

# Tecnologie dei Sistemi di Controllo

---

**Prof. Marcello Bonfe**

**Dipartimento di Ingegneria**

**Università di Ferrara**

Tel.: +39 0532 974839

E-mail: [marcello.bonfe@unife.it](mailto:marcello.bonfe@unife.it)

# Indice

1	Scopo del corso. . . . .	4
2	Le problematiche tecnologiche nei sistemi industriali. . . . .	7
3	Organizzazione delle dispense . . . . .	15
<b>A Sensori, Trasduttori e Acquisizione Dati</b>		<b>16</b>
<b>A.1 Sensori e Trasduttori: Caratteristiche Generali</b>		<b>17</b>
A.1.1	Terminologia e definizioni . . . . .	17
A.1.2	Grandezze fisiche e segnali . . . . .	18
A.1.3	Errore di acquisizione ed elaborazione digitale del segnale . . . . .	19
A.1.4	Specifiche sulla funzionalità dei trasduttori . . . . .	20
A.1.4.1	Caratteristica statica . . . . .	21
A.1.4.2	Caratteristica dinamica . . . . .	24
A.1.5	Principi fisici utilizzati nella costruzione dei sensori . . . . .	27
<b>A.2 Sensori e Trasduttori per l'Automazione</b>		<b>33</b>
A.2.1	Sensori di posizione . . . . .	33
A.2.1.1	Potenziometro . . . . .	34
A.2.1.2	Trasformatore Differenziale Lineare/Rotativo (LVDT/RVDT) . . . . .	35
A.2.1.3	Resolver . . . . .	42
A.2.1.4	Encoder ottico . . . . .	51
A.2.2	Sensori di velocità . . . . .	61
A.2.2.1	Stima della velocità da encoder incrementale . . . . .	61
A.2.2.2	Dinamo tachimetrica . . . . .	63
A.2.3	Sensori di deformazione, forza e pressione. . . . .	64
A.2.3.1	Estensimetro . . . . .	64
A.2.3.2	Cella di carico . . . . .	68
A.2.3.3	Sensori di pressione . . . . .	70
A.2.4	Accelerometri . . . . .	70
A.2.4.1	Giroscopio . . . . .	73
A.2.5	Sensori di temperatura . . . . .	77
A.2.5.1	Termocoppia . . . . .	77
A.2.5.2	Termoresistenza . . . . .	80
A.2.5.3	Termistore . . . . .	82
A.2.6	Sensore di corrente . . . . .	83
A.2.7	Sensori di Prossimità e Sensori Logici . . . . .	85
A.2.7.1	Sensori di Prossimità a contatto Reed . . . . .	86
A.2.7.2	Sensori di Prossimità ad effetto Hall . . . . .	86
A.2.7.3	Sensori di Prossimità Induttivi . . . . .	88
A.2.7.4	Sensori di Prossimità Capacitivi . . . . .	91
A.2.7.5	Sensori di Prossimità ad Ultrasuoni . . . . .	91
A.2.7.6	Sensori di Prossimità Optoelettronici . . . . .	91

<b>A.3</b>	<b>Acquisizione di Segnali</b>	<b>95</b>
A.3.1	Condizionamento del segnale. . . . .	96
A.3.2	Amplificatori. . . . .	97
A.3.2.1	Amplificatori Operazionali . . . . .	97
A.3.2.2	Amplificatori di strumentazione . . . . .	99
A.3.2.3	Specifiche dell'amplificatore di strumentazione . . . . .	100
A.3.2.4	Interfacciamento dell'amplificatore di strumentazione . . . . .	102
A.3.3	Filtri . . . . .	104
A.3.3.1	Filtri analogici . . . . .	104
A.3.3.2	Filtri digitali . . . . .	107
A.3.3.3	Progetto di filtri . . . . .	109
A.3.3.4	Problematiche di filtraggio in automazione . . . . .	109
A.3.3.5	Filtraggio anti-aliasing e scelta del tempo di campionamento . . . . .	111
A.3.4	Isolatori galvanici . . . . .	113
A.3.4.1	Isolamento di segnali digitali: optoisolatori . . . . .	113
A.3.4.2	Amplificatori di isolamento . . . . .	113
A.3.5	Multiplicazione del segnale . . . . .	115
A.3.5.1	Caratteristiche statiche del multiplexer analogico . . . . .	117
A.3.5.2	Caratteristiche dinamiche del multiplexer analogico . . . . .	118
A.3.5.3	Espansione a più canali . . . . .	118
A.3.6	Campionamento e tenuta (sample and hold). . . . .	119
A.3.6.1	Caratteristica di un sample and hold. . . . .	121
A.3.7	Convertitori analogici-digitali (A/D) e digitali-analogici (D/A) . . . . .	122
A.3.7.1	Convertitore Digitale Analogico (Digital to Analog Converter, DAC) . . . . .	123
A.3.7.2	Convertitore analogico digitale (Analog to Digital Converter, ADC) . . . . .	127
<b>B</b>	<b>Sistemi di Elaborazione e Controllo</b>	<b>134</b>
B.1	Caratteristiche generali	135
B.2	Sistemi <i>Embedded</i> per il Controllo	136
B.3	Sistemi Configurabili e Distribuiti	137

# Introduzione.

In questo capitolo vengono introdotti gli argomenti che verranno approfonditi durante il corso. In particolare, questa introduzione cerca di fornire una visione generale del corso, rimarcando i motivi per cui gli argomenti proposti si ritengono di interesse all'interno di un curriculum di studi dell'Ingegneria dell'Informazione, con particolare riferimento al settore dell'Automazione.

Al termine dell'introduzione viene fornita una “mappa” del materiale presente nelle dispense, in modo da facilitarne la lettura e l'integrazione con le lezioni in classe.

## 1 Scopo del corso.

Il corso di “Tecnologie dei Sistemi di Controllo” ha lo scopo di introdurre alcuni argomenti relativi alla tecnologia utilizzata per implementare algoritmi per il controllo di sistemi dinamici (ad esempio parti di una macchina industriale per la produzione di beni di consumo).

Per meglio comprendere il problema, si faccia riferimento allo schema base del controllo mediante retroazione dell'uscita, tipicamente studiato nell'ambito di corsi del settore *Automatica*:

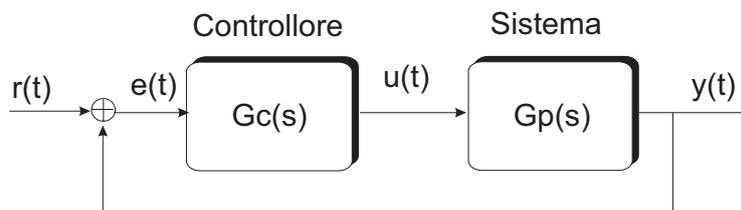


Figura 1: Schema di un sistema di controllo in retroazione.

In tale schema sono rappresentati il sistema da controllare (solitamente indicato genericamente con il termine *plant*) e il controllore mediante le rispettive trasformate di Laplace  $G_p(s)$  e  $G_c(s)$ , ed i vari segnali di interesse, in particolare il riferimento da inseguire,  $r(t)$ , l'uscita da controllare  $y(t)$ , la variabile errore  $e(t) = r(t) - y(t)$  e l'azione di controllo  $u(t)$ .

Il procedimento di progetto del sistema di controllo può essere riassunto in estrema sintesi nel seguente modo:

1. **Determinazione (analitica o sperimentale) di un modello del sistema da controllare.** In particolare se il sistema è lineare di tipo a singolo ingresso e singola uscita è possibile identificare una funzione complessa  $G_p(s)$  nella variabile complessa  $s$  (la cosiddetta **trasformata di Laplace**) che ne descrive completamente il comportamento statico e dinamico.
2. **Definizione delle specifiche di controllo.** In genere interessa imporre al sistema un errore a regime nullo ed un tempo di assestamento fissato.
3. **Progetto del controllore.** In base al modello del sistema è possibile, tramite opportune metodologie, progettare i parametri di un sistema di controllo (rete correttiva, PID, etc.) che garantisca il rispetto delle specifiche assegnate.

A questo punto occorre passare alla implementazione pratica dell'algoritmo di controllo progettato, che richiede un insieme minimo di "ingredienti" di natura strettamente tecnologica, come mostrato in Figura 2.

- a. **Sensori**, per la misura del segnale da utilizzare nella retroazione.
- b. **Attuatori**, per attuare il segnale di controllo in uscita dal controllore progettato.
- c. **Dispositivo di controllo**, che può essere un circuito elettronico **analogico**, cioè con funzionamento continuo nel tempo, oppure un calcolatore che esegue l'algoritmo di controllo sotto forma di programma scritto in un qualche linguaggio di programmazione (controllore **digitale**), che ha un funzionamento discreto nel tempo.

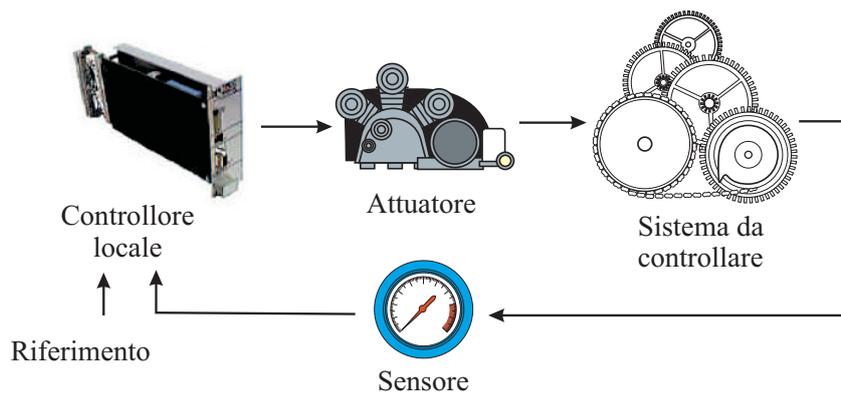


Figura 2: Schema di una possibile implementazione di un sistema di controllo in retroazione.

Quindi l'effettiva realizzazione del sistema di controllo comporta due ulteriori passi nel progetto del sistema di controllo oltre a quelli elencati in precedenza:

5. **Scelta della tecnologia per l'implementazione**, in altre parole il progettista deve scegliere quali sensori, attuatori, quale dispositivo di controllo occorre utilizzare per implementare in modo efficiente l'algoritmo di controllo.
6. **Verifica delle specifiche**. Una volta introdotti i componenti di cui sopra è evidente che il sistema che si va a comporre differisce da quello modellato attraverso l'anello chiuso in retroazione di  $G_c(s)$  e  $G_p(s)$ , ma bisogna considerare anche le dinamiche precedentemente non considerate di sensori ed attuatori, quindi occorre riconsiderare il progetto come mostrato in Figura 3.

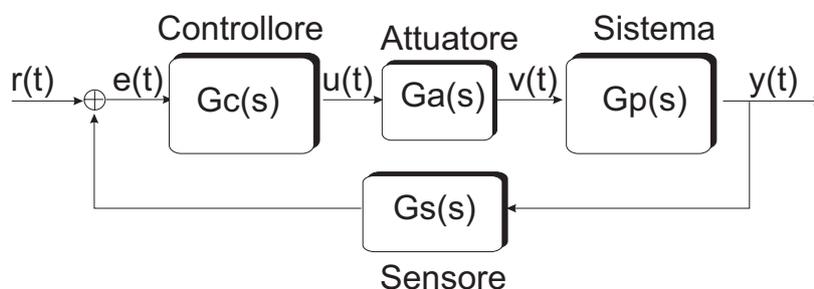


Figura 3: Schema a blocchi completo del sistema di controllo in retroazione

Mentre la *verifica delle specifiche* può ancora essere condotta con gli strumenti utilizzati per il progetto originale del controllore, la *scelta della tecnologia* ha una valenza qualitativamente diversa e verrà discussa ampiamente nel seguito. In particolare, oltre alla scelta di sensori ed attuatori, che introducono componenti aggiuntive alla funzione di trasferimento complessiva del sistema, occorre considerare che la funzione di trasferimento del controllore, così come descritta dalla  $G_c(s)$ , può essere realizzata solo con sistemi tempo-continui, come ad esempio un circuito elettronico analogico (v. Figura 4).

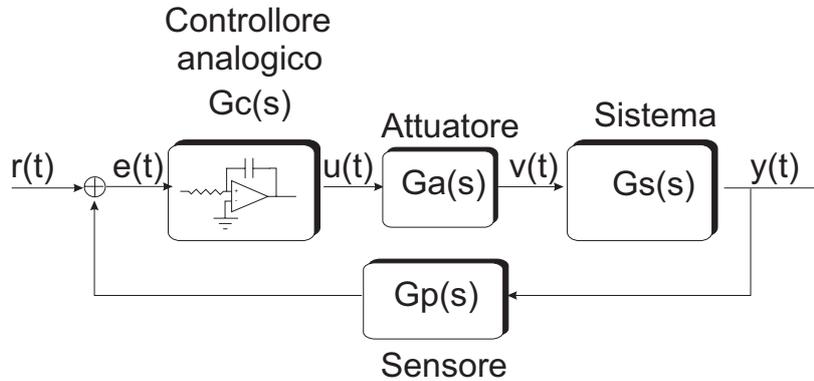


Figura 4: Schema a blocchi del sistema in retroazione con controllore analogico

Nell'automazione moderna, i controllori analogici sono ormai in disuso, a causa soprattutto della difficoltà di adattamento del controllore a modifiche nel sistema da controllare, delle problematiche di deterioramento nel tempo dei componenti, delle difficoltà di interfacciamento con altri dispositivi, sia per interazione con l'uomo (es. display grafici, ecc.) che con altre macchine. Nella maggior parte delle applicazioni, il dispositivo di controllo è realizzato con tecnologia digitale, vale a dire con un sistema di elaborazione programmabile, il quale può essere facilmente adattato a diverse applicazioni (basta riscrivere il codice software) ed interfacciato (es. tramite reti di comunicazione) con altri elaboratori e con operatori umani.

Tuttavia, la realizzazione digitale del controllo, come mostrato in Figura 5, introduce ulteriori problematiche di natura tecnologica:

- I sistemi di elaborazioni interpretano informazioni numeriche **codificate**, cioè espresse in formato digitale da stringhe di valori binari (“digit” o “bit”): è quindi necessario introdurre dei componenti per la conversione delle informazioni da **analogiche** a **digitali (A/D)**, per permettere l'elaborazione da parte del calcolatore (**Central Processing Unit, CPU**), e viceversa (**D/A**), per poter comandare i sistemi di attuazione. Le conversioni A/D e D/A introducono delle approssimazioni numeriche e dei ritardi temporali.
- Il sistema di elaborazione deve “emulare” il funzionamento a tempo continuo eseguendo ciclicamente l'algoritmo di controllo e rispettando una periodicità di esecuzione fissata da un *clock*, opportunamente configurato. Il clock in questione definisce il **tempo di campionamento del sistema**.

La scelta del tempo di campionamento e dell'approssimazione di conversione A/D-D/A influenzano la qualità con cui il controllore digitale emula la funzione di trasferimento ideale del controllore  $G_c(s)$  e, pertanto, le prestazioni del sistema complessivo. Occorre infatti ricordare che il passaggio dai sistemi tempo-continui ai sistemi tempo-discreti richiede anche l'utilizzo di modelli matematici differenti, basati su funzioni di trasferimento descritte con **Z-trasformate**, anziché trasformate di Laplace, solitamente indicate come funzioni  $G(z)$  della variabile complessa  $z$ . Il passaggio dalle trasformate di Laplace alle Z-trasformate è sempre possibile sfruttando formule che legano  $s$  e  $z$  in funzione del tempo di campionamento, tuttavia tale passaggio introduce implicitamente una approssimazione, tanto migliore quanto più è piccolo il tempo di campionamento stesso. D'altra parte,

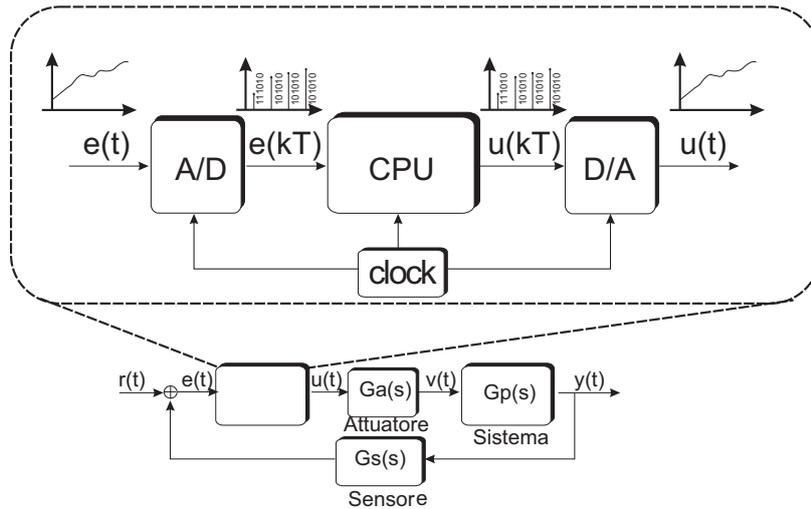


Figura 5: Schema a blocchi del sistema in retroazione con controllore digitale

questo tempo NON può essere ridotto a piacere, a causa del limite computazionale del sistema di elaborazione, anch'esso dipendente da scelte tecnologiche.

## 2 Le problematiche tecnologiche nei sistemi industriali.

Allo scopo di fornire una migliore comprensione delle problematiche relative alla *tecnologia dei sistemi di controllo* consideriamo alcune problematiche relative al controllo di una macchina automatica per la produzione di pacchetti per la conservazione di alimenti liquidi quali latte, succhi di frutta, conserva di pomodoro, etc. (Figura 6).



Figura 6: Macchina impacchettatrice per prodotti alimentari liquidi (fonte Tetra Pak ®)

La macchina impacchettatrice forma il pacchetto con il prodotto già al suo interno. La formazione del pacchetto avviene mediante l'avvolgimento di un rotolo di materiale di confezionamento (costituito da strati di cartone, alluminio e polietilene) in modo da formare un tubo all'interno del quale viene continuamente versato prodotto. Tale tubo di materiale di confezionamento viene poi tagliato, sigillato e formato fino ad assumere la tipica struttura a pacchetto ben nota.

L'intero processo produttivo della macchina di riempimento richiede diverse azioni, esercitate da attuatori elettrici e pneumatici. Il movimento principale è costituito da una coppia di ganasce, il

cui ruolo è quello di formare il pacchetto e di trascinare il materiale di confezionamento attraverso la macchina (“tirando” il tubo di cartone). Le ganasce sono azionate da un movimento meccanico fornito da un sistema camma-bilanciere mosso da un motore elettrico con trasmissione a cinghia. Le movimentazioni attivate mediante forze pneumatiche vengono utilizzate nella fase di piegatura e taglio del pacchetto. Infine, la regolazione del flusso del prodotto liquido avviene tramite una particolare valvola, il cui controllo richiede un adeguato studio fluidodinamico.

Oltre alla formazione del pacchetto sono presenti altri due processi molto importanti: la sterilizzazione e il lavaggio della macchina. Il lavaggio è eseguito al termine della fase di produzione e consiste nella pulizia della macchina mediante immissione nelle condotte in sequenza di soda caustica e acido cloridrico per togliere eventuali incrostazioni di prodotto. La fase di sterilizzazione è necessaria al fine di garantire l’asetticità di tutte le parti a contatto con il prodotto, condizione necessaria per permettere alla confezione finale di conservarsi a lunga scadenza.

La formazione del tubo di materiale di confezionamento è un processo alquanto complicato, che può essere meglio compreso facendo riferimento alla Fig 7.

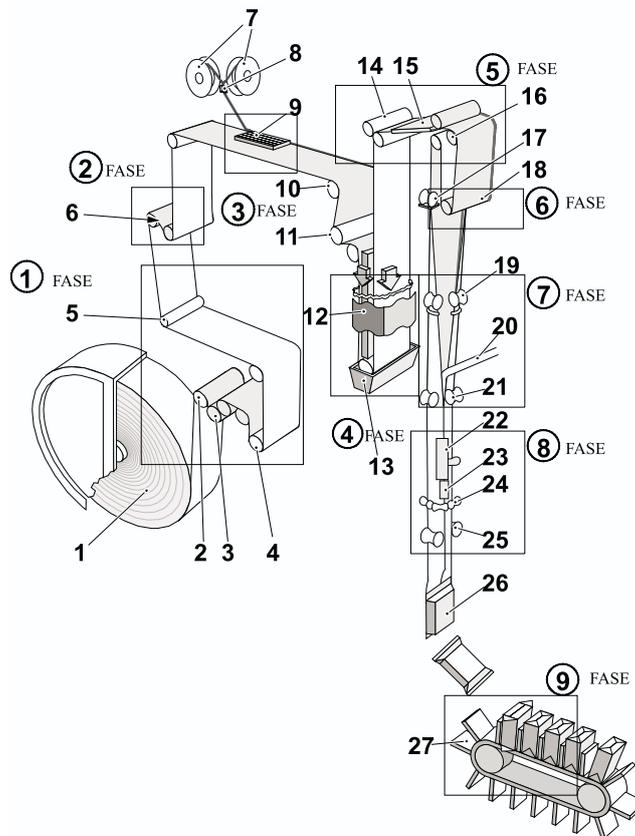


Figura 7: Schema del percorso del materiale di confezionamento per la formazione del pacchetto.

Il materiale di confezionamento è stoccato mediante una bobina posta nella parte posteriore della macchina (n. 1 in Fig 7). Da tale bobina viene srotolato un nastro di materiale che segue un percorso suddivisibile in nove fasi:

FASE(1) Il cartone viene inserito all’interno della rotativa tramite rulli (n. 2-3-4-5-6).

FASE(2) Viene eseguita la datazione cioè viene stampata sul materiale di confezionamento la data di scadenza del prodotto.

