

Capitolo 2

Sensori

I sensori per la misura di grandezze fisiche rivestono un ruolo chiave nei sistemi di controllo automatici. Infatti il corretto funzionamento di un qualunque sistema di controllo dipende dalla bontà della misura della variabile fisica di interesse (ad esempio la posizione per un servomeccanismo di un braccio robotico), e quindi dalla qualità del sensore utilizzato per la sua misura.

In questo capitolo vengono introdotti alcuni concetti base relativi alla comprensione delle **specifiche di funzionamento** dei sensori, necessari per la corretta scelta dei componenti in base alle caratteristiche fornite dai costruttori.

Il numero e la tipologia dei sensori utilizzati nelle applicazioni industriali è in costante evoluzione, grazie alla continua ricerca e sviluppo portate avanti nel settore. Tuttavia vi è un certo numero di sensori il cui uso è estremamente diffuso nelle applicazioni industriali, per cui si è ritenuto opportuno descriverne il funzionamento nel presente capitolo.

2.1 Terminologia e definizioni generali.

L'elemento di base per l'acquisizione di una grandezza per l'elaborazione digitale consiste nel dispositivo che trasforma la grandezza fisica da misurare in un segnale di natura elettrica. Tale oggetto viene chiamato **trasduttore**. Un trasduttore si compone in generale di tre elementi (vedi Fig. 2.1): una interfaccia di ingresso, un **sensore** ed una interfaccia di uscita. Il sensore è l'elemento che converte la grandezza fisica in ingresso in una grandezza fisica in uscita facilmente acquisibile per via elettrica.

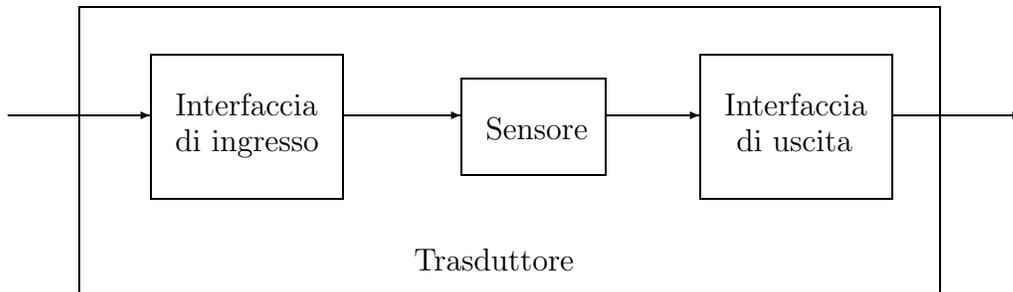


Figura 2.1: Schema generale di un trasduttore

Un esempio di sensore è la *termoresistenza*. Il valore di resistività della termoresistenza si modifica al variare della temperatura. Per poter acquisire il segnale occorre quindi fornire una tensione (o una corrente) e misurare poi la corrente (tensione) generata. Secondo la definizione data il trasduttore consiste nell'insieme di termoresistenza (il sensore propriamente detto) e dei componenti elettronici necessari per l'acquisizione elettrica del segnale finale.

Occorre osservare però che in molti casi la distinzione tra sensore e trasduttore non è così netta e delineata e molto spesso nella letteratura tecnica e nella pratica comune i due termini sono utilizzati come sinonimi.

2.2 Grandezze fisiche e segnali.

Le grandezze fisiche oggetto di misura da parte dei trasduttori possono essere classificate in:

- **Grandezze continue**, che possono assumere valori continui all'interno di un certo intervallo (es. temperatura di un utensile, velocità di rotazione di un motore, ecc...).
- **Grandezze discrete**, che assumono un insieme discreto di valori (es. verso di rotazione di un motore, numero di pezzi lavorati al minuto, ecc...).

Le informazioni associate alle grandezze fisiche sono dette **segnali**. Le grandezze continue sono descritte da **segnali analogici**, mentre le grandezze discrete sono associate a **segnali logici**, nel caso si abbiano due valori ammissibili, oppure a **segnali codificati**, quando il numero di valori ammissibili è superiore a due.

Il **segnale analogico** (Fig. 2.2) ha la caratteristica di essere continuo nel tempo ed assumere valori continui all'interno di un certo intervallo. Il calcolatore di processo impiega un certo intervallo di tempo per elaborare i segnali di ingresso, e quindi non può seguire l'evolversi continuo del segnale analogico, ma dovrà acquisire campioni del segnale analogico ad istanti discreti di tempo. Questa operazione viene detta **campionamento del segnale** (Fig. 2.3).

Il segnale campionato ancora non può essere elaborato dal calcolatore in quanto tale segnale assume valori continui, e quindi teoricamente infiniti, mentre il calcolatore può rappresentare un numero finito di valori in base alla massima dimensione di parola rappresentabile dall'unità aritmetica. Per questo motivo occorre eseguire una operazione di approssimazione del valore campionato al più vicino valore rappresentabile dalla aritmetica del calcolatore. Tale operazione viene detta **quantizzazione** del segnale campionato, e permette la rappresentazione del segnale analogico mediante un numero finito di cifre digitali (Fig. 2.4).

L'informazione associata alla grandezza analogica campionata e quantizzata viene detta **segnale digitale**.

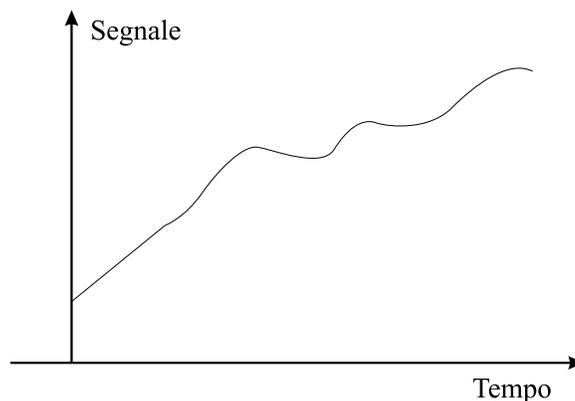


Figura 2.2: Segnale analogico

2.3 Errore di acquisizione ed elaborazione digitale del segnale

L'operazione di acquisizione del segnale da parte di un trasduttore è inevitabilmente affetta da un certo errore dovuto alla non idealità del componente e della catena di amplificazione ed acquisizione del segnale stesso.

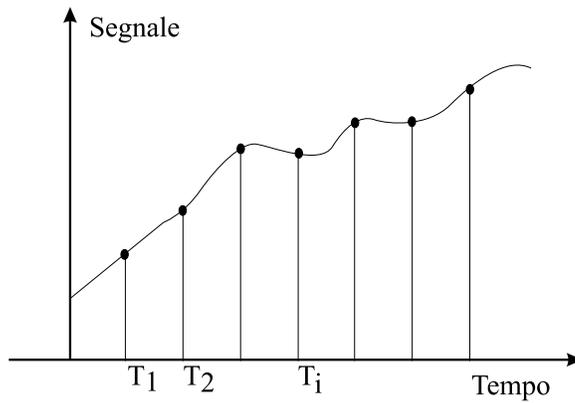


Figura 2.3: Segnale campionato

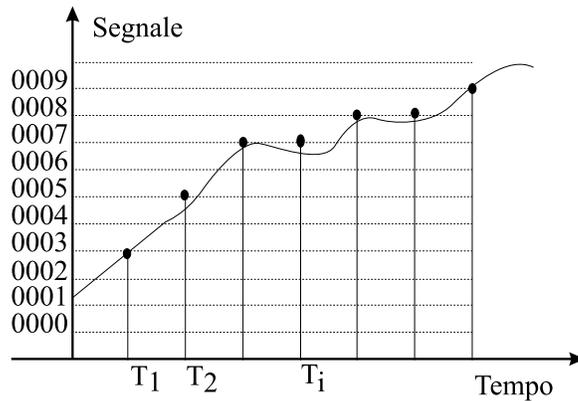


Figura 2.4: Segnale quantizzato

Nei casi in cui il segnale viene acquisito e convertito in forma digitale occorre stabilire un criterio per mettere in relazione la accuratezza del segnale acquisito con quella del segnale rappresentato in forma digitale.

Occorre sottolineare che mentre l'operazione di campionamento non produce in via teorica un degrado dell'informazione associata al segnale (se si rispettano le condizioni del teorema del campionamento), l'operazione di quantizzazione comporta inevitabilmente l'introduzione di un errore sul segnale acquisito.

Indichiamo con Y^s l'intervallo di valori¹ che l'uscita del trasduttore Y può assumere. In altre parole se Y_M e Y_m sono rispettivamente il massimo ed il minimo valore del segnale di uscita dal trasduttore, si ha che $Y^s = Y_M - Y_m$.

Se rappresentiamo il valore continuo del segnale di uscita del trasduttore Y mediante una codifica binaria a N bits, ogni bit corrisponde ad un valore (chiamato "bit meno significativo" o **LSB** utilizzando l'acronimo anglosassone) pari a

$$\text{LSB} = \frac{Y^s}{2^N}$$

Tale valore, corrispondente al valore minimo rappresentabile dalla codifica digitale, viene anche chiamato *quanto* e rappresentato dal simbolo q . A causa della quantizzazione, tutti i valori di Y compresi all'interno di un LSB sono rappresentati da una unica codifica digitale Y_d , e quindi l'errore

¹Nei cataloghi scritti in lingua inglese l'intervallo di valori di uscita di un trasduttore è indicato come *span* oppure *output range*

massimo commesso prendendo il valore quantizzato Y_d del segnale al posto del suo valore continuo Y è pari a metà LSB (Fig. 2.5), cioè:

$$\text{errore di quantizzazione: } e_q = \frac{1}{2}\text{LSB}$$

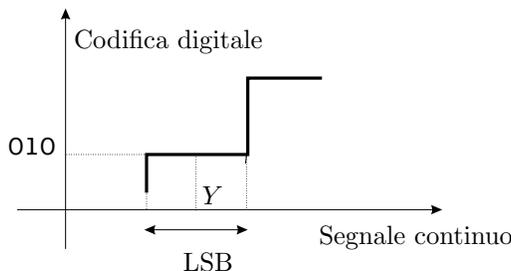


Figura 2.5: Errore di quantizzazione

L'errore sul segnale in uscita del trasduttore non è significativo se rimane inferiore all'errore di quantizzazione. In altre parole:

$$|\text{errore}| \leq \frac{1}{2}\text{LSB} = \frac{Y^s}{2^{N+1}}$$

essendo: errore = valore del segnale acquisito – valore vero della grandezza fisica.

2.4 Specifiche sulla funzionalità dei trasduttori.

Per poter definire le caratteristiche funzionali del trasduttore, occorre definire le varie proprietà ed i parametri operativi che definiscono la relazione ingresso-uscita del trasduttore.

Le specifiche sulla funzionalità dei trasduttori possono essere raggruppate in quattro categorie.

- **Caratteristica statica.** La caratteristica statica si ottiene variando molto lentamente la variabile di ingresso del sensore e registrando la corrispondente variabile di uscita.
- **Caratteristica dinamica.** Quando la variabile di ingresso varia molto velocemente il trasduttore può assumere un comportamento dinamico, cioè la variabile di uscita introduce un certo *ritardo* ed una certa *attenuazione* alla caratteristica statica. È quindi chiaro che la caratteristica dinamica del trasduttore pone un limite alla banda passante di tutto il sistema di controllo.
- **Dipendenza da variabili ambientali.** Il trasduttore è progettato per rilevare una certa grandezza fisica, tuttavia risulta molto difficile costruire un dispositivo selettivo che non risulti influenzato da altre grandezze fisiche. Ad esempio la temperatura influenza le caratteristiche fisiche di quasi tutti i materiali, ed in particolare quelli a semiconduttore.
- **Affidabilità.** L'affidabilità del trasduttore è di fondamentale importanza per il corretto funzionamento del sistema di controllo. L'affidabilità si misura in senso statistico fornendo il tempo medio che precede un guasto del dispositivo (Mean Time Between Failure MTBF).

Nel seguito approfondiremo lo studio delle prime due specifiche.

2.4.1 Caratteristica statica.

La caratteristica statica di un trasduttore è definita da una funzione del tipo $Y = f(X)$ dove il segnale X rappresenta il segnale di ingresso e Y il segnale di uscita dal trasduttore. La caratteristica è definita su di un intervallo finito chiamato **campo di ingresso** avente estremi X_m e X_M ed ha

valori sul **campo di uscita** (**output range** o **span**) con estremi Y_m e Y_M . La caratteristica ideale di un sensore (vedi Fig. 2.6) deve avere un andamento di tipo **lineare**. La costante di proporzionalità fra valori di ingresso e di uscita viene chiamata **guadagno** (K) del trasduttore.

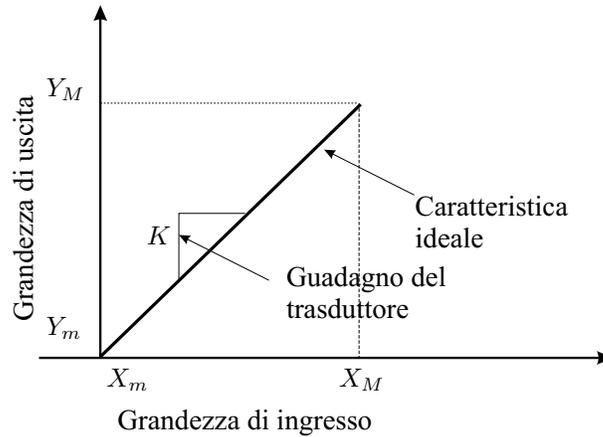


Figura 2.6: Caratteristica ideale di un trasduttore.

I trasduttori commerciali hanno però una caratteristica statica reale che si differenzia da quella ideale a causa di inevitabili imperfezioni costruttive. La qualità di un sensore si misura in base a quanto la caratteristica reale si scosta da quella ideale. I costruttori di trasduttori forniscono alcuni indici che misurano la qualità del sensore. Nel seguito viene fornita la definizione di alcuni di questi indici, con l'avvertenza che tali definizioni non sono del tutto univoche, e che alcuni costruttori di trasduttori possono fornire definizioni leggermente diverse.

Linearità (*Linearity*)

La linearità di un trasduttore può essere definita in diversi modi, in generale non del tutto equivalenti. Secondo la definizione rigorosamente matematica, un sistema è lineare se la sua caratteristica soddisfa le proprietà additiva e omogenea, vale a dire se la sua caratteristica $Y = f(X)$ soddisfa la seguente eguaglianza:

$$f(c_1X_1 + c_2X_2) = c_1f(X_1) + c_2f(X_2), \quad c_1, c_2 \in \mathfrak{R}$$

Per un trasduttore lineare la relazione tra la grandezza fisica misurata e il segnale in uscita è descrivibile attraverso una semplice relazione matematica:

$$Y = KX$$

essendo K il **guadagno** del trasduttore.

▽ *Esempio: Non linearità dovuta a offset*

Consideriamo un sensore di posizione che abbia la caratteristica ingresso uscita definita dalla equazione $Y = f(X) = KX + d$ rappresentata in Figura 2.7.

La caratteristica del trasduttore non è lineare, anche se è definita tramite una retta, infatti, se consideriamo due grandezze fisiche in sequenza X_1 e X_2 e ne andiamo a considerare la somma delle letture del trasduttore:

$$K(X_1 + X_2) + d = KX_1 + KX_2 + d$$

otteniamo un valore differente rispetto al caso in cui consideriamo la somma delle letture dal trasduttore:

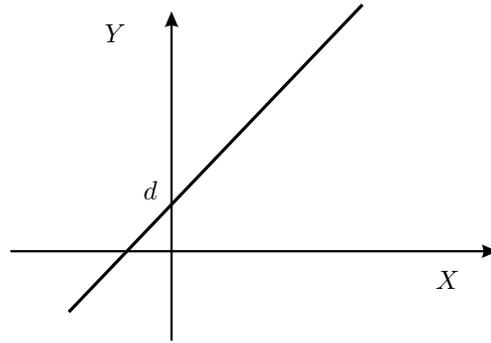


Figura 2.7: Caratteristica di un trasduttore con “offset”.

$$KX_1 + d + KX_2 + d = KX_1 + KX_2 + 2d$$

e quindi il trasduttore non ha un comportamento lineare. Per rendere lineare la caratteristica occorre eliminare il termine di “offset” d dalla caratteristica del trasduttore:

$$Y = f(X) - d$$

△

Errore di linearità (*Linearity error*)

L’errore di linearità è la massima deviazione dell’uscita del trasduttore rispetto alla caratteristica lineare che approssima al meglio la caratteristica reale (Fig. 2.8). Tale linearizzazione viene normalmente ottenuta secondo il metodo dei minimi quadrati, cioè si cerca quella retta $r(X)$ che minimizzi la quantità:

$$J = \sum_{i=0}^N [r(X_i) - Y_i]^2$$

Se indichiamo con ΔY il massimo scostamento dalla caratteristica lineare, l’errore percentuale di non linearità vale:

$$e_L\% = \frac{\Delta Y}{Y_M - Y_m} 100$$

Errore di fuori zero (*Offset Error*)

L’errore di fuori zero è il valore che assume l’uscita del trasduttore (Y_o) quando la grandezza da misurare è nulla.

Errore di guadagno (*Gain Error*)

L’errore di guadagno è la differenza tra il guadagno della caratteristica ideale del trasduttore (K) e il guadagno della retta (K_1) che approssima al meglio la caratteristica reale del trasduttore. L’errore di guadagno è solitamente espresso in percentuale:

$$e_G\% = \frac{|K_1 - K|}{K} 100$$

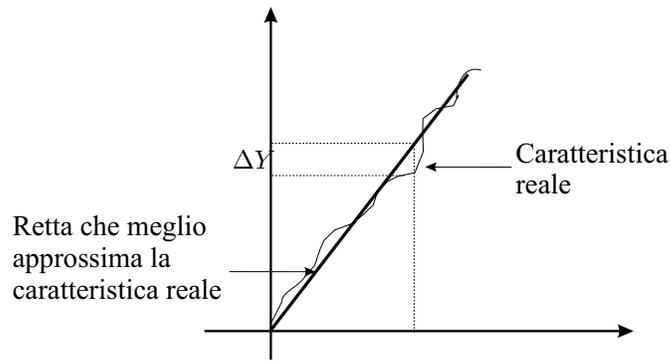


Figura 2.8: Errore di linearità

Errore di quantizzazione (*Resolution*)

L'errore di quantizzazione (resolution) è la massima variazione dell'ingresso che non dà luogo a nessuna variazione dell'uscita.

Errore di isteresi (*Hysteresis, Friction o Backlash*)

Il fenomeno della **isteresi** si manifesta nel caso in cui la caratteristica del trasduttore risulta differente nella situazione in cui la grandezza da acquisire risulta crescente rispetto al caso in cui sia decrescente (si veda la Fig. 2.9). L'errore di isteresi è la massima differenza tra le uscite del trasduttore a parità di grandezza in ingresso, valutate in un primo caso per valori crescenti e in un secondo per valori decrescenti.

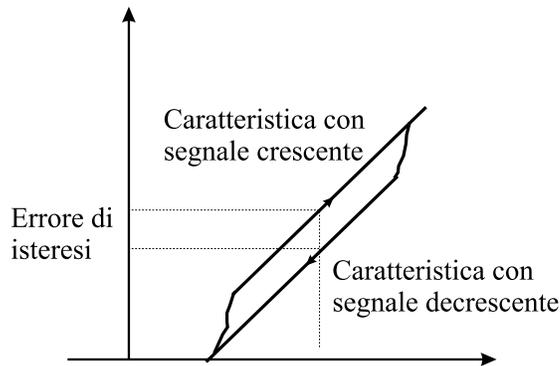


Figura 2.9: Caratteristica di un trasduttore con isteresi.

Sensibilità (*Sensitivity*)

La sensibilità di un trasduttore è definita normalmente come la massima variazione dell'uscita rapportata alla massima variazione dell'ingresso:

$$S = \frac{Y_M - Y_m}{X_M - X_m}$$

Si noti che la definizione di sensibilità non tiene conto del segnale minimo o dalla minima variazione di segnale misurabile, informazione che invece è contenuta nella definizione di risoluzione o errore di quantizzazione visto in precedenza. Tali concetti non vanno pertanto confusi tra di loro con quelli di precisione e accuratezza proposti nel seguito.

Precisione (*Precision, Repeatability*)

La precisione di un trasduttore è una misura di quanto la sua uscita è ripetibile su ripetuti esperimenti. In sostanza può accadere che ripetendo lo stesso esperimento più volte il sensore non fornisca l'identico risultato. La precisione di un sensore è in genere indicata fornendo un intervallo di errore massimo (\pm errore) oppure una percentuale di errore rispetto al campo di uscita:

$$e_p\% = \frac{|e_{MAX}|}{Y_M - Y_m} 100$$

dove e_{MAX} rappresenta la variazione massima di lettura del trasduttore in corrispondenza dello stesso valore della grandezza misurata.

Accuratezza (*Accuracy*)

L'accuratezza è una misura di quanto l'uscita del trasduttore si scosta da quella che dovrebbe essere la sua uscita ideale, cioè quella uscita che avrebbe un trasduttore ideale che misurasse la stessa grandezza di quello reale.

L'accuratezza viene espressa solitamente in percentuale rispetto al valore ideale:

$$e_A\% = \frac{\text{errore}}{\text{valore vero}} 100$$

L'accuratezza non va confusa con la precisione: l'accuratezza ci fornisce un indice di quanto il nostro trasduttore dia una indicazione fedele al valore vero della variabile che si vuole misurare, la precisione ci fornisce una misura di quanto l'uscita del sensore sia ripetibile. La Figura 2.10 mostra visivamente la differenza tra i due concetti.

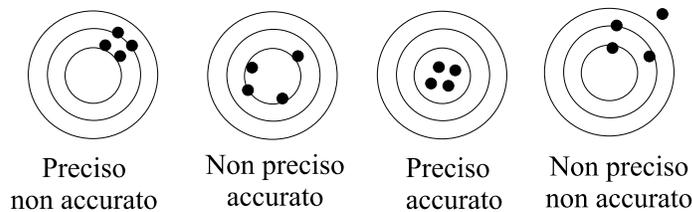


Figura 2.10: Differenza tra il concetto di preciso e quello di accurato.

2.4.2 Caratteristica dinamica.

Il trasduttore è un sistema fisico avente necessariamente un comportamento dinamico che si evidenzia quando la sua grandezza di ingresso varia rapidamente. Il comportamento dinamico del trasduttore, come ogni altro sistema fisico, può essere descritto nel **dominio dei tempi** oppure nel **dominio delle frequenze**. Tali definizioni sono analoghe a quelle riportate nei testi di base di controlli automatici.

