isteresi sarà data dal valore massimo della differenza fra l'uscita assunta nella fase crescente e l'uscita assunta nella fase decrescente in corrispondenza della stessa ampiezza d'ingresso.

Si riporta di seguito un esempio di caratteristica di isteresi di un trasduttore (in questo caso di forza), che chiarisce la procedura appena descritta.

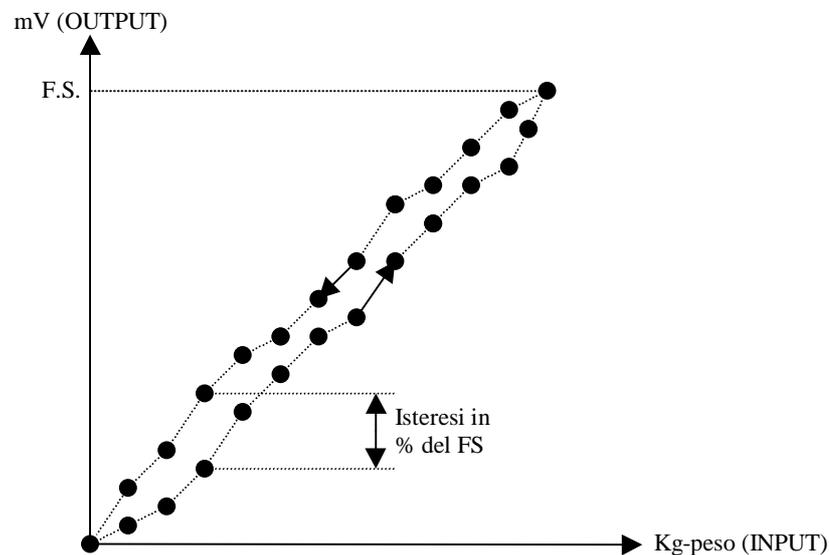


Fig.2.3

2.2.5 Linearità

Se il trasduttore in questione deve essere idealmente lineare, è necessario corredare l'insieme delle specifiche che lo caratterizzano con il parametro linearità.

La linearità può essere espressa in una delle tre forme seguenti, facenti tutte riferimento alla rappresentazione grafica:

- LINEARITA' DEI PUNTI ESTREMI:**
 è costituita da due valori, calcolati rispettivamente sulla successione di ingresso crescente e decrescente, ciascuno dei quali rappresenta la massima deviazione percentuale (sul F.S.) dell'uscita rispetto alla retta passante per i punti "origine" e "F.S."

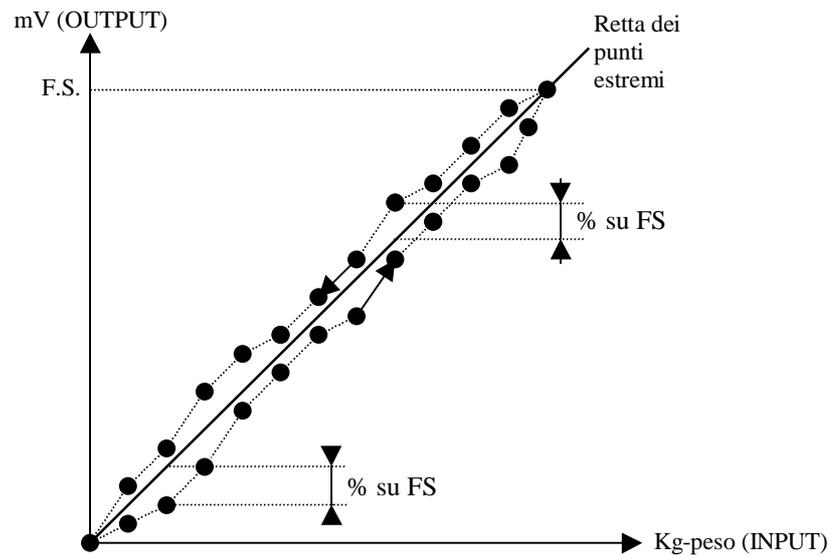


Fig.2.4

- LINEARITA' MEDIA:**
 Analogamente alla linearità dei punti estremi, anche questa è descritta da due valori calcolati l'uno sulla successione di ingressi crescenti, l'altro sulla succ. decrescente, come massima deviazione percentuale rispetto alla retta mediana che costituisce l'asse della fascia rettilinea includente l'andamento grafico isteretico della misura.

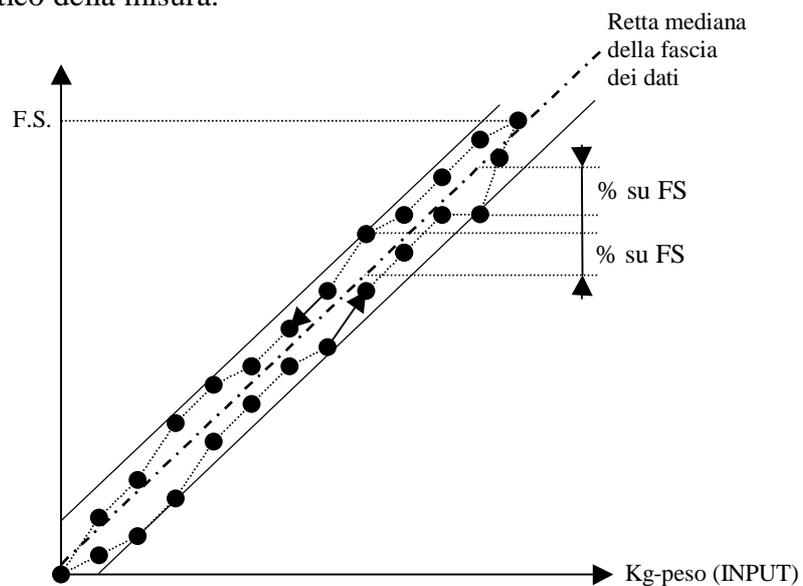


Fig.2.5

- LINEARITA' AI MINIMI QUADRATI:**
 E' espressa dalla coppia di parametri percentuali utilizzati anche nei due casi precedenti: in questo caso la retta di riferimento è quella che minimizza la sommatoria dei quadrati degli scostamenti fra essa stessa e i punti rappresentativi delle misure.
 Il "coefficiente angolare" **m** e "l'intercetta" **b** di tale retta saranno così calcolati:

Retta dei "minimi quadrati": $y=mx+b$

dove **y** è l'ordinata (asse delle misure), **x** l'ascissa (asse dei valori di input);

Va minimizzata la funzione: $\sum(y-y_{mis})^2$

ove **y_{mis}** è il valore della misura dell'uscita. Con **n** dati di misura si ottiene:

$$m = \frac{n \sum (xy_{mis}) - \sum x \sum y_{mis}}{n \sum x^2 - (\sum x)^2} \quad (2.3)$$

$$b = \frac{\sum y_{mis}}{n} - m \frac{\sum x}{n}$$

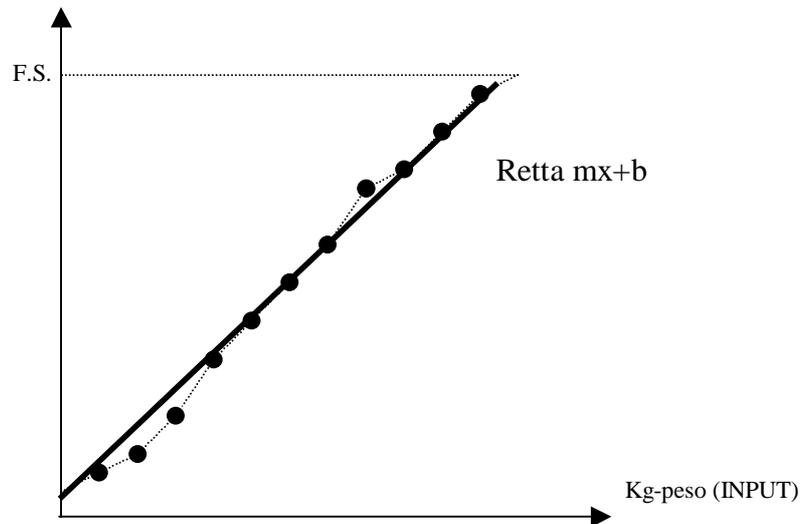


Fig.2.5

2.3 Caratteristiche dinamiche

(2.4)

Nel contesto applicativo degli SdC, le specifiche statiche sono insufficienti a descrivere le caratteristiche del trasduttore: è necessario integrarne la descrizione con un insieme di parametri che quantifichino le prestazioni rispetto a sollecitazioni variabili più o meno velocemente nel tempo.

In sostanza esistono due modi per descrivere le caratteristiche dinamiche di un trasduttore: mediante i parametri della risposta a gradino oppure per mezzo della risposta in frequenza.