- FASE(3) Sul bordo destro, tramite un sistema di saldatura a induzione elettromagnetica che sfrutta l'alluminio presente nel materiale di confezionamento, viene saldata una fettuccia di polietilene (n. 9) utilizzata per la saldatura longitudinale successiva.
- FASE(4) In questa fase si ha la sterilizzazione del materiale, il quale viene fatto passare in un bagno (n. 12) di acqua ossigenata ( $H_2O_2$ ) ad 80 °C. Da questo punto tutte le fasi di lavorazione, fino alla formazione del pacchetto, avvengono in ambiente sterile in modo da prevenire contaminazioni del prodotto.
- FASE(5) Il materiale di confezionamento viene asciugato tramite rulli spremitori (n. 14-15) ed un getto di aria calda sterile che elimina completamente la presenza di acqua ossigenata.
- FASE(6) Viene eseguita la fase di snervatura per ottenere una migliore duttilità del materiale.
- FASE(7) Da questo punto inizia la formazione del tubo dal quale vengono ricavati i pacchetti. Il materiale, tramite degli anelli formatori (n. 19), viene chiuso a tubo e grazie alla fettuccia posizionata longitudinalmente nella fase tre vengono saldati i due lati. La fettuccia infatti è sciolta all'interno del tubo tramite un saldatore ad induzione. Prima della saldatura all'interno del tubo viene inserita una condotta (n. 20) la quale ha il compito di riempirlo di prodotto.
- FASE(8) Il pacchetto adesso viene formato singolarmente. Due ganasce movimentate meccanicamente afferrano il tubo tirandolo verso il basso. Durante la fase di scorrimento il tubo viene tagliato tramite delle lame e nello stesso tempo saldato con lo stesso principio a induzione della fettuccia sciogliendo in questo caso il polietilene esterno. Il sistema ganasce fornisce al pacchetto una forma iniziale dove può essere già identificato il prodotto finale (n. 26).
- FASE(9) L'ultima fase consiste nella piegatura dove al pacchetto viene data la forma finale. L'operazione di piegatura avviene sfruttando le fustellature già presenti negli angoli superiori e inferiori del "brik". Il pacchetto formato esce dalla macchina di riempimento e tramite nastro trasportatore si avvia verso i vari processi di post-confezionamento (es. incollaggio di cannucce, incartonamento, stoccaggio su pallets, ecc.).

La macchina è quindi un sistema complesso e, pertanto, il suo "controllore" è in realtà costituito da numerosi dispositivi (sensori, attuatori, controllori programmabili) eterogenei per caratteristiche e **tecnologia**, ciascuno selezionato per adattarsi al meglio al controllo di una determinata parte della macchina. Prendiamo come esempio il sistema di riempimento del prodotto, che può sembrare in prima analisi una parte relativamente semplice. Tale sistema deve riempire di prodotto il pacchetto in formazione, garantendo un livello il più possibile preciso. Lo schema funzionale del sistema di riempimento è raffigurato in Figura 8.

Nello schema possiamo identificare il **processo da controllare** (il riempimento di liquido del tubo di materiale di confezionamento), il **sistema di misura** (un sensore di livello), un **sistema di controllo digitale** che implementa un appropriato algoritmo di controllo ed un **sistema di attuazione**. La scelta tecnologica per quest'ultimo non può che ricadere su una valvola modulabile proporzionalmente, che può essere a sua volta azionata elettricamente o tramite aria compressa. Nel secondo caso la regolazione avviene tramite un trasduttore corrente-pressione, come mostrato appunto nella Figura 8. Per quanto riguarda invece la scelta del sensore di livello, le metodologie principali per tale misura si distinguono in tre categorie:

1. quella basata sull'utilizzo di un galleggiante, del quale viene poi rilevata la posizione verticale (v. Figura 9);
2. quella basata sulla dipendenza della capacità di un condensatore dal livello di liquido (v. Figura 10-A);
3. quella basata sulla misura di distanza della superficie del liquido da un punto di rilievo sovrastante, tipicamente tramite calcolo del tempo di volo (*Time-Of-Flight*, *TOF*) di una onda sonora o elettromagnetica (v. Figura 10-B).

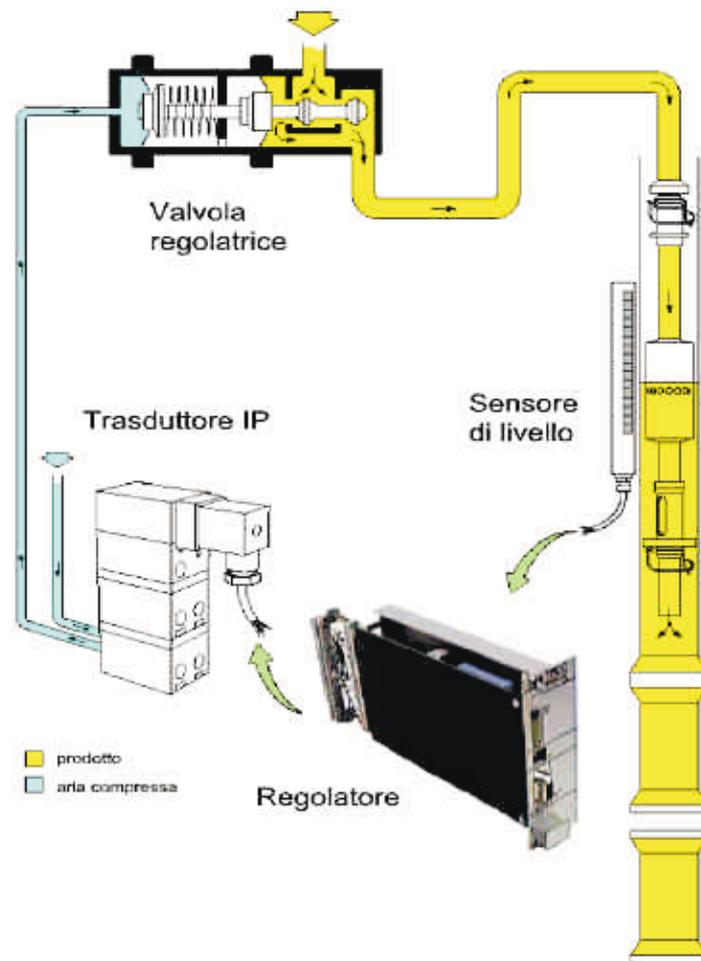


Figura 8: Schema del sistema di controllo del livello del prodotto all'interno del pacchetto in formazione.

Questa rapida panoramica, certamente non esaustiva, ha semplicemente lo scopo di delineare le considerazioni che devono tipicamente guidare le scelte dell'ingegnere di controllo nelle applicazioni industriali. Ad esempio, nel caso considerato la scelta più idonea è certamente l'uso di un galleggiante magnetizzato e di un sistema di rilevazione del campo magnetico, in grado di fornire l'indicazione della posizione verticale del galleggiante stesso (v. appunto Figura 8). Tale metodo infatti non richiede che il "serbatoio" (i.e. il tubo di materiale di confezionamento) sia superiormente chiuso, come invece è necessario per altre tipologie. Inoltre, non richiede di conoscere le caratteristiche dielettriche specifiche del liquido o comunque che queste siano sufficientemente costanti da permettere la calibrazione del sensore, come è invece richiesto per i trasduttori capacitivi.

Seguendo il procedimento analitico descritto nella Sezione 1, è necessario anzitutto caratterizzare il **processo da controllare** con un modello matematico. Ipotizzando che il riempimento del tubo mediante il prodotto sia assimilabile al riempimento di un generico recipiente cilindrico, nel quale entri un flusso regolabile di liquido (l'azione di controllo  $u(t)$ ) ed esca un flusso dipendente dal numero di pacchetti prodotti per unità di tempo, è possibile applicare il principio di conservazione della massa ed ottenere la seguente equazione:

$$\frac{dM(t)}{dt} = W_e(t) - W_u(t)$$

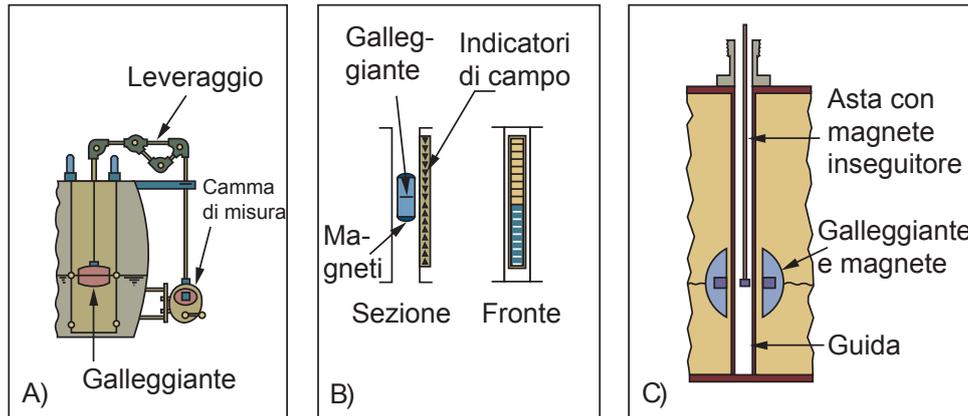


Figura 9: Sensori di livello a galleggiante: A) a leveraggi e camme; B) a rilevazione di campo magnetico; C) ad asta inseguitrice magnetizzata.

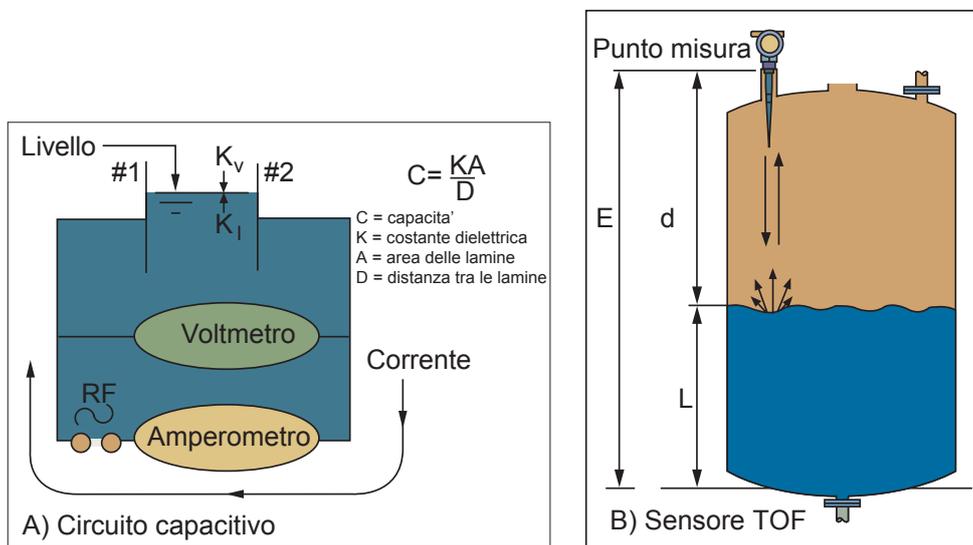


Figura 10: Sensori di livello: A) capacitivi; B) a tempo di volo (*Time-Of-Flight, TOF*).

nella quale  $M$  è la massa di liquido nel recipiente,  $W_e$  è la portata di liquido entrante ed  $W_u$  è la portata di liquido uscente (all'istante  $t$ ). Ricordando che l'obiettivo di controllo è la regolazione del livello  $l$  di liquido nel recipiente, si può porre:

$$l(t) = \frac{M(t)}{\rho A}$$

nella quale  $\rho$  è la densità del liquido ed  $A$  è l'area della sezione trasversale del recipiente (ipotizzate costanti). Passando alle trasformate di Laplace, la funzione di trasferimento del sistema da controllare (tra l'ingresso  $W_e - W_u$  e l'uscita  $l$ ) può quindi essere espressa come segue:

$$Gp(s) = \frac{1}{\rho A s}$$

Come si nota, la caratteristica è quella di un semplice integratore. L'ingresso di controllo di tale sistema è la portata entrante, mentre la portata uscente può essere considerata un disturbo. Tuttavia,

analizzando più in dettaglio lo schema in Figura 8, si nota che la portata entrante è generata da un **sistema di attuazione**, in questo caso costituito dal trasduttore corrente–pressione e dalla valvola, il cui stelo si muove in funzione delle forze esercitate dalla membrana sulla quale agisce la pressione comandata, dal fluido passante nella strozzatura della valvola e dalla molla di sicurezza, necessaria a garantire la chiusura della valvola in caso di guasto. Si tratta quindi di un sottosistema abbastanza complesso, la cui modellazione dettagliata richiede l’applicazione di leggi fondamentali di meccanica (per descrivere la dinamica di tipo massa-molla-smorzatore dello stelo della valvola) e di fluidodinamica (per esprimere la portata in funzione della posizione dello stelo e della differenza di pressione nei condotti). Anche trascurando quest’ultima parte ed ipotizzando che  $W_e = K_v x$  con  $x$  posizione lineare dello stelo della valvola, è facile verificare che la caratteristica meccanica della valvola può essere espressa con la seguente equazione:

$$m_s \ddot{x}(t) + b \dot{x}(t) + k_m x(t) = F_{press}(t) - F_{fluido}(s)$$

nella quale  $F_{press}$  è la forza esercitata dalla pressione comandata sulla membrana,  $F_{fluido}$  è la forza di contrasto del fluido passante,  $m_s$  è la massa dello stelo,  $b$  è un coefficiente di smorzamento e  $k_m$  è la costante elastica della molla. Anche in questo caso, si può scrivere la funzione di trasferimento (del secondo ordine) fra l’ingresso  $F_{press} - F_{fluido}$  e l’uscita  $x$  come segue:

$$Ga(s) = \frac{1}{m_s s^2 + b s + k_m}$$

In conclusione, il **processo completo da controllare** per la regolazione del livello  $l$  ha come effettivo ingresso di controllo  $F_{press}$ , è “disturbato” dalle due variabili non controllabili  $W_u$  ed  $F_{fluido}$  ed ha una funzione di trasferimento complessiva del terzo ordine (integratore + meccanica valvola).

La dinamica del secondo ordine introdotta dalla meccanica della valvola introduce ovviamente dei fenomeni oscillatori che non sarebbero naturalmente presenti nel modello semplificato proposto in precedenza. Con un regolatore standard di tipo **PID (Proporzionale-Integrale-Derivativo)**, è certamente possibile ottenere buone prestazioni nella regolazione del livello, tuttavia la prontezza del sistema e la sua robustezza nei confronti dei disturbi saranno penalizzati dal fatto che, anziché agire con il controllo direttamente sulla portata entrante  $W_e$ , si è costretti ad agire sulla pressione applicata alla valvola, la quale poi (con un certo ritardo) erogherà una certa portata in funzione dalla sua apertura.

Una soluzione più efficiente potrebbe essere quella di effettuare una doppia regolazione **in cascata**, sia sulla portata che sul livello. In tal modo, sarebbe possibile tarare un regolatore PID “interno”, per massimizzare la prontezza di risposta della valvola e compensarne le caratteristiche oscillatorie, ed uno “esterno” per l’effettiva regolazione del livello. Il regolatore di livello avrebbe effettivamente come azione di controllo la portata desiderata, la quale verrebbe considerata come riferimento dall’anello di regolazione della portata. Quest’ultimo agirebbe direttamente sulla pressione della valvola, al fine di portare il più rapidamente possibile la portata erogata al valore imposto dal controllore di livello, compensando direttamente le oscillazioni del sotto-sistema meccanico della valvola.

Ovviamente, al fine di realizzare questa soluzione di controllo è necessario introdurre un ulteriore dispositivo per la misura della portata, tecnicamente detto *flussimetro*. Anche in questo caso si può osservare che l’offerta commerciale di sensori per l’industria prevede diverse tipologie di flussimetri, tra i quali si possono citare come maggiormente utilizzati quelli a palette (v. Figura 11-A), che rilevano la velocità di rotazione di un albero sul quale sono fissate palette azionate direttamente dal fluido di interesse, e quelli a induzione elettromagnetica (v. Figura 11-B). Questi ultimi sfruttano la legge di Faraday e la conducibilità del fluido di interesse, grazie alla quale è possibile rilevare una differenza di potenziale indotta dal movimento del fluido nel campo magnetico generato opportunamente dall’elettronica del sistema di misura. Il flussimetro ad induzione risulta maggiormente idoneo per la macchina riempitrice qui considerata, in quanto non richiede il contatto di parti meccaniche in movimento con il liquido alimentare e facilita quindi la sterilizzazione di tutti i condotti<sup>1</sup>.

<sup>1</sup>Sia i sensori di livello che i flussimetri, sebbene rivestano grande importanza nella cosiddetta *industria di processo*, non verranno approfonditi ulteriormente in queste dispense, nelle quali si è voluto privilegiare le tecnologie maggiormente applicate nell’industria meccanica. Per una trattazione specifica di sensori e trasduttori per l’industria di processo si suggerisce la consultazione delle “OMEGA’s Transactions in Measurement & Control”, disponibili online (link consultati il 14 febbraio 2022):

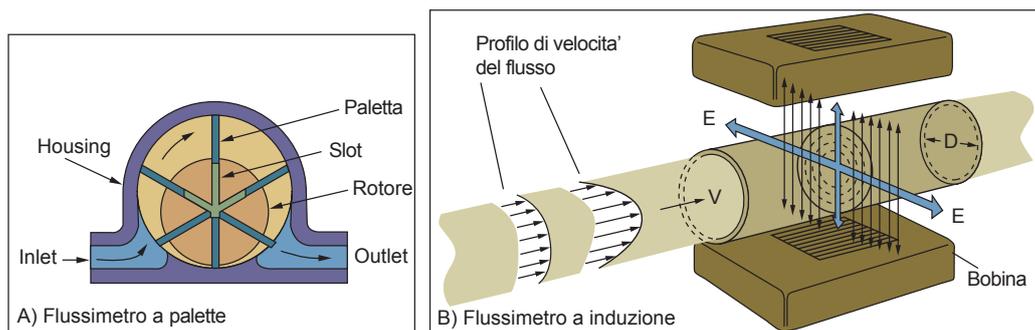


Figura 11: Sensori di portata: A) a palette; B) a induzione elettromagnetica.

Con l'inserimento del flussimetro lo schema realizzativo completo della soluzione di controllo è illustrato in Figura 12. Come si vede dai risultati mostrati in Figura 13, ottenuti da simulazioni numeriche, l'introduzione di un'anello interno di regolazione della portata migliora notevolmente le prestazioni del sistema.

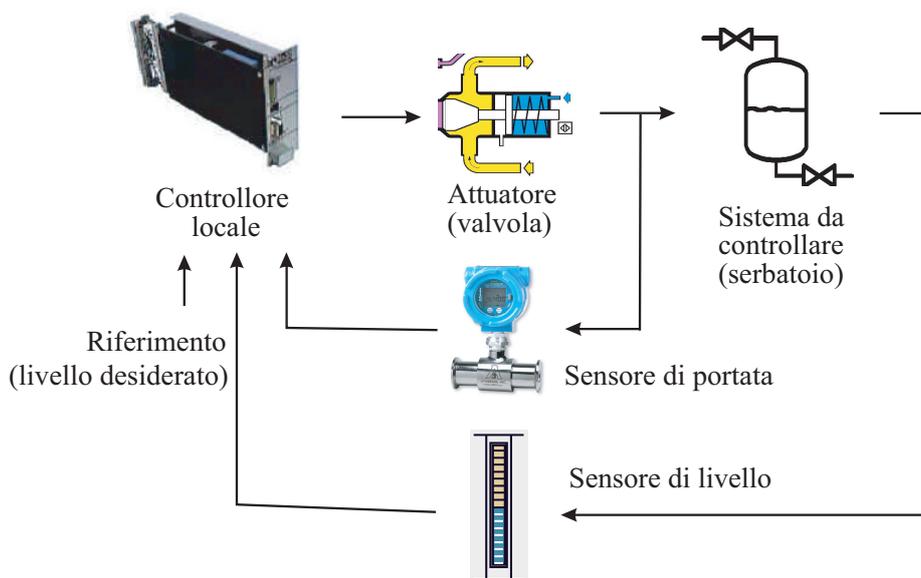


Figura 12: Sistema di controllo con doppia regolazione di livello e di portata.

Confrontando lo schema di Figura 12 con lo schema originario di Figura 8, risulta evidente che i vantaggi della doppia regolazione si ottengono pagando un costo (economico e progettuale) legato all'acquisto di un ulteriore dispositivo di misura, il sensore di portata, alla programmazione della dispositivo di controllo digitale con un doppio algoritmo PID, anziché singolo, alla taratura di 6 parametri di regolazione (i 3 guadagni dei 2 PID), anziché 3. In particolare, il costo effettivo per l'acquisto di componenti aggiuntivi non è solamente dovuto al prezzo dei dispositivi, ma anche alla procedura di selezione: indagini di mercato, richieste di preventivi, acquisto di campioni, sperimen-

- [https://www.omega.co.uk/about/transactions/Transactions\\_Vol\\_I.pdf](https://www.omega.co.uk/about/transactions/Transactions_Vol_I.pdf)
- [https://www.omega.co.uk/about/transactions/Transactions\\_Vol\\_II.pdf](https://www.omega.co.uk/about/transactions/Transactions_Vol_II.pdf)
- [https://www.omega.co.uk/about/transactions/Transactions\\_Vol\\_III.pdf](https://www.omega.co.uk/about/transactions/Transactions_Vol_III.pdf)
- [https://www.omega.co.uk/about/transactions/Transactions\\_Vol\\_IV.pdf](https://www.omega.co.uk/about/transactions/Transactions_Vol_IV.pdf)

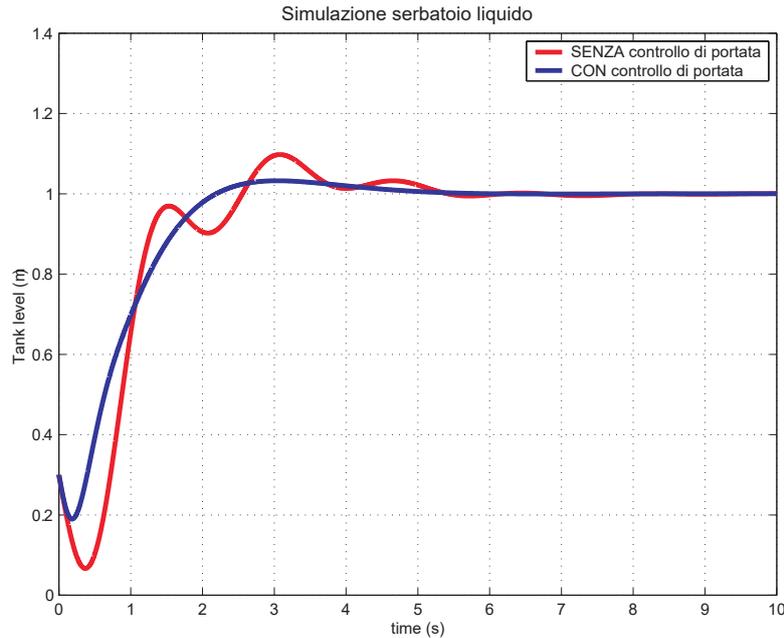


Figura 13: Simulazione del sistema di controllo di livello con e senza doppia regolazione.

tazione e così via. Allo stesso modo, lo sforzo progettuale per la programmazione del controllore comprende, oltre all'effettiva scrittura del codice, anche un'accurata scelta dei tempi di campionamento (generalmente diversi tra loro, con quello dell'anello più interno, di portata, inferiore a quello dell'anello più esterno, di livello) per i due regolatori, una verifica delle prestazioni computazionali del sistema di elaborazione, un suo eventuale aggiornamento hardware e così via.