Risposta del trasduttore nel dominio dei tempi.

Si suppone di fornire al trasduttore un ingresso a gradino e quindi di registrare la sua uscita $Y(t)$. Le specifiche dinamiche in questo caso possono essere fornite mediante:

- *Massima sovraelongazione*, nel caso in cui l'uscita superi durante il transitorio il valore di regime.
- t_{db} : *Tempo morto (dead-band)*, è l'intervallo di tempo che va dall'inizio del gradino in ingresso all'istante nel quale l'uscita è pari al 10% del valore di regime.

- t_s : *Tempo di salita*, corrisponde al tempo che impiega l'uscita a passare dal 10% al 90% del suo valore di regime y_0 (*rise time*).
- t_a : *Tempo di assestamento*, vale a dire il tempo necessario all'uscita ad assestarsi in un intervallo centrato nel valore di regime di ampiezza $p\%$ (2% oppure 5%) (*settling time*)
- *Slew-rate*, valore limite della variazione dell'uscita nell'unità di tempo.

Risposta del sensore nel dominio delle frequenze.

La risposta frequenziale di un trasduttore si definisce attraverso i diagrammi di ampiezza e di fase della risposta del trasduttore quando l'ingresso ha un andamento sinusoidale.

La caratteristica di un trasduttore ideale è quella descritta dalla Figura 2.11.

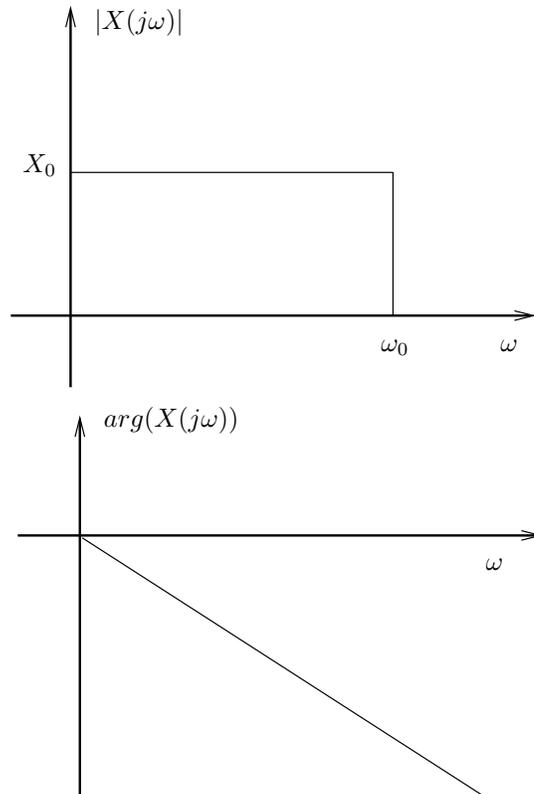


Figura 2.11: Diagrammi di ampiezza e fase della risposta in frequenza di un trasduttore ideale

Quando la sinusoide di ingresso ha una pulsazione maggiore di un valore limite, allora l'uscita incomincia a non essere più in grado di seguire l'ingresso. Tale valore prende il nome di **pulsazione di taglio** del trasduttore.

Solitamente si prende come soglia la pulsazione ω_{3db} in corrispondenza alla quale il sistema risponde con una uscita che è inferiore di 3 *db* alla risposta a pulsazione nulla:

$$\frac{Y(\omega_{3db})}{Y(0)} = 0.707$$

Normalmente, anche la risposta nella banda passante non è ideale, essendo caratterizzata da ondulazioni in ampiezza (**ripple**). L'effetto di tali ondulazioni è quello di modificare anche la caratteristica statica del trasduttore, il cui guadagno infatti, come si può notare dalla Figura 2.12, si trova a dipendere dalla frequenza del segnale.

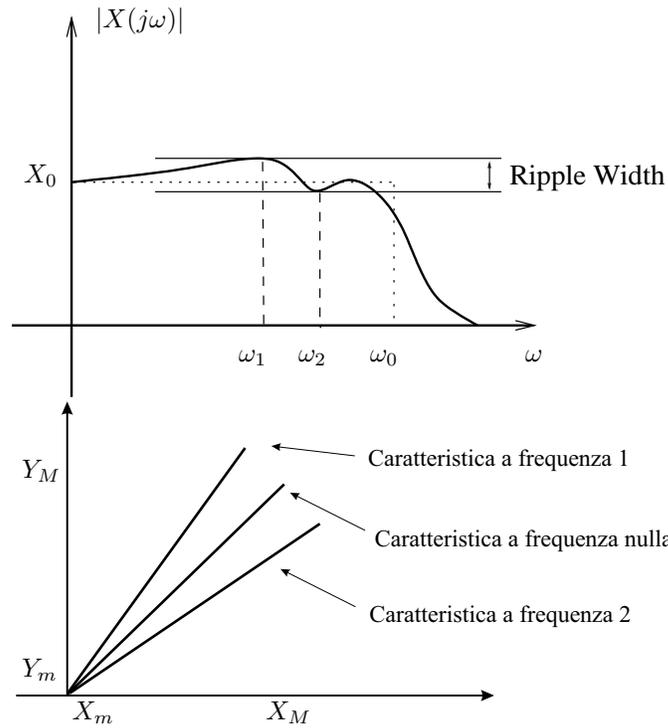


Figura 2.12: Effetti del ripple di ampiezza sulla caratteristica statica.

La non idealità della risposta in frequenza di un trasduttore può provocare non solo l'attenuazione di un segnale, ma anche la sua distorsione.

Si supponga ad esempio di dover rilevare un segnale composto dalla somma di due sinusoidi, una a frequenza f_s , l'altra a frequenza $3f_s$ (v. Figura 2.13).

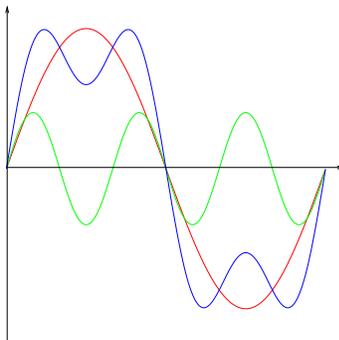


Figura 2.13: Segnale composto da sinusoidi a frequenza differente.

Se il trasduttore ha una risposta in frequenza per la quale i segnale alle due frequenze vengono ritardati entrambi di una quantità costante, il segnale rilevato è distorto, come si può notare dalla Figura 2.14. Se invece, come sarebbe con un trasduttore dalla caratteristica ideale di Figura 2.11, il segnale a frequenza $3f_s$ viene ritardato di una quantità tripla rispetto all'altro, il risultato non è distorto (v. Figura 2.15).

▽ *Esempio: Effetti della caratteristica dinamica di un trasduttore.*

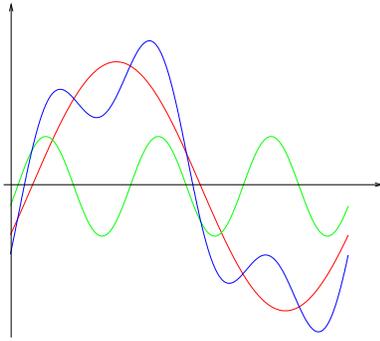


Figura 2.14: Segnale in uscita da un trasduttore non ideale (ritardo costante).

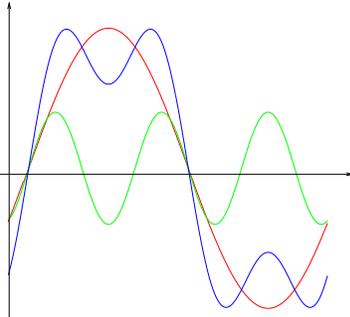


Figura 2.15: Segnale in uscita da un trasduttore ideale

Si consideri il problema di progettare un controllore $C(s)$ per asservire un sistema $P(s)$ in base a determinate specifiche di progetto. La presenza di un trasduttore nell'anello di controllo (Fig. 2.16) deve essere considerata nel progetto, specialmente se la sua dinamica, rappresentata dalla funzione $T(s)$, è comparabile con quella del sistema da controllare.

L'analisi del sistema in retroazione conduce alla seguente relazione:

$$y(s) = \frac{P(s)C(s)}{1 + P(s)C(s)T(s)}r(s)$$

Si consideri il caso in cui il sistema ed il trasduttore siano modellabili mediante un sistema del primo ordine:

$$T(s) = \frac{k_T}{\tau_T s + 1}, \quad P(s) = \frac{k_P}{\tau_P s + 1}$$

essendo k_P , k_T , τ_P , τ_T i guadagni statici e le costanti di tempo del sistema e del trasduttore.

Ipotizziamo di procedere al progetto del sistema di controllo trascurando la dinamica del trasduttore ($\tau_T = 0$), assumendo che $k_P = 1$, $k_T = 1$, $\tau_P = 0.1[\text{secondi}]$, e che la specifica di progetto richiede un *tempo di assestamento* t_a pari 0.03 secondi.

Il controllore più semplice in grado di soddisfare le specifiche è un controllore proporzionale:

$$u(t) = Ke(t)$$

Il guadagno K del controllore si può calcolare in forma analitica utilizzando la formula:

$$t_a = 3\tau$$

essendo τ la costante di tempo del sistema in catena chiusa, che si calcola andando a studiare l'equazione caratteristica del sistema:

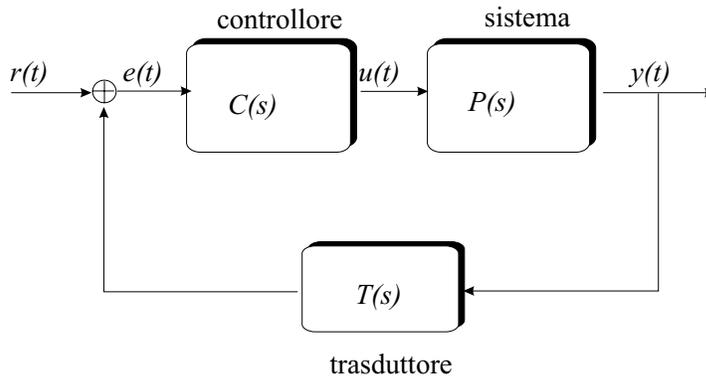


Figura 2.16: Schema di un sistema di controllo in retroazione in cui è evidenziato la presenza di un trasduttore.

$$\frac{\tau_P}{1 + k_P K k_T} s + 1 = \tau s + 1 = 0$$

da cui, sostituendo i valori numerici:

$$K = \frac{3\tau_P}{K_P K_T t_a} - \frac{1}{K_P K_T} = 9$$

Eseguendo una simulazione in Matlab-Simulink del comportamento del sistema in catena chiusa sollecitato da un riferimento a gradino, si ottiene il risultato mostrato in Fig 2.17, coerente con il risultato previsto in base al progetto.

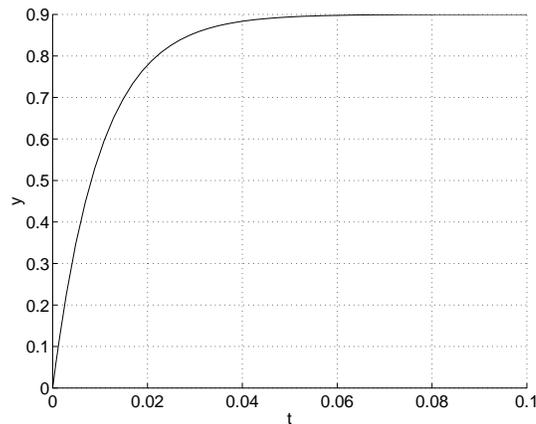


Figura 2.17: Simulazione del sistema chiusa in retroazione mediante un controllore proporzionale.

Supponiamo ora che il trasduttore possenga una certa dinamica, non tenuta in conto in sede di progetto, e che la sua costante di tempo sia pari a metà di quella del sistema da controllare $\tau_T = 0.05$. Il risultato della simulazione del sistema sollecitato dal medesimo ingresso è mostrata in Fig 2.18.

In questo caso si può notare un notevole deterioramento della risposta del sistema dovuto alla dinamica del trasduttore non modellata in fase di progetto.

In termini generali, quindi, la dinamica del trasduttore utilizzato per acquisire il segnale per il controllo deve essere tenuta in conto in sede di progetto, quando questo non sia trascurabile rispetto alla dinamica del sistema principale.

△

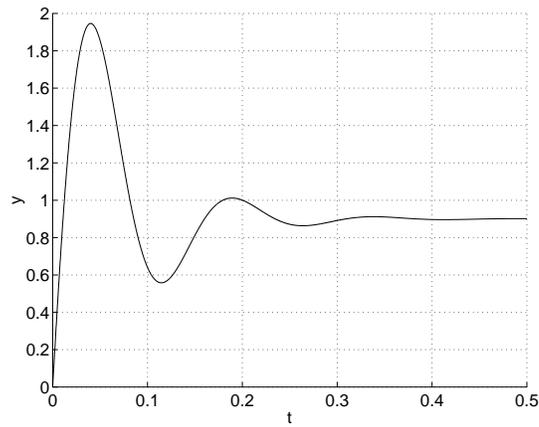


Figura 2.18: Simulazione del sistema chiuso in retroazione mediante un controllore proporzionale. Il trasduttore attraverso cui si effettua la misura ha una dinamica non trascurabile.

2.5 Principi fisici utilizzati nella costruzione dei sensori

Una classificazione esaustiva dei principi costruttivi su cui si basa il funzionamento dei sensori non è sicuramente semplice da fornire, in quanto le grandezze da misurare possono essere le più disparate e quindi le soluzioni proposte per il progetto dei sensori sono molteplici ed in continua evoluzione grazie alla ricerca e sviluppo tecnologico.

In generale, nella maggior parte dei sensori, il principio utilizzato consiste in una legge fisica che regola la relazione tra la grandezza fisica oggetto di misura e una grandezza elettrica, quali corrente, tensione, capacità, resistenza o induttanza, facilmente acquisibile da un sistema di elaborazione elettronico.

In questa sezione vengono trattati alcuni esempi di applicazioni di principi fisici alla realizzazione di sensori (intesi come elemento sensibile di trasduttori).

- **Sensori di tipo resistivo.** Questi sensori convertono la grandezza da misurare in una variazione di resistenza. La resistenza di un filo di materiale conduttore può essere espressa come:

$$R_s = \rho \frac{l}{A}$$

dove ρ è la resistività del materiale (solitamente dipendente dalla temperatura), l ed A sono la lunghezza e la sezione trasversale del materiale.

La variazione di resistenza può essere prodotta da una **variazione di geometria** del circuito resistivo prodotta da un contatto strisciante (potenziometri) oppure mediante una forza deformante applicata al circuito (sensori estensimetrici). La variazione di resistenza può essere anche prodotta da una variazione della resistività, in relazione a **variazioni di temperatura** (termistori) o alla **illuminazione** del materiale conduttore (fotoresistori).

- **Sensori di tipo induttivo.** Questi sensori si dividono in due categorie: a *singolo avvolgimento* e a *trasformatore*.

I sensori a singolo avvolgimento sono dei circuiti elettrici per cui l'induttanza vale:

$$L_s = \mu F N^2$$

dove μ è la permeabilità magnetica del nucleo su cui si avvolgono le spire, F è una costante che dipende dalla geometria e N è il numero di spire.

Il sensore converte la grandezza da misurare in una variazione dell'induttanza che viene acquisita utilizzando un circuito apposito. Ad esempio, volendo misurare una posizione, è possibile utilizzare un nucleo ferromagnetico mobile, al cui movimento corrisponderà una variazione di induttanza (Fig. 2.19).

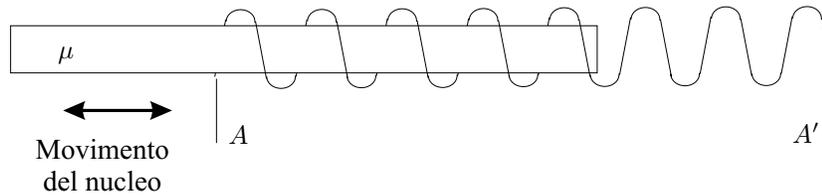


Figura 2.19: Sensore induttivo a singolo avvolgimento con nucleo ferromagnetico mobile.

La seconda configurazione, a *trasformatore*, consiste in due o più avvolgimenti (un primario e uno o più secondari) ed ha un funzionamento del tutto simile a quella di un trasformatore. Il sensore converte la grandezza da misurare in una variazione dei parametri del sistema, a sua volta acquisita da opportuni circuiti elettrici.

Consideriamo ad esempio il dispositivo LVDT (Linear Variable Differential Transformer). Questo dispositivo consiste in un avvolgimento primario, due avvolgimenti secondari e un nucleo ferromagnetico mobile (Fig. 2.20).

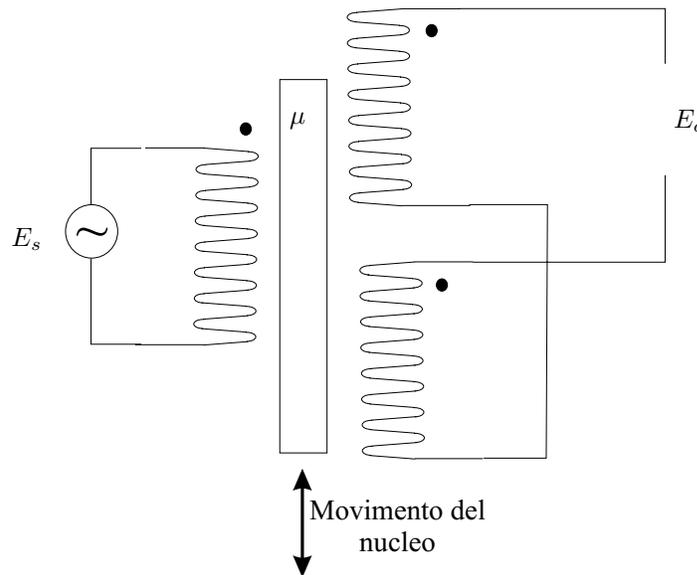


Figura 2.20: Schema del LVDT

Quando il nucleo del LVDT è centrato sui due avvolgimenti del secondario appare la stessa tensione, e quindi, a causa dell'orientamento antisimmetrico del circuito, la tensione di uscita E_o è nulla. Se il nucleo si sposta uno dei due secondari prevale sull'altro e quindi si registra una tensione di uscita proporzionale allo spostamento.

- **Sensori di tipo capacitivo.** Per un condensatore a facce piane parallele, la capacità vale:

$$C_s = \epsilon \frac{A}{d}$$

dove ϵ è la costante dielettrica, A l'area delle facce e d la distanza tra le due facce. Il sensore

capacitivo converte la variazione della grandezza da misurare in una variazione di uno di questi parametri.

Variando la **geometria** del sensore, ad esempio modificando la posizione relativa dei piatti, si otterrà un sensore di posizione. Un'altra applicazione consiste nel misurare il livello di liquidi. La costante dielettrica tra due elettrodi parzialmente immersi in un liquido varia al variare del livello del liquido.

- **Sensori di tipo piezoelettrico.** Questi sensori sono basati sul fenomeno fisico secondo il quale alcuni materiali cristallini (quarzo, sali di Rochelle, ecc...) tendono ad accumulare cariche elettriche sulla loro superficie quando sono sottoposti ad una certa forza, secondo la relazione:

$$\sigma = \frac{Q}{S} = KF$$

nella quale σ rappresenta la densità di carica superficiale e K viene detta *costante piezoelettrica*. L'effetto piezoelettrico è schematicamente descritto in Figura 2.21. Evidentemente, le superfici del cristallo di materiale piezoelettrico si comportano quindi come le facce di un condensatore.

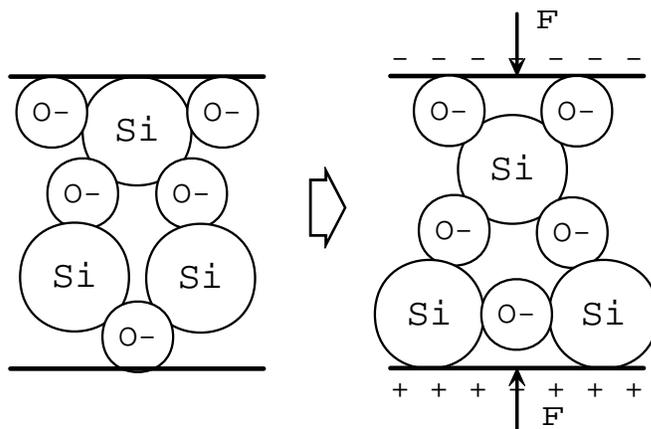


Figura 2.21: Schematizzazione del principio piezoelettrico

- **Sensori di tipo termoelettrico.** Questo sensore converte un flusso di calore (differenziale di temperatura) in una differenza di potenziale. Il sensore più comune di questo tipo è la **termocoppia** (effetto Seebeck).

La termocoppia è costituita da una giunzione fra due metalli differenti. Quando la giunzione si trova ad essere ad una temperatura differente da quella delle estremità libere, si crea una differenza di potenziale a tali estremità legata in modo non lineare dalla differenza di temperatura (vedi Fig. 2.22).

- **Sensori di tipo fotovoltaico.** I fotoni incidenti su di un reticolo cristallino semiconduttore sono in grado di trasferire la loro energia cinetica agli elettroni di valenza del cristallo. Se l'energia fornita è superiore alla soglia di generazione dei portatori di carica (elettroni-lacune libere):

$$E_g = \frac{hc}{\lambda} \quad (= 1.2 \text{ eV nel silicio})$$

si ha la generazione di una differenza di potenziale e quindi di una corrente elettrica. La risposta più pronta allo stimolo luminoso si ottiene con giunzioni P-N polarizzate in inversa (**Fotodiodi** o **Fototransistori**), nelle quali le coppie elettroni-lacune sono separate immediatamente per effetto del campo elettrico che esiste nella regione di svuotamento.

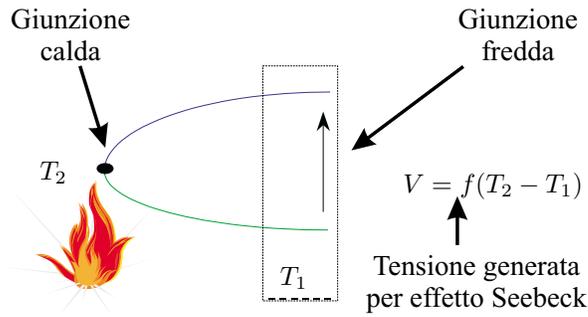


Figura 2.22: Schema del funzionamento della termocoppia.