2.3.1 Parametri della RISPOSTA AL GRADINO

- **COSTANTE DI TEMPO τ :**
Se il sistema descrittivo del trasduttore è del 1° ordine, la sua costante di tempo ne riassume bene le caratteristiche della risposta al gradino. Dalla rappresentazione grafica della risposta a gradino si osserva che (partendo dall'origine dei tempi) dopo un tempo τ l'uscita ha raggiunto il 63.2% del suo valore massimo; dopo cinque costanti di tempo si considera l'uscita "a regime".
- **DEAD TIME:**
Il dead time è la lunghezza dell'intervallo di tempo che intercorre fra l'applicazione del gradino in ingresso e la manifestazione del primo effetto sull'uscita.
- **TEMPO DI SALITA:**
Il rise time è la lunghezza dell'intervallo temporale nel corso del quale il segnale di uscita passa dal 10% al 90% del valore massimo.
- **DAMPING COEFFICIENT ξ and RESONANT FREQUENCY ω_n**
La descrizione della risposta al gradino per sistemi del 2° ordine è tipicamente fornita dai parametri ξ e ω_n (il cui significato è ben conosciuto...)

$$f.d.t.(s) = \frac{K}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.5)$$

Se il trasduttore è *underdamped* ($\xi < 1$), cioè nella risposta a gradino compare la classica "oscillazione smorzata", può essere significativo rappresentare la misura (in termini percentuali rispetto al valore di regime) del primo "picco":

$$Overshoot\% = \frac{m_p - steady_state}{steady_state} \% \quad (2.6)$$

ove m_p è l'ampiezza del massimo locale del primo picco.

E' utile pure l'indicazione del cosiddetto *settling time*, che fornisce una indicazione del tempo impiegato dall'uscita per assestarsi nell'ambito di una fascia di ampiezza 4% centrata attorno al valore di regime.

2.3.2 La RISPOSTA IN FREQUENZA

La rappresentazione grafica della risposta in frequenza del trasduttore altro non è che il diagramma di Bode dell'andamento (in dB) del modulo della f.d.t. del trasduttore in funzione della pulsazione (scala logaritmica).

Tipicamente la risposta è del tipo passa basso, e viene riportata l'indicazione numerica della pulsazione di taglio ω_h in corrispondentemente alla riduzione di 3dB (equivalente ad un fattore moltiplicativo $1/\sqrt{2}$) rispetto al "plateau" alle basse frequenze. Tale parametro è facilmente ricavabile dal rise time mediante la seguente:

$$\omega_h = 2\pi \frac{0.35}{t_r} \quad (2.7)$$

2.4 Trasduttori di posizione

Il problema di misura della posizione di un corpo (massa) soggetto all'azione di una forza è tipico dei SdC delegati alla gestione di processi meccanici (per es.: robots, plotters, testine dei disk-drivers, ecc.). Logicamente può interessare la trasduzione in grandezza elettrica di una posizione lineare (spostamenti rettilinei) oppure di una posizione angolare (asse in rotazione).

Esistono varie tecniche per la misura elettronica di posizione, a seconda della tipologia del dispositivo utilizzato:

2.4.1 POTENZIOMETRI

E' possibile trasdurre una posizione lungo un filo (o una sbarretta...) di materiale conduttore semplicemente rilevando la resistenza del tratto di conduttore compreso fra il riferimento (una delle estremità) e il posizionamento attuale; la legge matematica che descrive questa procedura è lineare e molto semplice:

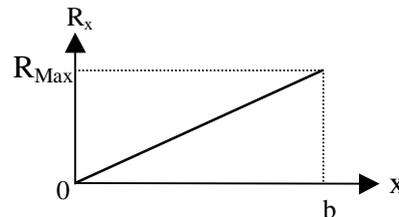
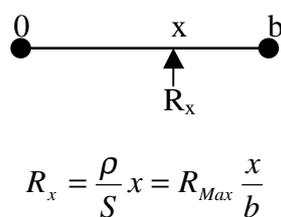
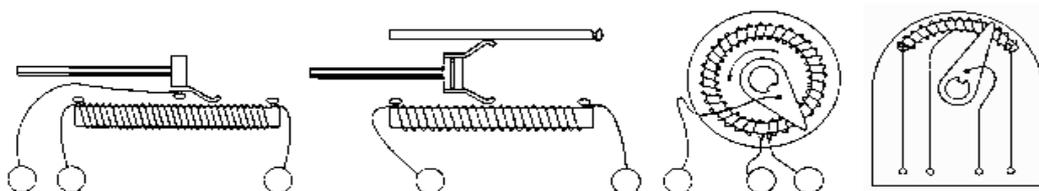
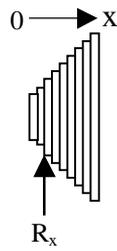


Fig.2.6

Poiché la resistività del filo è tipicamente troppo bassa, si ricorre ad un espediente tecnico che consiste nell'avvolgere (solenoidalmente) il filo stesso attorno ad un supporto cilindrico allungato: in questo modo a parità di spostamento percorso la *lunghezza* del tratto di filo coinvolto è molto maggiore rispetto al caso precedente.



Quest'ultima soluzione può essere utilizzata efficacemente onde ottenere potenziometri caratterizzati da legge non-lineare, semplicemente ricorrendo ad un supporto di avvolgimento opportunamente sagomato, per esempio (legge quadratica):



$$R_x = kx^2 \quad (2.8)$$

Fig.2.7

L'inconveniente presentato dai potenziometri ad avvolgimento di filo è quello della risoluzione: dal momento che il cursore (contatto mobile) è vincolato a "strisciare" trasversalmente secondo una traiettoria rettilinea parallela all'asse dell'avvolgimento, non sarà possibile ottenere una variazione continua di resistenza.

(2.9)

Pertanto la risoluzione è data dalla resistenza di una singola spira:

$$Risoluzione = \frac{R_{Max}}{n_{spire}}$$

E' possibile aggirare l'ostacolo della scarsa risoluzione tipica dei potenziometri a filo, facendo ricorso ai potenziometri continui a strato, nei quali al posto del filo viene utilizzato un film di carbone, plastica conduttiva o "cermet", ottenuto per deposizione su di un supporto isolante rigido.

Nella analisi di questo tipo di trasduttore non bisogna tralasciare l'aspetto meccanico, tenendo conto di inerzia e attriti "statici" e "dinamici" nella formulazione del modello matematico:

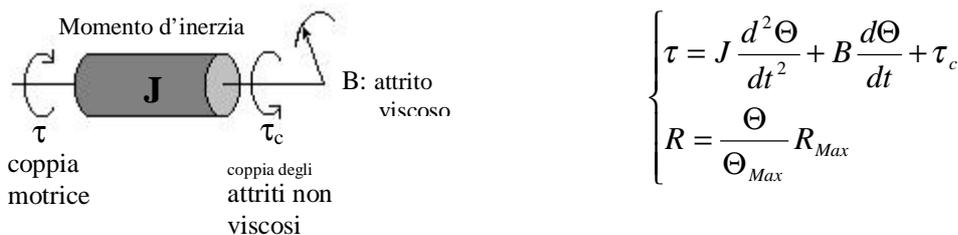


Fig.2.8

Per quanto attiene alla connessione del potenziometro nell'ambito di un opportuno circuito d'ingresso, il progettista ha svariato alternative fra cui scegliere:

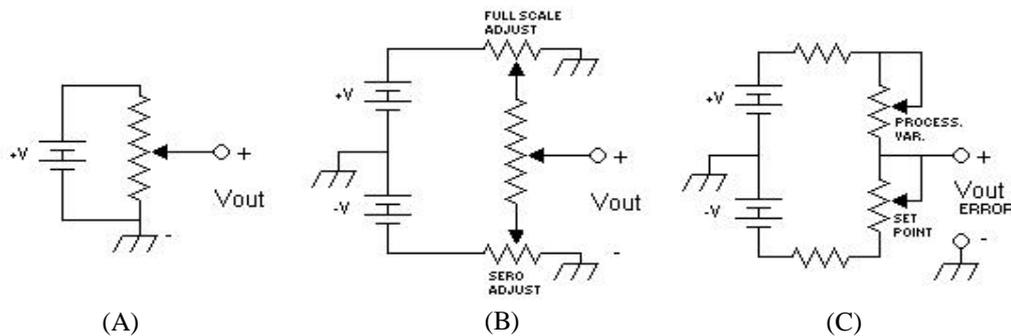


Fig.2.9

Delle tre soluzioni sovraesposte, la (A) è quella più semplice, la (B) consente di aggiustare la tensione di inizio scala e la tens. di fine scala agendo su trimmers; la (C) offre in uscita direttamente in uscita la misura (in tensione) della differenza tra la posizione attuale (variabile di processo) e la posizione voluta (impostabile mediante trimmer).

Conviene prestare particolare attenzione all'effetto di *carico* che può avere l'elettronica connessa a valle nei confronti del potenziometro stesso, che riduce la linearità della misura (vedi Fig.2.10):

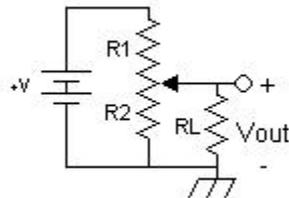


Fig.2.10

$$V_{out} = V_{in} \frac{\frac{R_1 R_L}{R_1 + R_L}}{\frac{R_1 R_L}{R_1 + R_L} + R_2} \quad (2.10)$$

$$\Rightarrow V_{out} = V_{in} \frac{R_1 R_L}{R_1 R_L + R_1 R_2 + R_2 R_L} \quad (2.11)$$

Appare evidente come R_L debba essere la più grande possibile, onde preservare la linearità della legge che lega posizione a resistenza.