In base a questo semplice esempio, si possono trarre alcune considerazioni di validità generale:

- la realizzazione di sistemi di controllo automatici, siano essi inseriti in un contesto complesso, come quello di una macchina per il confezionamento analoga a quella descritta in precedenza, o più semplice, come quello di un comune elettrodomestico, richiede sempre una accurata scelta della tecnologia di tutti i componenti necessari;
- ciascun componente, in particolar modo se legato alle misure per la retroazione, influenza:
  - **prestazioni** (i.e. un sensore con scarsa precisione e accuratezza sarà "colpevole" di scarsa precisione e accuratezza del controllo, un sensore con risposta "lenta" non permetterà un controllo "veloce");
  - **costo** (come in ogni sistema ingegneristico);
  - **affidabilità** (i.e. la durata nel tempo del corretto funzionamento);
  - **robustezza** (i.e. il mantenimento delle prestazioni anche a fronte di variazioni delle condizioni ambientali)

del sistema di controllo;

- la procedura di selezione di un componente è una parte fondamentale del lavoro di un progettista di sistemi di controllo, che non può essere svolta in modo superficiale od affrettato: una scelta di sensori, attuatori o dispositivi di elaborazione NON idonei all'applicazione specifica (anche se non necessariamente di scarsa qualità in senso generale..) è spesso il primo passo verso l'insuccesso di un progetto.

In conclusione il progetto di un sistema di controllo per una macchina industriale richiede diverse conoscenze di natura sia **metodologica** (cioè il come progettare il controllo, sia esso discreto che continuo) che **tecnologico** (vale a dire come realizzare il progetto).

Questo corso si propone quindi di complementare le nozioni metodologiche di altri corsi dell'area attinente all'automazione, relativamente al progetto di controlli con sistemi digitali, e di fornire le conoscenze tecnologiche di base per l'implementazione di tali algoritmi di controllo.

### 3 Organizzazione delle dispense

Questi appunti trattano gli aspetti relativi alle tecnologie realizzative dei sensori, trasduttori ed elaboratori utilizzati nell'automazione, cercando di fornire i concetti di base per la comprensione del loro funzionamento e del loro utilizzo pratico. Il materiale che segue è organizzato in due parti principali, ciascuna delle quali riveste la stessa importanza ai fini della valutazione finale dello studente:

- La Parte **A** tratta sensori, trasduttori e la relativa acquisizione di segnali. In particolare:
  - Il Capitolo **A.1** introduce alcuni concetti di base sulle specifiche di funzionamento dei sensori.
  - Il Capitolo **A.2** fornisce una breve descrizione dei sensori più utilizzati nella costruzione di macchine automatiche. La trattazione non ha la pretesa di essere esaustiva, tuttavia le modalità di presentazione di ciascun componente introdotto (principio fisico di funzionamento, caratteristiche statiche e dinamiche, interfacciamento) possono essere considerate l'approccio suggerito per approfondire la conoscenza di qualsiasi altro tipo di dispositivo di misura qui non considerato.
  - Il Capitolo **A.3** descrive gli elementi tecnologici che costituiscono un qualsiasi sistema per l'acquisizione di segnali analogici e la loro conversione in formato digitale.
- La Parte **B** tratta le tecnologie per l'elaborazione digitale tipicamente utilizzate nella realizzazione di sistemi di controllo. In particolare:
  - Il Capitolo **B.1** descrive le caratteristiche fondamentali per la realizzazione di sistemi di elaborazione digitale finalizzati al controllo automatico.
  - Il Capitolo **B.2** introduce all'utilizzo dei microprocessori dedicati per le applicazioni di controllo, come *Microcontrollori*, *Digital Signal Processors (DSP)* o *Digital Signal Controllers (DSC)*.
  - Il Capitolo **B.3** fornisce alcuni cenni sui sistemi di elaborazione configurabili ed espandibili, tipicamente utilizzati come controllori industriali, e sulle tecnologie di comunicazione per sistemi di controllo distribuiti.

## Parte A

# Sensori, Trasduttori e Acquisizione Dati

## Capitolo A.1

# Sensori e Trasduttori: Caratteristiche Generali

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.

### A.1.1 Terminologia e definizioni

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 Figura A.1.1): 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.

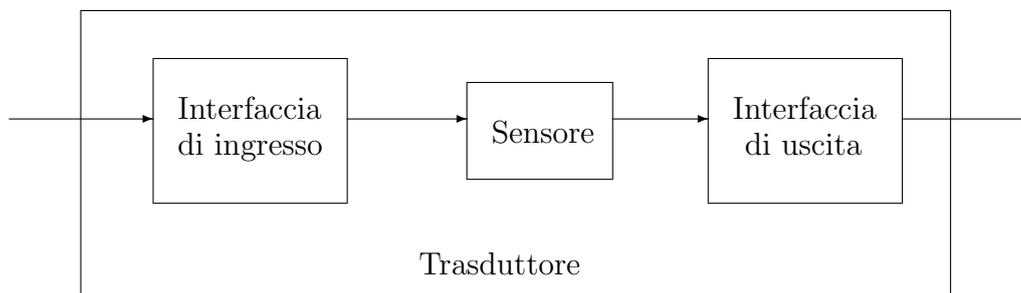


Figura A.1.1: Schema generale di un trasduttore

Un esempio di sensore è la *termoresistenza*. Il valore di resistività della termoresistenza si modifica al variare della temperatura. Tuttavia, i sistemi di acquisizione per il controllo normalmente misurano quantità elettriche come tensione o corrente. Pertanto, per poter acquisire il segnale di temperatura

occorre applicare almeno la legge di Ohm e fornire una corrente fissata (e nota precisamente) alla resistenza, per poi misurare poi la tensione ai suoi capi. Secondo la definizione data il trasduttore consiste nell'insieme di termoresistenza (il sensore propriamente detto) e 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.

## A.1.2 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** (Figura A.1.2) 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** (Figura A.1.3).

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 (Figura A.1.4).

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

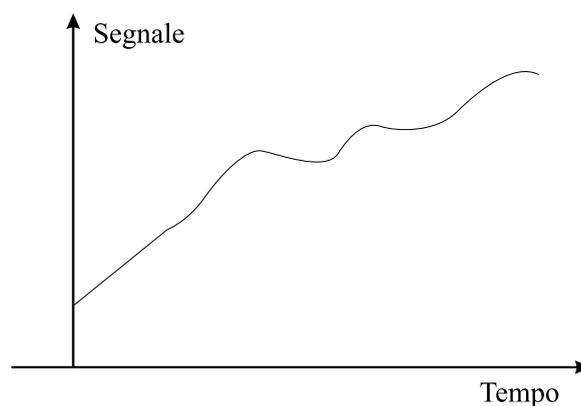


Figura A.1.2: Segnale analogico

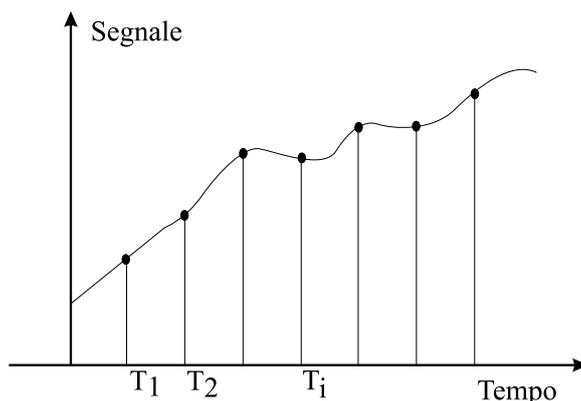


Figura A.1.3: Segnale campionato

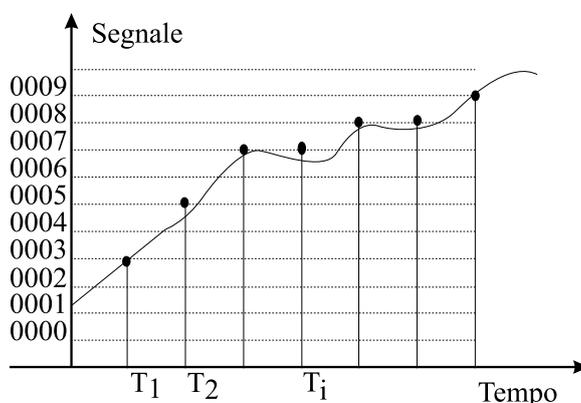


Figura A.1.4: Segnale quantizzato

### A.1.3 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.

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 valori<sup>1</sup> 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  $Y^s = Y_M - Y_m$ .

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

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 massimo commesso prendendo il valore quantizzato  $Y_d$  del segnale al posto del suo valore continuo  $Y$  è pari a metà LSB (Figura A.1.5), cioè:

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

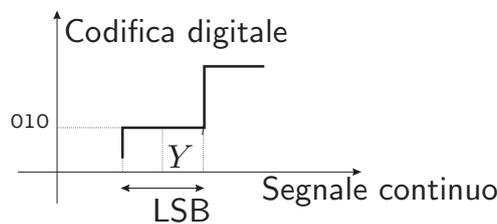


Figura A.1.5: Errore di quantizzazione

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.

## A.1.4 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.

### A.1.4.1 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 Figura A.1.6) deve avere un andamento di tipo **lineare**. La costante di proporzionalità fra valori di ingresso e di uscita viene chiamata **guadagno** ( $K$ ) del trasduttore.

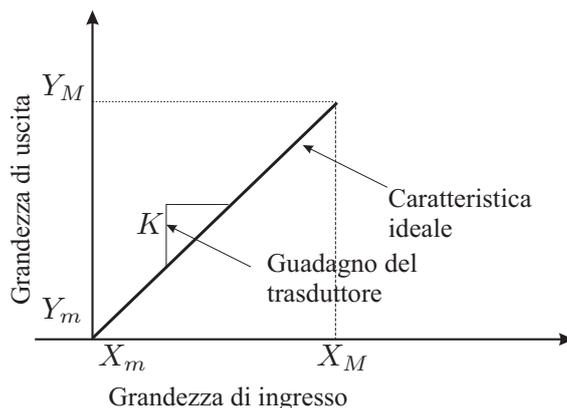


Figura A.1.6: Caratteristica ideale di un trasduttore.

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:

$$f(c_1X_1 + c_2X_2) = c_1f(X_1) + c_2f(X_2), \quad c_1, c_2 \in \Re$$

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 A.1.7.

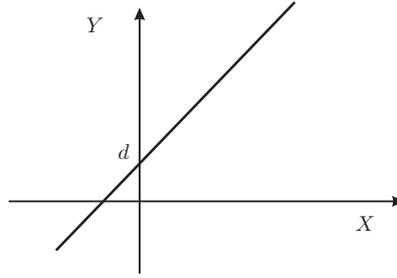


Figura A.1.7: Caratteristica di un trasduttore con “offset”.

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 l’uscita del trasduttore in funzione della somma delle due grandezze:

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

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

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

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 (Figura A.1.8). 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  $\Delta Y$  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.

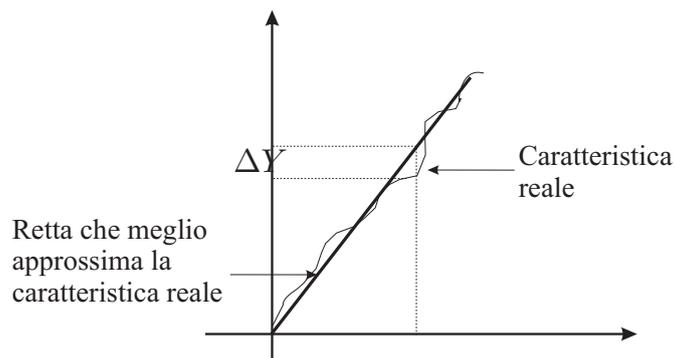


Figura A.1.8: Errore di linearità

### 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:

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

### 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 Figura A.1.9). 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 caso per valori decrescenti.

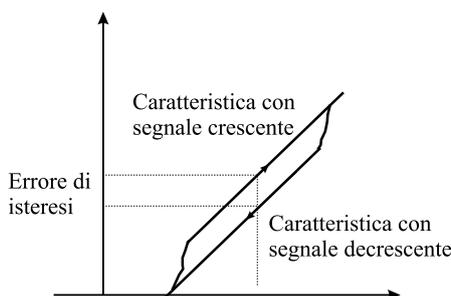


Figura A.1.9: Caratteristica di un trasduttore con isteresi.

### 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 A.1.10 mostra visivamente la differenza tra i due concetti.

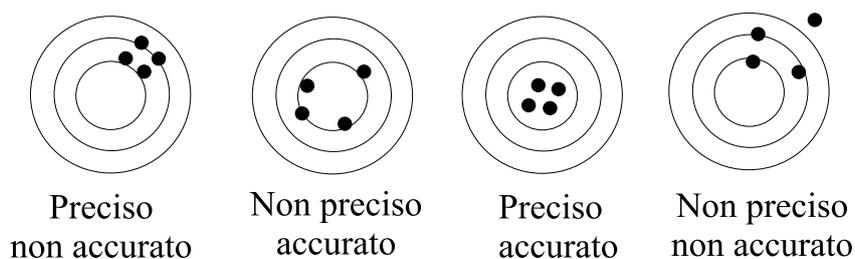


Figura A.1.10: Differenza tra il concetto di preciso e quello di accurato.

#### A.1.4.2 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 trasduttore 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 A.1.11.

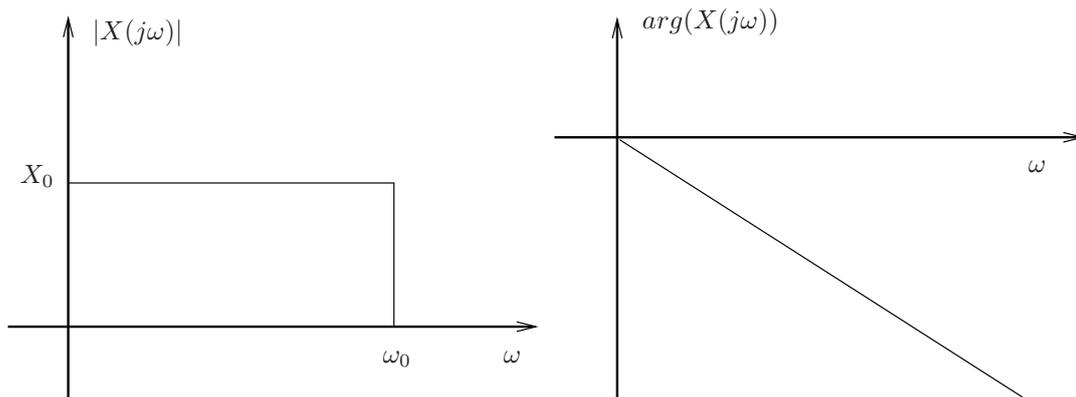


Figura A.1.11: Diagrammi di ampiezza e fase della risposta in frequenza di un trasduttore ideale

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  $\omega_{3dB}$  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 A.1.12, si trova a dipendere dalla frequenza del segnale.

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 A.1.13).

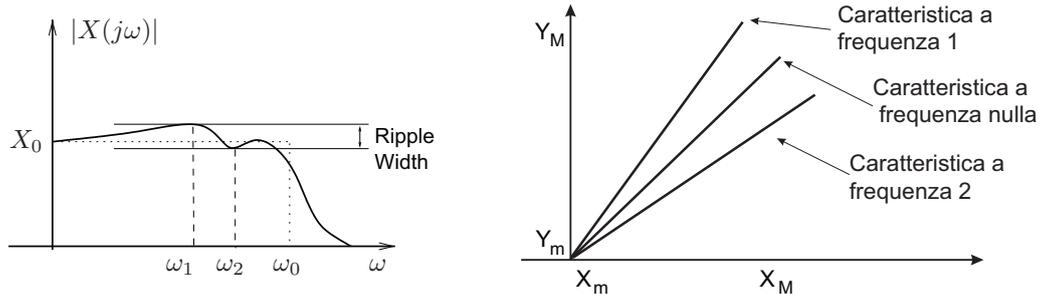


Figura A.1.12: Effetti del ripple di ampiezza sulla caratteristica statica.

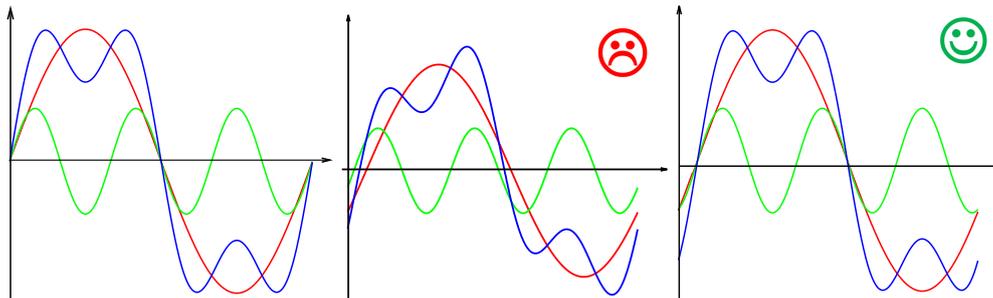


Figura A.1.13: Segnale composto da sinusoidi a frequenza differente: segnale originale (a sinistra), segnale con ritardo costante per ogni frequenza (al centro), segnale con ritardo proporzionale alla frequenza (a destra)

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 A.1.13 al centro. Se invece, come sarebbe con un trasduttore dalla caratteristica ideale di Figura A.1.11, il segnale a frequenza  $3f_s$  viene ritardato di una quantità tripla rispetto all'altro, il risultato non è distorto (v. Figura A.1.13 a destra).

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

Si consideri il problema di progettare un controllore  $Gc(s)$  per asservire un sistema  $Gp(s)$  in base a determinate specifiche di progetto. La presenza di un trasduttore nell'anello di controllo (Figura A.1.14) deve essere considerata nel progetto, specialmente se la sua dinamica, rappresentata dalla funzione  $Gs(s)$ , è comparabile con quella del sistema da controllare.

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

$$y(s) = \frac{Gp(s)Gc(s)}{1 + Gp(s)Gc(s)Gs(s)}r(s)$$

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

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

essendo  $k_P$ ,  $k_T$ ,  $\tau_P$ ,  $\tau_T$  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  $k_P = 1$ ,  $k_T = 1$ ,  $\tau_P = 0.1$  [secondi], e che la specifica di progetto richiede un tempo di assestamento  $t_a$  pari 0.03 secondi.

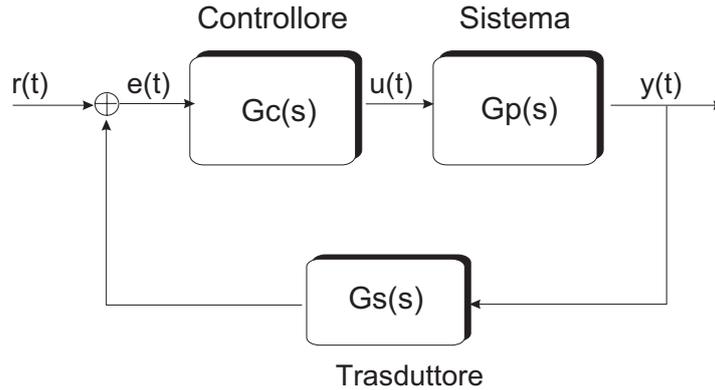


Figura A.1.14: Schema di un sistema di controllo in retroazione in cui è evidenziato la presenza di un trasduttore.

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<sup>2</sup>:

$$t_a = 3\tau$$

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

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

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 del comportamento del sistema in catena chiusa sollecitato da un riferimento a gradino, si ottiene il risultato mostrato in Fig A.1.15, coerente con il risultato previsto in base al progetto.

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 A.1.16.

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.

△

## A.1.5 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

<sup>2</sup>ottenibile considerando che la risposta al gradino unitario di un sistema del primo ordine evolve come  $1 - e^{-t/\tau}$  ed ipotizzando un assestamento al 5% si ottiene che  $1 - e^{-t_a/\tau} = 0.95$

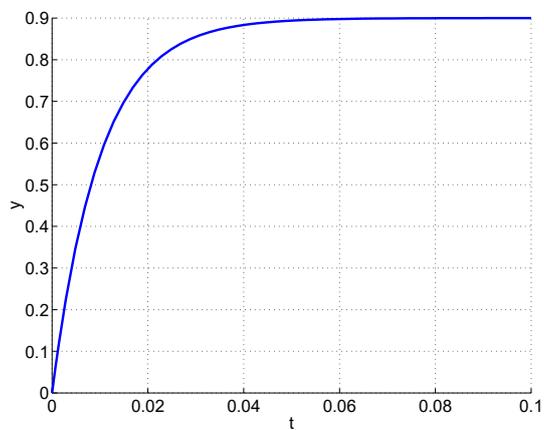


Figura A.1.15: Simulazione del sistema chiuso in retroazione mediante un controllore proporzionale.

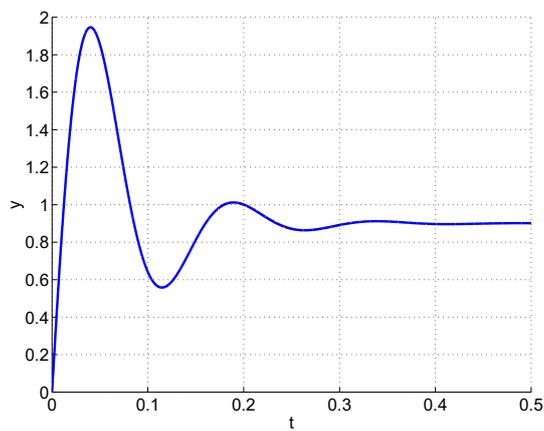


Figura A.1.16: Simulazione del sistema chiuso in retroazione mediante un controllore proporzionale. Il trasduttore attraverso cui si effettua la misura ha una dinamica non trascurabile.

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  $\rho$  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:

$$L_s = \mu FN^2$$

dove  $\mu$  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 (Figura A.1.17).

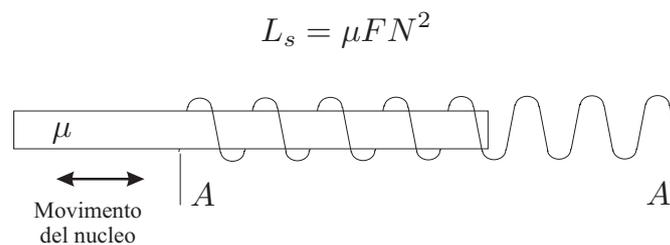


Figura A.1.17: Sensore induttivo a singolo avvolgimento con nucleo ferromagnetico mobile.