- **Sensori ad effetto Hall.** Quando un campo magnetico viene applicato perpendicolarmente ad una superficie conduttrice percorsa da corrente, si genera un campo elettrico perpendicolare sia al verso di scorrimento della corrente che alla direzione del campo magnetico (vedi Fig. 2.23). La differenza di potenziale così generata dipende dall'intensità e dalla direzione del campo magnetico e della corrente:

$$V = K |\vec{H}| |\vec{I}| \sin(\phi)$$

dove \vec{H} e \vec{I} rappresentano i vettori del campo magnetico e della corrente, mentre ϕ è l'angolo tra i loro versori, e K è una costante che dipende dalla geometria del sensore.

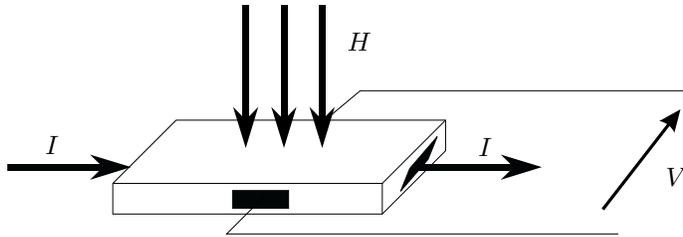


Figura 2.23: In un tratto di materiale conduttore attraversato da una corrente I e sottoposto ad un campo magnetico H si viene a creare una differenza di potenziale V (effetto Hall).

In genere questo sensore viene utilizzato per misurare la corrente I , oppure l'angolo ϕ (sensore di posizione angolare senza contatto), ovvero il campo magnetico H .

2.6 Trasduttori e sensori per l'acquisizione di segnali

In questa sezione verranno presentati alcuni sensori utilizzati nel campo della progettazione di macchine automatiche. Volendo fare una distinzione per tipologie di grandezze da acquisire, citiamo:

- Sensori per grandezze meccaniche, quali:
 - Posizioni: Potenzimetro, Trasformatore Lineare Differenziale (LVDT), Resolver, Encoder.
 - Velocità: Dinamo tachimetrica.
 - Deformazione, pressione e forza: Estensimetro, cella di carico.
 - Accelerazione: Accelerometro.
- Sensori di temperatura.

- Termocoppia, termoresistenza e termistore.
- Sensori di corrente.
 - Sensore di corrente isolato ad effetto Hall.
- Sensori di prossimità.
 - Contatto Reed, effetto Hall, induttivi, ultrasuoni, optoelettronici.

2.6.1 Sensori di posizione.

La posizione di un dispositivo meccanico in movimento è una delle grandezze più importanti da acquisire per il controllo di una macchina automatica. In generale possono esservi diverse necessità per la misura di posizione (risoluzione, campo di ingresso) e quindi occorreranno diversi tipi di sensori, ognuno dei quali ottimizzato per un certo scopo.

Una prima classificazione consiste nel tipo di movimento da misurare, se **lineare** oppure **rotativo**. In genere lo stesso sensore non può essere utilizzato per entrambi gli scopi, ma lo stesso principio fisico può invece essere applicato in tutte e due i casi.

Una seconda classificazione è quella di considerare spostamenti piccoli, grandi o illimitati (es. rotazione di un asse meccanico).

Potenzimetro.

Il principio di funzionamento è basato sulla variazione di resistenza in un circuito elettrico determinata dallo spostamento dell'oggetto di cui si vuole misurare la posizione.

Il potenziometro è forse il più semplice sensore elettrico di posizione. È un sensore di tipo assoluto ed è disponibile sia in versione rotativa che lineare. Costruttivamente si tratta di un dispositivo in cui un cursore mobile è libero di scorrere su di un resistore fisso (realizzato a filo avvolto o a film). La resistenza misurata fra il cursore ed un capo della resistenza fissa dipende dalla posizione del primo.

Il potenziometro è quindi un sensore “modulante”, in quanto per ricavare una informazione elettrica utile occorre inserirlo in un circuito in cui sia presente una sorgente di alimentazione ausiliaria. Analizzando il componente mediante la legge di Ohm, la tensione di uscita risulta essere una frazione di quella di alimentazione e pertanto l'azione meccanica (la grandezza da misurare) agisce modulando in uscita la tensione di alimentazione.

In dettaglio, se $0 \leq x \leq 1$ è la variabile che indica la posizione del cursore espressa come frazione del campo di variazione di posizione complessiva (*campo di ingresso* del sensore), il potenziometro si comporta come un partitore resistivo di tensione con valori di resistenze pari a $(1-x)R_t$ e xR_t (si veda Fig. 2.24). La tensione di uscita è quindi proporzionale alla tensione di alimentazione e ed alla posizione x del cursore mobile:

$$V_o = e \frac{xR_t}{(1-x)R_t + xR_t} = ex$$

Il resistore può essere realizzato con un **filo** oppure un **film** conduttivo. Nel primo caso l'elemento resistivo è normalmente costituito da un filo di leghe a base di Nichel-Cromo e può essere applicato ad una faccia del supporto o avvolto attorno ad esso. Nel secondo caso, invece, l'elemento resistivo viene realizzato per deposito di un materiale metallico su un supporto di plastica, oppure utilizzando un particolare materiale ceramico conduttivo detto *Cermet*.

Nel seguito riassumiamo alcune caratteristiche del potenziometro:

- **Risoluzione:** Nei potenziometri a filo dipende dal numero e dalla spaziatura delle spire; può essere anche migliore di 0.1% e cresce al crescere della resistenza totale (numero maggiore di spire). Nei potenziometri a film la risoluzione è apparentemente infinita; in realtà è limitata dalla granularità residua del film e dalle incertezze del contatto.
- **Errore di linearità:** < 0.1%

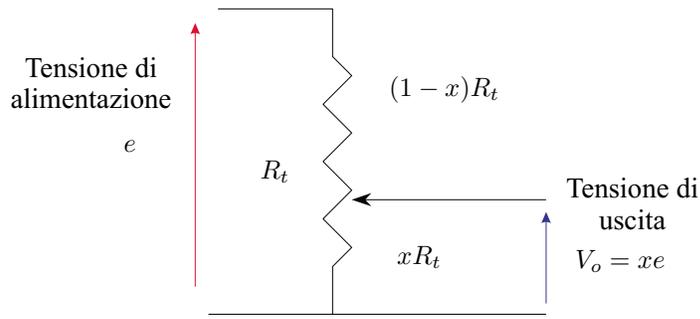


Figura 2.24: Schema elettrico del potenziometro.

- **Resistenza totale:** da 10^3 a $10^5 \Omega$ per il sensore a filo; da 10^3 a $10^6 \Omega$ per il potenziometro a film.
- **Ampiezza del campo di misura:** da 1 a 10 giri (cursore rotativo).
- **Coefficiente** di variazione della resistenza con la temperatura: da 10 a 1000ppm/ $^{\circ}\text{C}$

Problemi di interfacciamento del potenziometro.

La scelta della **tensione di alimentazione** e del potenziometro è importante. Un valore elevato di tensione produce un buon rapporto segnale/rumore, tuttavia produce anche maggior riscaldamento (autoriscaldamento) a causa di dissipazione del dispositivo. Questo comporta temperature di esercizio più elevate, che possono portare alla variazione della resistenza nominale del potenziometro.

Il sensore ha inoltre una **impedenza di uscita** rilevante, che quindi deve essere tenuta in conto in modo da evitare errori di misura dovuti a problemi di interfaccia elettrica. Infatti, detta R_i l'impedenza di ingresso di un amplificatore messo in cascata al potenziometro (si veda Fig. 2.25), il partitore resistivo modulato dalla posizione del cursore, si modifica a causa del parallelo tra le resistenze xR_t e R_i , producendo una tensione di uscita dal dispositivo pari a:

$$V_o = e \frac{xR_t R_i}{(1-x)R_t R_i + (1-x)xR_t^2 + xR_t R_i} \stackrel{\lim_{R_i \rightarrow \infty}}{=} ex$$

L'impedenza di uscita elevata del sensore produce anche una estrema sensibilità ai disturbi, in quanto il tratto di conduttore tra il sensore e il circuito di amplificazione funziona da "antenna" per i disturbi elettromagnetici ambientali.

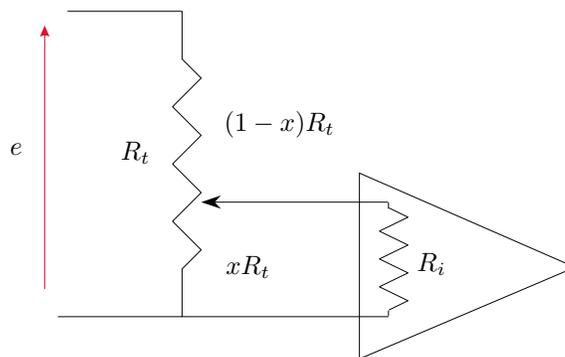


Figura 2.25: Schema elettrico dell'interfacciamento tra un potenziometro ed un amplificatore di segnale.

Occorre infine considerare che la precisione e l'accuratezza del sensore dipendono dalla **tensione di alimentazione** del potenziometro, e quindi è necessario utilizzare un generatore che garantisca caratteristiche migliori della precisione che si desidera ottenere nella misura.

In ultima analisi, è possibile concludere che il potenziometro è un dispositivo economico ma poco affidabile a causa del contatto strisciante che può deteriorarsi e risentire di vibrazioni e shock meccanici. È scarsamente utilizzato nelle macchine automatiche per misurare posizioni di parti importanti o critiche, mentre è spesso utilizzato come generatore di “set-point” negli anelli di controllo. In questo caso al cursore, che viene azionato dall'operatore di impianto, è associata una scala numerata che indica approssimativamente all'operatore il valore corrente del set-point.

Il Trasformatore Lineare Differenziale (LVDT)

Il trasformatore differenziale è un sensore di tipo assoluto disponibile sia in versione rotativa (chiamata **Rotary Variable Differential Transformer RVDT**) che lineare (chiamata **Linear Variable Differential Transformer LVDT**). Il trasformatore differenziale è un sensore “modulante” in quanto richiede un generatore ausiliario per generare una tensione sinusoidale di “eccitazione” per il funzionamento del sensore.

Il Trasformatore Lineare Differenziale funziona in base al principio dell'induzione elettromagnetica. Il circuito si compone di un cursore di materiale ferromagnetico mobile, un avvolgimento primario su cui viene impressa una tensione sinusoidale $V_e = V_m \sin(\omega t)$ e due avvolgimenti secondari (si veda Fig. 2.26) su cui si accoppia il circuito magnetico inducendo due tensioni sinusoidali V_1 e V_2 di pulsazione ω e ampiezza dipendente dalla geometria del circuito (in particolare la posizione x dell'equipaggio mobile). La differenza di queste due tensioni costituisce il segnale di uscita del sensore.

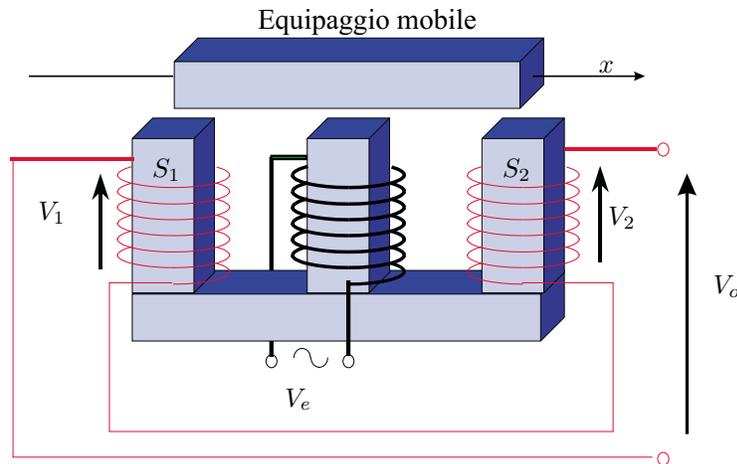


Figura 2.26: Schema costruttivo di un trasformatore differenziale lineare.

In condizioni di simmetria del circuito, a cui corrisponde uno spostamento nullo dell'equipaggio mobile, le due tensioni V_1 e V_2 sono uguali e, grazie alla disposizione degli avvolgimenti, in controfase. La tensione di uscita V_o è quindi nulla.

Se l'equipaggio mobile si sposta (o ruota) in una direzione (ad esempio verso S_1 in Fig. 2.26), si perde la simmetria tra i due circuiti magnetici, in quanto in uno (S_1) aumenta la presenza di materiale ferromagnetico e nell'altro (S_2) aumenta la quantità di aria.

Le ampiezze delle due tensioni di uscita V_1 e V_2 risultano pertanto diverse e l'ampiezza della loro differenza diventa funzione della posizione dell'equipaggio mobile. Il segnale di uscita è una tensione alternata caratterizzata da (si veda anche la Fig. 2.27):

- Una pulsazione pari a quella del segnale applicato al circuito primario (detto portante).

- Una ampiezza dipendente dalla posizione dell'equipaggio mobile,
- Una fase concorde o in opposizione rispetto alla portante in funzione del segno dello spostamento.

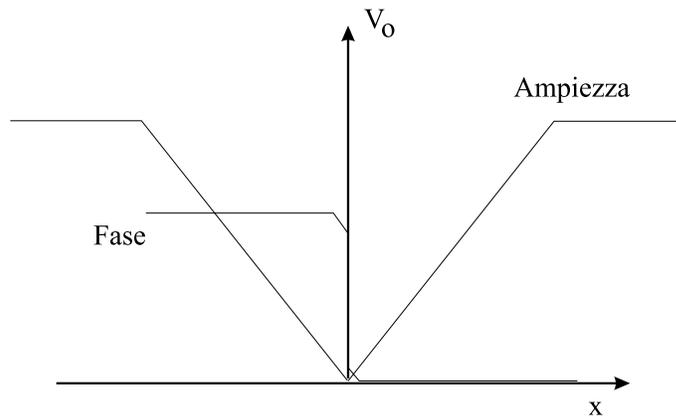


Figura 2.27: Caratteristica ingresso-uscita del trasformatore lineare differenziale.

Riportiamo alcune caratteristiche del trasformatore differenziale:

- **Risoluzione:** da 2 a 20 μm per sensori lineari; da 10^{-5} a 10^{-4} rad per sensori rotativi
- **Sensibilità:** da 50 a 100 $mV_o/(mmV_e)$. Occorre notare che la sensibilità dipende dalla tensione di alimentazione del sensore V_e .
- **Errore di linearità:** da 0.1 a 0.5%
- **Ampiezza del campo di misura:** da 1 a 10 cm per sensori lineari; $\pm 45^\circ$ per sensori rotativi. I modelli a più elevata risoluzione hanno un campo di misura ridotto.
- **Frequenza della tensione di alimentazione V_e :** da 1 a 50 KHz

L'elettronica di **interfacciamento** deve essere progettata con cura, infatti il segnale di uscita è modulato in ampiezza, e quindi occorre un circuito che ricavi il valore di cresta di una sinusoide e che ne rilevi la fase rispetto alla portante. Un semplice (e rudimentale) schema per ottenere una tensione differenziale continua dai circuiti secondari di un LVDT potrebbe essere quello proposto in Figura 2.28. Nella pratica, esistono circuiti integrati denominati **LVDT Conditioners** che estraggono ampiezza e fase del segnale del trasformatore differenziale effettuandone anche il filtraggio, oppure **LVDT-to-Digital Converters** se effettuano anche il campionamento e la conversione in formato digitale.

L'accuratezza della misura dipende dalla **stabilità del generatore di tensione** che sostiene la portante, quindi è necessario utilizzare generatori di buona qualità. Come per altri sensori "modulanti", l'utilizzo della tensione del generatore ausiliario nei circuiti di demodulazione (LVDT-to-Digital Converter) può contribuire a migliorare la qualità della misura globale. Ad esempio, la Figura 2.29 presenta il diagramma a blocchi schematicizzato del componente Analog Devices AD698 (LVDT Conditioner). Si noti che tale dispositivo utilizza il rapporto tra il segnale di misura e il segnale di alimentazione del primario per eliminare gli effetti delle variazioni indesiderate dell'ampiezza di quest'ultimo, che si tramuterebbero altrimenti in errori di guadagno del convertitore.

La Figura 2.30 dimostra come il dispositivo AD698 possa permettere di realizzare un anello di controllo proporzionale con il semplice ausilio di un amplificatore. Data la limitata ampiezza del campo di misura del trasduttore, tale applicazione è idonea laddove l'organo meccanico debba effettuare limitati spostamenti nell'intorno di una posizione di riposo (ad esempio, lo stelo di una valvola di regolazione del flusso di un fluido).

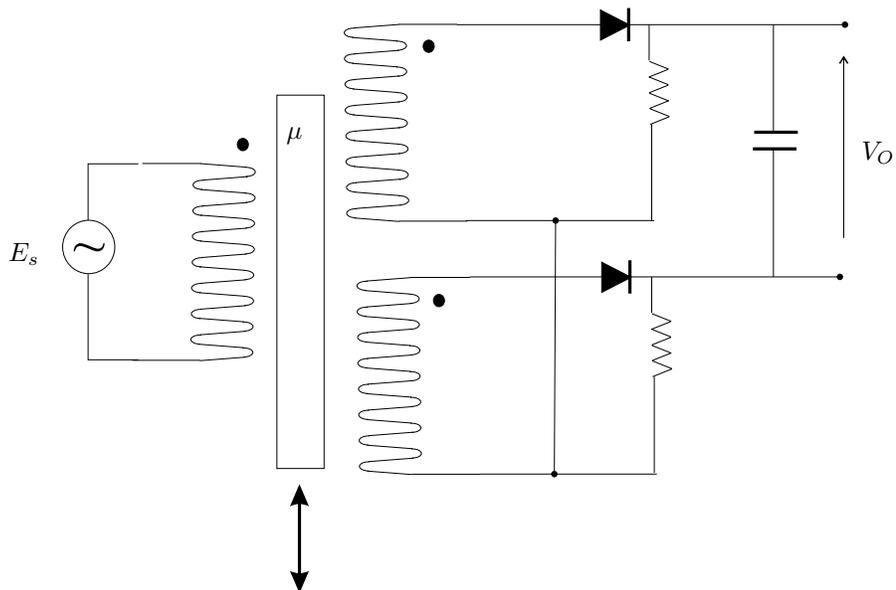


Figura 2.28: Semplice circuito per la demodulazione del segnale di un LVDT

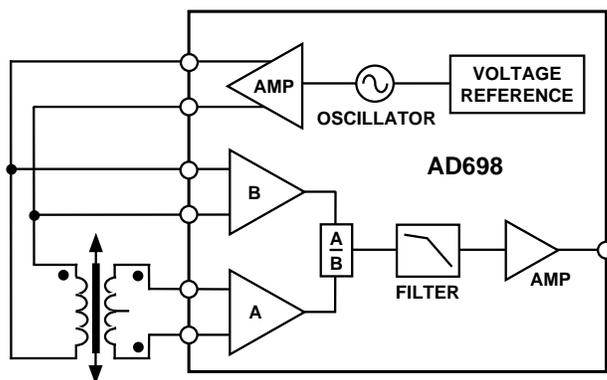


Figura 2.29: Schema a blocchi del LVDT Conditioner Analog Devices AD698

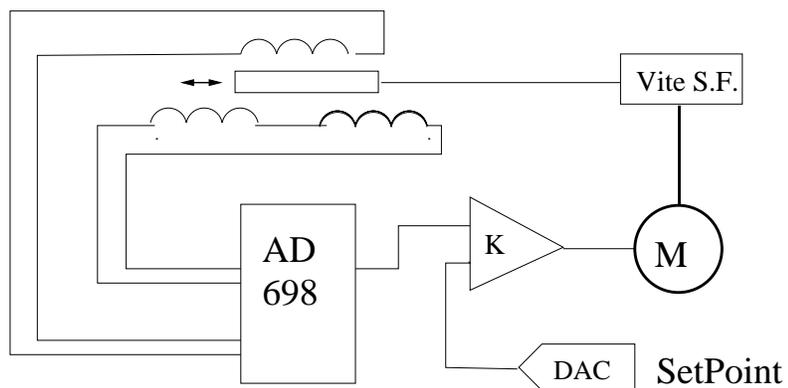


Figura 2.30: Utilizzo di LVDT e circuito integrato di condizionamento per un controllo di posizione

In ultima analisi il Trasformatore Differenziale trova il suo migliore utilizzo nelle applicazioni dove la risoluzione e la linearità sono più importanti dell'ampiezza del campo di misura. È un sensore robusto, affidabile e ripetibile. Il suo costo è però abbastanza elevato ed inoltre la sua applicazione richiede una circuiteria aggiuntiva di alimentazione e soprattutto di demodulazione abbastanza costosa.

Resolver

Il principio di funzionamento del Resolver si basa sulla variazione dell'accoppiamento (di tipo trasformatorico) tra due sistemi di avvolgimenti elettrici ruotanti l'uno rispetto all'altro. Sul primo sistema (il sistema **Generatore**) viene impressa una tensione sinusoidale alternata che genera un flusso magnetico che, accoppiandosi con il circuito del secondo sistema (il sistema **Rivelatore**), crea una tensione indotta dipendente dalla tensione impressa sul primario e dalla posizione relativa θ dei due sistemi (Fig. 2.31).

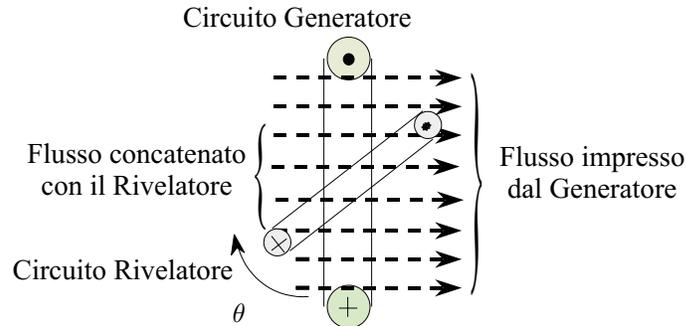


Figura 2.31: Schema di funzionamento di un Resolver.

In Fig. 2.32 è mostrato lo schema circuitale del Resolver, comprendente un avvolgimento di rotore (circuito primario, portante o Generatore) e due avvolgimenti di statore (circuiti secondari o Rivelatori) posizionati in modo da avere i loro assi di simmetria sfasati di 90° elettrici.