Si riassumono quindi le problematiche tipiche dei trasduttori di posizione potenziometrici:

- INERZIA, ATTRITI (statici, dinamici), ELASTICITA' PARASSITA DI EVENTUALI GIUNTI MECCANICI ASSIALI (potrebbe dare origine a fenomeni di risonanza indesiderati)
- AUTO RISCALDAMENTO originato dall'inevitabile effetto joule dovuto al passaggio di corrente;
- LINEARITA' dipende sia dalle caratteristiche intrinseche del potenziometro (raffinatezza del procedimento tecnologico di deposizione dello strato resistivo) sia dal contesto circuitale (effetto di carico) a valle del trasduttore stesso;
- QUANTIZZAZIONE tipica dei potenziometri "a filo";
- CARATTERISTICHE AC da imputare ai "componenti parassiti" fra i quali spicca l'induttanza (soprattutto nei potenziometri a filo);

2.4.2 Linear Variable Differential Transformers

Il LVDT è un dispositivo che codifica la posizione in ingresso nella ampiezza del segnale alternato di uscita. Poiché trattasi sostanzialmente di un trasformatore a nucleo mobile, esso è in grado di “manipolare” esclusivamente grandezze elettriche alternate:

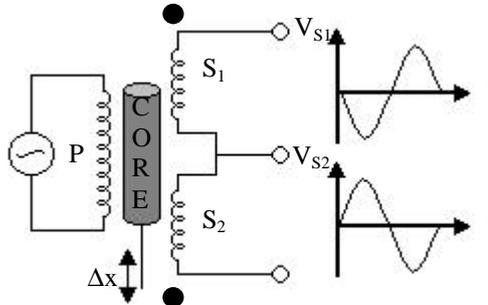


Fig.2.11

Nella descrizione del funzionamento del LVDT bisogna tener conto che i due secondari S_1 e S_2 sono avvolti in *controfase* l'uno rispetto all'altro.

Qualora il nucleo ferromagnetico occupi una posizione tale da conferire “simmetria” al trasformatore, i coefficienti di accoppiamento P- S_1 e P- S_2 risulterebbero identici: questo comporta che il flusso concatenato da S_1 sia identico a quello concatenato da S_2 e quindi $V_{S1} = -V_{S2} \Rightarrow$ la tensione ai capi della *serie* dei due secondari dovrà essere nulla. Se il nucleo viene spostato ($\Delta x \neq 0$) rispetto alla posizione di zero, le due tensioni di secondario, pur sempre in controfase, avranno ampiezze differenti e daranno origine ad una sommatoria (che costituisce l'unica uscita accessibile del LVDT) diversa da zero avente ampiezza proporzionale allo spostamento.

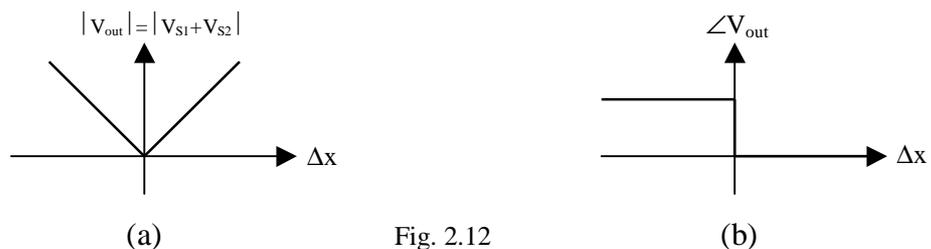


Fig. 2.12

Il problema fondamentale che caratterizza gli LVDT consiste nella impossibilità di ricavare l'informazione sulla direzione dello spostamento analizzando esclusivamente l'ampiezza della tensione ai capi della serie dei secondari: per simmetrizzare la caratteristica $V_{out}(\Delta x)$ è necessario effettuare un confronto di fase utilizzando l'alimentazione del primario come riferimento.

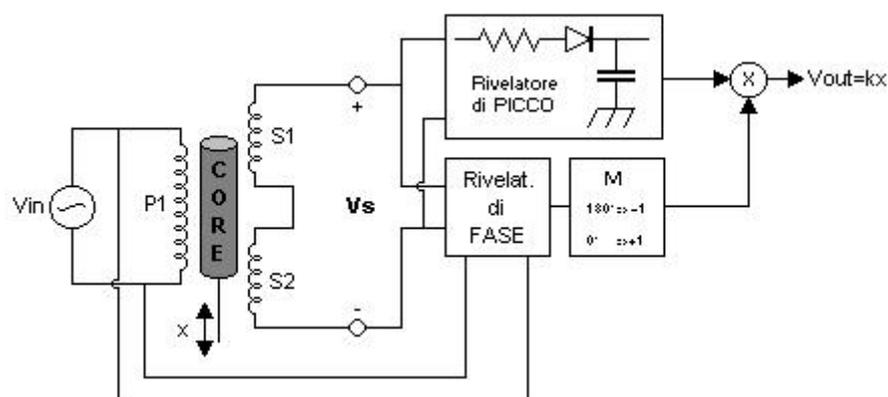


Fig.2.13

Lo schema di Fig.2.13 mostra quali accorgimenti circuitali sono usati allo scopo di ottenere una uscita in tensione proporzionale allo spostamento, contenente cioè l'informazione (segno) relativa alla direzione. L'interpretazione è molto semplice: l'uscita del rivelatore di picco (del tipo Fig.2.12.a) viene cambiata di segno (blocco M e blocco X) qualora lo sfasamento fra tensione del primario e V_S ammonti a 180° . In questo modo si ottiene la simmetrizzazione della caratteristica $V_{out}(\Delta x)$.

Per contro, la "demodulazione di involuppo" eseguita dal rivelatore di picco costituisce una limitazione alle prestazioni dinamiche del LVDT: eventuali variazioni di posizione "molto veloci" (relativamente alla frequenza di V_{in}) a "valor medio nullo" nell'ambito di un periodo della V_{in} , non sono rilevabili dall'uscita V_{out} .

2.4.3 Encoder ottici

Gli encoder ottici sono dei trasduttori rotativi di posizione angolare. Poiché il "formato" della loro uscita è di tipo digitale, essi si prestano molto bene a lavorare "in tandem" con dispositivi numerici.

Il "cuore" di un encoder è costituito da un disco trasparente calettato sull'asse di rotazione, recante (in zona periferica onde ottenere la massima risoluzione spaziale) in "serigrafia" la codifica binaria (a opaco/trasparente corrisponde 0/1):



Fig.2.14

tale "marcatura" viene letta da un sistema ottico costituito da una coppia emettitore (tipicamente un LED infrarosso) e rivelatore (tipicamente un FOTODIODO) "affacciati" l'uno verso l'altro fra i quali è frapposto (trasversalmente) il disco. Una semplice circuiteria elettronica provvede al condizionamento (squadrate e output-buffer) dell'uscita del/dei rivelatore/i..

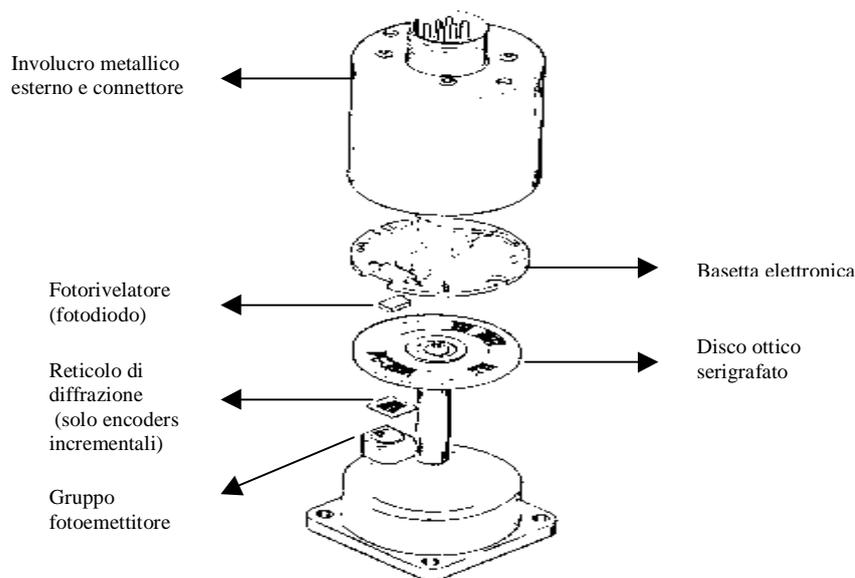


Fig. 2.15

Per quanto concerne le caratteristiche meccaniche, si sottolinea la sostanziale assenza di attriti (non ci sono componenti “striscianti” e tipicamente i supporti sono dei cuscinetti a sfere); tuttavia in taluni contesti applicativi il momento d’inerzia del disco ottico non è affatto trascurabile: il progettista del SdC dovrà scegliere fra l’utilizzo di un encoder a disco in vetro (grazie alla purezza ottica che lo caratterizza offre risoluzioni elevate, al prezzo di una inerzia e di una fragilità non indifferenti) oppure un encoder a disco in materiale plastico (bassa inerzia e elevata robustezza al prezzo di risoluzioni non elevate).