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.

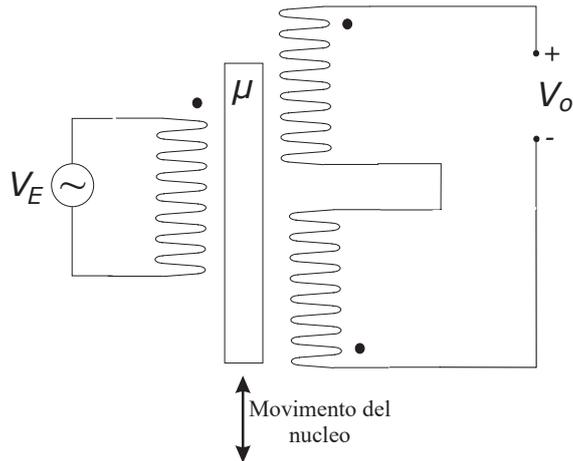


Figura A.1.18: Schema del LVDT

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 (Figura A.1.18).

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  $V_o$  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  $\epsilon$  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  $\sigma$  rappresenta la densità di carica superficiale e  $K$  viene detta *costante piezoelettrica*. L'effetto piezoelettrico è schematicamente descritto in Figura A.1.19. Evidentemente, le superfici del cristallo di materiale piezoelettrico si comportano quindi come le facce di un condensatore.

- **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).

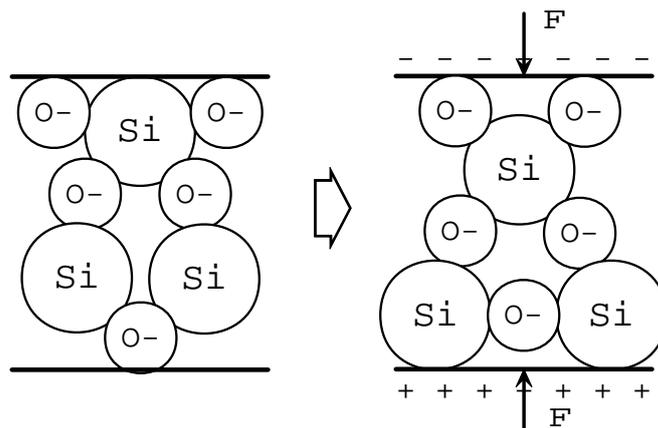


Figura A.1.19: Schematizzazione del principio piezoelettrico

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 Figura A.1.20).

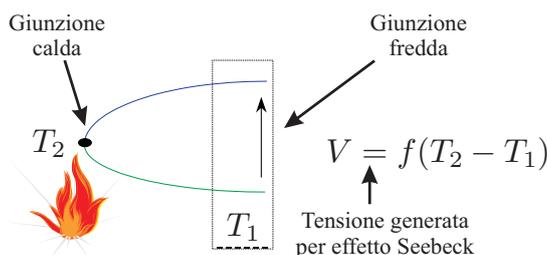


Figura A.1.20: Schema del funzionamento della termocoppia.

- **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.

- **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 Figura A.1.21). La differenza di potenziale così generata dipende dall'intensità e dalla direzione del campo magnetico e della corrente:

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

dove  $\vec{B}$  e  $\vec{I}$  rappresentano i vettori del campo magnetico e della corrente, mentre  $\phi$  è l'angolo tra i loro versori, e  $K$  è una costante che dipende dalla geometria del sensore. In genere,  $K$  è inversamente proporzionale allo spessore del conduttore, per cui gli elementi sensibili dei sensori ad effetto Hall sono in genere piastrine conduttrici molto sottili.

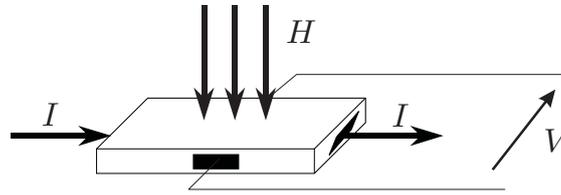


Figura A.1.21: In un tratto di materiale conduttore attraversato da una corrente  $I$  e sottoposto ad un campo magnetico  $H$  si viene a creare una differenza di potenziale  $V$  (effetto Hall).

In genere questo sensore viene utilizzato per misurare la corrente  $I$ , oppure l'angolo  $\phi$  (sensore di posizione angolare senza contatto), oppure ancora il campo magnetico  $B$ . Si noti che quest'ultimo può anche essere generato per induzione da una corrente che scorre in un altro circuito in prossimità della piastrina sensibile. In effetti, in questo modo si possono realizzare sensori di corrente intrinsecamente isolati (nessun contatto elettrico tra il circuito di misura ed il percorso della corrente da misurare).

## Capitolo A.2

# Sensori e Trasduttori per l'Automazione

In questo capitolo verranno presentati alcuni sensori utilizzati nel campo della progettazione di macchine automatiche, in base alla seguente classificazione per tipologie di grandezze da acquisire:

- Sensori per grandezze meccaniche, quali:
  - Posizione: Potenzimetro, Trasformatore Lineare Differenziale (LVDT), Resolver, Encoder ottico.
  - Velocità: Dinamo tachimetrica.
  - Deformazione, pressione e forza: Estensimetro, Cella di Carico.
  - Accelerazione: Accelerometro (e Giroscopio).
- 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.

### A.2.1 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 tutti e due i casi.

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

### A.2.1.1 Potenzometro

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 Figura A.2.1). La tensione di uscita è quindi proporzionale alla tensione di alimentazione  $e$  ed alla posizione  $x$  del cursore mobile:

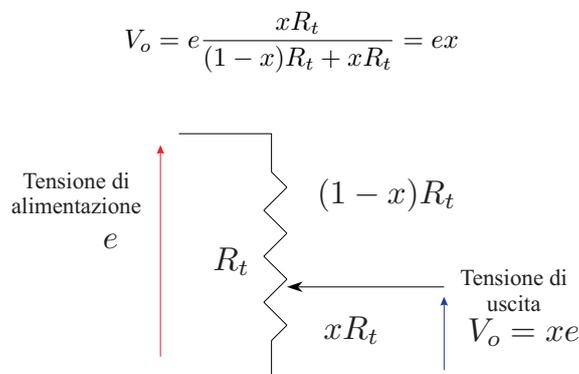


Figura A.2.1: Schema elettrico del potenziometro.

Nonostante l'estrema semplicità del principio di funzionamento, la realizzazione di potenziometri ad alta precisione per l'utilizzo come sensori nel controllo è discretamente complessa e costosa. 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*. La Figura A.2.2 mostra un elemento resistivo ed il relativo cursore mobile per un potenziometro lineare, mentre la Figura A.2.3 contiene lo schema di assemblaggio completo di un potenziometro rotativo (si noti la presenza di cuscinetti a sfera per garantire la massima scorrevolezza).

La fluidità dello scorrimento tra il cursore e il supporto resistivo è di fondamentale importanza sia per le caratteristiche meccaniche del sensore, sia per la continuità del segnale d'uscita. Infatti, come schematizzato in Figura A.2.4, incertezze nel contatto durante il movimento del cursore causano inevitabilmente una *scalinitura* del segnale d'uscita.

#### 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.

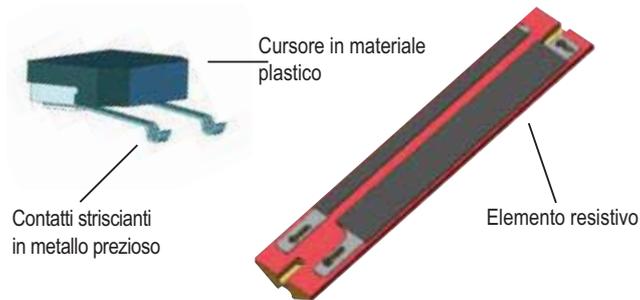


Figura A.2.2: Realizzazione dell'elemento resistivo e del cursore con contatti striscianti per un potenziometro lineare.

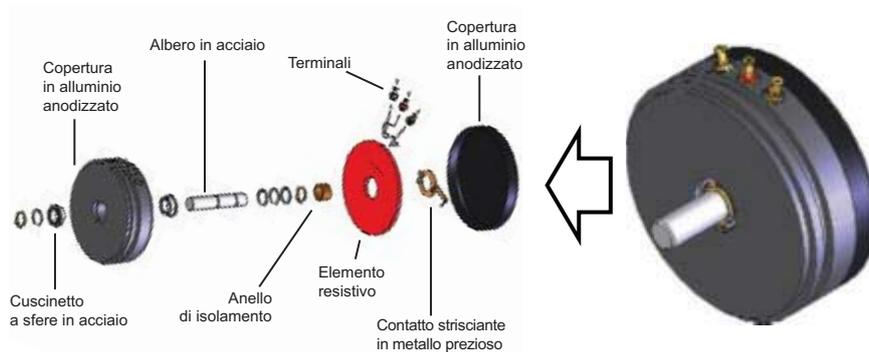


Figura A.2.3: Realizzazione ed assemblaggio di un potenziometro rotativo di precisione.

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 Figura A.2.5), 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:

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

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.

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 la cui concezione ed il cui utilizzo sono molto semplici. Tuttavia, l'affidabilità è limitata dalle caratteristiche del contatto strisciante, che può deteriorarsi e risentire di vibrazioni e shock meccanici. L'utilizzo di materiali preziosi e di tecniche costruttive raffinate lo rende comunque idoneo ad applicazioni nelle quali siano richieste precisione e robustezza, a fronte ovviamente di un relativamente elevato costo di acquisto.

### A.2.1.2 Trasformatore Differenziale Lineare/Rotativo (LVDT/RVDT)

Il trasformatore differenziale è un sensore di spostamento tipo assoluto, principalmente realizzato ed utilizzato in versione lineare (chiamata appunto **Linear Variable Differential Transformer**

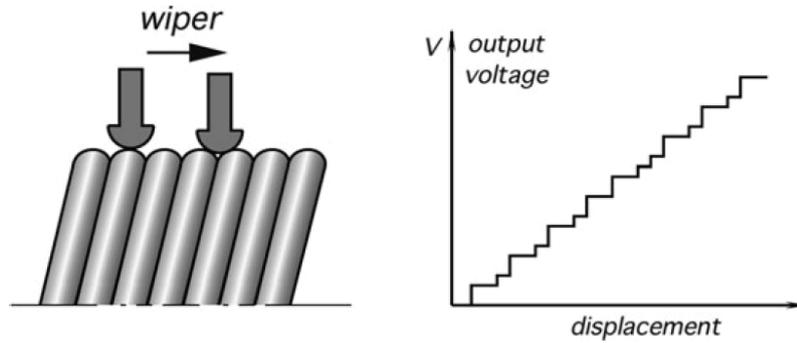


Figura A.2.4: Effetti nonlineari causati dal contatto strisciante nel potenziometro.

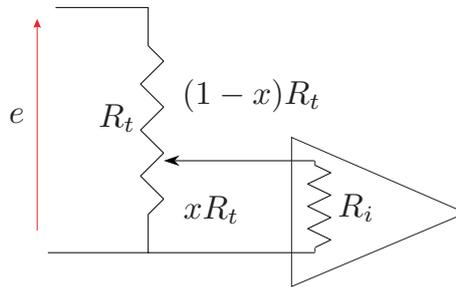


Figura A.2.5: Schema elettrico dell'interfacciamento tra un potenziometro ed un amplificatore di segnale.

LVDT), ma disponibile anche in versione rotativa (chiamata **Rotary Variable Differential Transformer** RVDT). 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 Differenziale Lineare 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 di *eccitazione*  $V_e = V_m \sin(\omega t)$  e due avvolgimenti secondari (si vedano la Figura A.2.6 e la Figura A.2.7) su cui si accoppia il circuito magnetico inducendo due tensioni sinusoidali  $V_1$  e  $V_2$  di pulsazione  $\omega$  e ampiezza dipendente dalla geometria del circuito (in particolare la posizione  $x$  dell'equipaggio mobile). Il segnale di uscita del sensore corrisponde alla tensione tra due terminali dei due avvolgimenti secondari, scelti opportunamente in base alla realizzazione dell'accoppiamento trasformatore. In particolare, se le tensioni  $V_1$  e  $V_2$  ottenute sono sinusoidi concordi alla tensione di eccitazione, occorre selezionare i terminali corrispondenti alla differenza delle due tensioni, se invece si ottengono sinusoidi in controfase (i.e. sfasate di  $180^\circ$ ) rispetto all'eccitazione, occorre prelevare la somma tra  $V_1$  e  $V_2$ .

In condizioni di simmetria del circuito, a cui corrisponde uno spostamento nullo dell'equipaggio mobile, le due tensioni  $V_1$  e  $V_2$  hanno la stessa ampiezza che, idealmente, si può esprimere con la seguente equazione:

$$|V_1| = \frac{n_s \cdot l_0}{N_p} \cdot |V_e| = |V_2|$$

nella quale  $n_s$  è il numero di spire per unità di lunghezza di ciascun avvolgimento secondario,  $N_p$  è il numero di spire totali dell'avvolgimento primario ed  $l_0$  è la lunghezza della parte di nucleo mobile che, se  $x = 0$ , si concatena con i due secondari. Tramite una opportuna disposizione degli avvolgimenti e dei terminali di uscita, rispetto ai capi dei secondari, si ottengono due tensioni  $V_1$  e  $V_2$  che, nelle

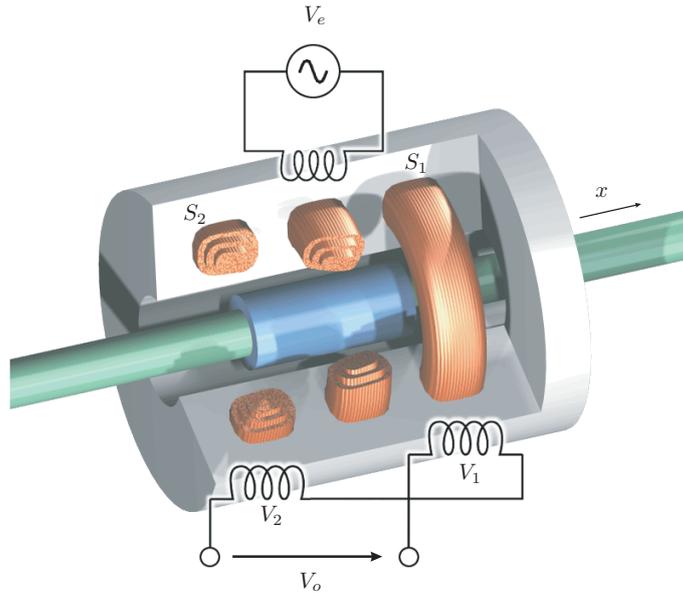


Figura A.2.6: Schema costruttivo di un Trasformatore Differenziale Lineare (LVDT).

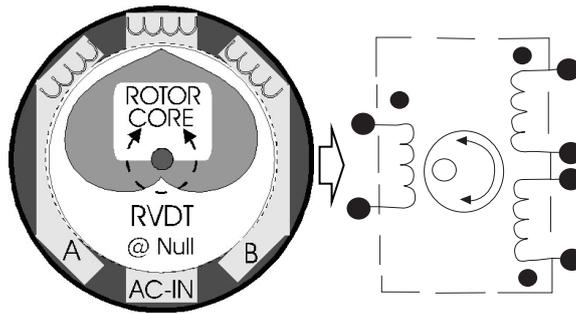


Figura A.2.7: Schema costruttivo di un Trasformatore Differenziale Rotativo (RVDT).

condizioni di simetria corrispondenti allo spostamento nullo del nucleo, determinano una tensione di uscita  $V_o$  altrettanto nulla.

Se l'equipaggio mobile si sposta (o ruota) in una direzione (ad esempio verso  $S_1$  in Figura A.2.6), si perde la simetria 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. La Figura A.2.8 mostra l'andamento qualitativo delle tensioni sinusoidali ai capi degli avvolgimenti secondari e della risultante tensione di uscita, in base a diverse disposizioni del nucleo mobile.

Le ampiezze delle due tensioni di uscita  $V_1$  e  $V_2$  risultano pertanto pari a (idealmente):

$$|V_1| = \frac{n_s \cdot (l_0 + x)}{N_p} \cdot |V_e|; \quad |V_2| = \frac{n_s \cdot (l_0 - x)}{N_p} \cdot |V_e|$$

ipotizzando  $x > 0$  se il nucleo si sposta verso  $S_1$ . L'ampiezza del segnale di uscita sarà pertanto unicamente dipendente dal valore assoluto dello spostamento  $|x|$ , ma per distinguere il segno di tale spostamento, sarà necessario analizzare la fase di tale segnale rispetto all'eccitazione. Tipicamente, si avrà fase concorde a  $V_e$  se  $x > 0$ , in opposizione se  $x < 0$ . Riassumendo,  $V_o$  è una tensione alternata caratterizzata da (si veda anche la Figura A.2.9):

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

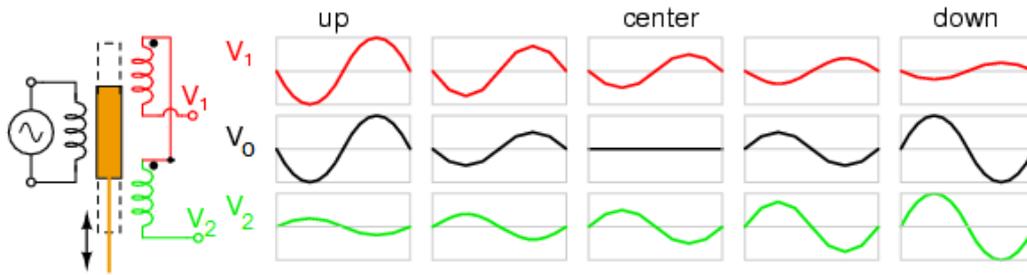


Figura A.2.8: Forme d'onda (qualitative) delle tensioni dei secondari e di uscita nell'LVDT.

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

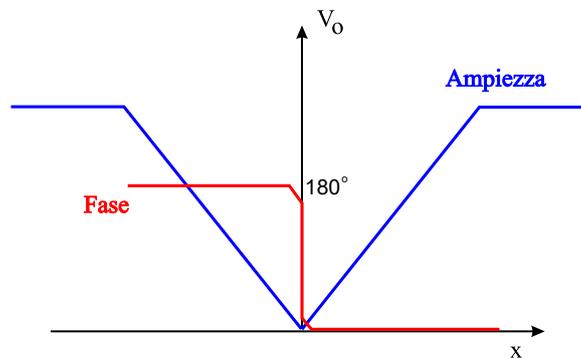


Figura A.2.9: Caratteristica ingresso-uscita del Trasformatore Differenziale Lineare.

Si noti che l'LVDT ha una intrinseca limitazione in **ampiezza del campo di misura**: questa è tipicamente da  $\pm 1$  a  $\pm 10$  cm per sensori lineari e  $\pm 45^\circ$  per sensori rotativi. Se vedano come esempio alcuni LVDT commerciali mostrati in Figura A.2.10, con diverse escursioni.



Figura A.2.10: Esempi di LVDT commerciali (Solartron Metrology, <https://www.solartronmetrology.it/products/displacement-sensors/s-series>).

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 sinusoidale 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 A.2.11. Il circuito realizza il raddrizzamento a semi-onda delle due tensioni sinusoidali

$V_{s1}$  e  $V_{s2}$ , filtrando poi le semi-onde ottenute con le due reti RC. Nei nodi A e B si trovano quindi delle tensioni (quasi) continue, la cui differenza costituisce il segnale di uscita, ora con ampiezza proporzionale allo spostamento e segno concorde alla direzione dello spostamento stesso.

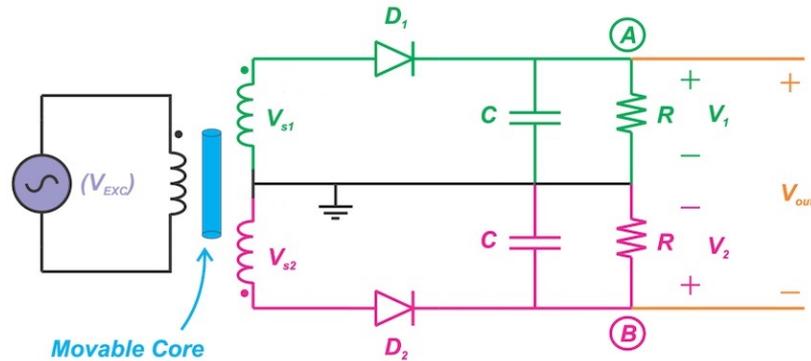


Figura A.2.11: Semplice circuito per la demodulazione del segnale di un LVDT, basato sul principio del raddrizzatore a semi-onda.

Tuttavia, non essendo il principio del raddrizzamento a semi-onda una demodulazione molto efficace, il successivo filtraggio deve essere tarato con una banda passante molto limitata, per ridurre il *ripple* della tensione di uscita. Ovviamente, questo porta ad una limitazione della banda passante anche per un eventuale sistema di controllo basato sul feedback dell'LVDT. Per applicazioni di controllo ad elevata dinamica, si preferisce utilizzare appositi circuiti integrati denominati **LVDT Conditioners**, che estraggono ampiezza e fase del segnale del trasformatore differenziale con metodi più sofisticati, 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** per il circuito di eccitazione, quindi è necessario utilizzare generatori di buona qualità. Come per altri sensori "modulanti", sfruttare l'informazione sulla tensione del generatore anche nel processo di demodulazione (integrando sia generatore che demodulatore nell'LVDT-to-Digital Converter) può contribuire a migliorare la qualità della misura globale. Ad esempio, le Figure A.2.12 e A.2.13 presentano i diagrammi a blocchi di due LVDT Conditioner prodotti da Analog Devices, rispettivamente il componente AD598 e l'AD698.