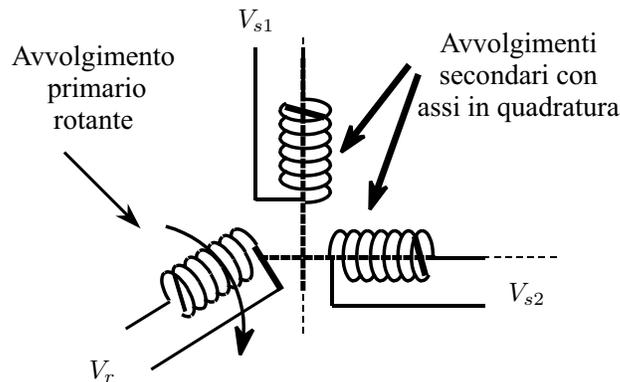


Figura 2.32: Schema circuitale del Resolver

In prima approssimazione, si può affermare che se la tensione pilotata sul circuito Generatore vale

$$V_r = V_M \sin(\omega t)$$

allora le due tensioni indotte sui secondari, sfasati fra di loro di 90° , valgono:

$$V_{s1} = KV_r \cos \theta = KV_M \sin(\omega t) \cos \theta$$

$$V_{s2} = KV_r \sin \theta = KV_M \sin(\omega t) \sin \theta$$

dove θ è l'angolo relativo tra il circuito di rotore e quello di statore e K è una costante di proporzionalità dipendente da parametri costruttivi del sensore. Le due tensioni di uscita risultano pertanto modulate sinusoidalmente con la posizione ed in quadratura tra loro. Il sensore fornisce come segnale di uscita una coppia di tensioni alternate caratterizzate da:

- pulsazione pari a quella del segnale applicato al circuito primario;
- ampiezza dipendente dalla posizione del rotore ed in quadratura reciproca;
- fase concorde rispetto alla tensione impressa sul primario.

Grazie alla presenza dei due circuiti di statore sfasati di 90° , il resolver fornisce la posizione assoluta dell'asse rotante all'interno di un giro. Esistono realizzazioni con p coppie di espansioni polari in cui il sensore fornisce la posizione assoluta all'interno di un giro elettrico, a cui corrispondono $1/p$ giri meccanici (si veda Fig. 2.33). Tale soluzione consente di ottenere una maggiore risoluzione del sensore.

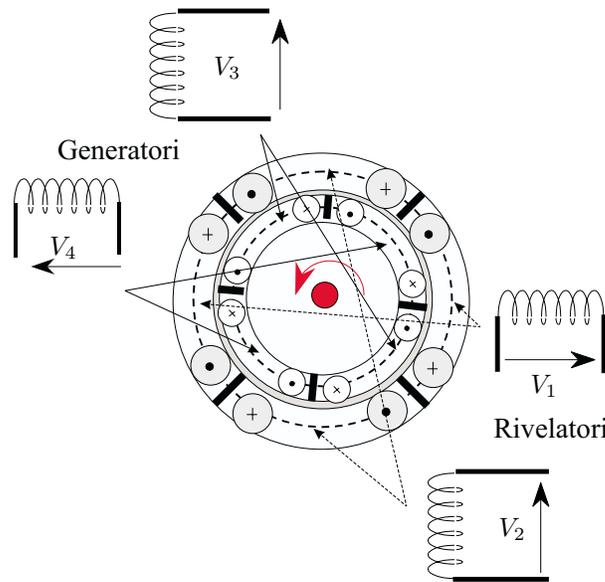


Figura 2.33: Schema costruttivo di un resolver a due poli.

- **Errore di linearità:** da 0.1 % a 0.5 %;
- **Ampiezza del campo di misura:** l'informazione è assoluta solo nell'ambito del giro elettrico, può comunque compiere infinite rotazioni;
- **Frequenza della tensione di alimentazione:** da 500 Hz a 20Khz.

Problemi di interfacciamento del Resolver.

L'acquisizione del segnale dal resolver necessita di un circuito demodulante che estraiga l'ampiezza delle tensioni sinusoidali del circuito rivelatore e da questo ricavi l'angolo relativo tra i due circuiti. Nei sistemi di controllo digitale viene utilizzato un componente denominato **Resolver-to-Digital Converter (RDC)** che effettua sia l'operazione di demodulazione che la conversione analogico/digitale del segnale così estratto.

La qualità (precisione, stabilità) della tensione impressa sul primario è strettamente legata alla bontà della misura. Occorre quindi predisporre un generatore di tensione che fornisca una buona portante.

Il Resolver è usato molto frequentemente per rilevare la posizione del rotore negli azionamenti con motori Brushless, e quindi deve funzionare correttamente a velocità di rotazione molto elevate. Purtroppo la velocità di rotazione produce l'insorgere di tensioni spurie che si traducono in errori di misura.

Per comprendere come tali tensioni spurie si generino occorre considerare le equazioni magnetiche del circuito. Si consideri, per semplicità di trattazione che:

1. Il motore ruoti a velocità costante: $\theta(t) = \theta_0 + \alpha t$.
2. I circuiti di rotore e di statore siano puramente induttivi.
3. La tensione di rotore sia $V_r = V_M \sin(\omega t)$.

sotto tali ipotesi il flusso di eccitazione² vale:

$$\phi_r = -\frac{1}{\omega} V_M \cos(\omega t)$$

Il flusso concatenato con gli avvolgimenti di statore vale:

$$\phi_{cs1} = -\frac{K}{\omega} V_M \cos(\omega t) \cos(\theta_0 + \alpha t)$$

$$\phi_{cs2} = -\frac{K}{\omega} V_M \cos(\omega t) \sin(\theta_0 + \alpha t)$$

La tensione indotta sui circuiti secondari:

$$V_{s1} = \frac{d\phi_{cs1}}{dt} = K V_M \sin(\omega t) \cos(\theta_0 + \alpha t) + \frac{K\alpha}{\omega} V_M \cos(\omega t) \sin(\theta_0 + \alpha t)$$

$$V_{s2} = \frac{d\phi_{cs2}}{dt} = K V_M \sin(\omega t) \sin(\theta_0 + \alpha t) - \frac{K\alpha}{\omega} V_M \cos(\omega t) \cos(\theta_0 + \alpha t)$$

Le tensioni ai due avvolgimenti di statore contengono due termini: Il primo corrisponde al termine utile ed il secondo costituisce l'errore dinamico, in quanto la sua ampiezza è proporzionale alla velocità di rotazione del circuito secondario. Inoltre, come si può notare dalle precedenti relazioni, l'errore dinamico è un segnale sinusoidale sfasato in quadratura rispetto al segnale portante. In base a queste osservazioni è possibile individuare alcuni accorgimenti per la riduzione dell'errore dinamico:

- L'errore dinamico è inversamente proporzionale alla pulsazione della portante, quindi i Resolver operanti ad elevata velocità necessitano di una tensione portante a pulsazione elevata. Occorre però considerare che gli avvolgimenti reali di un Resolver non sono puramente induttivi, al crescere della frequenza i segnali di statore diminuiscono di ampiezza e si sfasano rispetto a quelli di rotore. Occorre pertanto un Resolver idoneo al funzionamento ad elevata frequenza.
- L'osservazione che l'errore dinamico è un segnale in quadratura con quello utile suggerisce una tecnica di separazione che agisca in fase di demodulazione (Fig. 2.34):
 - a) Utilizzando il segnale della portante per estrarre il valore di cresta dal segnale utile (demodulazione a valore di cresta), in quanto l'errore dinamico è nullo in corrispondenza del valore di cresta.
 - b) Utilizzando il segnale della portante per estrarre il valore medio nel semiperiodo della portante stessa (demodulazione a valor medio), poichè l'errore dinamico ha valor medio nullo in tale semiperiodo.

²Su di un circuito elettrico in movimento rispetto alle linee di flusso ϕ di campo magnetico, si viene ad imprimere una tensione v secondo la legge $\frac{d\phi}{dt} = v$ (legge di Lenz)

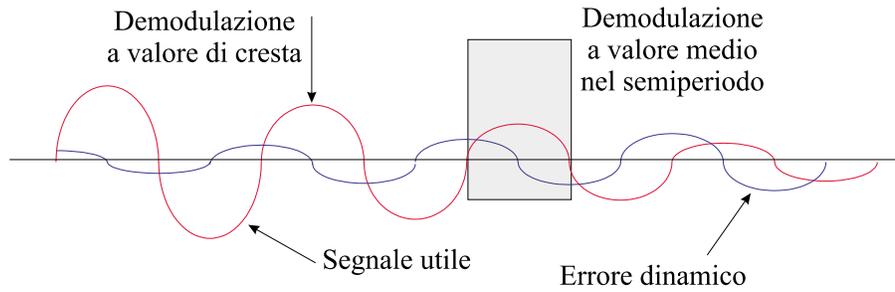


Figura 2.34: Errore dinamico sul segnale utile del Resolver.

La conversione del segnale del Resolver in un segnale digitale (**Resolver-to-Digital Conversion**), oltre alla demodulazione appena descritta, richiede anche l'estrazione dell'informazione dell'angolo dai segnali degli avvolgimenti secondari, realizzando in pratica l'operazione:

$$\theta = \arctan \frac{V_{s2}}{V_{s1}}$$

Tale operazione può essere fatta in modo esplicito, qualora si possa utilizzare un dispositivo dotato di microprocessore, convertitore Analogico/Digitale ed un generatore di impulsi PWM in grado di pilotare un oscillatore, attraverso il quale alimentare a frequenza nota l'avvolgimento primario del Resolver. In questo modo lo schema di acquisizione può essere quello descritto dalla Figura 2.35.

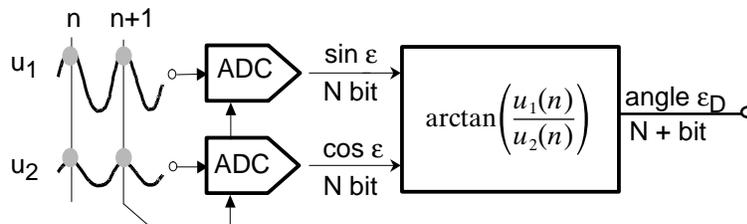


Figura 2.35: Resolver-to-Digital Conversion con microprocessore

Si noti comunque che l'operazione di arcotangente va effettuata in modo da ottenere un risultato valido all'interno dell'intero angolo giro, cioè sui "quattro quadranti" del piano cartesiano, mentre la formula precedente fornisce un risultato compreso fra $-\pi/2$ e $\pi/2$. Inoltre, il denominatore (V_{s1}) dell'argomento può assumere valore nullo, situazione che genera gravi errori di esecuzione del microprocessore, o comunque molto prossimi allo zero, situazione che genera notevoli problemi di precisione della rappresentazione numerica del risultato. Pertanto, occorre che la tangente inversa venga implementata nel microprocessore con un algoritmo opportuno, generalmente indicato nelle librerie di funzioni matematiche con $ATAN2(Y, X)$, dove Y e X sono appunto i valori, rispettivamente, del seno e del coseno dell'angolo che si desidera calcolare.

Volendo realizzare la conversione del segnale del resolver con un circuito integrato autonomo, è possibile effettuare una estrazione implicita dell'angolo, senza calcolare direttamente l'arcotangente, considerando che:

$$\sin(\theta - \delta) = \sin \theta \cos \delta - \cos \theta \sin \delta$$

e che, inoltre, se la differenza tra θ e δ è piccola, si può considerare valida l'approssimazione:

$$\sin(\theta - \delta) \simeq \theta - \delta$$

Pertanto si può pensare di "approssimare" l'angolo reale θ con un valore δ , ad esempio mantenuto con un contatore digitale, che venga "corretto" in base al suo discostamento (errore) dal valore reale.

Per esempio, una volta effettuata la moltiplicazione incrociata di seni e coseni dell'angolo reale e di quello digitale, il risultato ($\simeq \theta - \delta$) può essere adoperato per comandare un oscillatore comandato in tensione (Voltage Controlled Oscillator, VCO) che andrà a determinare un incremento o decremento del contatore, finchè i due angoli non siano uguali. Tali schema di conversione è riassunto in Figura 2.36.

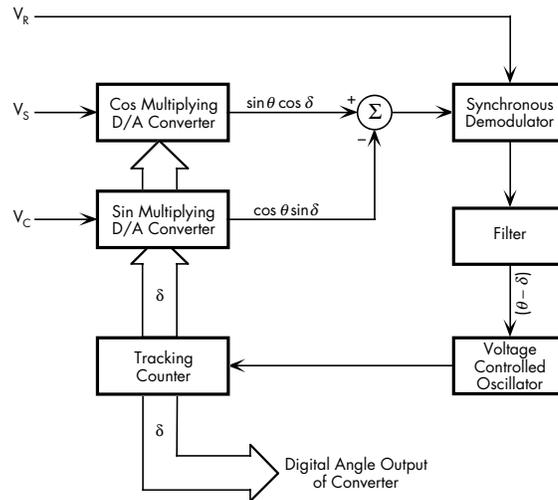


Figura 2.36: Resolver-to-Digital Conversion implicita, con circuiti integrati.

Si noti che lo schema di principio del Resolver-to-Digital Converter corrisponde a quello di un **sistema retroazionato**, dove il blocco oscillatore/contatore realizza in sostanza un integratore, ed il blocco demodulatore/filtro rappresenta il regolatore. Ovviamente bisogna considerare che questo sistema dovrà essere stabilizzato agendo sui parametri del filtro, ed avrà una certa risposta in frequenza. La sua presenza nel ramo di retroazione di un controllo di posizione di un componente meccanico (ad es. l'albero di un motore elettrico) fa sì che ne vada considerata opportunamente la banda passante e lo sfasamento introdotto nel campo di frequenze significative per l'anello di controllo di posizione.

In definitiva il Resolver è un sensore di posizione molto affidabile, abbastanza preciso, non troppo costoso, in grado di essere applicato su sistemi in rotazione continua fornendo una informazione assoluta in un giro elettrico dell'asse di rotore ($1/p$ giri meccanici, dove p = numero di coppie polari del Resolver). Esso trova attualmente la sua massima applicazione come sensore di posizione del rotore negli azionamenti ad alte prestazioni con motori Brushless (Asincroni o Sincroni a magneti permanenti). La sua robustezza, la tecnologia elettromagnetica simile a quella realizzativa di un motore e la sua relativa insensibilità agli sbalzi di temperatura lo rendono idoneo all'integrazione all'interno del motore stesso, favorendo così la compattezza e la riduzione dei costi dell'insieme. L'inconveniente principale nelle applicazioni digitali è la necessità di un circuito di demodulazione e conversione digitale abbastanza complesso e costoso.

Encoder

L'encoder è un sensore per la misura della posizione (encoder assoluto) e della velocità (encoder incrementale) che fornisce un'uscita digitale anzichè analogica come per i sensori visti fino ad ora.

L'encoder è disponibile sia in versione per l'acquisizione di posizioni angolari che per l'acquisizione di spostamenti lineari (denominato in questo caso Inductosyn o Riga Ottica, in relazione al principio di funzionamento utilizzato).

L'encoder per l'acquisizione di posizioni angolari è costituito da un disco di materiale trasparente su cui sono depositate strisce radiali di materiale opaco. L'encoder può essere di due tipi:

- **Encoder Assoluto.**

- **Encoder Incrementale.**

Nell'**encoder assoluto** le strisce opache sono disposte su corone circolari, ad ogni corona circolare corrisponde un bit di risoluzione del dispositivo. Le strisce opache e trasparenti si alternano in modo da codificare la posizione corrente in una configurazione binaria (solitamente mediante il codice di Gray per evitare configurazioni spurie nelle transizioni).

La posizione corrente viene acquisita mediante una batteria di sensori fotovoltaici pari al numero di bit di risoluzione dell'encoder. Tali sensori sono in corrispondenza ad un uguale numero di sorgenti luminose, da cui sono separati dal disco dell'encoder. Ad ogni posizione del disco corrisponde una configurazione binaria di strisce opache e trasparenti, acquisite dalla batteria di sensori fotovoltaici (Fig. 2.37).

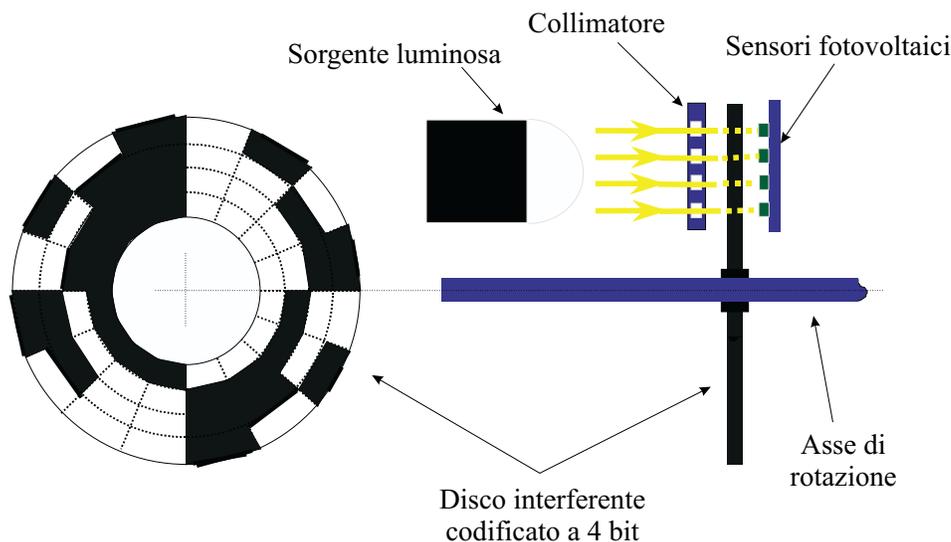


Figura 2.37: Schema costruttivo di un encoder assoluto.

Il problema principale degli encoder assoluti è rappresentato dalla scelta della codifica binaria che rappresenta il settore angolare. Infatti, la codifica binaria pura presenta inconvenienti legati alla possibilità di transizioni spurie tra due settori, durante le quali cioè alcune variazioni di bit vengono rilevate prima di altre. Si consideri ad esempio una codifica binaria a 3 bit, ed una transizione tra il settore 3 ed il settore 4. La variazione di codice desiderata è $011 \rightarrow 100$, ma, a causa di imprecisioni costruttive, si potrebbero rilevare prima le variazioni dei bit di posizione 2 e 3 e poi di quello di posizione 1. In tal caso si osserverebbe la transizione $011 \rightarrow 101 \rightarrow 100$, corrispondente a $3 \rightarrow 5 \rightarrow 4$.

La soluzione maggiormente utilizzata per questo problema è l'adozione della **codifica Gray**, o binaria riflessa. Tale codifica è caratterizzata dal fatto che due configurazioni contigue differiscono solamente per un bit. In tal modo non vi possono essere in nessun settore delle transizioni spurie.

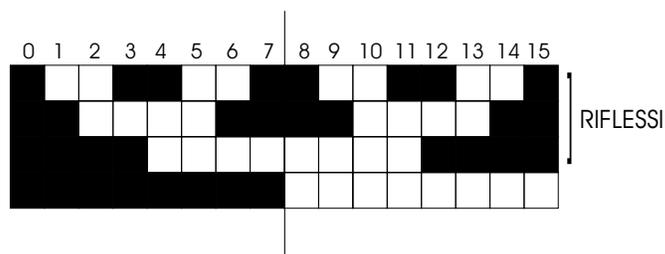


Figura 2.38: Codice Gray o binario riflesso a quattro bit

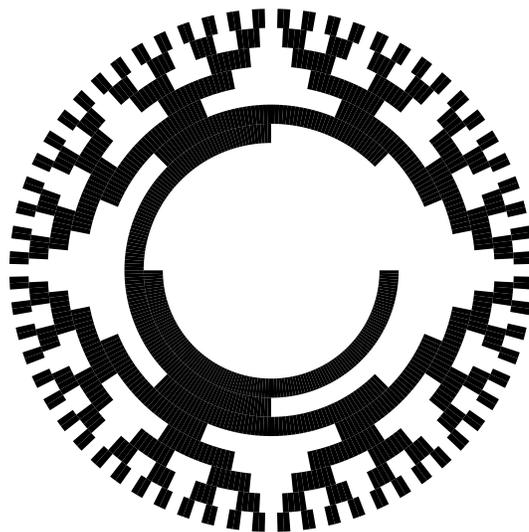


Figura 2.39: Layout delle zone opache e trasparenti di un encoder assoluto a 8 bit in codifica Gray.

I valori codificati secondo il codice Gray, tuttavia, presentano l'inconveniente di non poter essere utilizzati direttamente in elaborazioni matematiche, ma devono essere preventivamente convertiti in codice binario. La conversione in codice binario può essere effettuata in modo molto semplice, secondo lo schema di Figura 2.40.

Nell'**encoder incrementale** le strisce trasparenti si trovano su di una sola corona circolare, alternate a strisce opache. La distanza tra due strisce trasparenti si chiama **passo** dell'encoder. Non essendoci una relazione tra una posizione e la configurazione di settori opachi e trasparenti, l'encoder incrementale non può fornire una informazione di posizione diretta, ma necessita di un circuito di conteggio che tenga il conto del numero di transizioni tra settori opachi e trasparenti avvenuti durante il movimento del sensore a partire da un certo stato iniziale.

Il sistema di rivelazione del segnale dell'encoder incrementale è analogo al caso precedente (Fig. 2.41): vi è una sorgente luminosa e tre sensori fotovoltaici, uno per rilevare la *tacca di zero* e due per determinare il verso di rotazione dell'encoder. La tacca di zero è una striscia trasparente posta in corrispondenza dello zero convenzionale dell'angolo di rotazione dell'encoder. Il rilevamento di questa posizione è molto importante in quanto consente di stabilire lo stato iniziale necessario per il circuito di conteggio di cui si accennava in precedenza.

I due sensori fotovoltaici (A e B) di rilevazione del verso sono sfasati di $1/4$ di passo tra di loro, come mostrato in figura 2.42(a).

Il verso di rotazione viene rilevato nella seguente maniera (si faccia riferimento alla Fig. 2.42(b)):

1. I sensori fotovoltaici sono oscurati dalle bande opache, codifichiamo questa situazione con la configurazione binaria "0-0".
2. Supponiamo che l'encoder ruoti in senso orario e che il primo (A) sensore fotovoltaico si illumini. Codifichiamo questa situazione con la configurazione "1-0".
3. L'encoder continua a ruotare, ora anche il secondo sensore (B) fotovoltaico si illumina, il sistema raggiunge la configurazione "1-1".