Le caratteristiche costruttive appena descritte sono comuni a tutti gli encoders ottici, fra i quali è possibile operare una distinzione, delineando due “famiglie” di dispositivi:

- *Encoders di tipo “ASSOLUTO”*:
sono dei trasduttori in grado di rilevare la posizione angolare “assoluta” dell’asse; si compongono di un disco ottico recante la codifica binaria (tipicamente codice Gray) assoluta in corrispondenza di ciascun “settore circolare” (Fig.2.9). Molteplici fotorivelatori “radiali” (uno per ciascun “bit” di codifica) forniranno (previo condizionamento del segnale) in uscita una “word” (formato parallelo) che corrisponde univocamente alla posizione attuale dell’asse.

$$Sensibilità = \frac{360^\circ}{2^{n_{bit}}} \quad (2.12)$$

- *Encoders di tipo “INCREMENTALE”*:
volendo semplificare al massimo, si può dire che l’uscita (singola) di questo tipo di trasduttori è un’onda quadra avente frequenza direttamente proporzionale alla velocità angolare di rotazione dell’asse. Un solo trasduttore ottico esegue la “lettura” di una “corona circolare” caratterizzata da una “marcatura a tratteggio uniforme”; in figura è schematizzato l’equivalente “rettilineo”:

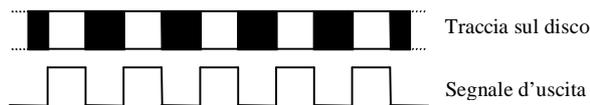
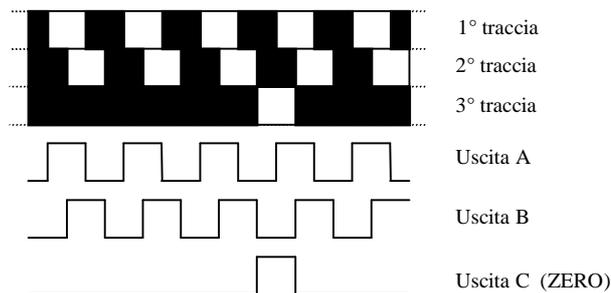


Fig.2.16

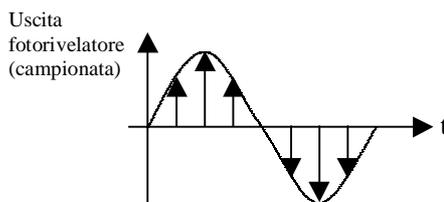
In realtà l'encoder incrementale dispone di TRE uscite, due delle quali forniscono in uscita altrettante onde quadre IN QUADRATURA fra loro al fine di poter ricavare il VERSO DI ROTAZIONE (cosa impossibile se l'uscita fosse unica); la terza fornisce un singolo "impulso rettangolare" in corrispondenza della posizione angolare di zero (riferimento):



La codifica numerica della posizione è ottenibile impiegando un "contatore integrato" (quadrature decoder) con comando "up/down" direttamente ricavato dalla fase reciproca delle uscite A e B, clock fornito da una (indifferentemente) delle due.

E' interessante notare inoltre come l'impiego di un "reticolo di diffrazione" opportunamente "sagomato" (vedi Fig.2.15) incrementi notevolmente la risoluzione rispetto all'utilizzo del solo disco serigrafato: con questo accorgimento si raggiunge un massimo di $18 \cdot 10^6$ impulsi per giro.

Fig.2.17: TECNICA DEL RETICOLO DI DIFFRAZ.



I "quadrature decoders" integrati (per es. HCTL-2000 della Hewlett Packard) adottano un'altra tecnica per incrementare la risoluzione dell'encoder: mediante un certo numero di monostabili (tipicamente 4) sincronizzati "a catena" a partire dal fronte di salita dell'uscita del fotorigelatore, si perviene ad una moltiplicazione della frequenza di base (x4), cosa che si traduce immediatamente in una equivalente moltiplicazione della risoluzione.

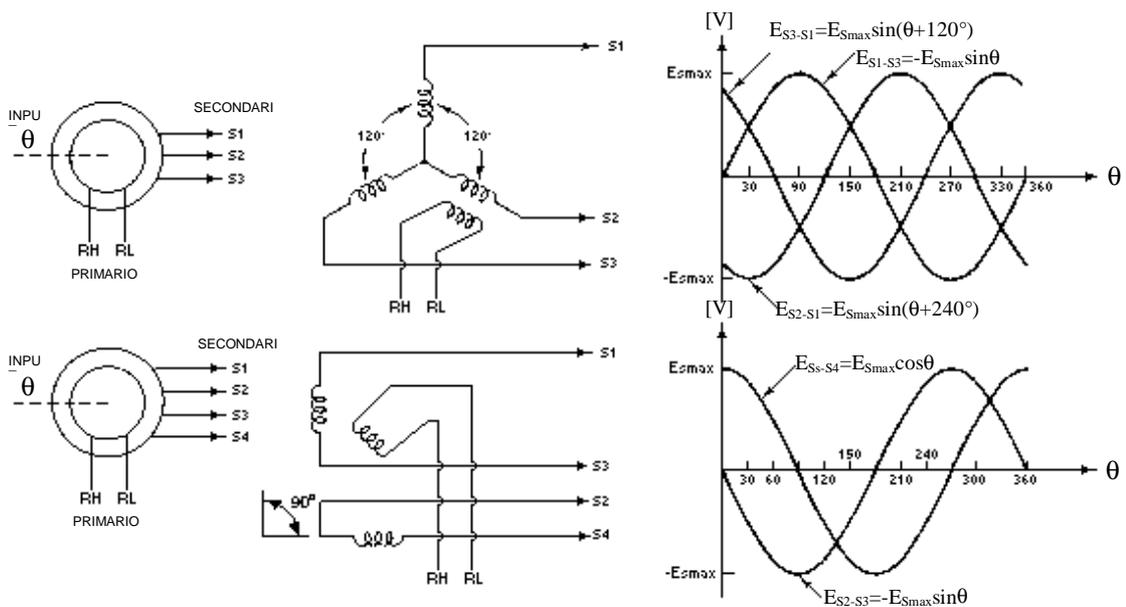
2.4.4 *Synchro e Resolver*

Synchros e *Resolvers* sono trasduttori di posizione angolare il cui principio di funzionamento ricorda il *LVDT*, con la sostanziale differenza che in questo caso l'elemento mobile (calettato sull'asse di rotazione) non è il solo nucleo "passivo" ma bensì tutto l'avvolgimento del primario.

Gli avvolgimenti statorici (fissi) secondari di un *synchro* sono tre e sono disposti (con riferimento ai loro assi di avvolgimento) "radialmente" a 120° l'uno dall'altro: al centro della struttura statorica giace su di supporto assiale rotante l'avvolgimento primario, tipicamente alimentato dalla tensione di rete.

Il funzionamento è intuitivo: la posizione angolare del primario è direttamente codificata nella ampiezza delle forze elettro-motrici (fem) indotte in ciascuno dei tre secondari. E' chiaro come questi trasduttori siano degli encoders di tipo assoluto.

Il *resolver* si differenzia dal *synchro* per il fatto di essere costituito da solo due secondari, collocati (sempre radialmente) a 90° l'uno rispetto all'altro.



Uno dei pregi di questo tipo di trasduttori è la buona immunità ai disturbi di natura elettrica agenti sulle tensioni di uscita: poiché l'informazione relativa alla posizione angolare è ricavata dal rapporto fra la f.e.m. di secondario e la tensione di riferimento con cui è alimentato il primario, l'eventuale rumore (oltre ad avere ampiezza trascurabile rispetto alle tensioni in gioco) di "modo comune" sarà eliminato per semplificazione numeratore/denominatore.

E' interessante notare come i *synchro/resolver* possano essere utilizzati come "attuatori": è possibile "alimentare" gli avvolgimenti di un *synchro* "ricevente" con le stesse d.d.p. ai capi dei corrispondenti avvolgimenti di un analogo *synchro* "trasmittente", osservando come la posizione angolare imposta all'asse del "trasmittente" venga assunta anche dal "ricevente". Attaccando un "indice" sull'asse

del “ricevente” e una scala tarata in gradi, sarà possibile leggere la posizione angolare del “trasmittente” senza elettronica aggiuntiva.

Nei contesti applicativi dei SdC, si fa ricorso a dei circuiti integrati “dedicati” alla codifica in forma numerica-digitale dell’informazione di posizione contenuta nell’uscita dei synchro/resolver (nello schema seguente si farà riferimento soltanto al synchro, essendo i concetti esposti applicabili altrettanto bene al resolver). La configurazione tipica di un SdC delegato al controllo di posizione angolare, utilizzando un synchro come trasduttore, è la seguente (Fig.2.18):

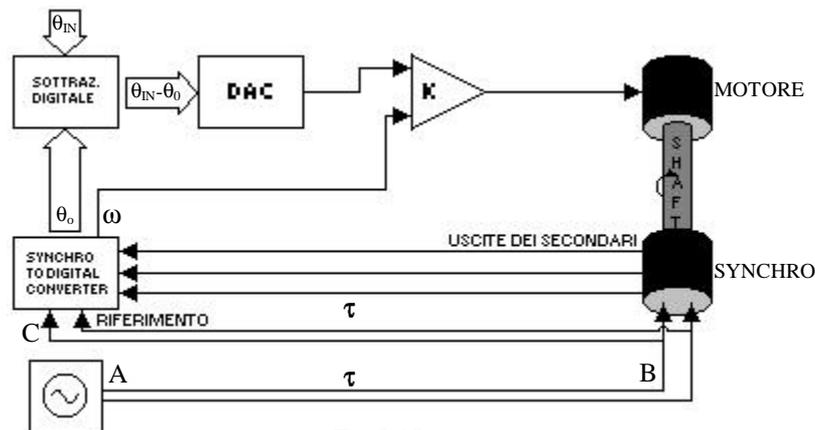


Fig.2.18

Nelle applicazioni pratiche accade spesso che la tratta di connessione synchro-converter abbia una lunghezza ragguardevole: questo costituisce un problema (a causa della configurazione closed-loop del SdC) dal punto di vista degli inevitabili ritardi di fase introdotti, che possono alterare gravemente le caratteristiche di stabilità del sistema. E’ per questo che si ricorre all’espedito tecnico di prelevare la tensione di riferimento dal primario del synchro anziché direttamente dal vicino generatore: agli ingressi del converter, le tensioni di secondario saranno caratterizzate da un ritardo di 2τ rispetto al riferimento generato al punto (A) e così pure la tensione di riferimento al punto (C) sarà ritardata della stessa quantità dal percorso (A)-(B)-(C).