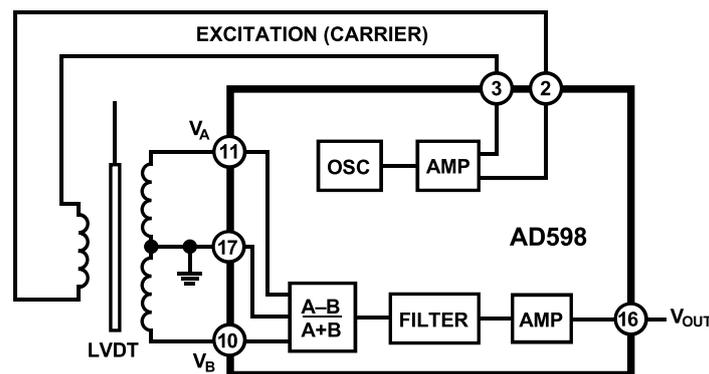


Figura A.2.12: Schema a blocchi del LVDT Conditioner Analog Devices AD598

Entrambi i dispositivi forniscono la tensione di eccitazione all'LVDT ed effettuano la demodulazione dividendo la componente di segnale "utile" per una quantità correlata all'ampiezza dell'alimentazione del primario. Tale principio di funzionamento ha lo scopo di compensare gli effetti delle

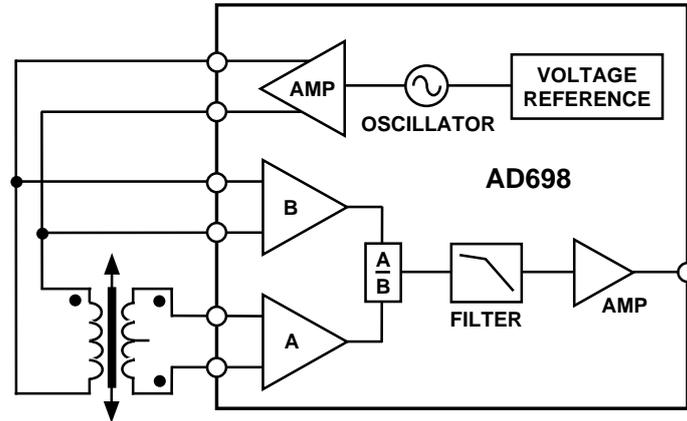


Figura A.2.13: Schema a blocchi del LVDT Conditioner Analog Devices AD698

variazioni indesiderate dell'eccitazione, che altrimenti determinerebbero un errore nella sensibilità del convertitore. La differenza principale tra AD598 e AD698 è la seguente: il primo è predisposto per la connessione a LVDT con cablaggio a 5 fili, 2 per l'eccitazione e 3 per la opportuna connessione degli avvolgimenti secondari in modo che il segnale condizionato ne risulti essere la differenza; il secondo è idoneo per LVDT con 4 fili, 2 per l'eccitazione e 2 per gli estremi dei secondari (ipotizzati avere un terminale comune). Nell'AD698 i blocchi amplificatori indicati con A e B elaborano quindi rispettivamente la tensione sinusoidale di uscita dell'LVDT e quella di eccitazione. Si noti inoltre che il componente AD698, a differenza dell'AD598, ha due coppie di pin da connettere al circuito primario, una per forzare l'eccitazione e una per riportare la tensione effettivamente presente in tale circuito ai blocchi di demodulazione, allo scopo di ridurre gli effetti di eventuali attenuazioni dovute a cablaggi di lunghezza elevata.

La Figura A.2.14 dimostra come il dispositivo AD598 (ma lo schema si adatta perfettamente anche all'AD698) permetta di realizzare un controllore in retroazione analogico, con il semplice ausilio di un amplificatore operazionale e alcuni componenti passivi, per regolare lo spostamento lineare di un sistema meccanico massa-molla, azionato da un elettromagnete a solenoide.

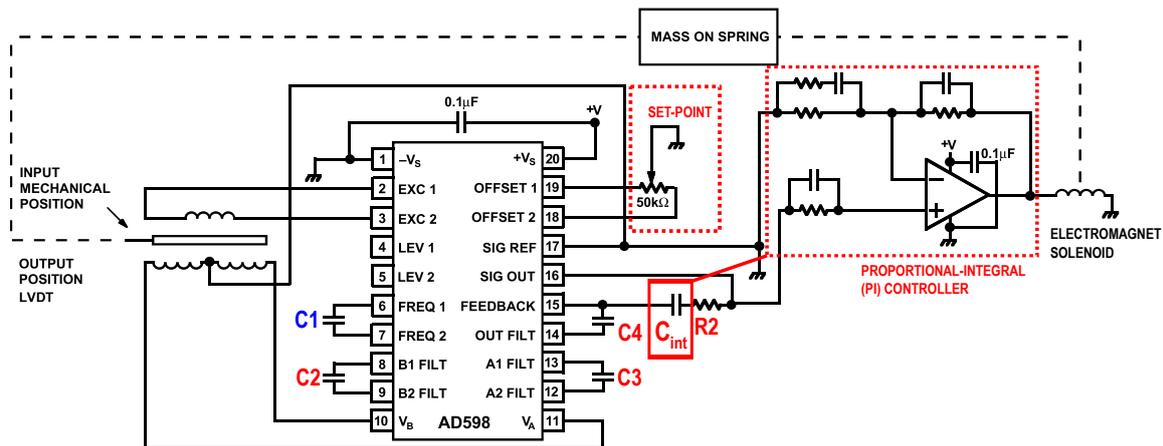


Figura A.2.14: Utilizzo di LVDT e circuito integrato di condizionamento (AD598) per il controllo in retroazione di un meccanismo massa-molla lineare (es. utilizzabile per la costruzione di valvole ad apertura modulabile o *servovalvole*).

Questa applicazione è tipica nella costruzione di valvole ad apertura modulabile, come quella pre-

sente in Figura 8 (ma qui con azionamento elettrico invece che ad aria compressa), la cui apertura è infatti determinata dall'escursione lineare di uno stelo, normalmente limitata in pochi cm e compatibile con le caratteristiche del campo di misura di un LVDT. Analizzando più in dettaglio lo schema<sup>1</sup> di Figura A.2.14, si possono fare le seguenti considerazioni, anche sulla base delle informazioni tratte dai datasheet di AD598 e AD698.

1. Il condensatore **C1** determina la frequenza della tensione sinusoidale di eccitazione, secondo una formula qui non riportata (v. datasheet).
2. I condensatori **C2**, **C3**, **C4** e la resistenza **R2** determinano la banda passante dell'LVDT Conditioner, secondo un'altra formula qui non riportata (v. datasheet). Il ruolo di questo parametro è determinante per le prestazioni complessive del sistema di controllo in retroazione, come già descritto in riferimento all'analisi dello schema di Figura A.1.14: il sensore LVDT associato all'AD598/AD698 corrisponde alla funzione di trasferimento  $G(s)$  in tale schema. In particolare, la Figura A.1.14 mostra i diagrammi di ampiezza e fase della risposta in frequenza (i.e. diagrammi di Bode) dell'LVDT Conditioner, ottenuti per via sperimentale con R2 fissata e tre diverse capacità dei condensatori C2, C3, C4 (uguali tra loro).

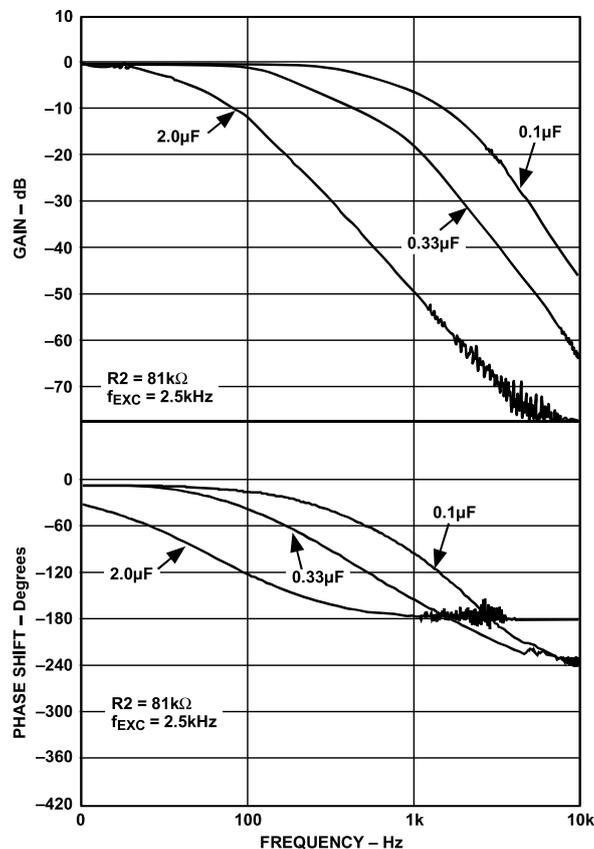


Figura A.2.15: Diagrammi di Bode della risposta armonica dell'AD698 (v. datasheet).

3. Il condensatore **C<sub>int</sub>** in serie a **R2** svolge il ruolo di integratore di segnale, che accoppiato all'amplificatore nella parte in alto a destra della Figura A.2.14 rende la funzione di trasferimento complessiva del circuito analogico corrispondente a quella di un regolatore **PI (Proporzionale-Integrale)**.

<sup>1</sup>Si noti che lo schema è tratto dal *datasheet* del componente AD598, ma è stato opportunamente semplificato per la descrizione qualitativa proposta in questo testo.

- La resistenza variabile collegata ai pin **OFFSET 1-2** regola in generale l'offset sulla tensione di uscita dell'LVDT Conditioner. Nel caso dello schema in retroazione qui considerato, l'offset è proporzionale allo spostamento desiderato (i.e. **set-point**) dell'LVDT. Infatti, l'azione svolta dalla retroazione tende a far muovere il sistema meccanico in modo che la tensione integrata dal condensatore  $C_{int}$  si annulli, il che avviene quando lo spostamento dell'LVDT corrisponde ad una tensione nominale in uscita all'LVDT Conditioner pari all'opposto della tensione di offset.

**NOTA BENE:** I riferimenti ai datasheet di circuiti integrati commercialmente disponibili sono da intendere come presentazione qualitativa di componenti progettati in modo specifico per l'interfacciamento dei sensori trattati nel corso. Qui e nel proseguimento del testo, tali componenti sono descritti a titolo puramente esemplificativo. In altre parole, in sede di esame non sarà richiesto di ricordare i nomi di tali integrati, nè tantomeno il relativo pinout, ma piuttosto l'esistenza stessa di componenti con tale orientamento applicativo (i.e. gli LVDT Conditioner trattati in questa sezione, i Resolver-to-Digital Converter o i Thermocouple Amplifier presentati nel seguito) e le loro caratteristiche generali. Tuttavia, i datasheet di tutti i componenti citati qui e nel seguito sono disponibili alla pagina web del corso (<http://www.unife.it/ing/informazione/itsc/datasheets-list>) allo scopo di stimolare lo studente ad approfondire l'argomento, consultandoli autonomamente ed eventualmente cercandone di analoghi, più recenti o proposti da altri costruttori di circuiti integrati.

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 complessa, peraltro realizzabile con componenti integrati specifici disponibili in commercio.

### A.2.1.3 Resolver

Il principio di funzionamento del Resolver si basa, come in LVDT/RVDT, sulla variazione dell'accoppiamento trasformatore tra due sistemi di avvolgimenti elettrici, ma a differenza di LVDT/RVDT non è lo spostamento del nucleo a determinare la variazione, bensì la rotazione degli avvolgimenti stessi 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  $\theta$  dei due sistemi (Figura A.2.16). Si noti che quest'ultima figura mostra un unico circuito rivelatore, ma con tale struttura non sarebbe possibile distinguere le rotazioni comprese tra  $0$  (generatore e rivelatore paralleli tra loro) e  $180^\circ$ , vale a dire di segno positivo, da quelle comprese tra  $0$  e  $-180^\circ$ , di segno negativo, in quanto posizioni simmetriche rispetto all'angolo nullo corrispondono alla stessa condizione di flusso concatenato nel rivelatore. Per avere una informazione assoluta dell'intero angolo giro sono in effetti necessari due avvolgimenti rivelatori opportunamente disposti.

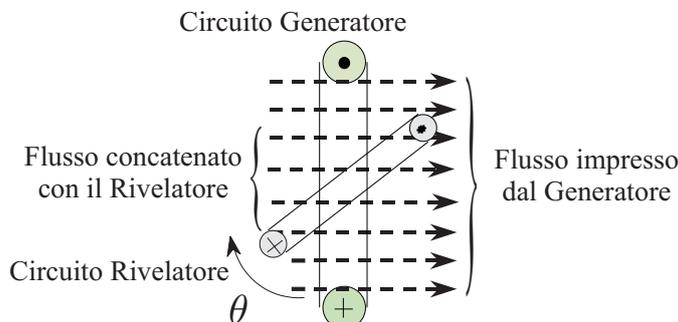


Figura A.2.16: Schema di funzionamento di un Resolver.

In Figura A.2.17 è quindi mostrato lo schema circuitale effettivo 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  $90^\circ$ . A differenza dei potenziometri, i Resolver possono essere realizzati senza contatti elettrici sulla parte mobile. In particolare, l'alimentazione al circuito primario può essere fornita grazie ad un trasformatore rotativo, come mostrato in Figura A.2.18. In questo modo, i Resolver possono essere montati su parti meccaniche in grado di svolgere rotazioni illimitate.

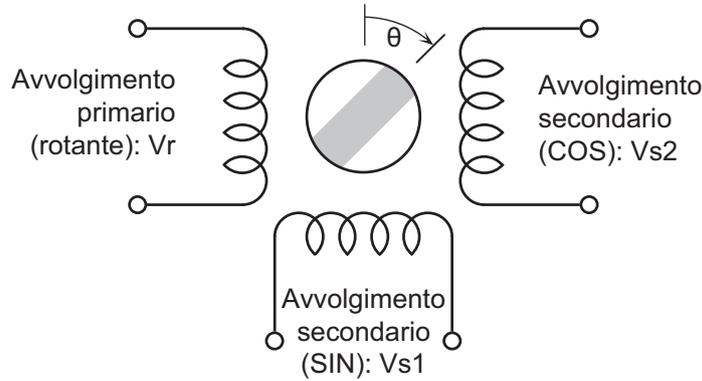


Figura A.2.17: Schema circuitale del Resolver

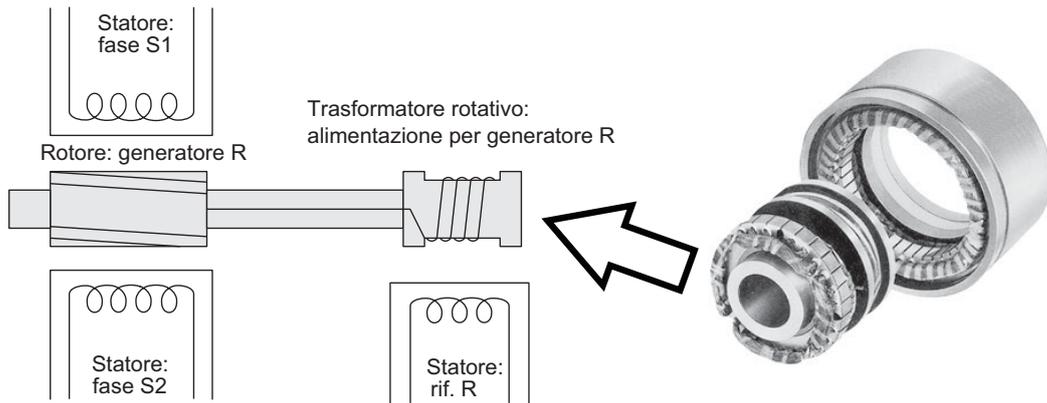


Figura A.2.18: Alimentazione senza contatto del rotore di un Resolver

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  $90^\circ$ , valgono:

$$\begin{aligned} V_{s1} &= K V_r \sin \theta = K V_M \sin(\omega t) \sin \theta \\ V_{s2} &= K V_r \cos \theta = K V_M \sin(\omega t) \cos \theta \end{aligned}$$

dove  $\theta$  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 in funzione del tempo, ma con una ampiezza a sua volta modulata in modo sinusoidale (o cosinusoidale) in funzione della posizione angolare, in quadratura tra loro rispetto appunto all'angolo da misurare. Riassumendo, 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.

La Figura A.2.19 mostra l'andamento tipico delle tensioni considerate durante un giro completo dell'asse di rotazione del sensore.

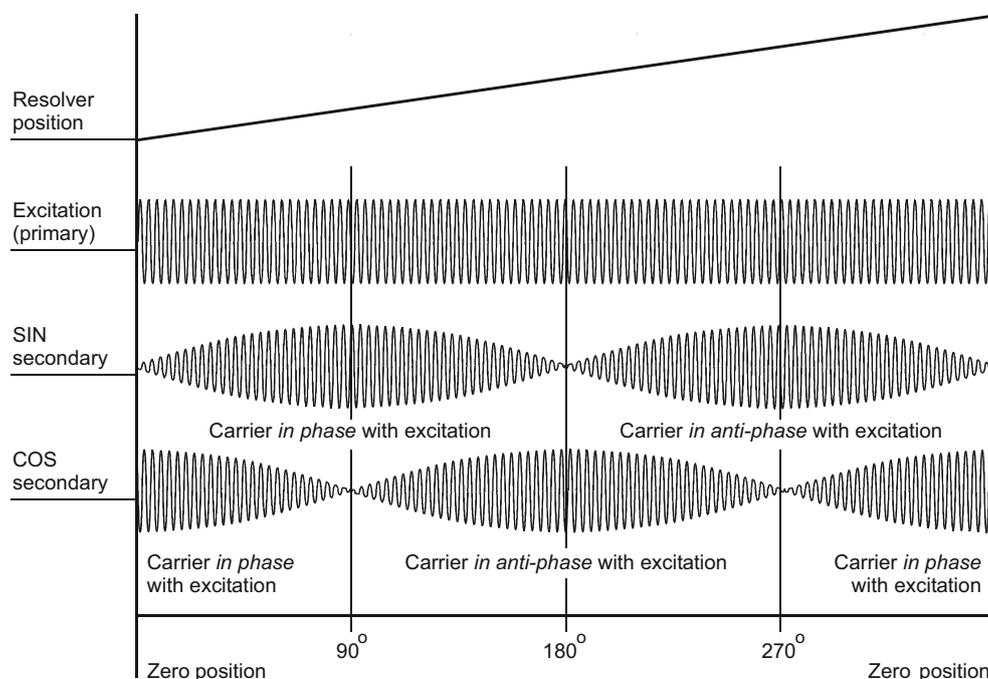


Figura A.2.19: Forme d'onda dei segnali di alimentazione e di rivelazione in un resolver.

Grazie alla presenza dei due circuiti di statore sfasati di  $90^\circ$ , 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 Figura A.2.20). Tale soluzione consente di ottenere una maggiore risoluzione del sensore (l'angolo meccanico è partizionato in  $p$  settori distinti), ma per ricostruire l'informazione assoluta sull'angolo meccanico è necessario installare un altro sensore, tipicamente un altro resolver con una singola coppia polare.

Si noti che a differenza di potenziometri e LVDT/RVDT, l'ampiezza del campo di misura del Resolver è praticamente infinita, sebbene come detto il sensore fornisca informazioni assolute solamente nell'ambito del giro elettrico.

### Problemi di interfacciamento del Resolver

L'acquisizione del segnale dal Resolver necessita di un circuito demodulante che estragga 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.

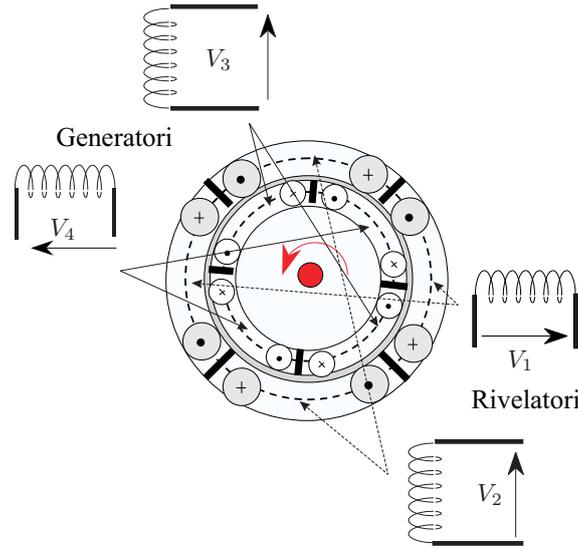


Figura A.2.20: Schema costruttivo di un Resolver a due coppie polari.

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 eccitazione<sup>2</sup> vale:

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

Il flusso concatenato con gli avvolgimenti di statore vale:

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

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

La tensione indotta sui circuiti secondari:

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

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

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:

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

- 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 (Figura A.2.21):
  - 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.

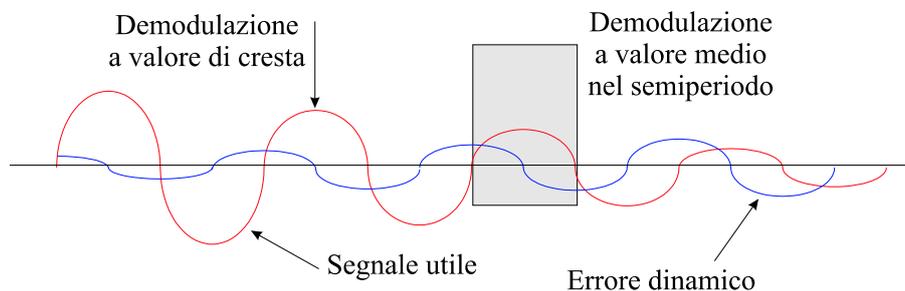


Figura A.2.21: Errore dinamico sul segnale utile del Resolver.

### Conversione Resolver-To-Digital

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:

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

Tale operazione può essere fatta in modo esplicito, qualora si possa utilizzare allo scopo un microprocessore, programmato per l'esecuzione di funzioni trigonometriche, in grado di interfacciarsi con un convertitore Analogico/Digitale sincronizzato con la frequenza di alimentazione dell'avvolgimento primario del Resolver. In questo modo lo schema di acquisizione può essere quello descritto dalla Figura A.2.22.

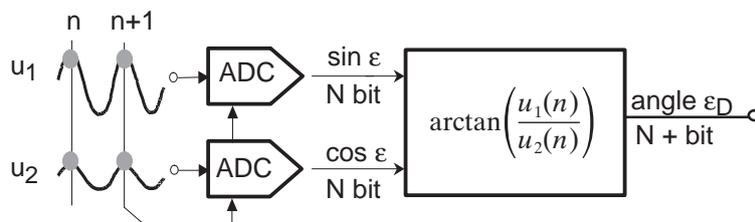


Figura A.2.22: Resolver-to-Digital Conversion con microprocessore

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.