Il movimento in senso orario è codificato quindi dalla sequenza "0-0", "1-0" e "1-1". Ripetendo lo stesso ragionamento è possibile verificare che il movimento in senso antiorario è codificato dalla sequenza "0-0", "0-1" e "1-1". Ancora con riferimento alla Fig. 2.42(b), un semplice circuito di conteggio potrebbe essere realizzato collegando i canali A e B rispettivamente all'ingresso di conteggio e all'ingresso di selezione della direzione di conteggio di un contatore **Up-Down** hardware, (v. Figura 2.43).

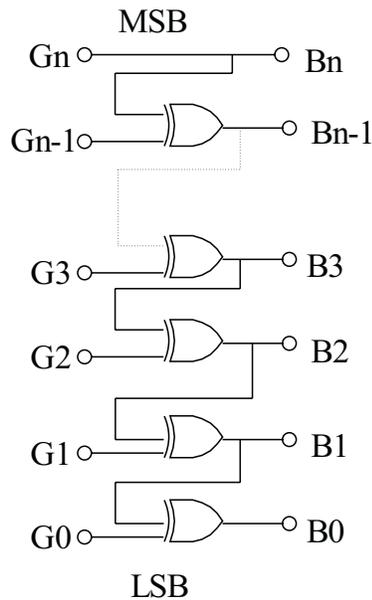


Figura 2.40: Schema di conversione Gray - Binario

Questa soluzione non viene utilizzata nella pratica in quanto è molto sensibile a commutazioni spurie. Ad esempio supponiamo che l'encoder sia utilizzato per rilevare la rotazione di un motore elettrico. Se il motore elettrico è fermo nell'intorno di una posizione di commutazione del sensore A, le inevitabili vibrazioni del sistema meccanico accoppiato al motore possono produrre commutazioni spurie sul segnale A (Fig. 2.42(c)) che a loro volta possono venire erroneamente interpretate come una variazione di posizione.

È quindi preferibile frapporre tra il circuito di conteggio e le uscite dell'encoder dei dispositivi particolari chiamati **Encoder Interface** che realizzano, oltre all'eventuale filtraggio digitale del segnale, la conversione degli impulsi ad onda quadra in impulsi *one-shot*, determinando anche il verso di rotazione.

Per aumentare la risoluzione (ma non l'accuratezza) del sensore è possibile moltiplicare per 2 (contando i fronti di salita di entrambe le tracce) e per 4 (contando sia i fronti di salita che i fronti di discesa) gli impulsi per passo dell'encoder (Fig. 2.42(d)). Anche tale operazione viene normalmente eseguita dagli specifici dispositivi di interfacciamento encoder. Uno schema funzionale di una possibile realizzazione di tale circuito è rappresentato in Figura 2.44.

Infine, è possibile ottenere il conteggio degli impulsi incrementali dell'encoder realizzando una rete sequenziale che implementi una macchina a stati finiti come quella descritta in Figura 2.45. Per la realizzazione fisica di tale macchina a stati finiti occorre un microprocessore in grado di elaborare i segnali con frequenza di campionamento sufficientemente veloce oppure dei circuiti logici integrati riprogrammabili (come le **PLD**, Programmable Logic Devices o le **FPGA**, Field Programmable Gate Array).

Problematiche legate al valore di conteggio.

Una volta risolti i problemi di conteggio degli impulsi incrementali dell'encoder, occorre affrontare le problematiche legate invece all'interpretazione del numero conteggiato degli impulsi.

Tali problematiche sono di duplice natura:

1. Corretta interpretazione del valore di conteggio all'interno di un giro dell'encoder.
2. Corretta interpretazione degli impulsi di un giro dell'encoder in relazione alla posizione fisica della parte operativa controllata.

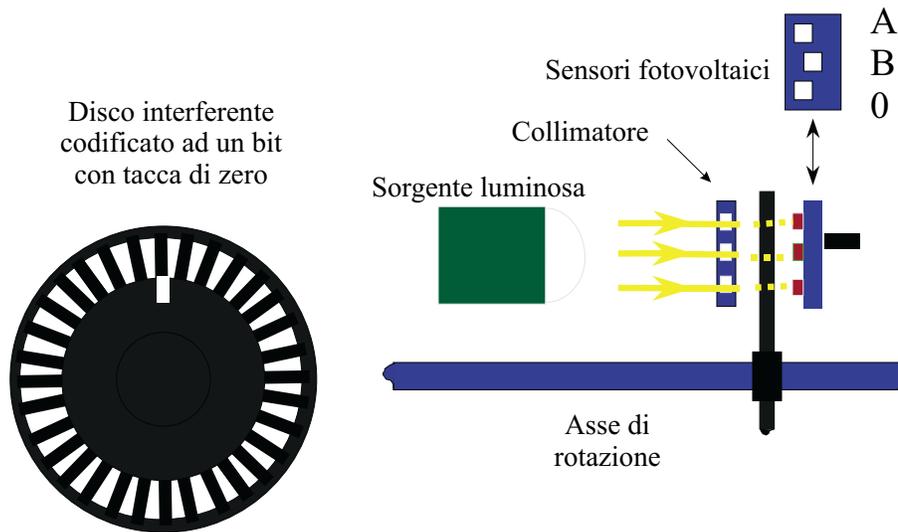


Figura 2.41: Schema costruttivo di un encoder incrementale

Il primo punto si riferisce alla possibilità che il contatore utilizzato abbia una risoluzione differente da quella dell'encoder. Occorre quindi prestare attenzione al "roll-over" del contatore, cioè al momento in cui il contatore raggiunge il massimo valore rappresentabile e si azzerà. In questo caso si possono presentare due situazioni:

- Se il valore di roll-over vale 2^M e i passi per giro dell'encoder sono 2^N , è sufficiente mascherare gli $M - N$ bit più significativi del valore di conteggio, espresso in codice binario.
- Se invece, una delle due risoluzioni non è una potenza di due, occorrono maggiori accortezze nel software di controllo, per tenere traccia della posizione raggiunta all'interno del giro encoder e della "posizione virtuale" del giro encoder all'interno del range di conteggio.

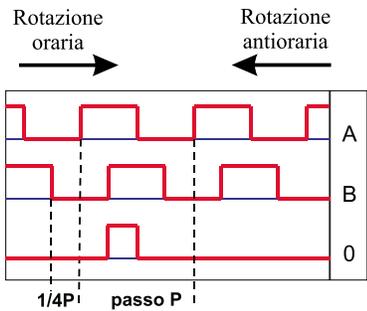
Ad esempio, il codice software che permette di realizzare l'accorgimento richiesto nell'ultimo caso potrebbe essere il seguente:

```
Pos_encoder = Count_Out - Limite_Inf; // Limite_Inf corrisponde
                                     // all'inizio virtuale del
                                     // giro encoder

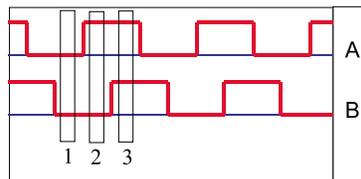
WHILE Pos_encoder < 0 DO
    Pos_encoder = Pos_encoder + Risoluzione_encoder;
    Limite_inf = Limite_inf - Risoluzione_encoder;
END
WHILE Pos_encoder >= Risoluzione_encoder DO
    Pos_encoder = Pos_encoder - Risoluzione_encoder;
    Limite_inf = Limite_inf + Risoluzione_encoder;
END
```

Si noti che al momento del roll-over del contatore, al valore della variabile `Limite_inf` va sottratto il valore massimo rappresentabile dal contatore stesso.

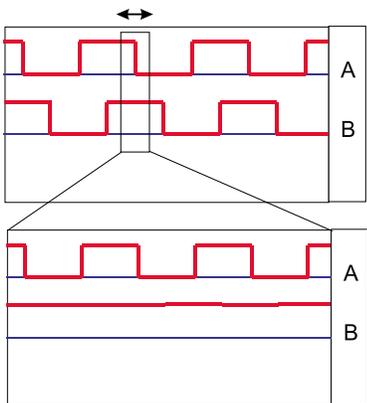
La problematica descritta in precedenza (trattamento del roll-over) si può riscontrare laddove non vi sia un rapporto unitario tra il numero di rotazioni della parte meccanica la cui posizione è misurata con l'encoder e il sensore stesso. In questo caso, infatti, occorre gestire correttamente due valori di conteggio: quello all'interno del giro encoder e quello all'interno della rotazione della parte meccanica. Tale problematica si può risolvere in modo analogo a quello visto precedentemente.



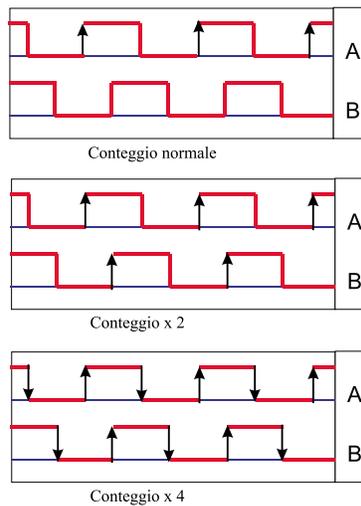
(a) Forme d'onda generate da un encoder incrementale.



(b) Sequenza di configurazioni delle uscite dell'encoder.



(c) Oscillazioni meccaniche possono provocare commutazioni spurie su uno dei due segnali dei sensori fotovoltaici dell'encoder.



(d) Moltiplicazione del conteggio dei fronti d'onda dell'uscita dell'encoder per aumentare la risoluzione del sensore.

Figura 2.42: Forme d'onda generate da un encoder incrementale

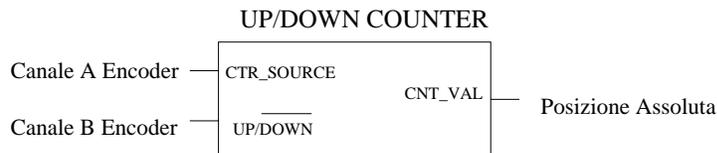


Figura 2.43: Circuito elementare di conteggio per impulsi di un encoder incrementale

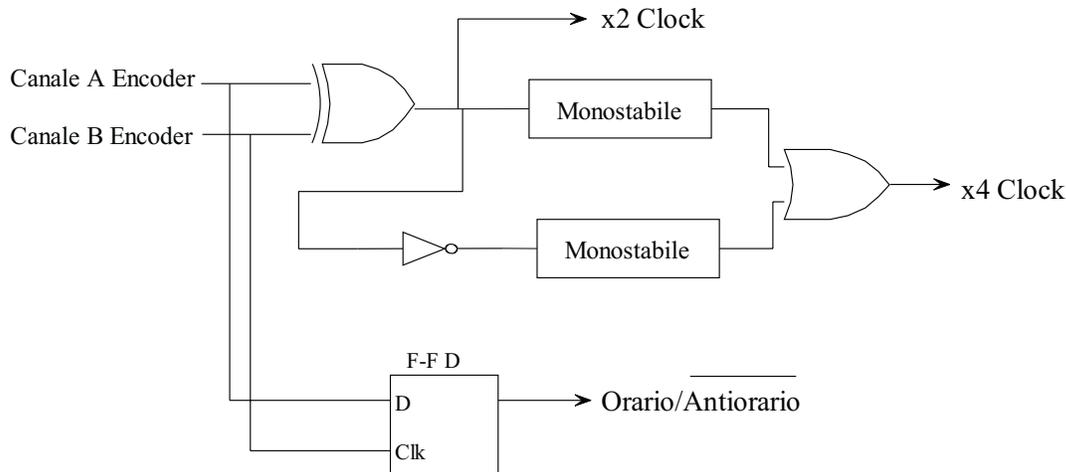


Figura 2.44: Esempio di circuito di interfacciamento encoder per estrarre il verso di rotazione e la moltiplicazione degli impulsi.

2.6.2 Sensori di velocità

In molti casi viene utilizzata l'informazione di un trasduttore di posizione per acquisire la velocità tramite operazione di derivazione, in particolare quando un sensore di posizione è già esistente nel sistema. Questa soluzione è tipicamente adottata quando si utilizza un trasduttore **encoder incrementale**.

In questa sezione verrà anche introdotta la **dinamo tachimetrica**, che fornisce direttamente in uscita una informazione di velocità.

Encoder incrementale come sensore di velocità

Dividendo il numero di impulsi per l'unità di tempo in cui vengono acquisiti si ottiene una misura di velocità. Tale misura è affetta da rumore dovuto alla discretizzazione del segnale acquisito. Il rumore di misura aumenta con il diminuire della velocità dell'encoder in quanto il numero di impulsi che vengono misurati per unità di tempo diminuiscono fino ad un limite oltre il quale si ha una misura nulla anche se il sensore in realtà si muove.

La velocità limite dipende dalla **base dei tempi** usata per il conteggio e dal **passo** dell'encoder: la velocità limite è tanto più bassa quanto più è ampia la base dei tempi e corto il passo dell'encoder.

Maggiori risoluzioni si ottengono con gli **encoder Sin/Cos**, per i quali i canali di uscita A e B hanno andamenti (quasi) sinusoidali anziché ad onda quadra. Con tali dispositivi è possibile avere una informazione continua ed assoluta della posizione all'interno di un passo dell'encoder. Si noti che segnale acquisito da un encoder Sin/Cos non è paragonabile a quello, ad esempio, di un resolver. Infatti il periodo della sinusoide del segnale acquisito generato da un encoder Sin/Cos è pari ad un passo della corona circolare, mentre nel resolver tale periodo è l'angolo giro completo. Convertendo e derivando opportunamente i segnali A e B di questo tipo di encoder si ottiene una misura della velocità ad altissima risoluzione, pagata tuttavia con un notevole costo di acquisizione.

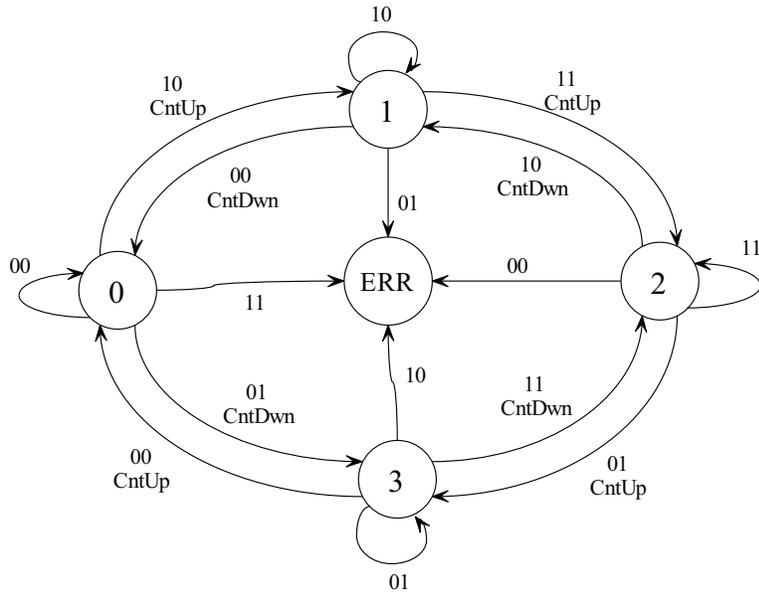


Figura 2.45: Macchina a Stati Finiti per il conteggio degli impulsi incrementali di un encoder

Dinamo tachimetrica

La dinamo tachimetrica fornisce una tensione di uscita proporzionale alla velocità di rotazione del sensore. Il principio di funzionamento corrisponde a quello del motore elettrico a corrente continua: la parte mobile del sensore è costituito da un circuito elettrico solidale alla parte di cui occorre misurare la velocità. Il circuito elettrico è immerso in un campo magnetico fisso generato da un magnete permanente. Quando il circuito elettrico ruota si viene a generare una tensione ai capi di uscita proporzionale alla velocità di rotazione del sensore (Fig. 2.46).

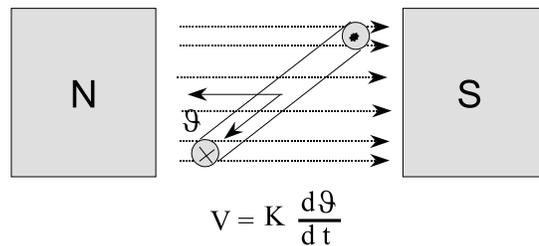


Figura 2.46: Schema di funzionamento di una dinamo tachimetrica

La dinamo tachimetrica è un sensore di basso costo, fornisce una informazione assoluta e non necessita di una tensione di alimentazione. Di contro la presenza di spazzole striscianti sul circuito elettrico, necessarie per prelevare il segnale, ne riduce l'affidabilità e allo stesso tempo peggiora la qualità del segnale di uscita, caratterizzato da oscillazioni generate durante il passaggio delle spazzole sulle zone isolate del collettore. Il sensore ha inoltre una scarsa risoluzione alle basse velocità.

2.6.3 Sensori di deformazione, forza e pressione.

La misura di una forza incidente su di un oggetto si ottiene in generale andando a misurare la deformazione o la variazione di geometria che l'oggetto in questione subisce. Un esempio molto classico è la bilancia pesa persone che è costituita da un piatto a cui è collegata una molla. La forza

peso della persona sul piatto deforma la molla che a sua volta è collegata ad un ago indicatore. Lo spostamento dell'ago su di una scala graduata permette, infine, la misura della forza peso agente sul sistema.

Estensimetro

L'estensimetro, detto **strain gauge**, è un sensore che rileva deformazioni meccaniche trasformandole in variazioni di resistività. Quando una forza agisce su di una struttura meccanica questa si deforma di una quantità approssimativamente proporzionale alla forza incidente secondo la legge di Hooke:

$$\sigma = E \frac{\Delta l}{l}$$

ove σ è la forza normale riferita alla superficie, E è la costante di proporzionalità, detta *modulo di Young* e $\Delta l/l$ è la deformazione relativa.

Considerando un corpo cilindrico di lunghezza l e sezione S sottoposto ad una forza F longitudinale risulta:

$$\sigma = \frac{F}{S} = E \frac{\Delta l}{l}$$

L'allungamento è quindi:

$$\Delta l = \frac{l}{E} \frac{F}{S} = \frac{1}{C} F$$

Il termine $C = SE/l$ viene chiamato *costante elastica* del materiale, che dipende quindi da caratteristiche geometriche (S e l) e fisiche (E).

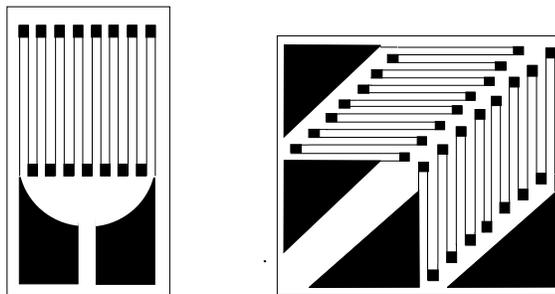
Oltre all'allungamento il materiale subisce una diminuzione della sua sezione pari a:

$$\frac{\Delta S}{S} = -2\mu \frac{\Delta l}{l} \quad (2.1)$$

Il parametro μ viene anche detto *modulo di Poisson* e vale circa 0.3 per quasi tutti i metalli.

L'estensimetro è costituito da un materiale che può essere una lega metallica (**estensimetri metallici**) oppure un semiconduttore (**estensimetri a semiconduttore**) che sottoposto a deformazione modifica la sua resistività a causa della variazione della sua geometria.

Costruttivamente gli estensimetri metallici sono ricavati su di un supporto isolante su cui viene depositata una traccia di lega metallica (tipicamente nichel, nichel-cromo, manganina, costantana, platino) avente una forma a zig-zag per aumentare la deformazione complessiva. La dimensione tipica di un estensimetro è di circa 1 cm quadrato (Fig. 2.47).



(a) Estensimetro per misurare deformazioni lungo un solo asse (x)

(b) Estensimetro per misurare deformazioni lungo due assi (x-y)

Figura 2.47: Estensimetri metallici.

Gli estensimetri a semiconduttore sono invece costituiti di silicio opportunamente drogato. La sensibilità di questi sensori è molto più elevata e quindi forniscono un segnale molto più forte a parità di superficie utile. Per questo motivo gli estensimetri a semiconduttore sono estremamente piccoli (valori tipici sono dell'ordine di 0.5 mm). Di contro sono molto sensibili alla variazione di temperatura ambientale e sono di difficile manipolazione a causa della loro piccola dimensione.

La resistenza di un estensimetro a sezione costante S e di lunghezza l è espressa da:

$$R = \rho \frac{l}{S}$$

essendo ρ la resistività del materiale. Il differenziale della resistenza vale:

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dl}{l} - \frac{dS}{S}$$

Il termine $d\rho/\rho$ indica la variazione di resistività dovute a variazioni di parametri indipendenti dalla geometria (in primo luogo la temperatura), e quindi lo considereremo trascurabile:

$$\frac{dR}{R} = \frac{dl}{l} - \frac{dS}{S}$$

e quindi utilizzando l'Equazione³ (2.1):

$$\frac{dR}{R} = \frac{dl}{l} + 2\mu \frac{dl}{l} = (1 + 2\mu) \frac{dl}{l} = K \frac{dl}{l} \quad (2.2)$$

Il parametro K viene detto *costante di taratura* o *gauge factor* dell'estensimetro, e misura la sensibilità dell'estensimetro. Valori tipici di gauge factor per diversi tipi di estensimetri sono riportati nella tabella 2.1.

<i>Materiale</i>	<i>gauge factor</i>
Metalli conduttori	≈ 2
Manganese	0.5
Nichel	12
Materiali semiconduttori	> 100

Tabella 2.1: *Gauge factor* per materiali utilizzati per la costruzione di estensimetri.

In base all'Eq. (2.2) è possibile calcolare l'entità della forza che imprime la deformazione. Supponiamo ad esempio di avere una trave di lunghezza L , sezione S sollecitata orizzontalmente da una forza F . Essendo l la lunghezza dell'estensimetro risulta:

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{1}{E} \frac{F}{S} = \frac{\Delta l}{l}$$

e quindi:

$$F = ES \frac{\Delta l}{l} = \frac{ES}{K} \frac{\Delta R}{R}$$

Acquisizione del segnale estensimetrico

L'acquisizione del segnale generato dall'estensimetro non è semplice, in quanto la sua entità, soprattutto per estensimetri metallici, è molto modesta. Nella quasi totalità dei casi si utilizza una configurazione a ponte di Wheatstone (Fig. 2.48) con le resistenze di riferimento 1,2,3 tutte di egual valore R e la resistenza di misura (estensimetro) R_g .