E’ interessante approfondire l’analisi del funzionamento del circuito integrato adibito alla decodifica delle tensioni di avvolgimento onde estrarre l’informazione relativa alla posizione angolare e presentarla in formato numerico-digitale:

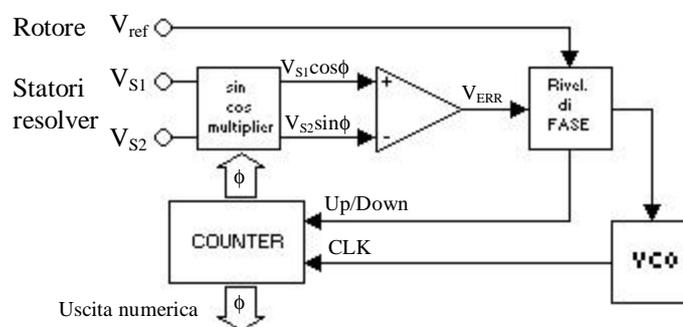


Fig.2.19

Assumendo (ovviamente) $V_{ref} = E_{ref} \sin \omega t$ e θ angolo del rotore, si ha:

$$V_{S1} = kE_{ref} \sin \omega t \sin \theta \quad (2.13)$$

$$V_{S2} = kE_{ref} \sin \omega t \cos \theta \quad (2.14)$$

$$V_{ERR} = V_{S1} \cos \phi - V_{S2} \sin \phi = kE_{ref} \sin \omega t \sin(\theta - \phi) \quad (2.15)$$

da cui si evince chiaramente la classica struttura *ad anello* che tende a far convergere l'evoluzione verso il punto di stabilità caratterizzato da $\sin(\theta - \phi) = 0 \Rightarrow \phi = \theta$.

2.5 Trasduttori di FORZA

La misura di forza può essere eseguita sostanzialmente in due modi, a seconda della tipologia del processo:

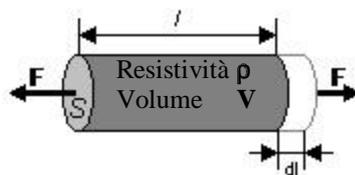
- **MISURA “DINAMICA”:**
L’oggetto della rilevazione è la “accelerazione” (anche ricavabile indirettamente come derivata seconda dello spostamento) che descrive il moto di una massa soggetta all’azione di una forza.
- **MISURA “STATICA”:**
Non ci sono corpi in movimento: la forza è rilevabile solo traducendone gli effetti statici (deformazioni).

L’analisi che segue verterà sulla descrizione del meccanismo fisico che è alla base del funzionamento dei trasduttori di forza di tipo *statico*.

2.5.1 *Strain Gage*

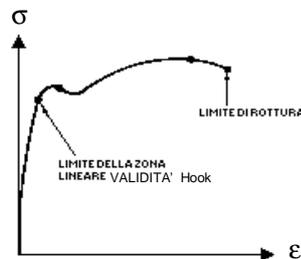
Per la misura statica della forza agente su di un corpo si sfrutta la proprietà di elasticità che caratterizza i conduttori metallici (nei semiconduttori l’applicazione di una forza si manifesta con fenomeni piezoelettrici e/o piezoresistivi): l’effetto dello stress (sollecitazione meccanica in forza) applicato ad un corpo “elastico” è lo strain (deformazione relativa), e quindi, indirettamente, una alterazione delle proprietà elettriche (resistenza) del corpo stesso.

Si consideri l’esempio di un “cilindretto metallico” di lunghezza l , caratterizzato da resistività ρ , sottoposto longitudinalmente ad una forza F applicata ad una sua sezione S :



$$\text{STRESS } \sigma = \frac{F}{S} \quad (2.16)$$

$$\text{STRAIN } \varepsilon = \frac{dl}{l} \quad (2.17)$$



$$\text{Legge di Hook } \varepsilon = K\sigma \quad (2.18)$$

$$R = \rho \frac{l}{S} = \rho \frac{l^2}{V} \Rightarrow \frac{dR}{dl} = 2\rho \frac{l}{V} \Rightarrow dR = 2\rho \frac{l}{V} (\varepsilon \cdot l) = 2\rho \frac{l^2}{V} \varepsilon \quad (2.19)$$

$$\Rightarrow dR = 2\rho \frac{l^2}{V} K\sigma \quad (2.20)$$

Appare quindi evidente come la proprietà di deformazione elastica (strain) possa essere efficacemente sfruttata per la trasduzione di una forza in una variazione della resistenza. Purtroppo nella pratica la deformazione relativa è molto piccola, per cui si ricorre agli strain gages, costituiti da più “spire ripiegate”, e a circuiti dalla classica struttura a ponte di Wheatstone, capaci di rilevare variazioni di resistenza anche molto piccole. Onde quantificare la sensibilità di uno strain gage, si introduce il “gage factor” (GF):

$$GF = \frac{\Delta R/R}{\Delta L/L} = \frac{\Delta R/R}{\epsilon} \quad (2.21)$$

ove si è definito lo *strain* ϵ come variazione di lunghezza relativa.

Un altro problema importante è rappresentato dalla variazione (indesiderata) di resistenza dovuta a gradiente termico: di solito se ne bilanciano gli effetti con l’inserimento nel ponte di misura di una “dummy gage” non esposta a deformazione ma termicamente accoppiata con la gage di trasduzione (“active gage”):

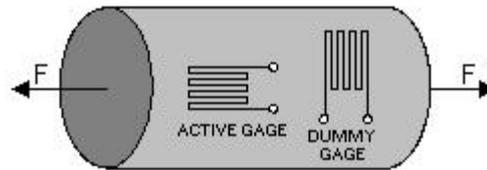


Fig.2.20

Il calcolo della tensione di uscita del sistema a ponte utilizzato per la “amplificazione passiva” della ΔR mette in evidenza una non linearità:

$$V_{out} = \frac{E}{2} - \frac{R}{R + (R + \Delta R)} E = E \frac{\Delta R}{4R + 2\Delta R} \quad (2.22)$$

Tipicamente accade $R \gg \Delta R$, onde per cui la precedente è approssimabile con una funzione lineare:

$$V_{out} = E \frac{\Delta R}{4R} \quad (2.23)$$

Qualora la deformazione sia essenzialmente costituita da una flessione, è possibile sfruttare la variazione di lunghezza di entrambe le superfici normali alla sollecitazione al fine di incrementare la sensibilità dell'insieme gauges-ponte di Wheatstone:

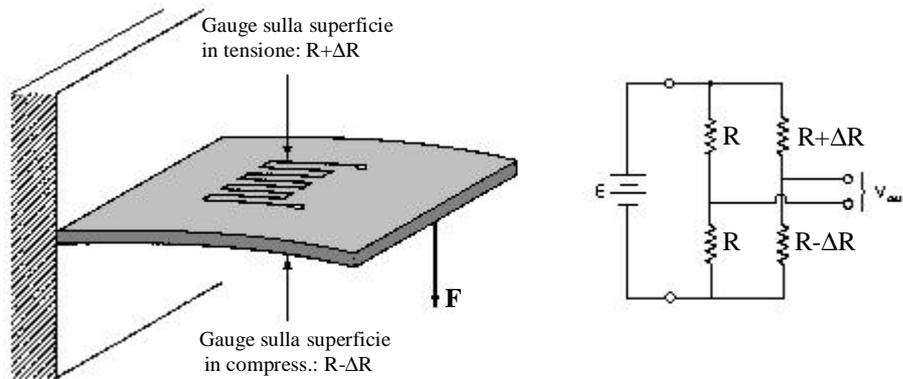


Fig.2.21

Nella realtà delle applicazioni pratiche, la gauge è spesso collocata lontano dal ponte, per cui è necessario fare ricorso ai cavi di collegamento, inevitabilmente modellizzabili con una resistenza piccola, ma sicuramente confrontabile con ΔR . In sede di cablaggio sarà opportuno prestare attenzione nel mantenere il bilanciamento del ponte:

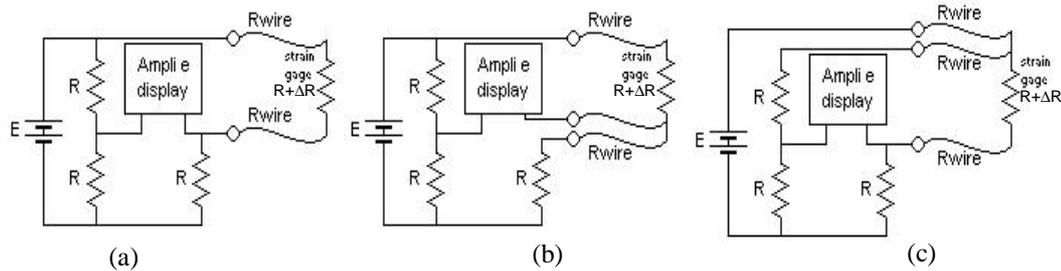


Fig.2.22

Delle tre soluzioni possibili per la connessione "remota" della gauge, solo le (b) e (c) sono corrette in quanto preservano il bilanciamento del ponte utilizzando tre cavi anziché soltanto due (si ricorda che il ponte di Wheatstone è bilanciato se il prodotto delle resistenze ai lati opposti è uguale). Lo schema (c) presenta però un altro problema: una delle resistenze "parassite" è in serie all'alimentazione, pertanto costituisce una limitazione per la corrente massima. Per aggirare anche questo ostacolo si adotta un cablaggio a quattro fili:

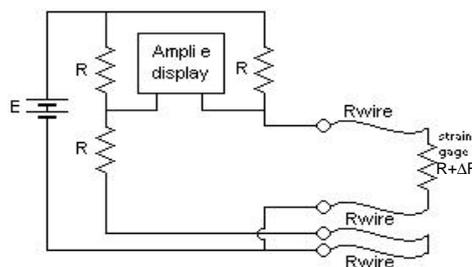


Fig.2.23

2.6 Trasduttori di spostamento: Accelerometri

Se il processo da controllare è costituito da una massa in moto (l'analisi che segue fa riferimento al moto rettilineo) dovranno essere rese disponibili al *regolatore* informazioni su:

$$\text{Spostamento} \quad x(t) = \int v(t) dt \quad (2.24)$$

$$\text{Velocità} \quad v(t) = \dot{x}(t) = \int a(t) dt \quad (2.25)$$

$$\text{Accelerazione} \quad a(t) = \ddot{x}(t) = \int jerk(t) dt \quad (2.26)$$

$$\text{Jerk} \quad jerk(t) = \ddot{v}(t) \quad (2.27)$$

In particolare si studieranno i trasduttori di accelerazione, o *accelerometri*.

La misura della accelerazione viene tipicamente espletata in modo indiretto, rilevando l'entità della deformazione di una molla soggetta alla forza d'inerzia applicatale da una massa nota (il tutto opportunamente smorzato). Significativo è l'esempio del "carrello" in moto rettilineo accelerato da una forza \mathbf{F} .

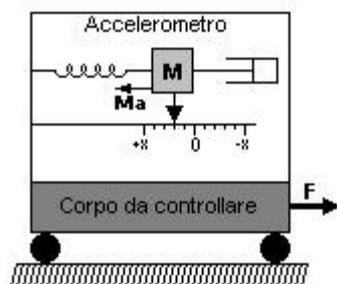


Fig.2.24

Legge di Hook:

$$\begin{aligned} Ma &= k \cdot \Delta x \\ \Rightarrow a &= \frac{k \cdot \Delta x}{M} \end{aligned} \quad (2.28)$$

Dalla accelerazione a è immediato (per integrazioni successive) risalire alla velocità e allo spostamento del carrello. Si noti che il sistema massa-molla-smorzatore (ad M è usuale riferirsi con il termine di "massa sismica") è del secondo ordine: particolare attenzione dovrà essere posta nel suo dimensionamento onde ottenere una buona rapidità di risposta insieme con tempi di assestamento accettabili.

In pratica esistono vari "modelli" di accelerometro, a seconda del tipo di trasduttore (di posizione) utilizzato per misurare la deformazione dell'elemento elastico:

Fig.2.25:ACCELEROMETRO A POTENZIOMETRO

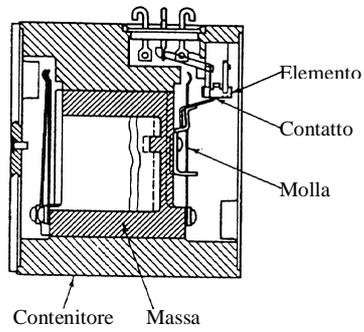


Fig.2.26: ACCELEROMETRO PIEZOELETTRICO

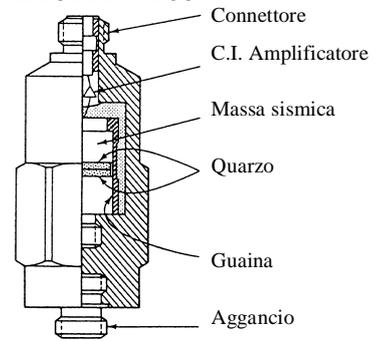


Fig.2.27: ACCELEROMETRO A LVDT

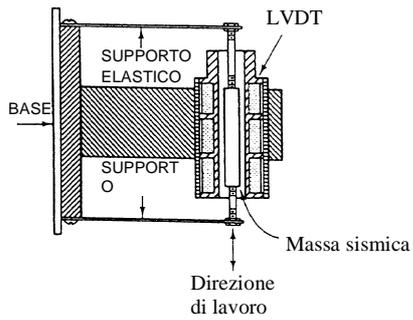
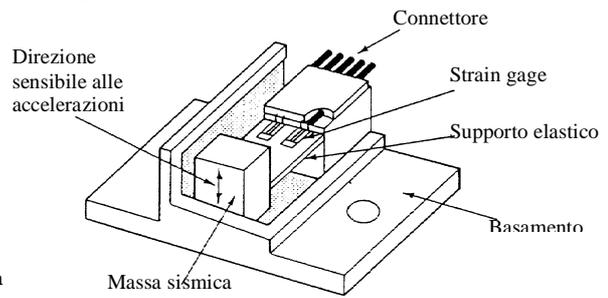


Fig.2.28: ACCELEROMETRO A STRAIN-GAGE



2.7 Trasduttori di *PRESSIONE*

Con la denominazione “trasduttori di pressione” si fa riferimento a dispositivi di misura atti a convertire la pressione (forza per unità di area) di un fluido in grandezza elettronicamente manipolabile. Normalmente la pressione viene misurata rispetto ad un riferimento; si parla dunque di:

- *ABSOLUTE PRESSURE* se il riferimento è costituito dal vuoto perfetto;
- *GAGE PRESSURE* se il riferimento è la pressione ambiente;

Inoltre, qualora si debba rilevare la differenza pressoria fra due fluidi, si ricorre ai cosiddetti trasduttori differenziali.

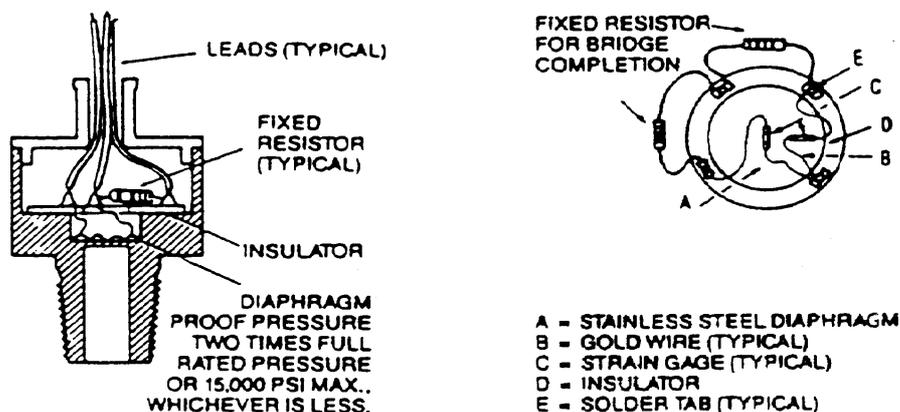
La tecnica generalmente usata per trasdurre la pressione non potrà che essere indiretta, e per molti aspetti simile alla misura di forza: anche in questo caso ciò che viene effettivamente rilevato è la deformazione (strain) subita dall’elemento “sonda” che costituisce l’interfaccia meccanica fra il fluido oggetto della misura e il fluido di riferimento (vuoto o ambiente). Le prestazioni di un trasduttore di pressione saranno quindi in gran parte determinate dalle caratteristiche del dispositivo di misura di strain che ne costituisce parte integrante.

2.7.1 *Trasduttori di pressione a STRAIN GAGE LAMINARE*

In questi dispositivi la “sonda pressoria” vera e propria è costituita da un “diaframma” (tipicamente in acciaio inox) facente da basamento per una strain gage “laminare” (in metallo o in semiconduttore). Per effetto della pressione del fluido, il diaframma subisce una “flessione” prontamente trasdotta (dalla gage) in variazione di resistenza.

Fra i pregi di questa categoria di pressure transducers si sottolineano il basso costo, la prontezza, la buona accuratezza (elevata nel caso di gage al silicio piezoresistivo) e stabilità rispetto alle variazioni di temperatura (compensate da opportune strutture resistive a ponte integrate all’interno del “case” del dispositivo).