L'esecuzione del calcolo trigonometrico descritto in precedenza tramite microprocessore non è l'unica soluzione per convertire in digitale il segnale del Resolver. In effetti, i circuiti integrati specifici classificati come Resolver-to-Digital Converter sono realizzati con una combinazione di elementi analogici e digitali basata su un ben preciso principio di funzionamento. Il punto di partenza di tale principio è la seguente uguaglianza, sempre valida in base alla trigonometria:

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

Ricordando poi che, se la differenza tra  $\theta$  e  $\delta$  è piccola, si può considerare valida l'approssimazione:

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

si può pensare di "approssimare" l'angolo reale  $\theta$  con un valore  $\delta$ , ad esempio mantenuto con un contatore digitale, che venga "corretto" in base al suo discostamento (errore) dal valore reale. Precisamente, in base alla formulazione esatta della quantità  $\sin(\theta - \delta)$ , nei Resolver-to-Digital Converter questa viene ottenuta effettuando la moltiplicazione incrociata di seni e coseni dell'angolo reale e di quello digitale, tramite opportuni convertitori D/A la cui tensione risultante è quindi  $\simeq \theta - \delta$  e può essere adoperata per comandare un oscillatore comandato in tensione (Voltage Controlled Oscillator, VCO) che a sua volta andrà a determinare un incremento o decremento del contatore finché  $\delta$  non sia (circa) uguale a  $\theta$ , come mostrato nello schema<sup>3</sup> di Figura A.2.23.

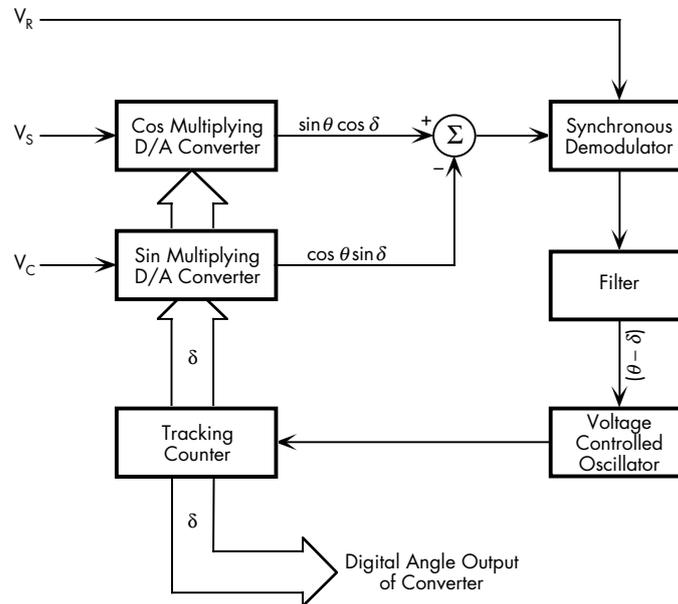


Figura A.2.23: Resolver-to-Digital Conversion implicita, con circuiti integrati.

<sup>3</sup>Schema e descrizione del principio di funzionamento tratti da *Understanding Resolvers and Resolver-to-Digital Conversion*, Admotec [https://www.admotec.com/wordpress/wp-content/uploads/2018/03/Understanding\\_Resolvers\\_and\\_Resolver-to-Digital\\_Conversion.1.pdf](https://www.admotec.com/wordpress/wp-content/uploads/2018/03/Understanding_Resolvers_and_Resolver-to-Digital_Conversion.1.pdf)

Si noti che lo schema di principio del Resolver-to-Digital Converter corrisponde a quello di un **sistema retroazionato** e determina un *inseguimento* (infatti il convertitore è anche detto *tracking converter*) della posizione angolare effettiva da parte della posizione digitalizzata: il blocco oscillatore/contatore realizza in sostanza un integratore, ed il blocco demodulatore/filtro rappresenta il regolatore (infatti tale filtro è tipicamente realizzato in forma **PI, Proporzionale-Integrale**), come evidenziato nella Figura A.2.24. Tale figura, nella quale l'angolo reale del Resolver è indicato con  $P_{RES}$  e l'angolo digitalizzato con  $P_{RD}$ , mostra lo schema di conversione a inseguimento ristrutturato come un equivalente schema a blocchi tipico della teoria dei Controlli Automatici, utilizzando la sola notazione delle trasformate di Laplace (sebbene il sistema considerato non sia strettamente a tempo continuo, ma un ibrido tra il dominio analogico e quello digitale).

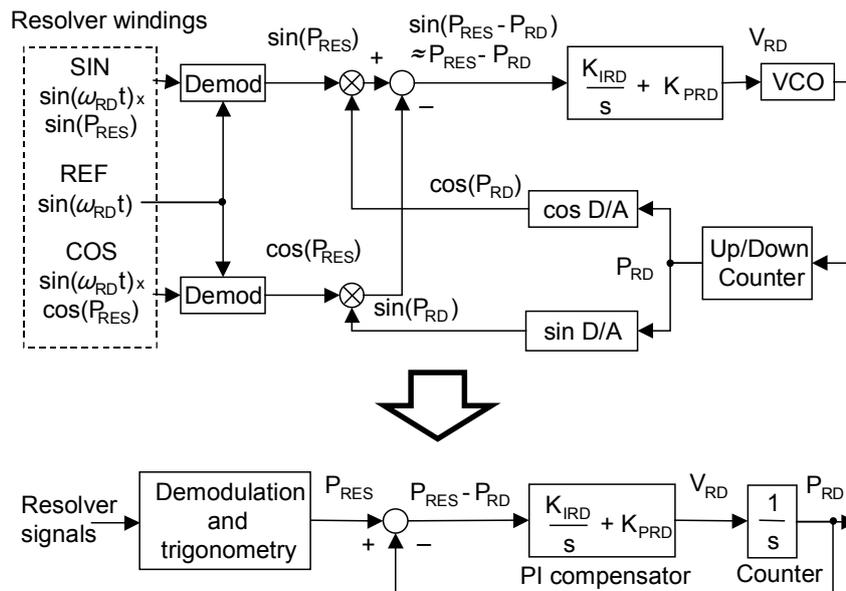


Figura A.2.24: Ristrutturazione dello schema di Resolver-to-Digital Conversion, che ne evidenzia il funzionamento in retroazione o ad *inseguimento*.

Come nel caso dell'LVDT e del relativo circuito di condizionamento (es. AD598, AD698 o altri), anche il ruolo del Resolver accoppiato ad un RDC va analizzato in relazione allo schema di Figura A.1.14, nel quale svolgono il ruolo della funzione di trasferimento  $G(s)$ . Pertanto, risulta di fondamentale importanza la conoscenza delle caratteristiche dinamiche di tali componenti, cioè della funzione di trasferimento tra la posizione reale e quella digitalizzata, e se sia possibile modificarla tramite componenti passivi ausiliari, come mostrato nel caso di AD598 e AD698. Come esempio di RDC, si considera qui l'AD2S90, ancora prodotto da Analog Devices. Oltre ad essere basato sul principio di conversione ad inseguimento già descritto, tale componente ha le seguenti caratteristiche:

- Esegue la conversione a 12 bit e rende il valore assoluto del dato disponibile tramite **interfaccia seriale sincrona**.
- Oltre all'interfaccia seriale, fornisce in uscita anche un **segnale analogico proporzionale alla velocità** del Resolver.
- Genera due segnali digitali ad onda quadra sfasati di un quarto di periodo, che **emulano quelli tipici degli encoder incrementali** (v. paragrafi successivi), in quanto questi ultimi sono di facile acquisizione con i moderni microprocessori orientati al controllo (v. Parte B di questo testo).

La Figura A.2.25 mostra come tutte queste funzionalità possono essere utilizzate per la realizzazione di un sistema di controllo digitale per un motore elettrico.

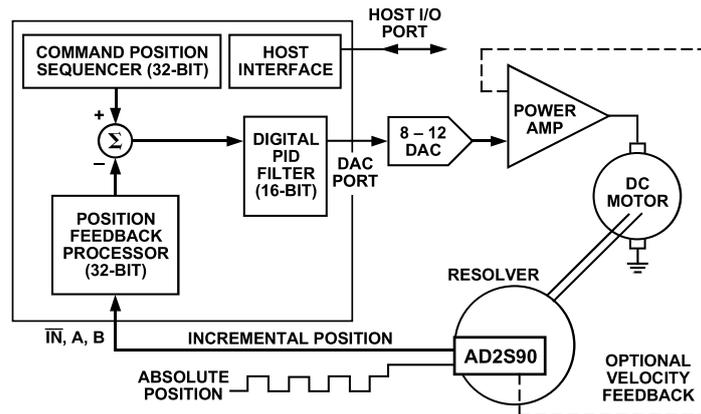


Figura A.2.25: Esempio di applicazione del Resolver-to-Digital Converter AD2S90: controllo digitale di un motore elettrico

Per quanto riguarda la risposta dinamica, il datasheet dell'AD2S90 ne presenta l'analisi con le trasformate di Laplace e riporta esplicitamente la **funzione di trasferimento** tra la posizione angolare in ingresso e quella (digitale) in uscita. Tale espressione non è qui riportata, ma si evidenzia che essa **non è modificabile tramite componenti esterni** (il datasheet ovviamente ne indica anche i parametri numerici, a beneficio dell'utilizzatore). Ovviamente, esistono altri modelli di Resolver-to-Digital Converter che invece permettono la taratura della risposta dinamica tramite resistenze e condensatori ausiliari (es. AD2S83 di Analog Devices, il cui datasheet non è riportato nella pagina web del corso in quanto più complesso da analizzare).

### Il Resolver-To-Digital Converter come un Osservatore

Poichè il Resolver-To-Digital Converter è intrinsecamente basato sul principio di funzionamento in retroazione, è possibile ristrutturarne ulteriormente lo schema realizzativo al fine di implementare la funzionalità di un osservatore dinamico ad anello chiuso<sup>4</sup>. Un osservatore è in generale un dispositivo in grado di stimare lo stato di un sistema dinamico, in base ad un modello matematico del sistema sotto osservazione ed all'analisi in tempo reale degli ingressi e delle uscite del sistema stesso. Se opportunamente progettato, l'osservatore dinamico permette di ottenere, dopo un transitorio iniziale, una misura delle variabili di interesse per il controllo che **non è affetta dalle problematiche di sfasamento** citate in precedenza. Lo schema generale di un osservatore è mostrato in Figura A.2.26.

Ovviamente, il vantaggio principale dell'uso di un osservatore all'interno di un anello di controllo è la possibilità di *bypassare* la dinamica del sensore, utilizzando direttamente la stima dello stato ai fini della regolazione automatica, come mostrato dalla Figura A.2.27

Il caso d'uso del resolver con maggiore interesse pratico è l'installazione su un motore elettrico. Indipendentemente dalla tipologia di motore considerato, **la coppia motrice è sempre direttamente proporzionale alla corrente elettrica** erogata dal convertitore di potenza che lo alimenta, sia essa continua o sinusoidale (nel qual caso si può considerarne il valore quadratico medio). Pertanto, un modello semplificato del sistema sotto osservazione può essere definito come una sequenza di due integratori, le cui uscite sono rispettivamente la velocità e la posizione angolare del motore ed il cui ingresso è l'accelerazione, che si può calcolare dalla misura della corrente elettrica moltiplicata per un coefficiente che tenga in considerazione la relazione coppia-corrente (i.e. la costante di coppia del motore  $K_T$ ) e accelerazione-coppia (i.e. il momento di inerzia all'albero del motore  $J$ ). In base a queste considerazioni, lo schema del Resolver-To-Digital Converter può essere esteso per assumere la struttura di un osservatore (v. Figura A.2.28), inserendo un ingresso aggiuntivo pro-

<sup>4</sup>Le considerazioni di questa sezione sono tratte da "Observer-Based Resolver Conversion in Industrial Servo Systems" di G. Ellis e J.O. Kraha, presentato alla PCIM 2001 Conference. Per la teoria generale degli osservatori in catena chiusa, detti anche *osservatori identità*, si rimanda invece alla consultazione di un qualunque testo di Controlli Automatici che tratti i modelli nello spazio degli stati.

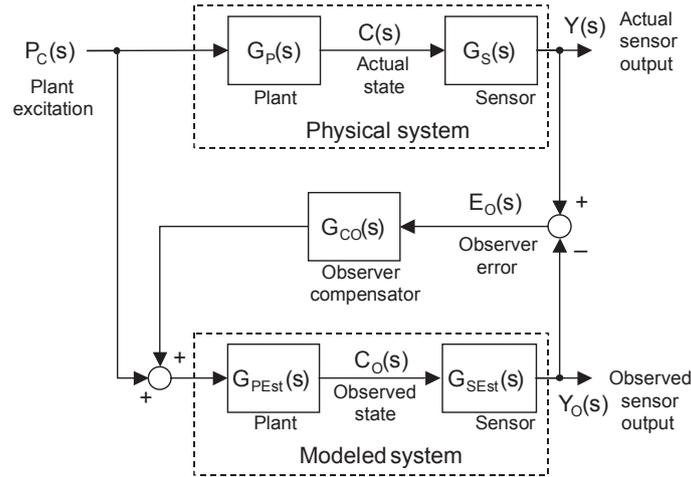


Figura A.2.26: Schema a blocchi di un osservatore dinamico.

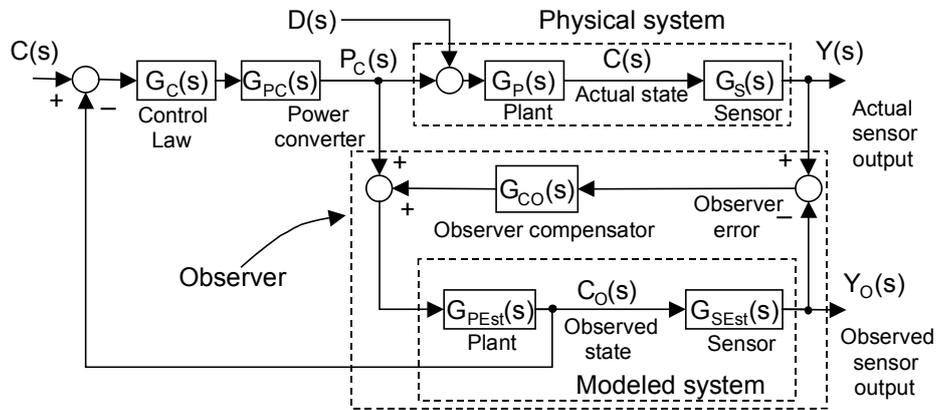


Figura A.2.27: Utilizzo di un osservatore dinamico in un anello di controllo e *bypass* della dinamica del sensore.

porzionale appunto all'accelerazione angolare in funzione della corrente elettrica e raccogliendo un fattore integrativo (i.e. un termine  $s^{-1}$  nelle trasformate di Laplace) dal regolatore indicato come PI nella Figura A.2.24. Lo schema riorganizzato evidenzia il modello semplificato appena descritto: un primo integratore con ingresso  $A_O$  (accelerazione *osservata*), un secondo con ingresso  $V_O$  (velocità *osservata*) e uscita finale la posizione (digitalizzata)  $P_{RD}$ . Pertanto, grazie alla rielaborazione del principio base del Resolver-To-Digital Converter sotto forma di osservatore dinamico, si ottiene non solo la trasformazione in digitale dell'angolo, ma anche la stima di velocità e accelerazione angolare, molto importanti per le moderne applicazioni di Motion Control per Automazione Industriale e Robotica ad alte prestazioni. Si noti infine che lo schema dell'RDC come osservatore è chiuso in retroazione da un compensatore di tipo **PD (Proporzionale-Derivativo)**, il quale non è altro che lo stesso regolatore PI della Figura A.2.24 dal quale, come detto, si è scorporato un integratore per poi posizionarlo in serie ad esso.

Concludendo, il Resolver è un sensore di posizione molto affidabile, che può 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 quindi la sua principale 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

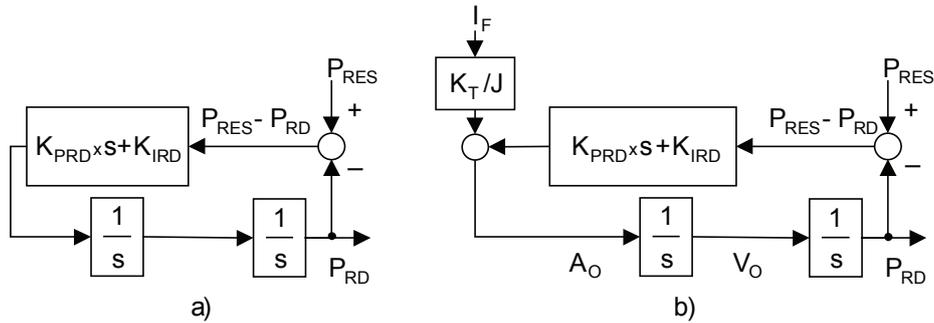


Figura A.2.28: Realizzazione di un osservatore dinamico per motori elettrici: A) schema base del Resolver-To-Digital Converter; B) estensione in forma di osservatore, con l'aggiunta della corrente elettrica come ingresso.

elettromagnetica simile a quella realizzativa di un motore e la 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.

#### A.2.1.4 Encoder ottico

L'encoder ottico è un sensore per la misura della posizione che fornisce solitamente un'uscita digitale anziché analogica come per i sensori visti fino ad ora. L'uscita di tale dispositivo è intrinsecamente codificata, in quanto la grandezza fisica da misurare è direttamente discretizzata per costruzione del sensore. In alcuni dispositivi più moderni (v. Encoder Sin/Cos) i segnali di uscita sono analogici, sebbene mantengano la discretizzazione costruttiva tipica di questo tipo di sensori.

Il principio costruttivo dell'encoder può essere adottato sia per l'acquisizione di posizioni angolari (v. Figura A.2.29(a)) che per l'acquisizione di spostamenti lineari ((v. Figura A.2.29(b)). In quest'ultimo caso si parla in questo caso anche di "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 tre tipi:

1. **Encoder Assoluto.**
2. **Encoder Incrementale.**
3. **Encoder Sin/Cos.**

#### Encoder Assoluto

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 (Figura A.2.30).

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

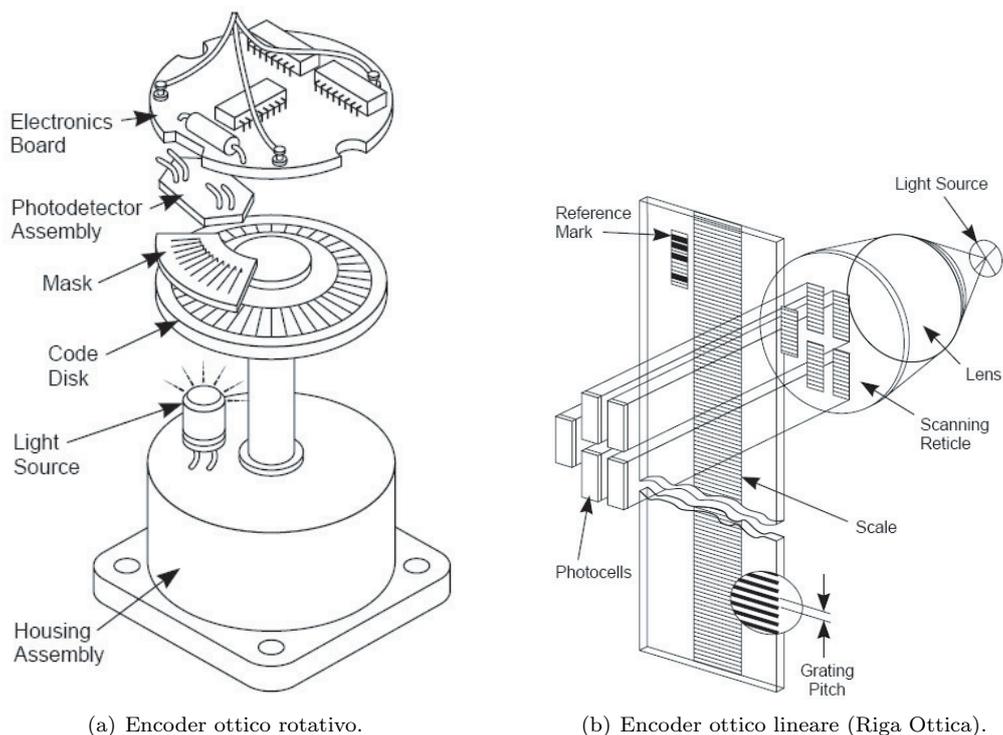


Figura A.2.29: Modalità costruttive degli encoder ottici

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.

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 A.2.33.

### Encoder Incrementale

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. La risoluzione di un encoder incrementale viene definita in base al numero di passi per angolo giro. 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 (si veda la Figura A.2.34): 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.

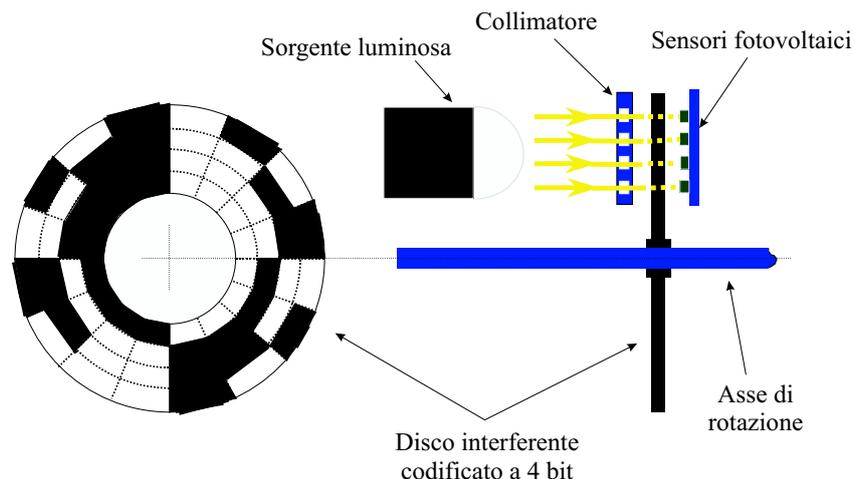


Figura A.2.30: Schema costruttivo di un encoder assoluto.

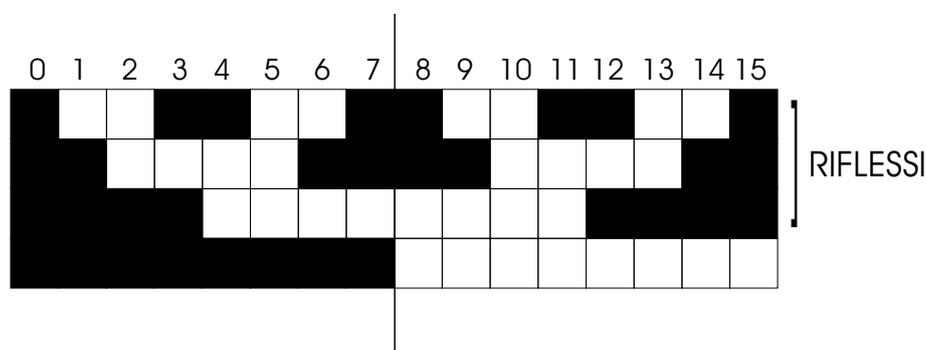


Figura A.2.31: Codice Gray o binario riflesso a quattro bit

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 [A.2.35\(a\)](#).