L'equazione del circuito vale:

³in cui confondiamo il differenziale d e la variazione Δ

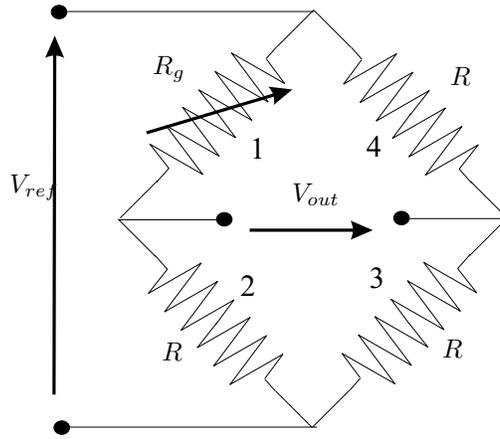


Figura 2.48: Ponte di Wheatstone con tre resistenze di riferimento (1,2,3) e la resistenza di misura (estensimetro) R_g .

$$V_{out} = V_{ref} \left(\frac{R}{2R} - \frac{R}{R + R_g} \right)$$

Se la resistenza di misura R_g a riposo ha una resistività pari a R , allora in assenza di deformazione il ponte è perfettamente bilanciato e quindi $V_{out} = 0$.

Quando si applica una forza deformante, la resistività dell'estensimetro si modifica di ΔR , e quindi la tensione di uscita dal ponte diventa:

$$V_{out} = V_{ref} \left(\frac{R}{2R} - \frac{R}{R + R + \Delta R} \right)$$

dopo pochi passaggi si verifica che:

$$V_{out} = V_{ref} \frac{\frac{\Delta R}{R}}{4 + 2\frac{\Delta R}{R}}$$

Quest'ultima relazione è non lineare, tuttavia se consideriamo che $\Delta R/R \ll 1$ allora è possibile approssimare la caratteristica del sensore in:

$$V_{out} \simeq V_{ref} \frac{1}{4} \frac{\Delta R}{R}$$

Il ponte di Wheatstone fornisce buoni risultati se le resistenze che compongono il ponte sono di egual valore. Per verificare tale condizione solitamente si usano estensimetri non deformati come resistenze di riferimento del ponte, meglio se provenienti dallo stesso lotto di fabbricazione.

Se le dimensioni dello spazio di alloggiamento degli estensimetri sulla struttura deformata lo consente, è possibile (si veda Fig. 2.49) aumentare la sensibilità della misura, avendo cura di piazzare in modo opportuno gli estensimetri, in modo che siano deformati simmetricamente a coppie (vedi Fig. 2.50).

La misura di variazione di resistività nel caso di due estensimetri sollecitati vale:

$$V_{out} \simeq V_{ref} \frac{1}{2} \frac{\Delta R}{R}$$

Il caso ottimale si ha utilizzando quattro estensimetri. In tal caso l'uscita del sensore vale:

$$V_{out} = V_{ref} \frac{\Delta R}{R}$$

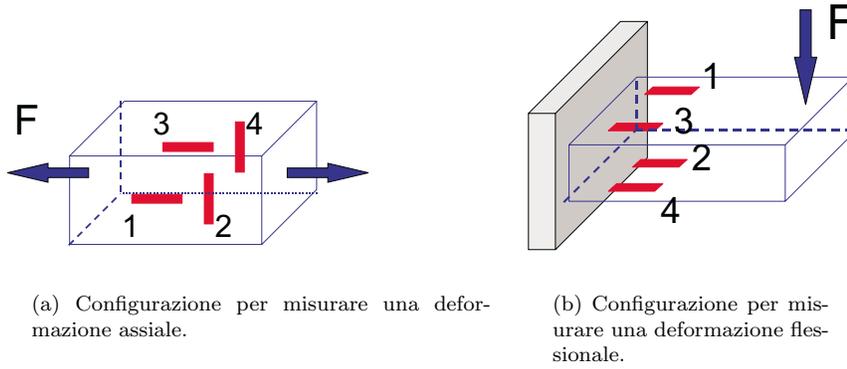


Figura 2.49: Posizionamento di un ponte estensimetrico.

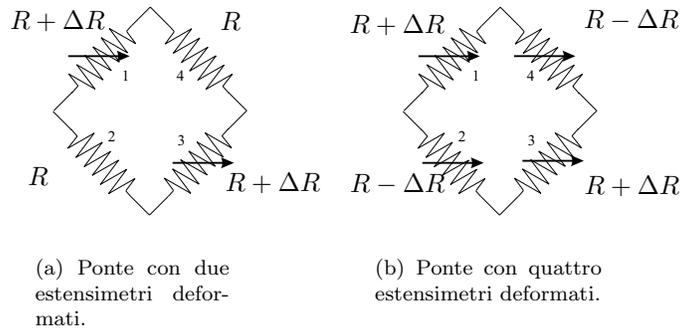


Figura 2.50: Configurazione di misura con più estensimetri. Schema elettrico.

La cella di carico

La cella di carico (*load cell*) è un sensore per la misura della forza peso. Una tipica struttura di cella di carico è mostrata in Fig. 2.51. La forza applicata alla piattaforma comprime la molla e sposta l'equipaggio mobile del LVDT, che fornisce un'uscita proporzionale allo spostamento e quindi alla forza. Essendo infatti K la costante elastica della molla, x lo spostamento della piattaforma, risulta:

$$F = -Kx$$

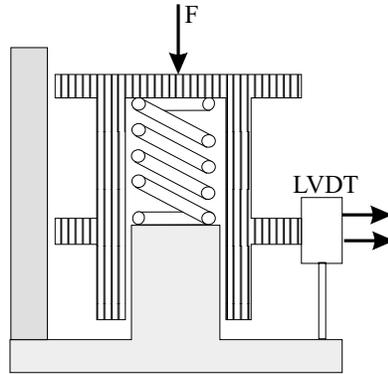


Figura 2.51: Cella di carico utilizzando un LVDT

Molto spesso le celle di carico si basano sugli estensimetri. Ad esempio in Fig. 2.52 è riportata una cella di carico per misurare una forza di sollevamento.

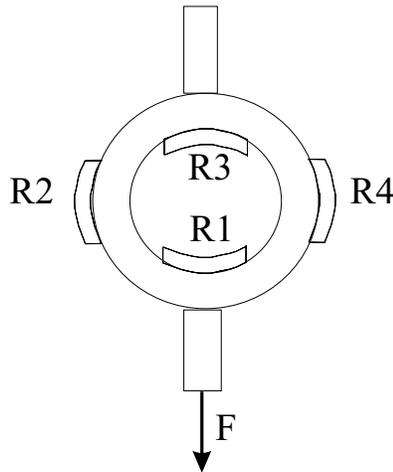


Figura 2.52: Cella di carico basata su quattro estensimetri.

La cella di carico comprende quattro estensimetri posti lungo l'anello della cella. Gli estensimetri sono elettricamente connessi a ponte come mostrato in Fig. 2.50. La forza F provoca un allungamento degli estensimetri R_2 e R_4 ed una compressione degli estensimetri R_1 e R_3 . Come mostrato in precedenza, questa configurazione del ponte è tale da dare la massima variazione di tensione a seguito dell'applicazione del carico, mentre lo sbilanciamento dovuto alla variazione di temperatura è minimo.

Cella di carico piezoelettrica

Un'altra possibile realizzazione della cella di carico, particolarmente miniaturizzabile è quella che sfrutta l'effetto piezoelettrico. Come detto in precedenza nella sezione 2.5, il risultato dell'applicazione di una forza-peso sulla superficie di un cristallo piezoelettrico produce un'accumulo di carica proporzionale alla forza stessa. Essendo il cristallo paragonabile ad una capacità, si potrebbe quindi pensare di rilevare la tensione ai capi di tale capacità e determinare da questa la quantità di carica:

$$V_p = \frac{Q}{C_p}$$

Purtroppo però la capacità del cristallo varia a sua volta in relazione alla forza applicata, quindi non è nota. Occorre pertanto "trasferire"⁴ la carica su di una capacità nota e stabile, utilizzando uno schema di principio come quello riportato in Figura 2.53, denominato **amplificatore di carica**.

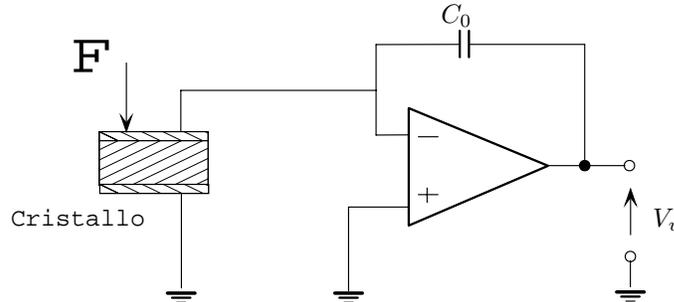


Figura 2.53: Schema realizzativo di una cella di carico piezoelettrica

Poichè la tensione ai capi del cristallo (e quindi anche la carica) devono annullarsi per il principio di corto circuito virtuale dell'amplificatore operazionale, sul condensatore C_0 si forma di entità pari a quella della carica di dipolo generatasi sul cristallo, pertanto la tensione di uscita diventa proporzionale a quest'ultima:

$$V_u = \frac{Q}{C_0}$$

e ricordando che $Q = KFS$ si ottiene l'entità della sollecitazione F .

L'amplificatore di carica, sebbene semplice dal punto di vista concettuale, risulta molto delicato e costoso dal punto di vista costruttivo. Infatti, essendo la quantità di carica indotta molto piccola, occorre che le perdite ai morsetti dell'amplificatore, a causa della resistenza di ingresso non ideale, siano minime. Si noti inoltre che, con un buon amplificatore di carica, anche gli effetti dovuti a capacità parassite, come ad esempio quelle dovute a connettori molto lunghi tra la cella di carico e il dispositivo di misura, vengono compensati, per i medesimi motivi descritti in precedenza in relazione all'annullamento della tensione ai capi del cristallo.

Sensori di pressione

I sensori di pressione possono essere realizzati sfruttando il principio del **tubo di Bourdon**, grazie al quale si ottiene una deformazione geometrica, proporzionale alla pressione del fluido interno, di un tubo chiuso ad una estremità ed avvolto a spirale, deformazione che può poi essere misurata tramite un sensore di scostamento lineare (es. LVDT), oppure sfruttando la deformazione di una **membrana**. Una semplice realizzazione di quest'ultima tipologia di sensori di pressione può essere quella indicata in Figura 2.54. Anche in questo caso si sfruttano in realtà i sensori estensimetrici per determinare le deformazioni della membrana riconducibili alla differenza di pressione tra i due

⁴Il trasferimento di carica è virtuale e non effettivo in quanto la carica accumulata è associata ai dipoli molecolari, quindi non è libera di muoversi.

lati della membrana stessa. Sensori di pressione di questo tipo si suddividono in base ai materiali utilizzati per la realizzazione:

- Membrana metallica o di silicio.
- Estensimetri metallici o a semiconduttore (integrati nella membrana in silicio).

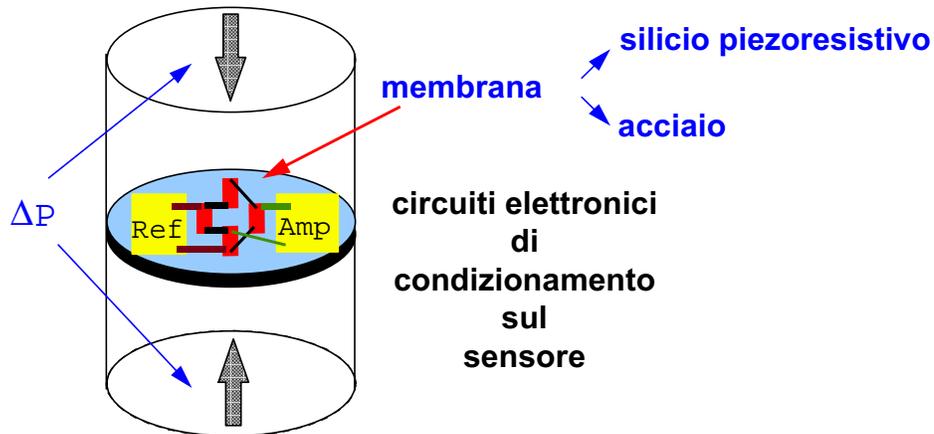


Figura 2.54: Sensore di pressione basato su estensimetri

2.6.4 Accelerometri

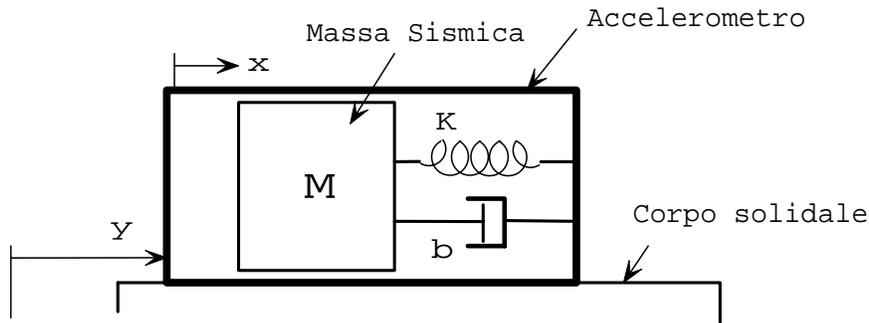


Figura 2.55: Principio di funzionamento degli accelerometri

Il principio comunemente impiegato per misurare l'accelerazione di un corpo è schematizzato in Figura 2.55. L'accelerometro è costituito da una **massa sismica** che si muove all'interno di un contenitore solidale al corpo di riferimento. La massa sismica è quindi connessa ad una molla di coefficiente elastico K e ad uno smorzatore con coefficiente di attrito viscoso b . L'equilibrio tra le forze applicate alla massa sismica risulta essere:

$$M \frac{d^2 x_m}{dt^2} = -b \frac{dx}{dt} - Kx$$

dove $x_m = y + x$ è la posizione assoluta della massa sismica. Pertanto si ottiene che:

$$M \frac{d^2 x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + Kx = -M \frac{d^2 y}{dt^2}$$

Una volta raggiunta una situazione di equilibrio, tale cioè che:

$$\frac{d^2x}{dt^2} = \frac{dx}{dt} = 0$$

possono essere applicate le seguenti metodologie di acquisizione del valore di accelerazione desiderato:

1. misura dello scostamento x tramite un sensore di posizione lineare (es. LVDT) e calcolo dell'accelerazione:

$$a = \frac{d^2y}{dt^2} = \frac{K}{M}x$$

2. misura diretta della forza elastica $F = Kx$.

In effetti, nella maggior parte dei casi pratici gli accelerometri sono realizzati sfruttando le capacità di miniaturizzazione del silicio, che permette di realizzare una massa sismica connessa tramite barre di sospensione (che agiscono come molle) ad un supporto, come schematizzato in Figura 2.56, il tutto con lo stesso materiale.

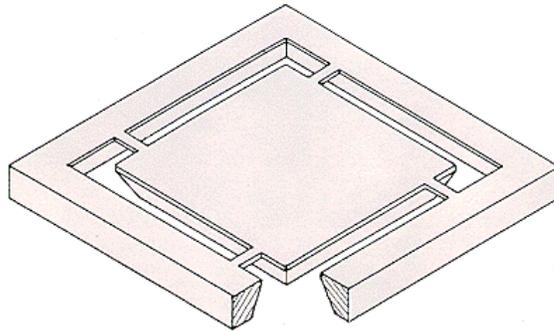


Figura 2.56: Rappresentazione schematica di un accelerometro a semiconduttore

In questo caso, la misura della forza elastica può essere effettuata integrando nelle barre di sospensione:

1. dei resistori estensimetrici, connessi poi con la nota configurazione a ponte di Wheatstone;
2. dei cristalli piezoelettrici, connessi poi ad amplificatori di carica.

L'accelerometro viene utilizzato anche per effettuare misure vibrazionali su componenti meccanici. Tuttavia, occorre notare che il sistema massa/molla/smorzatore nel contenitore dell'accelerometro è un sistema del secondo ordine, il quale avrà quindi una certa frequenza di risonanza:

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{M}}$$

Diventa quindi molto importante evitare di imprimere al dispositivo vibrazioni a frequenze vicine a quella di risonanza, per evitare picchi nella risposta.

2.6.5 Sensori di temperatura

A livello industriale sono disponibili molti tipi di sensori di temperatura, che utilizzano diverse proprietà fisiche. Infatti la variazione di temperatura è tra le principali cause di cambiamento delle caratteristiche fisiche dei materiali, e quindi vi sono diverse possibilità per realizzare elementi sensibili per la misura della temperatura. Nel seguito vengono illustrati i principi di funzionamento dei principali sensori di temperatura.

Termocoppia

Il principio di funzionamento della termocoppia si basa sull'Effetto Seebeck: quando una giunzione tra due metalli viene riscaldata si produce ai terminali liberi una differenza di potenziale. Tale tensione è funzione della differenza di temperatura tra la giunzione e i terminali liberi, in base ad una caratteristica che è, in generale, non lineare.

In relazione ai metalli usati nella giunzione, le termocoppie vengono classificate secondo lo standard ANSI con lettere maiuscole. Nella Tab. 2.2 sono riportate sinteticamente le caratteristiche delle più comuni termocoppie.

Tipo	E	J	K	R	T
	Nikel-Cromo (+) Costantana (-)	Ferro (+) Costantana (-)	Nikel-Cromo (+) Nikel-Alluminio (-)	Platino-Rodio (+) Platino (-)	Rame (+) Costantana (-)
T_{min}	95 °C	95 °C	95 °C	870 °C	-200 °C
T_{max}	900 °C	760 °C	1260 °C	1450 °C	350 °C
V_{max}	68.78 mV	42.25 mV	50.63 mV	16.74 mV	17.81
Errore	±1.7 °C	±2.2 °C	±2.2 °C	±1.4 °C	±0.8 °C

Tabella 2.2: Caratteristiche delle termocoppie più diffuse. La massima tensione di uscita V_{max} è misurata considerando la giunzione di riferimento a 0 °C.

La caratteristica temperatura-tensione della termocoppia è non lineare, soprattutto per escursioni di temperatura rilevanti ($V = f(\Delta T)$). Per determinare il corretto valore di temperatura a partire dalla misura della tensione è necessario quindi eseguire un'operazione di *linearizzazione*, che può essere effettuata attraverso l'inversione della relazione $V = f(\Delta T)$ ($\Delta T = f^{-1}(V)$), oppure attraverso la ricerca di un valore approssimato memorizzato in una tabella di dati noti a priori da osservazioni sperimentali (**Look-Up Table**). Quest'ultima soluzione è preferibile per l'implementazione software su processori dalle prestazioni computazionali limitate.

Per permettere l'uso di termocoppie anche in ambienti ostili (liquidi, gas corrosivi, ecc...) sono disponibili soluzioni realizzative con la giunzione protetta (Fig. 2.57).

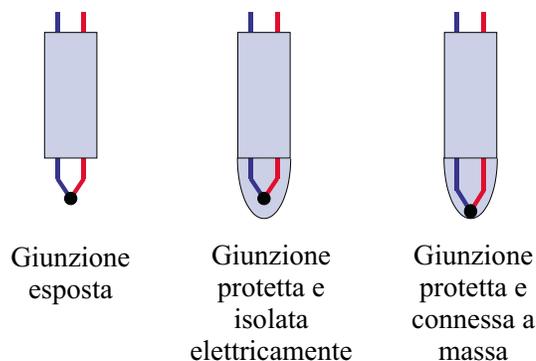


Figura 2.57: Soluzioni realizzative di una termocoppia.

Interfacciamento della termocoppia.

La termocoppia non necessita di una alimentazione esterna, in quanto l'effetto Seebeck, sul quale si basa il funzionamento della termocoppia, genera direttamente una tensione di uscita.

Il segnale di uscita deve poi essere opportunamente elaborato per estrarre la temperatura reale della giunzione calda, in quanto la relazione temperatura-tensione è non lineare, ed inoltre, i conduttori che collegano la termocoppia al circuito elettronico di acquisizione creano una giunzione parassita di cui si deve tenere conto per effettuare una misura corretta.

Per capire meglio dove risiede il problema, si consideri il circuito costituito dalla termocoppia e dal circuito elettronico di acquisizione mostrato in Fig. 2.58.

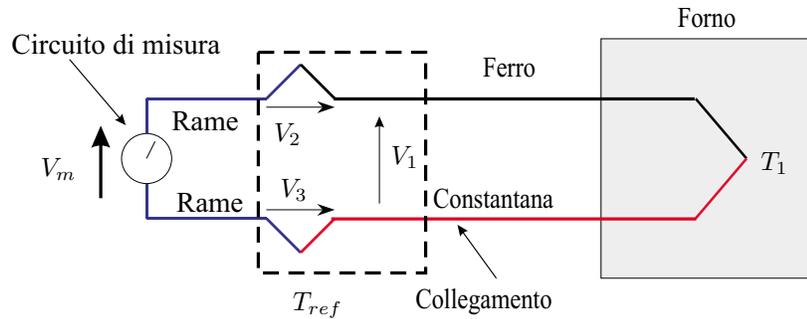


Figura 2.58: Schema del circuito elettrico per l'acquisizione del segnale di uscita dalla termocoppia.

Nel circuito sono presenti 3 giunzioni: Rame-Ferro, Ferro-Constantana e Constantana-Rame. La tensione di uscita dipenderà quindi dalla tensione di giunzione:

$$V_m = V_1 + V_3 - V_2$$

Utilizzando la regola empirica:

Due termocoppie in serie che condividono lo stesso materiale centrale (il ferro nell'esempio) e sono alla stessa temperatura, generano la stessa tensione che genererebbe una sola termocoppia realizzata con i due materiali esterni (Rame e Costantana nell'esempio).

Modifichiamo quindi il circuito di Fig. 2.58 nel circuito di Figura 2.59, in cui è stata introdotta una seconda giunzione (**N.B. fittizia**) Ferro-Constantana.

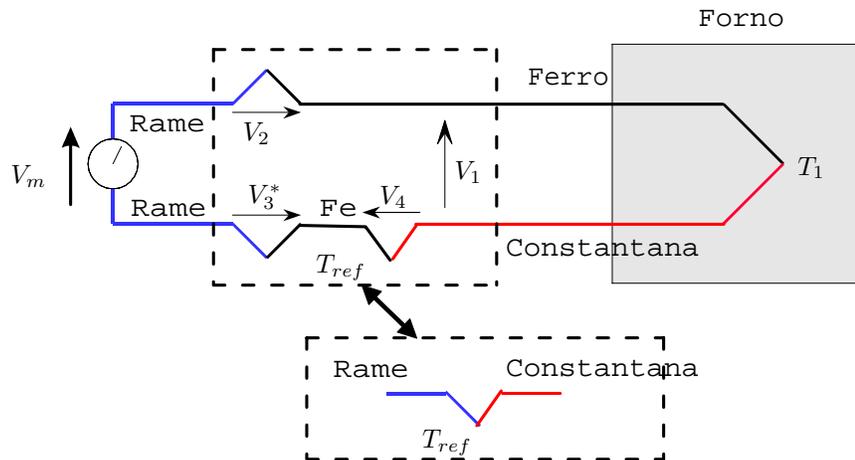


Figura 2.59: Circuito equivalente per l'acquisizione del segnale di temperatura dalla termocoppia.