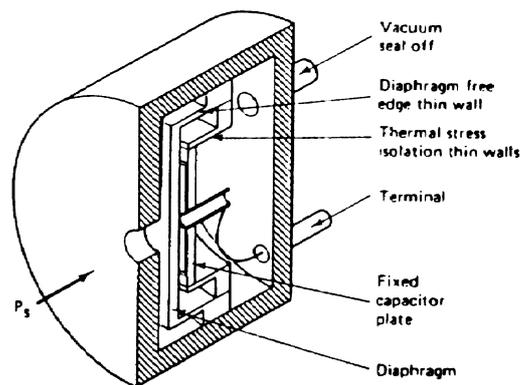
Fig.2.29: TRASDUTTORE CON STRAIN GAGE LAMINARE a ½ ponte resistivo



2.7.2 *Trasduttori di pressione a CONDENSATORE*

Invece di rilevare la deformazione del diaframma, è possibile misurarne lo spostamento lungo la direzione del gradiente di pressione, utilizzando lo stesso diaframma come l'armatura mobile di un condensatore variabile, del quale si provvederà a determinare (non senza ricorrere a complesse soluzioni circuitali) il valore di capacità. Purtroppo la lentezza è una caratteristica comune a tutti i trasduttori di pressione basati sulla misura di spostamento: ciò ne limita l'impiego in SdC nei quali è sufficiente disporre dell'informazione sul valore medio della pressione.

Fig.2.30: TRASDUTTORE DI PRESSIONE A CONDENSATORE



2.7.3 *Trasduttori di pressione a LVDT*

Vi sono svariate tecniche meccaniche (capsule piatte a diaframma; tubi di Bourdon) che consentono la conversione della pressione di un fluido in uno spostamento più o meno proporzionale: la conseguente misura di posizione può tranquillamente essere delegata ad un LVDT. La complessità costruttiva di apparati di questo tipo è fortemente penalizzante per quanto riguarda la prontezza di trasduzione.

Fig.2.31: TRASDUTTORE A CAPSULA e LVDT

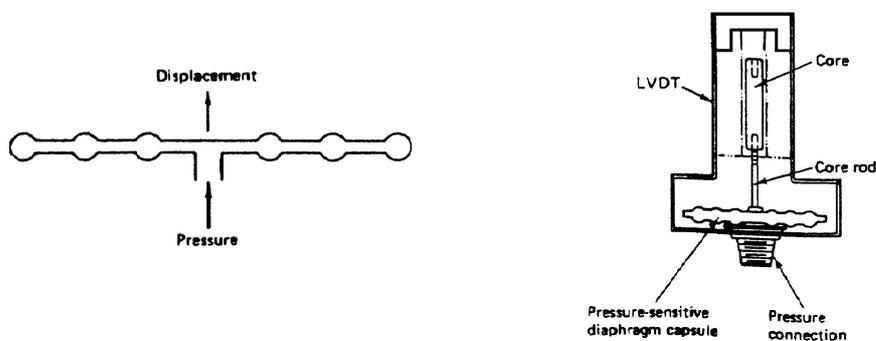
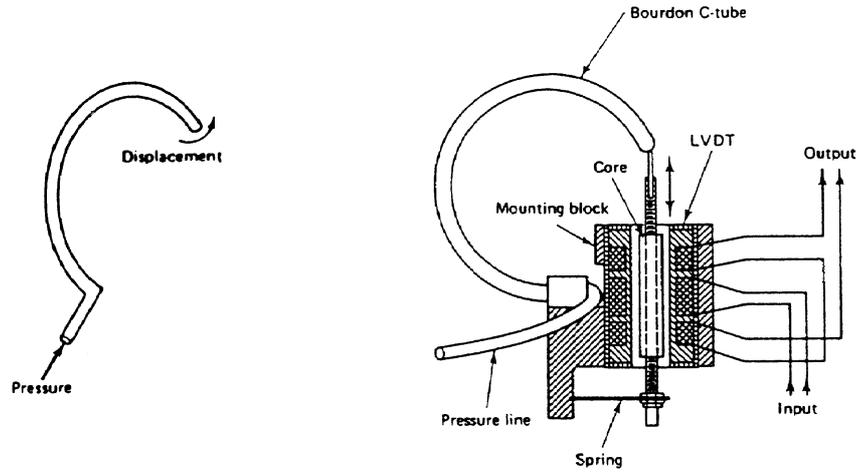


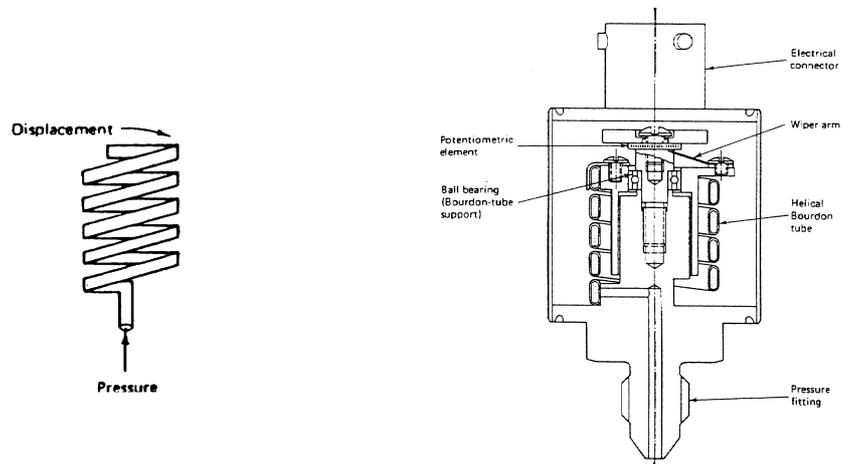
Fig.2.32: TRASDUTTORE A TUBO DI BOURDON e LVDT



2.7.4 *Trasduttori di pressione a POTENZIOMETRO*

La conversione pressione→spostamento è affidata anche in questo caso ad un Tubo di Bourdon; il livello successivo, cioè la trasduzione dello spostamento, viene svolta da un potenziometro:

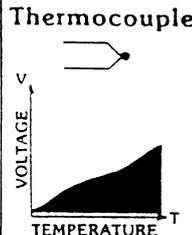
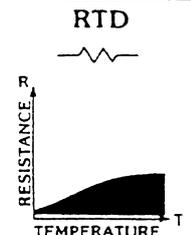
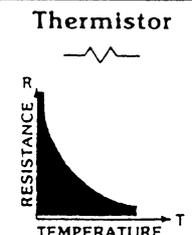
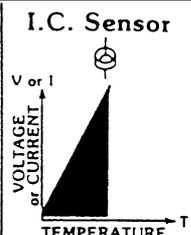
Fig.2.33: TRASDUTTORE DI PRESSIONE A POTENZIOMETRO e tubo di Bourdon elicoidale



2.8 Trasduttori di temperatura

E' quasi superfluo ricordare qualcuna delle innumerevoli applicazioni pratiche dei trasduttori di temperatura, che spaziano dal controllo delle reazioni chimiche (esotermiche), alla gestione automatica degli impianti di climatizzazione.

Saranno delineate le principali caratteristiche di quattro categorie di trasduttori di temperatura, i cui vantaggi/svantaggi sono brevemente anticipati nella seguente tabella:

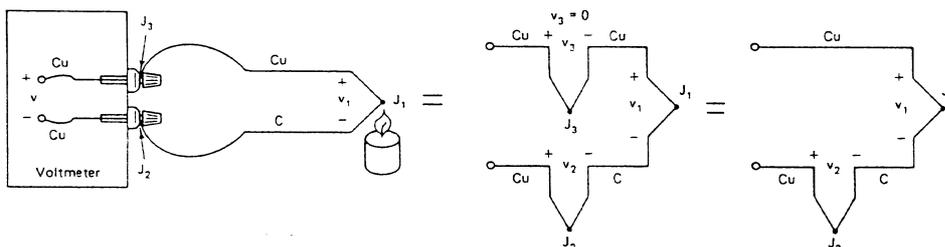
	Thermocouple	RTD	Thermistor	I.C. Sensor
				
Advantages	<input type="checkbox"/> Self-powered <input type="checkbox"/> Simple <input type="checkbox"/> Rugged <input type="checkbox"/> Inexpensive <input type="checkbox"/> Wide variety <input type="checkbox"/> Wide temperature range	<input type="checkbox"/> Most stable <input type="checkbox"/> Most accurate <input type="checkbox"/> More linear than thermocouple	<input type="checkbox"/> High output <input type="checkbox"/> Fast <input type="checkbox"/> Two-wire ohms measurement	<input type="checkbox"/> Most linear <input type="checkbox"/> Highest output <input type="checkbox"/> Inexpensive
Disadvantages	<input type="checkbox"/> Non-linear <input type="checkbox"/> Low voltage <input type="checkbox"/> Reference required <input type="checkbox"/> Least stable <input type="checkbox"/> Least sensitive	<input type="checkbox"/> Expensive <input type="checkbox"/> Current source required <input type="checkbox"/> Small ΔR <input type="checkbox"/> Low absolute resistance <input type="checkbox"/> Self-heating	<input type="checkbox"/> Non-linear <input type="checkbox"/> Limited temperature range <input type="checkbox"/> Fragile <input type="checkbox"/> Current source required <input type="checkbox"/> Self-heating	<input type="checkbox"/> $T < 200^{\circ}\text{C}$ <input type="checkbox"/> Power supply required <input type="checkbox"/> Slow <input type="checkbox"/> Self-heating <input type="checkbox"/> Limited configuration

2.8.1 Termocoppie

Il principio fisico che descrive il funzionamento della termocoppia è stato scoperto da T. Seebeck: alle estremità di una giunzione fra due metalli differenti si rileva una differenza di potenziale proporzionale alla temperatura della giunzione stessa. Tipicamente i metalli utilizzati per la fabbricazione dei trasduttori a termocoppia sono il rame (Cu) e la costantana.