Il verso di rotazione viene rilevato nella seguente maniera (si faccia riferimento alla Figura [A.2.35\(b\)](#)):

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 Figura [A.2.35\(b\)](#), 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 [A.2.36](#)).

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

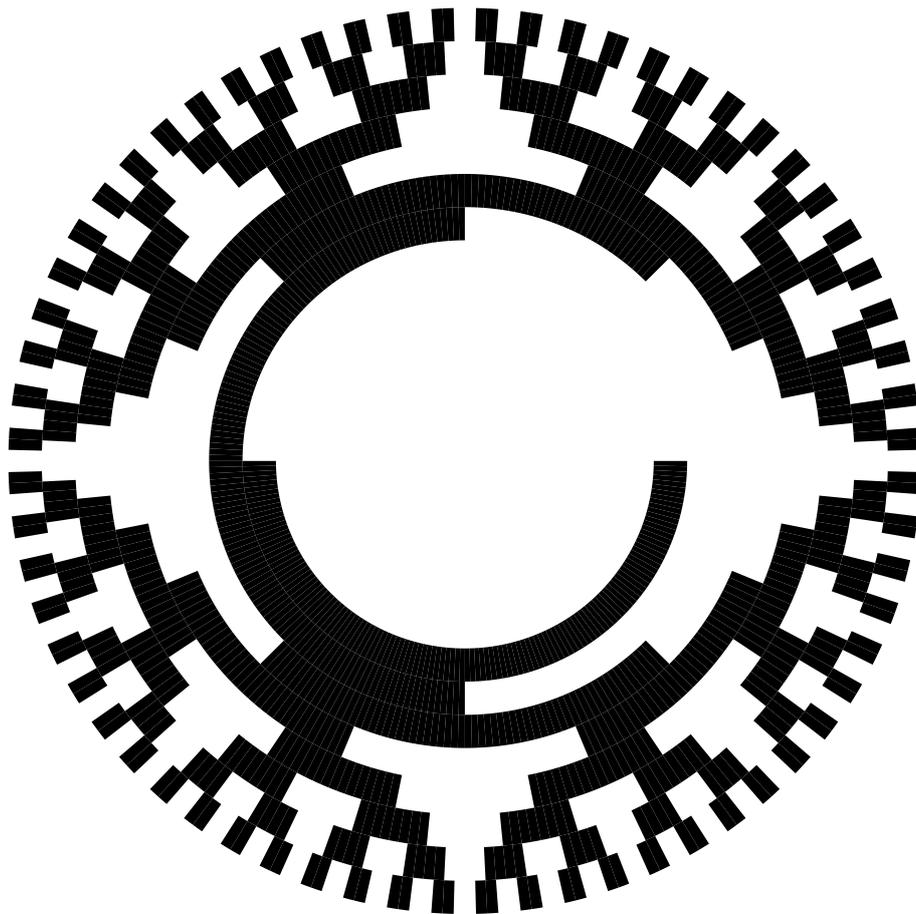


Figura A.2.32: Layout delle zone opache e trasparenti di un encoder assoluto a 8 bit in codifica Gray.

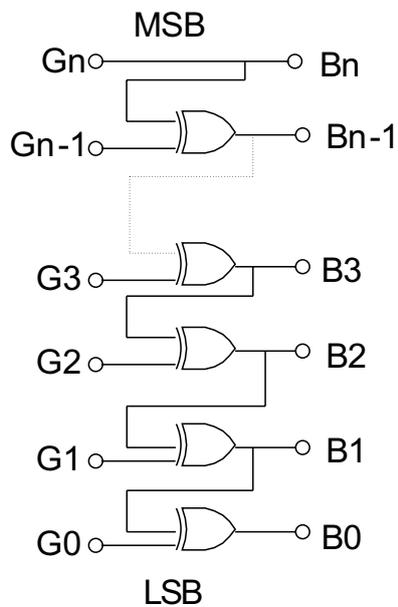


Figura A.2.33: Schema di conversione Gray - Binario

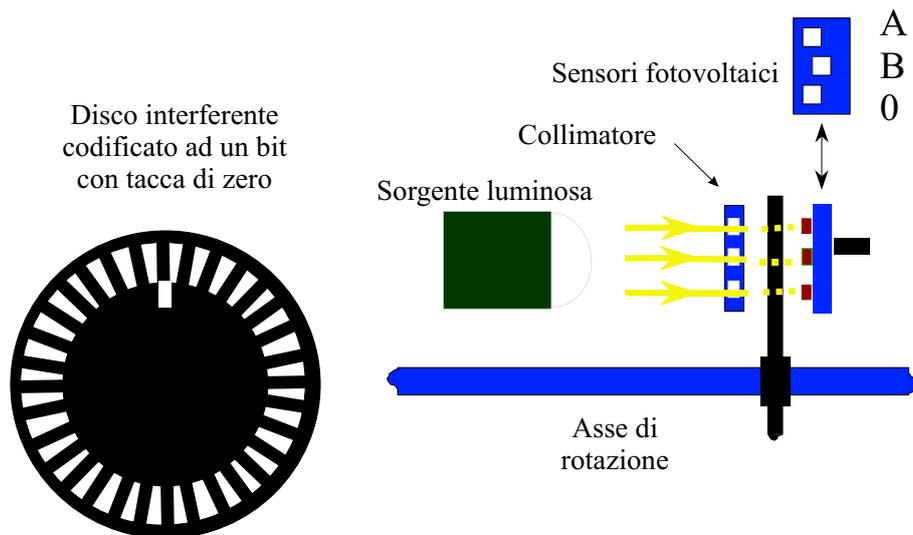


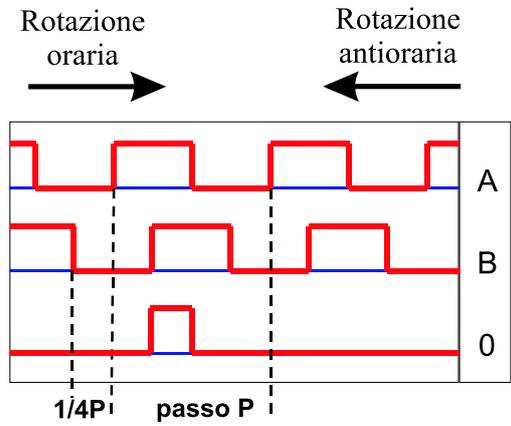
Figura A.2.34: Schema costruttivo di un encoder incrementale

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 (Figura A.2.35(c)) che a loro volta possono venire erroneamente interpretate come una variazione di posizione.

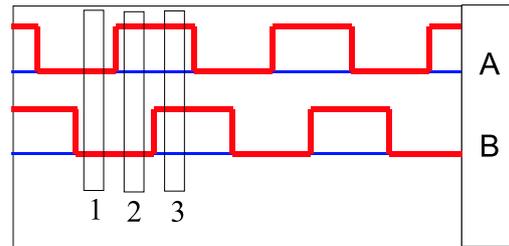
È quindi preferibile frapporre tra il circuito di conteggio e le uscite dell'encoder dei dispositivi particolari chiamati **Encoder Interface** che realizzano, oltre all'eventuale filtraggio digitale del segnale, la conversione degli impulsi ad onda quadra in impulsi *one-shot*, determinando anche il verso di rotazione. A titolo di esempio, si cita il componente LS7083/7084 di LSI Computer Systems, come circuito integrato molto compatto (8 pin) ed economico, in grado di svolgere le operazioni descritte.

In dettaglio, per aumentare la risoluzione (ma non l'accuratezza, che dipende solo dalla qualità della costruzione) del sensore è possibile moltiplicare per 2 (contando i fronti di salita e di discesa di almeno una delle due tracce) e per 4 (contando sia i fronti di salita che i fronti di discesa di entrambe le tracce) gli impulsi per passo dell'encoder (Figura A.2.35(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 A.2.37. Si noti che, in questo circuito, il conteggio per 2 è ottenuto semplicemente effettuando l'OR esclusivo (EX-OR) fra A e B. Il segnale risultante ha un fronte di salita ogni fronte di salita e discesa di A, se la rotazione è oraria, ed ogni fronte di salita e discesa di B, se invece la rotazione è antioraria. Il conteggio per 4 è invece ottenuto utilizzando dei circuiti monostabili, il cui scopo è semplicemente quello di trasformare tutti i fronti di salita e discesa del segnale di conteggio per 2 in impulsi di brevissima durata. Si noti il Flip-Flop di tipo D, mostrato in basso nella Figura A.2.37, è usato solamente per discriminare il verso di rotazione.

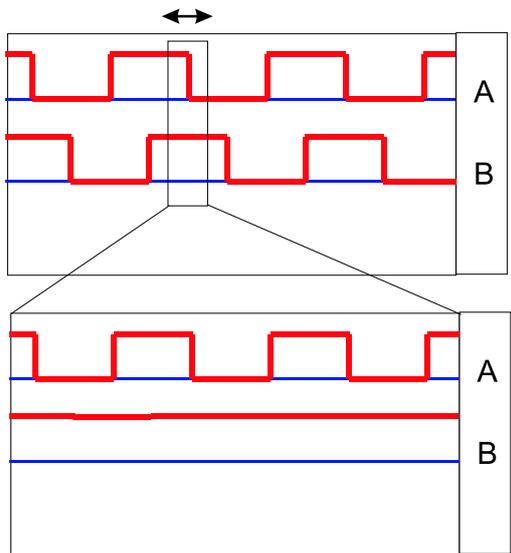
Infine, una soluzione alternativa per ottenere il conteggio degli impulsi incrementali dell'encoder è realizzare una rete sequenziale che implementi una macchina a stati finiti come quella descritta in Figura A.2.38. Per la realizzazione fisica di tale macchina a stati finiti occorre un microprocessore in grado di elaborare i segnali con frequenza di campionamento sufficientemente elevata oppure dei circuiti logici integrati riprogrammabili (come le **PLD**, Programmable Logic Devices o le **FPGA**, Field Programmable Gate Array). Si può facilmente verificare che la frequenza minima a cui tali dispositivi devono poter lavorare, per rilevare correttamente le transizioni di stato di un encoder incrementale, dipende dalla massima velocità di rotazione con cui l'encoder potrà ruotare (dipendente, ad esempio, dal motore elettrico sul quale è installato) e dalla risoluzione dell'encoder (passi/giro). Fissate queste due variabili ed indicandole rispettivamente con  $\omega_{max}$  ed  $N_{enc}$ , si può infatti esprimere il tempo minimo che intercorre tra due transizioni di stato della coppia di segnali A e B come



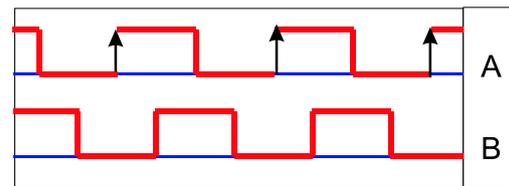
(a) Forme d'onda generate da un encoder incrementale.



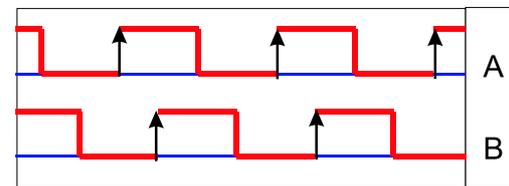
(b) Sequenza di configurazioni delle uscite dell'encoder.



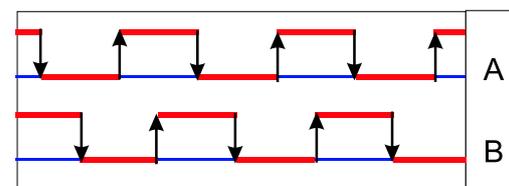
(c) Oscillazioni meccaniche possono provocare commutazioni spurie su uno dei due segnali dei sensori fotovoltaici dell'encoder.



Conteggio normale



Conteggio x 2



Conteggio x 4

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

Figura A.2.35: Forme d'onda generate da un encoder incrementale

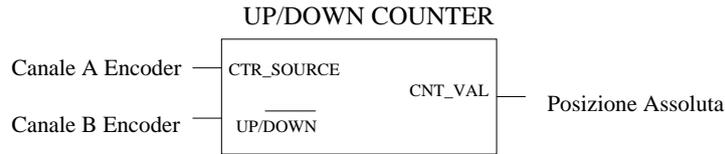


Figura A.2.36: Circuito elementare di conteggio per impulsi di un encoder incrementale

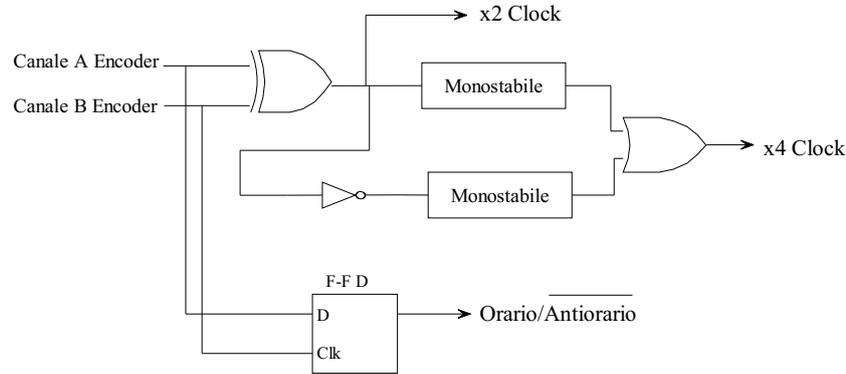


Figura A.2.37: Esempio di circuito di interfacciamento encoder per estrarre il verso di rotazione e la moltiplicazione degli impulsi.

il rapporto fra l'angolo  $\Delta\theta$  fra le transizioni e la velocità massima:

$$T_{min} = \frac{\Delta\theta}{\omega_{max}}$$

e, poichè:

$$\Delta\theta = \frac{2\pi}{4N_{enc}}$$

ed è necessario garantire una frequenza di campionamento superiore a  $1/T_{min}$ , si ottiene:

$$f_{min} = \frac{\omega_{max} \cdot (4N_{enc})}{2\pi}$$

### Interpretazione del 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 di impulsi conteggiati, le quali sono essenzialmente di una delle seguenti tipologie:

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.

Il primo punto si riferisce alla possibilità che il contatore utilizzato abbia una risoluzione differente da quella dell'encoder. Solitamente, un contatore di impulsi digitali memorizza il valore di conteggio in una parola binaria, pertanto il massimo numero di impulsi che si possono contare è pari a  $2^N$ , con  $N$  numero di bit della parola binaria. Quando un contatore di questo tipo raggiunge il massimo valore rappresentabile, l'impulso successivo conteggiato (in direzione "positiva") provoca l'azzeramento della parola binaria o, come si usa dire, il "roll-over" del contatore. Analogamente, se il conteggio è

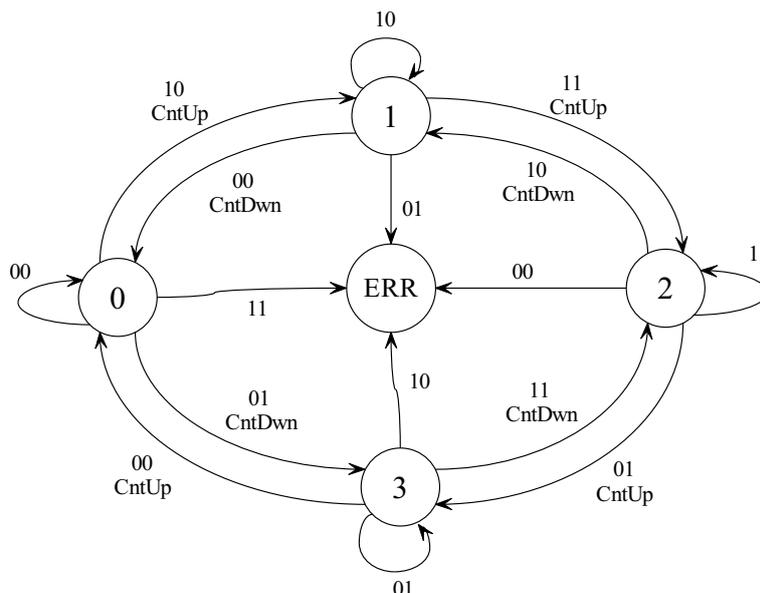


Figura A.2.38: Macchina a Stati Finiti per il conteggio degli impulsi incrementali di un encoder

in direzione negativa si ha un roll-over da  $2^N$  a 0. Nell'utilizzo di un contatore per impulsi encoder, il roll-over è un evento molto importante, soprattutto quando, come detto in precedenza, non coincide con il termine di una rotazione completa dell'encoder stesso. In questo caso si possono presentare due situazioni:

- Il valore di roll-over vale  $2^N$  e i passi per giro dell'encoder sono  $2^M$  (con  $N \geq M$ ): in questo caso è sufficiente mascherare gli  $N - M$  bit più significativi del valore di conteggio, espresso in codice binario. Infatti, gli  $M$  bit meno significativi del contatore effettuano un roll-over ogni volta che l'encoder effettua un giro completo, facendo cambiare di stato agli  $N - M$  bit rimanenti che, però, possono essere ignorati senza problemi.
- La risoluzione dell'encoder non è una potenza di due: il numero di passi in un encoder incrementale non è legato a nessun vincolo costruttivo che imponga sia rappresentabile con una parola binaria, come invece avviene per i contatori digitali, pertanto questa situazione è abbastanza comune nella pratica. In questo caso, 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, l'algoritmo che permette di realizzare l'accorgimento richiesto nell'ultimo caso potrebbe essere descritto dal seguente pseudo-codice:

```

ENCODER = COUNTER - LIMITE_INF; // LIMITE_INF corrisponde
                                // all'inizio virtuale del
                                // giro encoder

WHILE (ENCODER < 0) DO
    ENCODER = ENCODER + ENCODER_RESOLUTION;
    LIMITE_INF = LIMITE_INF - ENCODER_RESOLUTION;
END

WHILE (ENCODER >= ENCODER_RESOLUTION) DO
    ENCODER = ENCODER - ENCODER_RESOLUTION;
    LIMITE_INF = LIMITE_INF + ENCODER_RESOLUTION;
END

```

Con questo algoritmo si memorizza nella variabile `ENCODER` il numero di passi conteggiati all'interno di un giro dell'encoder e nella variabile `LIMITE_INF` il "punto di partenza" del giro encoder all'interno del range di conteggio del contatore digitale, la cui parola binaria è memorizzata nella variabile `COUNTER` (si ipotizza l'aggiornamento automatico di tale variabile da parte del contatore digitale, in modo indipendente dal software di controllo). Si noti inoltre che, al momento del roll-over del contatore digitale, al valore della variabile `LIMITE_INF` va sottratto il valore massimo rappresentabile dal contatore stesso. Questa operazione non è descritta nel codice proposto, in quanto dipende dalla modalità con cui sia possibile rilevare via software l'evento di roll-over del contatore (es. interrupt per il microprocessore). Nella Fig A.2.39 è mostrato l'andamento nel tempo delle variabili nel codice proposto, ipotizzando un valore di roll-over del contatore pari a  $2048 (= 2^{11})$  ed una risoluzione dell'encoder di 800 passi/giro.

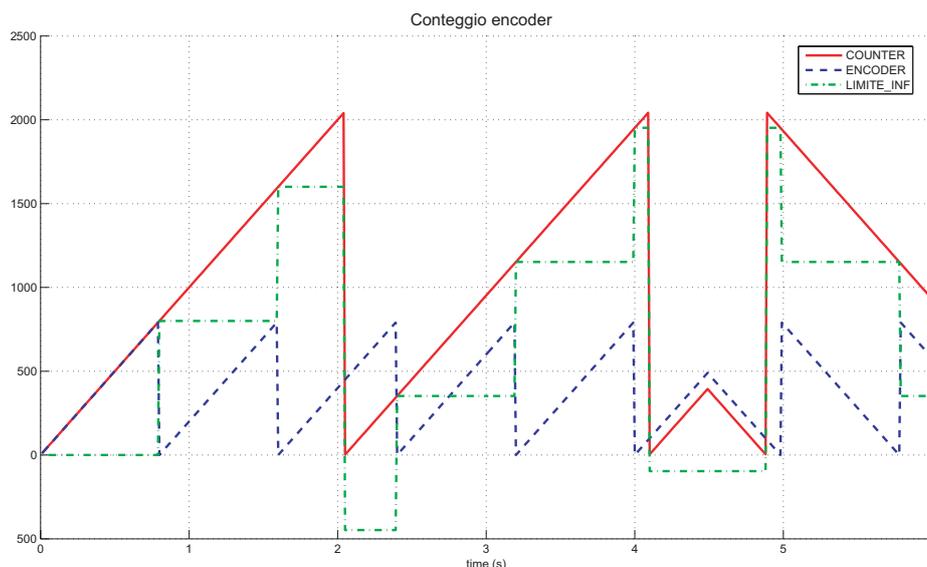


Figura A.2.39: Diagramma temporale delle variabili software necessarie per il conteggio passi di un encoder incrementale

Il secondo punto dell'elenco di problematiche riportato in precedenza, si riferisce invece alla possibilità, tipica in una macchina automatica, che un ciclo produttivo richieda ad una parte meccanica un numero di rotazioni diverso dal numero di rotazioni effettuate da un encoder installato nell'impianto. Ad esempio, il ciclo produttivo corrisponde ad un giro completo dell'albero principale di trasmissione del moto nella macchina automatica, mentre il motore elettrico (dotato di encoder incrementale) che ne genera il movimento compie 4 giri e mezzo. In questo caso, bisogna considerare che il "roll-over" del ciclo produttivo non corrisponde al roll-over dell'encoder ed è quindi necessario gestire correttamente due valori di conteggio: quello all'interno del giro encoder e quello all'interno dello svolgimento del ciclo produttivo. Quest'ultimo è importante in quanto definisce la sequenza delle operazioni nel processo produttivo (es. taglio cartone, riempimento scatole, ecc.) ed la loro frequenza di ripetizione. È facile intuire che tale problematica si può risolvere con un algoritmo identico a quello mostrato in precedenza, considerando in questo caso la variabile `COUNTER` come associata alla "posizione" virtuale del ciclo produttivo, anziché al valore effettivo di un circuito di conteggio.