In questo circuito la tensione di misura vale:

$$V_m = V_1 - V_2 + V_3^* - V_4$$

se le due giunzioni Rame-Ferro si trovano alla stessa temperatura, allora le due tensioni V_2 e V_3^* si bilanciano e quindi si possono eliminare dalla misura di V_m . In definitiva quindi la tensione misurata è uguale alla differenza tra la tensione di giunzione alla temperatura del forno V_1 e la tensione

V_4 della stessa giunzione alla temperatura di riferimento T_{ref} . L'operazione di determinazione del corretto valore T_1 viene chiamata **compensazione di giunto freddo** (in inglese *ice-point compensation*). Dal punto di vista storico, tale terminologia nasce dalla pratica tradizionale di effettuare la compensazione inserendo nel circuito di misura una giunzione, questa volta **reale**, analoga a quella impiegata per la misura di T_1 , mettendola però in un bagno di ghiaccio ($T_{ref} = 0^\circ \text{C}$). In queste condizioni, è facile comprendere che la tensione misurata sarà nulla quando $T_1 = 0^\circ \text{C}$, positiva se $T_1 > 0^\circ \text{C}$ e negativa se $T_1 < 0^\circ \text{C}$. Proprio per questo motivo, inoltre, i costruttori di sensori a termocoppia forniscono agli utilizzatori delle tabelle di riferimento (memorizzabili via software come *Look-Up Table*) con valori di tensione corrispondenti a varie temperature, assumendo $T_{ref} = 0^\circ \text{C}$.

Nel caso più generale ($T_{ref} \neq 0^\circ \text{C}$), diventa necessaria la misura di T_{ref} , al fine di ottenere, tramite le tabelle di riferimento per la termocoppia utilizzata, il corretto valore di compensazione V_4 da sostituire nell'equazione:

$$V_m = V_1(T_1 - T_0) - V_4(T_{ref} - T_0)$$

dove $T_0 = 0^\circ \text{C}$.

In definitiva per ottenere la temperatura T_1 occorre conoscere la temperatura di riferimento (solitamente la temperatura ambiente). Il procedimento di misura consiste quindi nel (Fig. 2.60):

1. Misurare la temperatura di riferimento (anche con un sensore più economico) e convertirla nella equivalente tensione di termocoppia $V(T_{ref} - T_0)$ usando la caratteristica della termocoppia di misura;
2. Alla tensione V_m misurata sommare il valore di tensione ottenuto al punto precedente, ottenendo così la tensione della giunzione di misura $V(T_1 - T_0)$;
3. Ricavare la temperatura desiderata T_1 usando la caratteristica della termocoppia adoperata.

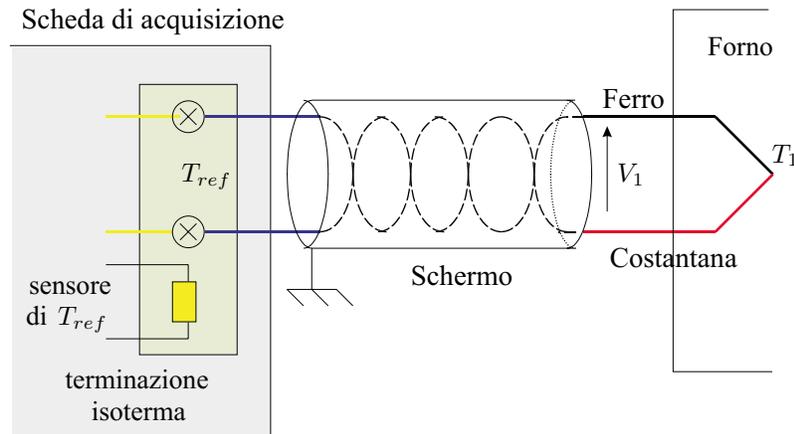


Figura 2.60: Collegamento della termocoppia al circuito di acquisizione del segnale.

Il procedimento illustrato può apparire, a prima vista, assai strano, in quanto per misurare una temperatura (di un forno ad es.) è necessario introdurre un'altra misura di temperatura (ambiente). Tuttavia il secondo problema di misura è molto più semplice del primo e può essere risolto usando un sensore di basso costo che non sarebbe assolutamente idoneo a misurare le temperature all'interno del forno.

Termoresistenze

Le termoresistenze, altrimenti chiamate RTD (**R**esistance **T**hermal **D**etector), sono dispositivi in cui il valore di resistività varia al variare della temperatura secondo la legge approssimata:

$$R(T) = R_o(1 + \alpha T)$$

Dove R_o è la resistività nominale (a 0°C). Le termoresistenze sono costituite da sottili fili di materiale conduttore avvolti su supporti isolati, di forma cilindrica o piatta. Un altro metodo costruttivo consiste nel deposito di un film metallico su di un piccolo supporto piatto di ceramica.

L'elemento costituente la termoresistenza può essere di Platino, Nikel o Tungsteno, con diversi valori di resistenza nominale. In genere, il metallo utilizzato ed la resistenza nominale vengono combinati per identificare la tipologia del componente nei cataloghi dei costruttori. A titolo di esempio, una delle termoresistenze più comunemente utilizzata è quella realizzata con filo di Platino e caratterizzata da resistenza nominale $R_o = 100\Omega$, che viene pertanto denominata **PT100**. Tale sensore è caratterizzato, per un campo di misura da 0°C a 100°C , da un parametro $\alpha = 39.27 \times 10^{-4}$. Sempre per tale sensore è possibile enunciare una legge più precisa che ne descrive la caratteristica nell'intervallo di temperature comprese tra 0°C a 420°C :

$$R(T) = R_o(1 + AT - BT^2)$$

con $A = 3.986 \times 10^{-3}$ e $B = 5.88 \times 10^{-7}$.

Interfacciamento della termoresistenza

La resistenza non può essere misurata direttamente, ma occorre un circuito di alimentazione e di acquisizione. Le possibili soluzioni sono:

- *Collegamento ad un generatore di riferimento di corrente e misura della tensione ai capi del sensore.* Questo tipo di connessione richiede quattro collegamenti per assicurare una buona precisione di funzionamento, altrimenti la resistenza dei cavi di collegamento si sommerebbero a quella del sensore. Considerando che la resistività tipica di un buon conduttore è di $0.1\Omega/m$, si ha che pochi metri di collegamento producono una resistività pari a quella del segnale utile da acquisire. In Fig. 2.61 è mostrato il circuito per l'acquisizione del segnale che evita questo problema.

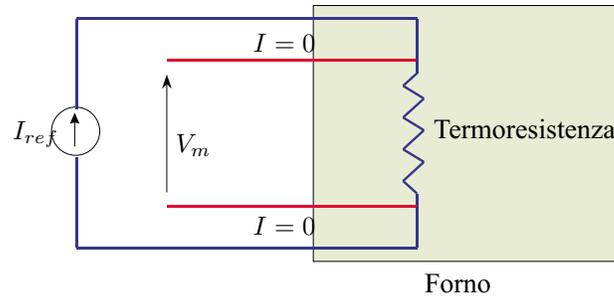


Figura 2.61: Schema per l'acquisizione di un segnale da RTD a quattro contatti.

In questa configurazione vi sono due circuiti distinti. Un circuito serve ad imprimere una corrente di riferimento, mentre l'altro circuito serve ad acquisire il segnale. Sul circuito di acquisizione non scorre corrente, e quindi l'effetto di resistenze parassite non produce cadute di tensione spurie.

- *Utilizzo di un ponte di Wheatstone.* Il ponte di Wheatstone nella configurazione ad un elemento di misura e tre di riferimento fornisce il massimo della linearità in condizioni di piccola variazione di resistività dell'elemento di misura. Per questo motivo non è molto indicato per l'acquisizione del segnale generato da una termoresistenza, in quanto esso varia da qualche Ω a -200°C a qualche centinaio di Ω a $+850^\circ\text{C}$. In tal caso un ponte, bilanciato ad es. a 100Ω , produrrebbe una forte non linearità dovuta alla sua stessa configurazione.

L'utilizzo del ponte è consigliabile solamente nel caso in cui si dovessero misurare piccole variazioni di temperatura intorno ad un punto di lavoro. Per evitare l'effetto delle resistenze parassite insite nei collegamenti è poi possibile adottare una configurazione con RTD a 3 fili, come mostrato in Fig. 2.62. Le resistenze parassite dei due cavi di collegamento risultano collocate su due rami adiacenti e, se uguali, si compensano. I problemi di non linearità dovuti allo sbilanciamento del ponte rimangono tuttavia irrisolti.

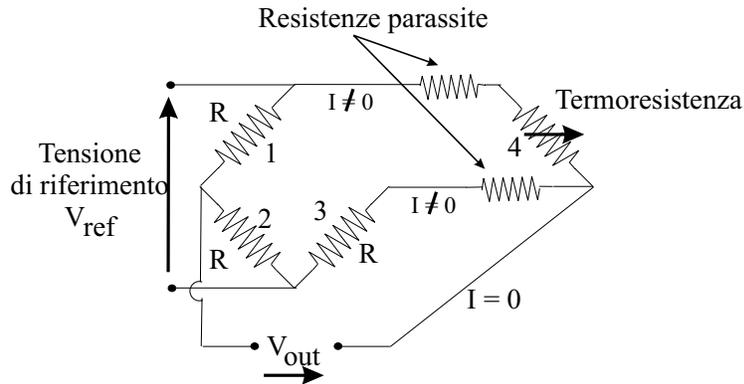


Figura 2.62: Schema di alimentazione a ponte con collegamento a tre fili.

Autoriscaldamento

Indipendentemente dal tipo di collegamento, per trasformare la resistenza in un segnale elettrico misurabile occorre far circolare corrente nel dispositivo. Ne consegue un autoriscaldamento dello stesso per effetto Joule, secondo il quale la potenza dissipata in calore è in relazione alla corrente e alla resistenza:

$$P = I^2 R$$

Questo autoriscaldamento appare come un errore di misura, e quindi, specialmente con le RTD a film caratterizzate da piccole dimensioni e quindi da resistenza termica elevata, occorre prestare la massima attenzione al livello di corrente impresso nel componente per effettuare la misura. Valori tipici di resistenza termica sono nel range delle centinaia di °C/W in aria ferma e di qualche decina di °C/W se inseriti in un flusso d'aria in movimento⁵.

Il termistore

Anche il termistore si basa sull'effetto termoresistivo per misurare la temperatura. In questo caso l'elemento sensibile è un materiale semiconduttore nel quale la resistenza può variare negativamente al variare della temperatura (**Negative Thermal Characteristics, NTC**) o positivamente (**Positive Thermal Characteristics, PTC**).

Rispetto al RTD ha una dimensione molto minore ed un maggiore coefficiente di temperatura (maggiore sensibilità). La dipendenza del valore della resistenza dalla temperatura viene in genere approssimata secondo la legge di Steinhart-Hart (per NTC):

$$\frac{1}{T} = A_0 + A_1 \ln(R) + A_3 \ln(R)^3 + \dots$$

⁵La resistenza termica di un dispositivo indica l'incremento di temperatura per autoriscaldamento per ogni unità di potenza dissipata al suo interno. Dissipando ad es. 10mW in una termoresistenza al Platino da 100 Ω nominali, caratterizzata da una resistenza termica di 500°C/W e posta a temperatura di 0°C (corrispondente ad una corrente di 10mA sui 100 Ω nominali) si ottiene un autoriscaldamento di 5°C.

la quale viene più frequentemente ridotta, escludendo i termini di ordine elevato, alla seguente, riportata in funzione della temperatura:

$$R(T) = R_0 e^{\frac{B}{T} - \frac{B}{T_0}}$$

Il parametro B , chiamato **temperatura caratteristica**, viene di solito misurato sperimentalmente tra due valori ritenuti estremi del campo di validità della caratteristica, ed è quindi in relazione alla sensibilità del dispositivo:

$$B = \frac{T_0 T_{max}}{T_0 - T_{max}} \ln\left(\frac{R_{max}}{R_0}\right)$$

Il maggior difetto dei termistori consiste nella spiccata non linearità della caratteristica che richiede circuiti particolari per il condizionamento del segnale, oppure un'adeguata linearizzazione tramite tabelle di valori (**Look-Up-Table**) ed interpolazione realizzata in modo software da un microprocessore.

Caratteristiche essenziali del componente sono:

- Campo di misura: da -100°C a $+150^{\circ}\text{C}$, (da -30°C a $+100^{\circ}\text{C}$ per versioni lineari)
- Accuratezza: da ± 3 a $\pm 20^{\circ}\text{C}$
- Resistenza termica molto elevata ($1000^{\circ}\text{C}/\text{W}$)
- Sensibilità: elevatissima. Il Termistore viene spesso utilizzato in sistemi di protezione termica nei quali l'elevato guadagno e la notevole non linearità sono utilizzati per realizzare un sensore ad uscita logica, in grado di rilevare il superamento di una certa soglia di temperatura.
- La realizzazione a semiconduttore lo rende abbastanza delicato ed inadatto ad impieghi in condizioni di elevato stress meccanico.

Il termistore si interfaccia come un RTD se usato come sensore continuo. Grazie alla grande sensibilità del sensore il rapporto segnale/rumore è piuttosto elevato, per cui l'effetto delle resistenze parassite nei cavi di collegamento può essere trascurato. Il Termistore può essere usato come rivelatore di soglia termica, in tal caso, una volta alimentato (in tensione o in corrente), va accoppiato ad un circuito comparatore opportunamente calibrato.

Confronto delle caratteristiche fra i sensori di temperatura.

L'andamento qualitativo delle caratteristiche di uscite dei sensori di temperatura visti, la **termocoppia**, la **termoresistenza** e il **termistore**, sono mostrati in Fig. 2.63, in Tab. 2.3 sono elencate caratteristiche positive e negative di ciascun tipo di sensore.

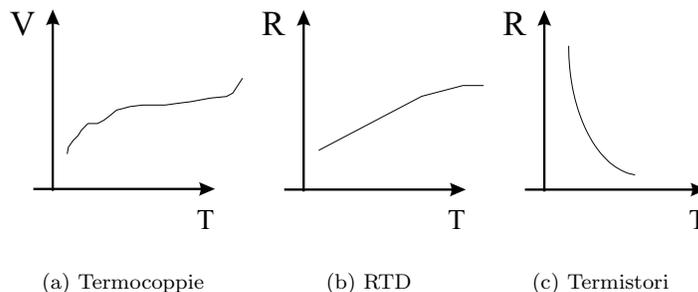


Figura 2.63: Confronto tra le caratteristiche (indicative) di diversi sensori di temperatura.

	Termocoppie	Termoresistenze	Termistori
Pro	<ul style="list-style-type: none"> • Autoeccitante, • Semplice, • Campo di misura elevato, • Economico. 	<ul style="list-style-type: none"> • Molto stabile, • Molto accurato, • Molto lineare. 	<ul style="list-style-type: none"> • Molto sensibile, • Veloce, • Elevato rapporto segnale/rumore.
Contro	<ul style="list-style-type: none"> • Non lineare, • Bassa tensione di uscita, • Serve una temperatura di riferimento, • Poco sensibile. 	<ul style="list-style-type: none"> • Costoso, • Serve un riferimento di corrente, • Bassa resistenza nominale, • Autoriscaldamento. 	<ul style="list-style-type: none"> • Estremamente non lineare, • Campo di misura limitato, • Serve un riferimento di corrente, • Autoriscaldamento.

Tabella 2.3: Confronto tra le diverse caratteristiche dei sensori di temperatura.

2.6.6 Sensore di corrente

Il modo più semplice di eseguire la misura di corrente è il metodo volt-amperometrico, in cui si misura la caduta di tensione su di una resistenza di misura percorsa dalla corrente incognita.

Questo metodo molto semplice risulta però inefficace per misurare correnti molto elevate tipiche dei circuiti di controllo dei motori elettrici che possono raggiungere anche le centinaia di Ampère. In tal caso si utilizza sensori di tipo isolato, che possono essere di due tipi:

- **A misura diretta**, dove si effettua una misura della tensione prodotta per effetto Hall dalla corrente incognita.
- **A compensazione di campo**, in tal caso si induce in un circuito elettrico una corrente proporzionale a quella incognita ma di minore intensità, misurandola poi con un circuito a misura diretta.

Lo schema base di un sensore di corrente ad effetto di Hall a misura diretta del campo è illustrato in Fig. 2.64.

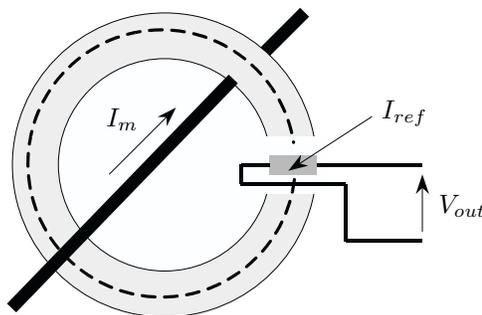


Figura 2.64: Schema del sensore di corrente a misura diretta.

In tale schema si nota un circuito magnetico costituito da un nucleo toroidale aperto di ferrite o di altro materiale ferromagnetico. Nell'apertura è alloggiato il sensore ad effetto-Hall sul quale il nucleo toroidale concentra il campo magnetico generato dalla corrente elettrica incognita I_m . Su questo circuito è fatta passare una piccola corrente di riferimento I_{ref} che, accoppiandosi con il campo magnetico genera per effetto Hall una tensione V_{out} proporzionale alla corrente I_m .

Lo schema base del sensore a compensazione di campo è invece mostrato in Fig. 2.65. La struttura generale è simile a quella del sensore a misura diretta, con la differenza che sul nucleo toroidale trova posto un avvolgimento con n_2 spire pilotato dall'uscita dell'amplificatore (circuito secondario). All'ingresso dell'amplificatore vi è la tensione V generata per effetto Hall dalla interazione tra la corrente di riferimento I_{ref} ed il campo magnetico impresso nel nucleo toroidale.

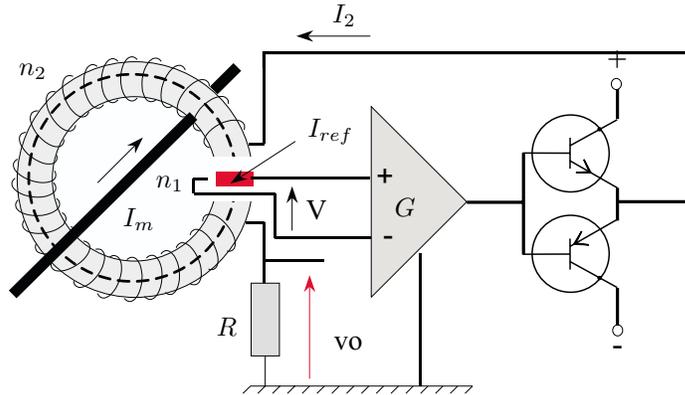


Figura 2.65: Schema del sensore di corrente a compensazione di campo.

L'uscita dell'amplificatore pilota un generatore di corrente che imprime una corrente I_2 sull'avvolgimento secondario. L'avvolgimento è fatto in modo tale che la corrente I_2 imprime un campo magnetico che si oppone a quello generato dalla corrente incognita I_m . Se i due campi magnetici sono in equilibrio, vale a dire se:

$$|I_m|n_1 = |I_2|n_2$$

dove $n_1 = 1$, allora la tensione V è nulla. L'amplificatore si trova quindi in un circuito retroazionato, in cui si impone un guadagno di anello elevato utilizzando un amplificatore con guadagno opportuno. In condizione di stabilità si ha:

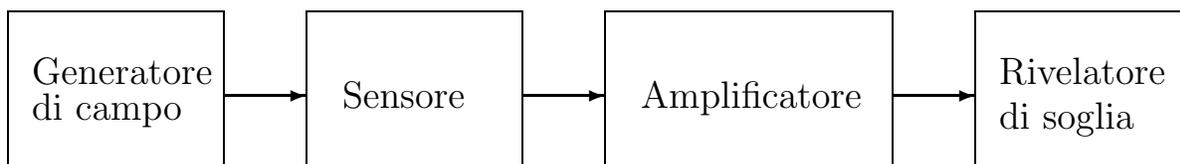
$$|I_2| = \frac{|I_m|}{n_2}$$

a questo punto il problema è riportato alla misura della corrente I_2 che è n_2 volte più piccola della corrente originaria, e quindi facilmente misurabile con il metodo volt-amperometrico.

Questo secondo schema risulta leggermente più complesso del precedente per la presenza dell'avvolgimento secondario. Tuttavia esso è preferibile e globalmente non risulta più costoso in quanto consente di utilizzare il sensore ad effetto di Hall nell'intorno della regione di campo nullo nella quale la linearità è garantita anche con dispositivi di classe relativamente economica.

2.6.7 Sensori di Prossimità e sensori Logici

I sensori di prossimità o di presenza per applicazioni industriali sono molto spesso realizzati per fornire informazioni di tipo logico, utilizzate per il controllo e la supervisione delle sequenze operative e delle condizioni di funzionamento del sistema produttivo. Lo schema di funzionamento tipico dei sensori logici di prossimità è il seguente:



Il rivelatore di soglia è solitamente caratterizzato da una certa **isteresi**, per migliorare la stabilità dell'uscita nell'intorno del punto di commutazione. Il valore dell'isteresi, insieme a quello della **massima frequenza di commutazione** dell'uscita, sono sempre caratteristiche fondamentali per la valutazione di un sensore logico, oltre, naturalmente, alle dimensioni del **campo d'azione**.