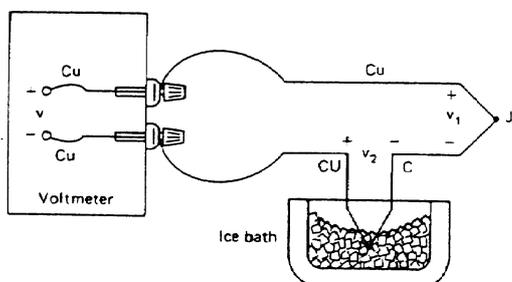
Il problema pratico consiste quindi nella fattibilità della misura del potenziale di Seebeck: l'inserzione di un voltmetro a chiusura del circuito introduce inevitabilmente almeno un'altra giunzione rame-costantana indesiderata (della quale si ignora la temperatura) il cui potenziale di contatto si sovrappone al soggetto della misura. Denominando J_1 la termocoppia primaria e J_2 la giunzione "parassita", la tensione V_{mis} rilevata dal voltmetro sarà: $V_{\text{mis}} = V_1 - V_2$

Fig.2.34: CIRCUITO ELETTRICO DI MISURA DEL POTENZIALE DI SEEBECK



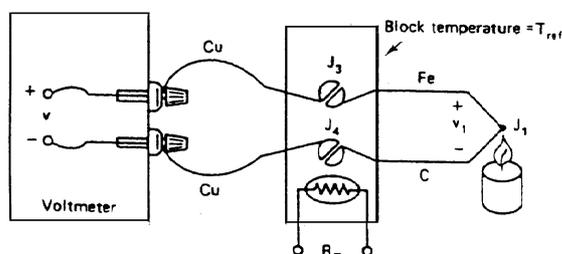
E' possibile aggirare il problema costituito dalla temperatura sconosciuta T_{J2} , (temperatura del "giunto freddo") imponendo un valore di riferimento ben determinato, quale può essere per esempio $0\text{ }^{\circ}\text{C}$:

Fig.2.35: "GIUNTO FREDDO" ALLA TEMPERATURA DI RIFERIMENTO $0\text{ }^{\circ}\text{C}$



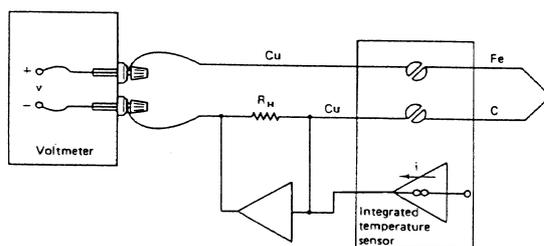
Un metodo un poco più "ortodosso" del "bagno di ghiaccio" è il cosiddetto "software compensation": si ricorre ad un altro tipo di trasduttore di temperatura (per esempio un RTD) onde rilevare la temperatura T_{J2} del giunto freddo contemporaneamente alla misura della V_1 ; se tale procedura è gestita da un calcolatore (opportunamente interfacciato mediante convertitori A/D), sarà agevole provvedere via software al calcolo della temperatura T_{J1} . Logicamente questo tipo di soluzione tecnica ha senso solo se il range della misura primaria (pur essendo accettabile per la termocoppia) eccede le specifiche del sensore RTD, oppure se l'ostilità dell'ambiente (elevate pressioni, agenti chimici, ecc.) è incompatibile con la sua relativa "fragilità" .

Fig.2.36: SOFTWARE COMPENSATION



Un'efficienza maggiore è ottenibile con il metodo della compensazione hardware, che evita l'esecuzione di calcoli numerici da parte di un calcolatore (inevitabile fonte di rallentamento). Si ricorre ad un circuito integrato dedicato che esegue la compensazione di V_2 per via analogica: viene generata (facendo scorrere una corrente in una resistenza nota) una differenza di potenziale proporzionale alla temperatura del giunto freddo, in serie al circuito primario di misura.

Fig.2.37: HARDWARE COMPENSATION



2.8.2 *RTD*

E' noto dalla fisica come il flusso elettronico di corrente nei metalli sia ostacolato dalla agitazione termica degli atomi del reticolo: ne segue una marcata dipendenza della resistività dalla temperatura. Nell'ambito di una zona di lavoro sufficiente piccola la resistività risulta essere direttamente proporzionale alla temperatura (secondo un coefficiente $\alpha > 0$).

Al fine di minimizzare l'errore di misura, gli RTD sono progettati in modo da presentare un valore di resistenza il più elevato possibile (nei limiti dell'esigenza di compattezza): questo significa che tipicamente si sceglieranno metalli caratterizzati da "elevata" resistività (ciò esclude a priori l'oro e l'argento). Gli RTD di uso comune sono fabbricati con platino, nickel, o leghe di nickel; mediamente, un "cavo" di platino da 100Ω manifesta una variazione di resistenza (intorno a 0°C) pari a $0,385\Omega$ per grado centigrado. Si intuisce anche in questo caso lo stesso problema che caratterizza gli strain-gage: è consigliabile il ricorso ad una struttura resistiva a ponte di Wheatstone per aumentare la sensibilità della misura; inoltre particolare attenzione dovrà essere posta nel cablaggio di collegamento sulle "lunghe" distanze, onde evitare di sbilanciare il ponte con la resistenza interna dei cavi. Schemi del tipo a tre fili (Fig. 2.22) possono essere utilizzati vantaggiosamente, anche se è possibile ricorrere alla seguente soluzione, facente uso di quattro fili:

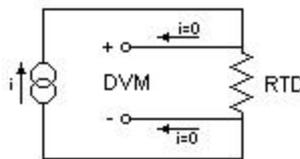


Fig.2.38

Appare ovvio come in questo caso il voltmetro (che idealmente non assorbe corrente) misuri esattamente la sola differenza di potenziale ai capi del RTD.

Il progettista dovrà inoltre operare una scelta di compromesso nel dimensionare la corrente i di "alimentazione" del RTD: non troppo grande per evitare di innescare un elevato autoriscaldamento per effetto Joule, e nemmeno troppo piccola per ovvie esigenze di misura.

2.8.3 *Termistori*

La conduzione nei materiali semiconduttori è favorita dall'innalzamento della temperatura che si manifesta con un incremento della disponibilità di elettroni in banda di conduzione. E' proprio questa caratteristica a costituire la base del funzionamento dei termistori, la cui resistenza diminuisce all'aumentare della temperatura.

Il principale vantaggio offerto da questo tipo di trasduttori è l'elevata sensibilità (per un termistore da $5\text{K}\Omega$, alla temperatura di 25°C , il coefficiente di temperatura ammonta a $4\%/^\circ\text{C}$), al prezzo di una legge non lineare.

$$T = \frac{B}{\ln R - A} - C \quad (2.28)$$

Tuttavia la non linearità della legge temperatura-resistenza non costituisce un grosso problema se la gestione della misura è affidata ad un calcolatore; d'altro lato esistono anche soluzioni circuitali dedicate in grado di implementare la linearizzazione direttamente "via hardware".

E' interessante sottolineare come una delle dirette conseguenze della "grande" sensibilità dei termistori è l'inutilità della connessione a quattro fili, dal momento che in questo caso la resistenza dei cavi diventa finalmente trascurabile.

Come già anticipato nella tabella introduttiva iniziale, i termistori presentano una maggiore fragilità rispetto a termocoppia e RTD, cosa che può precluderne l'impiego in ambienti dalle caratteristiche estreme.

2.8.4 Trasduttori di temperatura a Circuito Integrato

Questo tipo di dispositivi ingloba in un unico (piccolo) case il sensore (tipicamente una giunzione PN) e buona parte (dipende dal modello specifico) dell'elettronica di condizionamento (linearizzazione, pilotaggio dell'uscita in tensione/corrente, ecc.).

L'esposizione che segue prende in considerazione tre esempi di trasduttore integrato di temperatura.

Con la sigla LM335 si fa riferimento ad un diodo zener sensibile alla temperatura: se polarizzato inversamente offre una caduta di potenziale espressa dalla:

$$(2.29) \quad V_z = \frac{10mV}{^\circ K} \cdot T$$

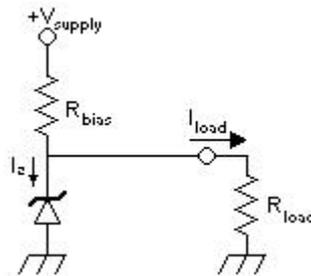


Fig.2.39

La tipica corrente I_z di polarizzazione inversa ammonta a 1mA (valori superiori causerebbero autoriscaldamento); onde preservare la linearità della misura, si dovrà fare in modo che sia $I_{load} \ll I_z$. E' possibile ricorrere ad una circuiteria più complessa atta a sottrarre l'indesiderato offset di 2.73V (costante additiva corrispondente allo zero Celsius) per l'immediata conversione nella scala centigrada.

Si può intuire come l'utilizzo di materiali semiconduttori limiti pesantemente il range di temperatura (-40÷100 °C).

L'integrato LM34 della National Semiconductor costituisce da solo un completo circuito di misura: l'uscita (a bassa impedenza) è direttamente in tensione e non necessita alcuna traslazione; senza nessun componente esterno additivo si ottiene una uscita compresa fra 50mV e 3V, corrispondenti al range +5÷+300°F. Con l'aggiunta di una sola resistenza e la disponibilità di una linea di alimentazione negativa (rispetto a massa) si arriva a coprire la gamma -50°F÷300°F, con uscita corrispondente -500mV÷3V.