I vari tipi di sensore si classificano poi in base alla realizzazione del blocco generatore di campo. In particolare, si distinguono generatori di:

- campo magnetico (contatto Reed, effetto Hall)
- campo luminoso
- campo acustico (ultrasuoni)

Sensori di prossimità a Contatto Reed

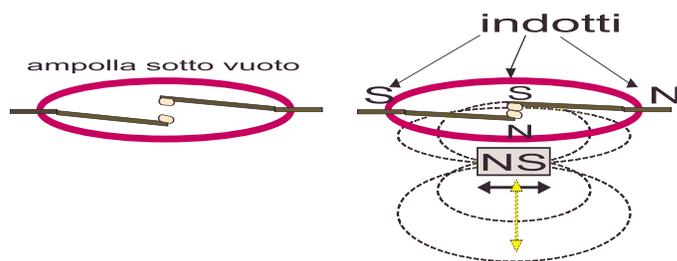


Figura 2.66: Principio di funzionamento dei sensori a Contatto Reed

I sensori di prossimità a Contatto Reed sono costituiti da lamine di materiale ferromagnetico (Ferro-Nichel) a bassa riluttanza racchiuse da un bulbo di vetro contenente gas inerte. Il campo magnetico generato da un magnete permanente o da bobine percorse da corrente, quando si trovano in prossimità del bulbo, induce sulle lamine polarità magnetiche di segno opposto. Le due lamine tendono ad avvicinarsi o allontanarsi, a seconda della metodologia costruttiva (**Contatto Normalmente Aperto o Normalmente Chiuso**) chiudendo un circuito elettrico.

La realizzazione in un bulbo di vetro garantisce ai contatti un buon livello di protezione da polveri e umidità. D'altra parte, essendo il funzionamento del sensore basato sull'elasticità delle lamine, il tempo di vita medio, approssimativamente 10^8 operazioni, può considerarsi relativamente limitato. Inoltre, occorre fare attenzione ai livelli di tensione o corrente del circuito nel quale il sensore a contatto Reed viene inserito, in quanto valori elevati possono provocare l'incollamento dei contatti e, di conseguenza, una riduzione tempo di vita. Infine, gli effetti di rimbalzo in seguito alla chiusura del contatto, limitano la frequenza massima di attivazione.

Sensori di prossimità ad effetto Hall

Il campo magnetico può essere rilevato anche da un sensore ad effetto Hall, se questo viene alimentato con una corrente costante e nota. In questo caso si genera una tensione per effetto di Hall che dipende appunto dall'intensità del campo magnetico. L'intensità del campo magnetico cala (secondo una relazione non lineare) con l'aumentare della distanza del magnete dal sensore Hall, e conseguentemente diminuisce la tensione generata. Se tale tensione pilota un rivelatore di soglia (con isteresi, **Schmitt**

Trigger), avremo un'uscita alta se il magnete si avvicina oltre la distanza di azionamento, altrimenti bassa.

Le configurazioni realizzative di un sensore di prossimità ad effetto Hall si distinguono prevalentemente per le modalità di variazione della posizione relativa tra l'elemento sensibile vero e proprio e il magnete. Alcuni esempi sono rappresentati nelle Figure 2.67 e 2.68.

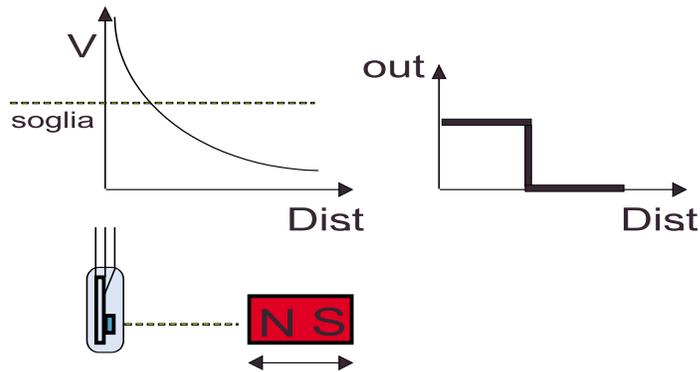


Figura 2.67: Sensore di prossimità ad effetto Hall con caratteristica non lineare

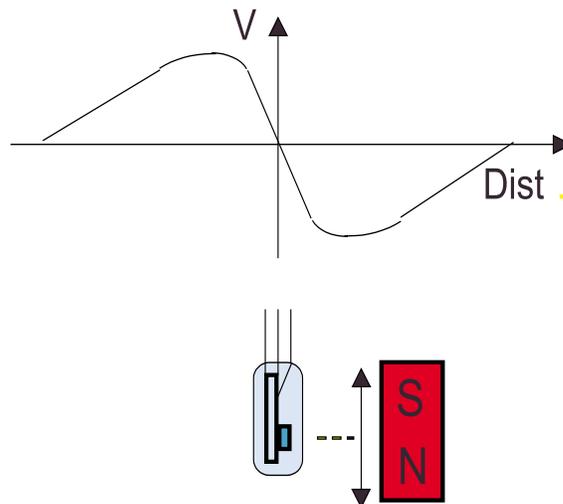


Figura 2.68: Sensore di prossimità ad effetto Hall con caratteristica parzialmente lineare

Si noti che nella configurazione di Figura 2.68, la caratteristica è con buona approssimazione lineare in un intorno dell'origine. Se il guadagno in tale regione lineare non è troppo elevato (poli magnetici maggiormente distanziati), si possono realizzare sensori analogici di posizione, sebbene con campo di misura molto limitato.

Esistono inoltre realizzazioni nelle quali i magneti sono disposti su un elemento in rotazione, come descritto dalla Figura 2.69. Con questa configurazione, è possibile ottenere, oltre a sensori di prossimità:

- sensori di posizione incrementali (encoder magnetici).
- sensori di velocità (misura frequenza segnale periodico).
- dispositivi per il controllo della commutazione delle fasi nei motori “brushless a campo trape-

zoidale” (sincroni, a magneti permanenti)⁶, nei quali occorre rilevare il passaggio del magnete di rotore per le posizioni di commutazione.

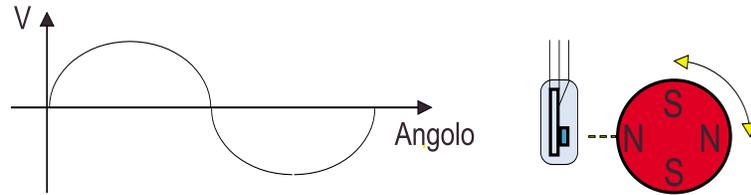


Figura 2.69: Configurazione rotativa dei sensori di prossimità ad effetto Hall

In definitiva, i sensori ad effetto Hall si prestano ad una moltitudine di applicazioni, hanno un costo limitato, elevata frequenza di lavoro (oltre 25 kHz) e elevata linearità nei confronti di variazioni di temperatura e tensione di alimentazione.

Sensori di prossimità induttivi

I sensori di prossimità induttivi si dividono in due categorie: **attivi** e **passivi**. Nei sensori induttivi attivi, detti anche a **correnti parassite**, un circuito oscillatore alimenta un solenoide avvolto su un nucleo di ferrite aperto, in modo tale da realizzare un generatore di flusso magnetico con linee di flusso che influenzano il campo d’azione nel quale si viene a trovare l’oggetto da rilevare, chiamato **azionatore**. Lo schema di principio di tale tipologia di sensori è illustrato in Figura 2.70.

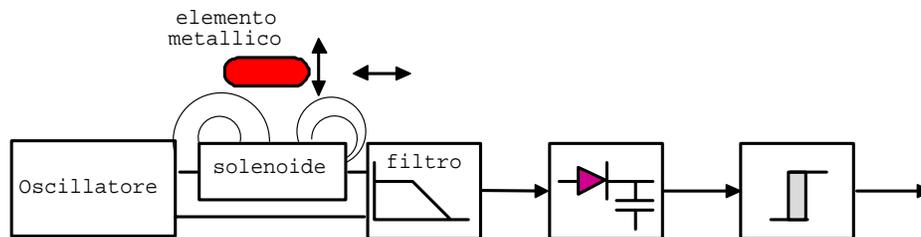


Figura 2.70: Schema funzionale di un sensore di prossimità induttivo

La presenza dell’azionatore, un qualunque oggetto con proprietà conduttive (in genere metallico) in prossimità del solenoide, fa sì che il campo magnetico induca delle correnti parassite sul corpo, a causa delle quali parte della potenza del campo magnetico viene dissipato. Il circuito equivalente è quindi schematizzabile come in Figura 2.71. Il circuito attivo è in grado di compensare le perdite fino ad una certa distanza dell’azionatore dal sensore, mantenendo l’oscillazione, dopodiché l’oscillazione si smorza. Se l’ampiezza dell’oscillazione, rilevata a valle di un filtro passa-basso e di un raddrizzatore da un trigger con isteresi, diminuisce oltre la soglia impostata, il sensore porta l’uscita logica al livello alto.

Si può dimostrare che la perdita per effetto Joule e quindi lo smorzamento dell’oscillazione, oltre che dalla distanza dell’azionatore (ovviamente) dipende:

- in modo linearmente proporzionale dallo spessore dell’azionatore;
- in modo quadraticamente proporzionale dalla superficie investita dal campo;
- in modo quadraticamente proporzionale dalla frequenza del campo magnetico generato;
- in modo inversamente proporzionale dalla resistività del materiale.

⁶Per maggiori dettagli, si rimanda ai corsi specifici sugli Azionamenti Elettrici

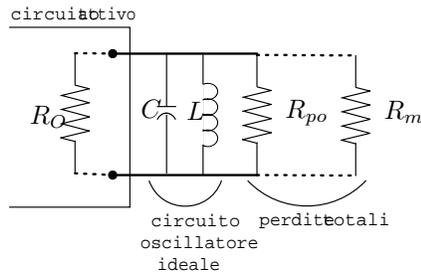


Figura 2.71: Circuito equivalente di un sensore di prossimità induttivo attivo.

Quest'ultima relazione suggerisce che si può ottenere maggiore sensibilità del sensore con materiali maggiormente resistivi (es. ferro dolce).

L'altra tipologia realizzativa dei sensori induttivi è quella **passiva**. In queste realizzazioni, il solenoide non è alimentato, ma viene vincolato ad un magnete permanente, come descritto in Figura 2.72. In condizioni di riposo, il campo magnetico non si concatena con il solenoide. L'azionatore metallico, quando si approssima al sensore, provoca questa volta una deviazione del campo magnetico verso il solenoide. A causa della variazione nel tempo del flusso concatenato, nel solenoide viene indotta una certa tensione. Se la tensione di uscita supera la soglia di attivazione, l'uscita logica viene portata al valore alto. Si noti che questa volta non è la distanza in sé a provocare l'attivazione dell'uscita, ma il movimento dell'azionatore. Di conseguenza, tale tipo di sensore viene spesso utilizzato per misurare la velocità di rotazione di ruote dentate, come un qualunque componente di un ingranaggio meccanico.

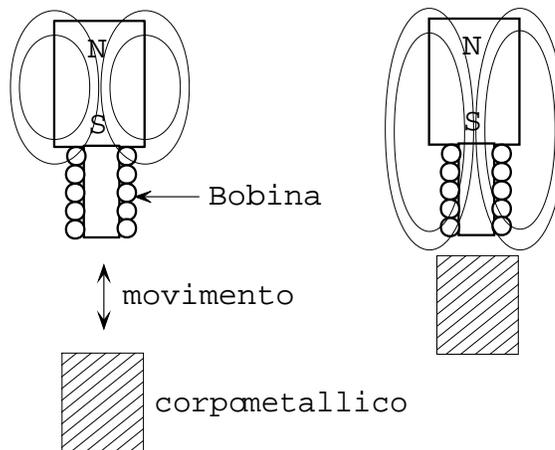


Figura 2.72: Sensore di prossimità induttivo passivo

Sensori di prossimità capacitivi

Nei sensori di tipo capacitivo l'elemento connesso ad un oscillatore è un condensatore a facce piane e concentriche (v. Figura 2.73). Il dielettrico è quindi costituito dall'aria e dall'oggetto azionatore. A differenza dei sensori induttivi, quindi, l'azionatore può anche essere di materiale non metallico, liquido o solido. Infatti, molto spesso questo principio viene sfruttato per la realizzazione di **sensori di livello**. Sempre a differenza di un sensore induttivo (attivo) l'oscillazione viene provocata, anziché attenuata, dall'avvicinamento dell'oggetto (aumento della capacità per variazione dello spessore del dielettrico o variazione della costante dielettrica).

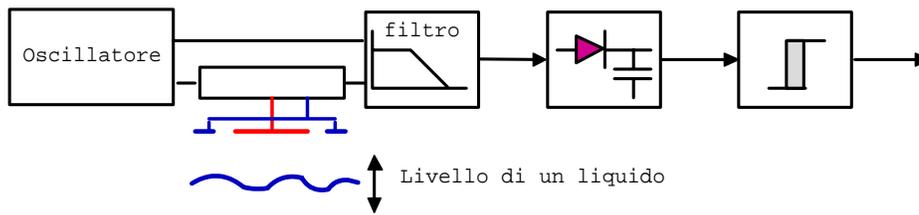


Figura 2.73: Sensore di prossimità capacitivo

Sensori di prossimità ad ultrasuoni

I sensori ad ultrasuoni sfruttano la capacità di un qualunque (o quasi) materiale di riflettere il suono. Come descritto dalla Figura 2.74, la distanza di un oggetto viene determinata inviando un treno di impulsi acustici ad alta frequenza ed analizzando il tempo di ritardo nella ricezione degli impulsi riflessi dall'oggetto. Nota la velocità di propagazione delle onde acustiche V_c e l'angolo θ tra la direzione di propagazione e la perpendicolare alla superficie riflettente (*angolo di incidenza*), la relazione che lega la distanza al tempo di ritardo T_r è la seguente:

$$d = \frac{1}{2} V_c T_r \cos \theta$$

Ovviamente, se l'oggetto è sufficientemente distante dalla coppia emettitore/ricevitore l'angolo di incidenza è prossimo allo zero ($\cos \theta \approx 1$).

L'emissione di impulsi acustici si basa sull'**effetto piezoelettrico inverso**: ad un elemento (detto "risuonatore") di materiale cristallino viene applicato un segnale elettrico alternato, alla frequenza di risonanza tipica dell'elasticità meccanica del materiale.

La ricezione degli impulsi, invece, si basa sull'**effetto piezoelettrico diretto**, grazie al quale un cristallo dello stesso materiale del risuonatore, sottoposto a sollecitazioni meccaniche, provocate dall'onda acustica, oscillatorie ed alla sua frequenza di risonanza, produce un segnale elettrico analogo a quello di alimentazione del trasmettitore.

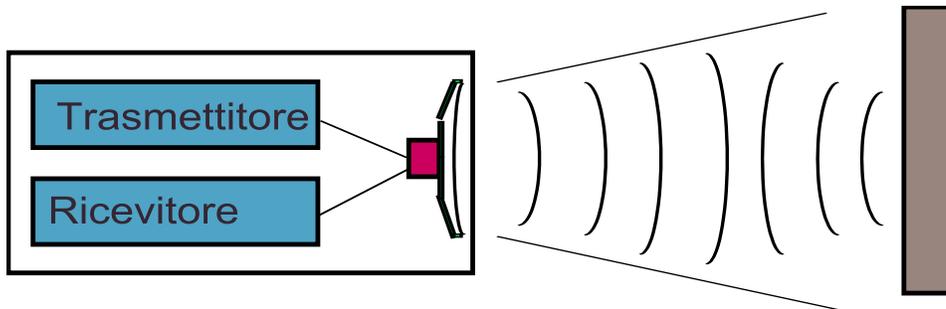


Figura 2.74: Rilevazione di oggetti con sensori ad ultrasuoni

Sensori di prossimità optoelettronici

I sensori optoelettronici permettono di rilevare la presenza di oggetto di qualunque materiale, purchè interrompa il flusso luminoso.

In questo caso si sfrutta l'effetto fotoelettrico, diretto o inverso, in modo analogo al precedente. Tuttavia, trattandosi di impulsi luminosi, non è praticamente realizzabile una misura del tempo di ritardo nella ricezione di un onda riflessa. Infatti, i sensori optoelettronici vengono utilizzati più comunemente come sensori logici di presenza, sfruttando una coppia emettitore/ricevitore sep-

arate, come descritto dalla Figura 2.75, oppure integrate in un unico dispositivo accoppiato ad un catarinfrangente, come in Figure 2.76.

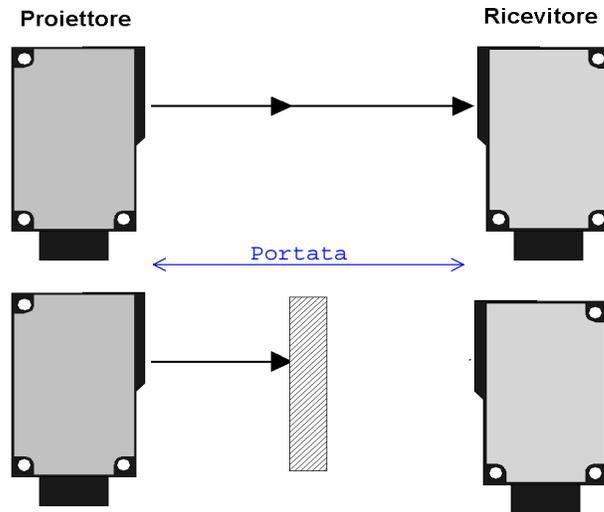


Figura 2.75: Sensore optoelettronico ad interruzione

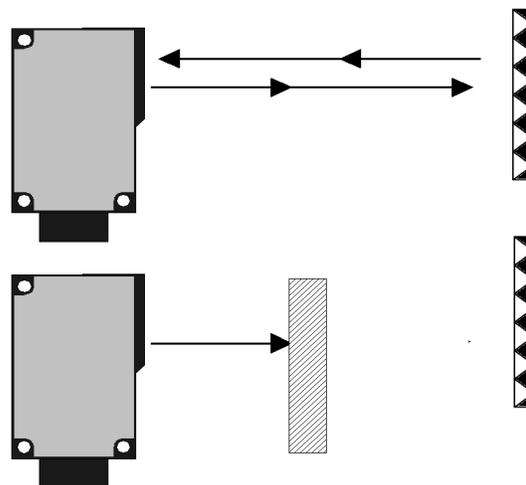


Figura 2.76: Sensore optoelettronico ad interruzione

In generale, il fascio luminoso emesso e lo spazio rilevato dal ricevitore hanno entrambi forma conica (**apertura angolare**), come evidenziato in Figura 2.77. Una apertura angolare più ampia facilita l'allineamento dei componenti in fase di installazione. Ad esempio, sfruttando le possibilità di incanalamento delle radiazioni luminose all'interno di **fibre ottiche**, si possono ottenere aperture angolari dell'ordine dei 60° . D'altra parte, un'apertura angolare molto grande significa anche distanze di lavoro fra emettitore e ricevitore più basse, in quanto solo una piccola parte della luce emessa (e quindi dell'energia consumata dall'emettitore) viene effettivamente ricevuta, ed inoltre può generare errori di rilevazione a causa di effetti di riflessione su superfici lucide. La dimensione minima di un oggetto rilevabile è, in ogni caso, dipendente solo dal diametro dell'ottica.

L'emettitore di flusso luminoso può essere:

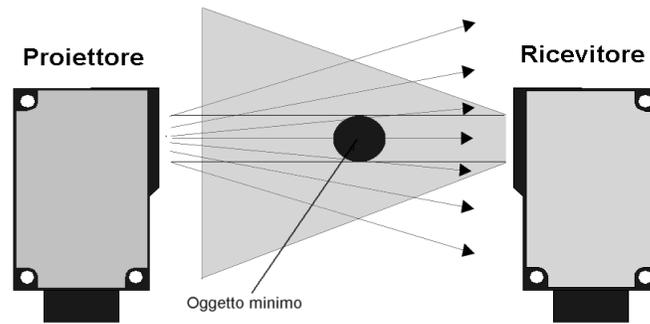


Figura 2.77: Apertura angolare di un sensore optoelettronico

- un LED (Light Emitting Diode), se la radiazione emessa ha una lunghezza d'onda all'interno della fascia visibile.
- un IRED (Infra-Red Emitting Diode), se la radiazione emessa è nel campo infrarosso.

Per quanto riguarda il rivelatore, occorre notare che i fotodiodi sono in generale sensibili ad uno spettro di frequenze molto ampio, visibile e non. Di conseguenza, si rendono necessari alcuni accorgimenti per evitare che il rivelatore sia attivato indesideratamente anche da fonti luminose esterne. Dal punto di vista del principio di funzionamento, è preferibile utilizzare una modulazione della corrente di alimentazione del foto-emettitore, come illustrato in Figura 2.78, in modo che il ricevitore possa filtrare la componente modulata ad impulsi del segnale ricevuto dalla luce ambiente. Altre soluzioni costruttive molto usate sono inoltre:

- l'accoppiamento tra un emettitore IRED ed un rivelatore preceduto da un filtro che blocca la luce visibile ma non quella nel campo infrarosso.
- l'accoppiamento tra un emettitore LED seguito da un filtro polarizzatore, ed un rivelatore preceduto da un filtro polarizzato in maniera identica e perfettamente allineato (v. Figura 2.79).

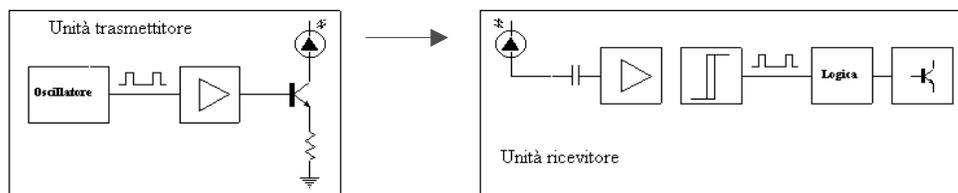


Figura 2.78: Principio di funzionamento di un sensore optoelettronico con modulazione della luce emessa.

2.7 Bibliografia.

Approfondimenti sugli argomenti discussi nel presente capitolo si possono trovare in:

1. Gayle F. Miner and David J. Comer, *Physical Data Acquisition for Digital Processing*, 1992, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 07632, ISBN 0-13-209958-6.

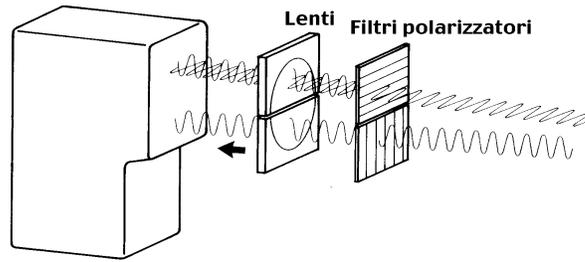


Figura 2.79: Sfruttamento della polarizzazione della luce nei sensori optoelettronici.

2. Renzo Frulla, *Sensori e Trasduttori Industriali*, Ed. il Rostro, Via Monte Generoso 6/A, tel. (02) 321542-322793, Milano.