### Encoder Sin/Cos

Gli encoder di tipo Sin/Cos sono molto simili, dal punto di vista costruttivo, agli encoder incrementali, tanto che ne possono essere considerati una variante. La parte meccanica di un encoder

Sin/Cos è infatti identica a quella di un encoder incrementale “standard”, ma l’elettronica che amplifica i segnali provenienti dai sensori fotovoltaici è progettata per ottenere delle forme d’onda (quasi) sinusoidali, invece che squadrate, per i due segnali di uscita A e B, i quali diventano così segnali **analogici** anzichè **digitali**.

Come si può notare dalla schematizzazione funzionale di Figura A.2.40, la forma (quasi) sinusoidale per i segnali A e B è ottenuta duplicando i sensori fotovoltaici per ciascun canale, in modo tale da ottenere segnali “duali” da ciascuna coppia di sensori. Dato che la luce della sorgente illumina gradualmente, al ruotare del disco interferente, i sensori fotovoltaici e non in modo brusco (come si era ipotizzato nella descrizione dell’encoder incrementale), le correnti  $iA/i\bar{A}$  generate dai sensori hanno un andamento ondulatorio (analogamente per  $iB/i\bar{B}$ , non mostrate).

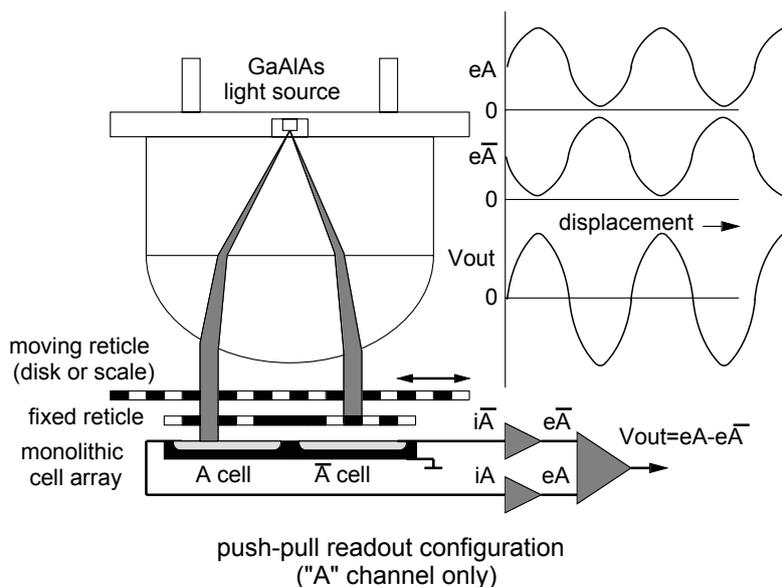


Figura A.2.40: Schema realizzativo del circuito elettronico di un Encoder Sin/Cos

Convertendo in tensione ( $eA/e\bar{A}$  ed  $eB/e\bar{B}$ ) ed amplificando opportunamente la differenza delle due coppie di segnali duali, si ottengono in uscita due tensioni ( $V_{out}$  mostrata in figura sarebbe quella per il segnale A) approssimativamente sinusoidali rispetto alla rotazione dell’encoder, sfasate tra loro di un quarto di passo dell’encoder stesso. Poichè il periodo di questi segnali è pari proprio al passo encoder, essi sono in relazione tra loro come il seno ed il coseno di un angolo, in modo analogo a quanto avviene per il Resolver. Tuttavia, occorre notare che mentre nel Resolver il periodo di seno/coseno ( $V_{s1}$  e  $V_{s2}$ ) è effettivamente l’angolo giro completo, per l’encoder Sin/Cos tale periodo è solamente una frazione molto piccola di tale angolo, suddiviso in base al numero totale di passi dell’encoder. Per tale motivo, l’encoder Sin/Cos non può essere considerato un sensore **assoluto**, in quanto per ricostruire la posizione esatta del sensore all’interno di un giro è necessario anche contare i passi effettuati a partire dal riferimento di zero. L’informazione ottenuta dai segnali analogici di un encoder Sin/Cos è infatti “assoluta” solo all’interno di un singolo passo.

Per motivi pratici, gli encoder Sin/Cos disponibili in commercio forniscono in uscita sia i segnali digitali A e B “standard” per un encoder incrementale che i segnali analogici seno/coseno. In questo modo, è possibile utilizzare i segnali digitali per il conteggio dei passi, come descritto per l’encoder incrementale, e “raffinare” la posizione dell’encoder all’interno del passo sfruttando i segnali analogici, con lo stesso principio utilizzato per i segnali del Resolver (es. arcotangente del rapporto fra A e B), come mostrato in Figura A.2.41 (si noti sempre che la variabile  $q$  in figura descrive la posizione all’interno di un passo). In questo modo, è possibile incrementare notevolmente e, soprattutto, a piacere, la risoluzione dell’encoder. Infatti, l’incremento di risoluzione dipende unicamente dalla risoluzione con cui sono trattati i segnali analogici seno/coseno di A e B. Si consideri, ad esempio, un

encoder Sin/Cos con  $1024 (= 2^{10})$  passi/giro e si ipotizzi che dai segnali analogici seno/coseno venga ricostruita la posizione con una conversione in digitale ad 8 bit. La risoluzione totale dell'encoder è pari quindi a 18 bit (corrispondente ad una rotazione di poco più di un millesimo di grado!), dei quali i 10 più significativi sono ottenuti dal conteggio dei passi ed gli 8 meno significativi dalla conversione dei segnali analogici.

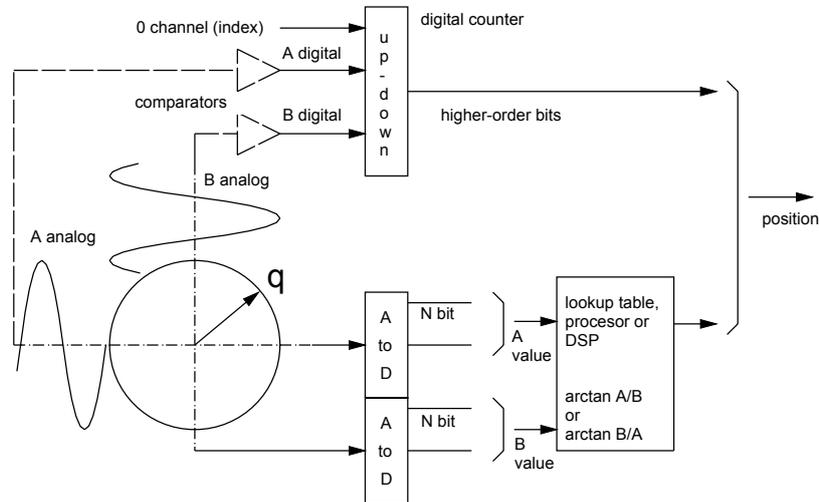


Figura A.2.41: Schema di ricostruzione della posizione assoluta per un Encoder Sin/Cos

## A.2.2 Sensori di velocità

In questa sezione verranno descritti un sensore per la misura *diretta* della velocità di rotazione di una parte meccanica, cioè la **dinamo tachimetrica**, ed una soluzione per la misura *indiretta* della velocità di rotazione a partire dal segnale di un sensore di posizione, come l'encoder ottico, già analizzato nella precedente sezione.

### A.2.2.1 Stima della velocità da encoder incrementale

In molte applicazioni (ad esempio il controllo di motori elettrici), nelle quali il sistema è necessariamente dotato di un trasduttore di posizione angolare, la velocità di rotazione può essere stimata tramite la semplice operazione di derivata fatta rispetto al tempo. Questa soluzione è tipicamente adottata quando si utilizza un **encoder incrementale**, in quanto per questo sensore la misura di velocità corrisponde anche alla misura di frequenza degli impulsi per il conteggio dei passi, operazione che può essere realizzata anche con appositi circuiti integrati di conversione frequenza/tensione (es. LM2907 di National Semiconductors). Si noti che, in linea di principio, la misura di velocità con convertitori frequenza/tensione può essere applicata anche a sensori costituiti da un qualunque elemento meccanico rotante, come ad esempio una ruota dentata, e da un dispositivo in grado di generare impulsi al passaggio di punti specifici della parte rotante, come appunto denti o magneti disposti sulla circonferenza. Questo tipo di sensore viene comunemente chiamato **ruota fonica** ed è molto utilizzato nel settore automobilistico. Tuttavia, a differenza dell'encoder, una ruota fonica non è generalmente in grado di discriminare il segno della velocità misurata, che ovviamente dipende dal verso di rotazione. Inoltre, è utile ricordare che l'encoder incrementale è implicitamente un sensore per l'acquisizione digitale, perciò interporre tra esso e il sistema di elaborazione un dispositivo che ne converta la velocità in un segnale analogico è una inutile complicazione. Per calcolare direttamente la velocità di rotazione tramite elaborazione digitale si possono considerare due metodi alternativi:

1. il conteggio degli impulsi encoder in un periodo di tempo prefissato (v. Figura A.2.42;

- la misura tramite clock ad alta frequenza del periodo tra un impulso dell'encoder e il successivo (v. Figura A.2.43).

### Primo metodo: conteggio impulsi in un periodo

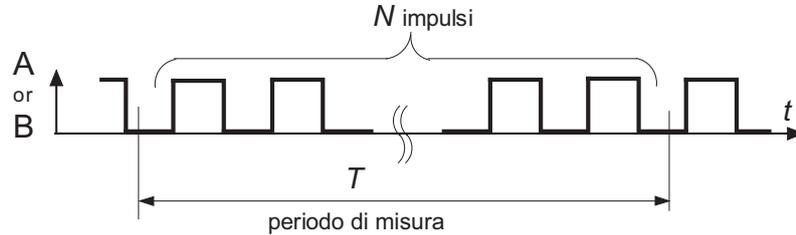


Figura A.2.42: Stima della velocità di rotazione da un encoder incrementale: conteggio impulsi in un periodo.

La problematica principale della stima della velocità di rotazione di un encoder incrementale ottenuta dividendo il numero di impulsi di conteggio per l'unità di tempo in cui vengono acquisiti è il cosiddetto **rumore di quantizzazione**, dovuto alla discretizzazione del segnale acquisito. Con il diminuire della velocità dell'encoder, l'effetto del rumore di quantizzazione prevale sulla misura utile, in quanto il numero di impulsi che vengono rilevati 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 ed elevata la risoluzione dell'encoder. Infatti, la velocità misurata con questo metodo approssima la velocità reale secondo la formula:

$$\omega \approx \frac{\Delta\theta}{\Delta t}$$

la quale può essere calcolata fissando una finestra temporale, di durata  $T$  e contando il numero di impulsi  $N$  provenienti dall'encoder in tale tempo. In tal modo,  $\Delta t = T$ , mentre:

$$\Delta\theta = \frac{2\pi}{N_{enc}} \cdot N$$

nella quale  $N_{enc}$  è il numero totale di impulsi per giro dell'encoder. Si ottiene quindi:

$$\omega \approx \frac{2\pi}{N_{enc}} \cdot \frac{N}{T}$$

Come si può notare, la velocità minima misurabile è quella ottenuta con  $N = 1$  ed è tanto più piccola quanto più sono grandi  $N_{enc}$  e  $T$ . Tuttavia, occorre anche osservare che  $T$  è il "ritardo" con cui viene aggiornata la misura, pertanto non può essere incrementato a dismisura, per non penalizzare troppo le prestazioni di un eventuale sistema di controllo in retroazione che utilizzi tale misura.

### Secondo metodo: misura del periodo tra due impulsi

Una soluzione alternativa, per ovviare al problema della velocità minima misurabile, potrebbe essere quella di misurare, anziché il numero di impulsi in un tempo fissato, il tempo che intercorre fra un impulso dell'encoder ed il successivo. In questo caso, ipotizzando che il tempo venga misurato contando i cicli di un clock di riferimento, è  $\Delta\theta$  ad essere fissato, pari a  $2\pi/N_{enc}$ , mentre:

$$\Delta t = N \cdot t_{clock}$$

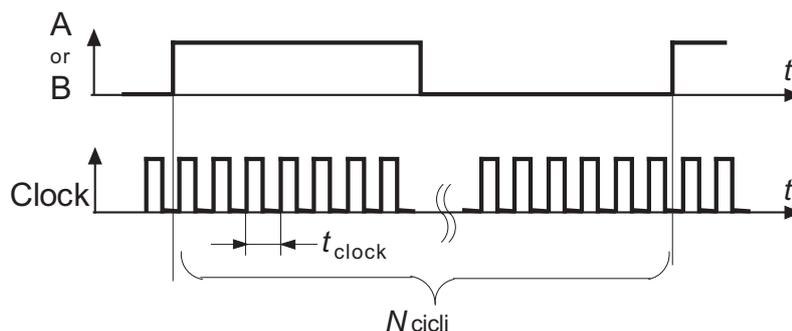


Figura A.2.43: Stima della velocità di rotazione da un encoder incrementale: misura periodo tra due impulsi.

con  $N$  pari al numero di cicli di clock rilevati e  $t_{clock}$  l'intervallo temporale tra di essi. Si ottiene quindi che:

$$\omega \approx \frac{2\pi}{N_{enc}} \cdot \frac{1}{N \cdot t_{clock}}$$

Si noti che alle basse velocità si avrà  $N$  molto grande, per cui non ci saranno problemi. Tuttavia, si avrà un limite alle alte velocità dovuto alla risoluzione del temporizzatore, in quanto all'aumentare della velocità  $N$  diminuisce, fino ad annullarsi quando la frequenza degli impulsi dell'encoder diventa maggiore di quella del clock.

In base a queste considerazioni, la soluzione ideale risulta essere un compromesso fra le due, vale a dire utilizzare il primo metodo se la velocità supera un certo valore di soglia ed il secondo metodo se invece si mantiene al di sotto di tale valore.

### A.2.2.2 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 (Figura A.2.44).

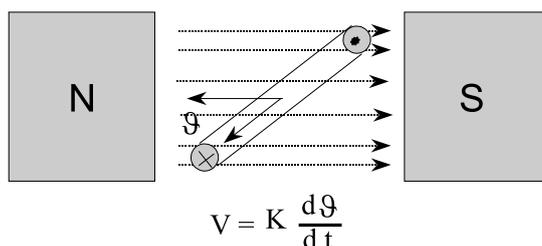


Figura A.2.44: Schema di funzionamento di una dinamo tachimetrica

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.

La problematica principale delle oscillazioni (“ripple”) presenti nel segnale di una dinamo tachimetrica è dovuta al fatto che, essendo generate proprio dalla rotazione del sensore, la loro frequenza è proporzionale alla velocità di rotazione stessa. Ad esempio, la Figura A.2.45 mostra, enfatizzando il ripple, che le oscillazioni sulla tensione generata da una dinamo a due velocità diverse  $\omega_1$  ed  $\omega_2$  hanno frequenza maggiore alla velocità più elevata. Per tale motivo, questo disturbo risulta molto difficile da eliminare, in quanto sarebbe necessario un filtraggio con frequenza di taglio proporzionale al valor medio della tensione rilevata, operazione non sempre semplice da realizzare.

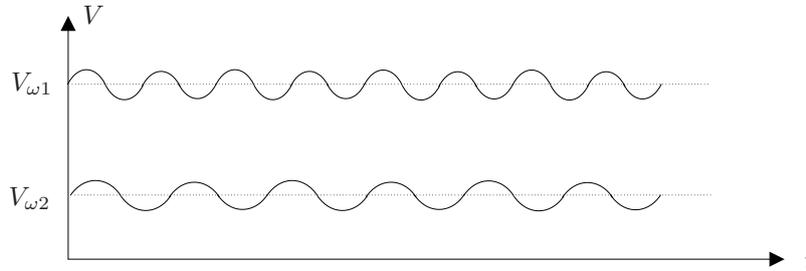


Figura A.2.45: Ripple sulla tensione generata da una dinamo tachimetrica

## A.2.3 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.

### A.2.3.1 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  $\sigma$  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:

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

Il parametro  $\mu$  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 (Figura A.2.46).

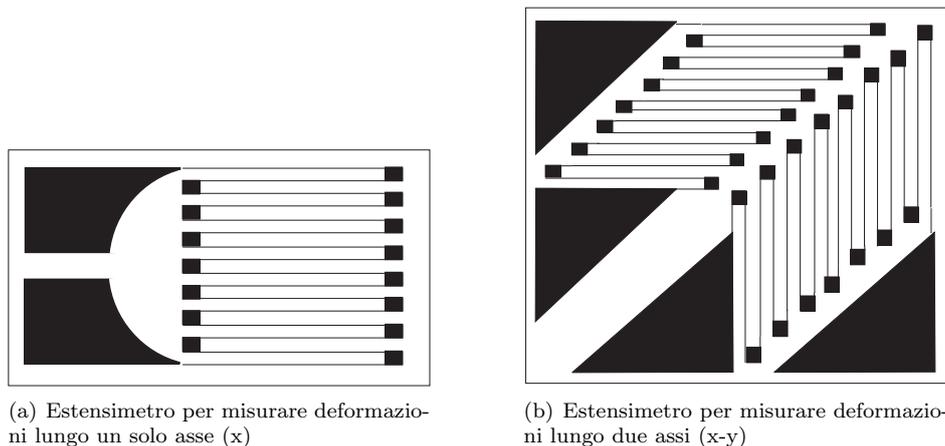


Figura A.2.46: Estensimetri metallici.

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  $\rho$  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'Equazione<sup>5</sup> (A.2.1):

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

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 A.2.1.

<sup>5</sup>in cui confondiamo il differenziale  $d$  e la variazione  $\Delta$

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

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

In base all'Eq. (A.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 (Figura A.2.47) con le resistenze di riferimento 1,2,3 tutte di egual valore  $R$  e la resistenza di misura (estensimetro)  $R_g$ .

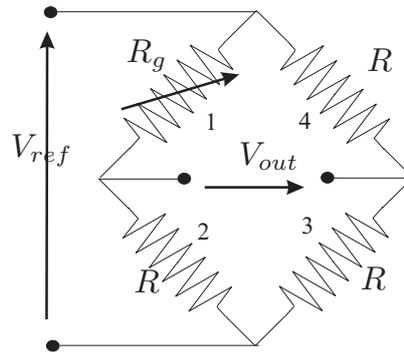


Figura A.2.47: Ponte di Wheatstone con tre resistenze di riferimento (1,2,3) e la resistenza di misura (estensimetro)  $R_g$ .

L'equazione del circuito vale:

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

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  $\Delta R$ , 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 Figura A.2.48) aumentare la sensibilità della misura, avendo cura di piazzare in modo opportuno gli estensimetri, in modo che siano deformati simmetricamente a coppie (vedi Figura A.2.49).

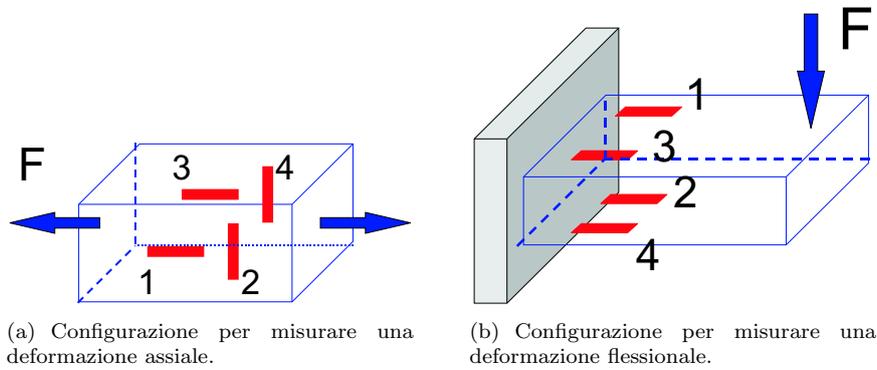


Figura A.2.48: Posizionamento di un ponte estensimetrico.

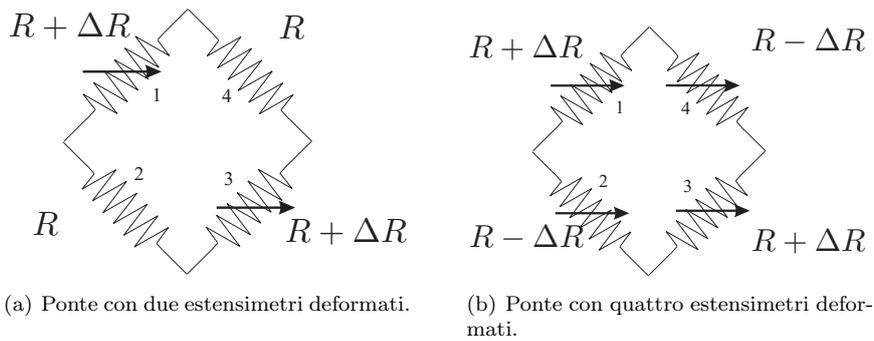


Figura A.2.49: Configurazione di misura con più estensimetri. Schema elettrico.

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:

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

Si noti che, come in tutti i casi in cui l'elemento sensibile è una resistenza, l'entità della tensione di uscita del trasduttore nel suo complesso dipende direttamente dall'entità dell'alimentazione. Quest'ultima non deve però essere troppo elevata, per non causare un eccessivo riscaldamento degli estensimetri per effetto Joule. Qualora sia necessario aumentare il livello di tensione d'uscita, è in genere preferibile amplificare successivamente il segnale del ponte di Wheatstone.

### A.2.3.2 Cella di carico

La cella di carico (*load cell*) è un sensore per la misura della forza peso. La struttura di un sensore di questo tipo può essere basata su:

- sensori di spostamento come LVDT;
- sensori di deformazione come estensimetri;
- sensori piezoelettrici.

Una tipica struttura di cella di carico basata su LVDT è mostrata in Figura A.2.50. 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:

$$F = -Kx$$

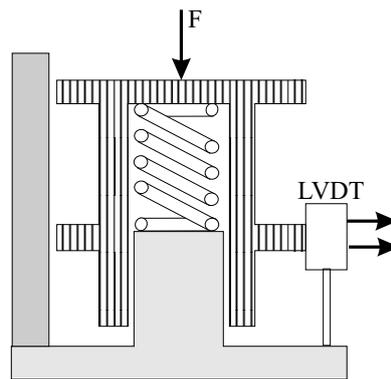


Figura A.2.50: Cella di carico basata su un LVDT

Il principale svantaggio di questa struttura è lo spazio occupato dalla molla e dall'LVDT stesso. Per poter ridurre le dimensioni della cella di carico è possibile utilizzare gli estensimetri, che potenzialmente possono essere installati anche su strutture meccaniche molto piccole, ovviamente con una opportuna scelta della disposizione geometrica degli elementi sensibili. Ad esempio in Figura A.2.51 è riportata una cella di carico per misurare una forza di sollevamento.

La cella di carico comprende quattro estensimetri posti lungo l'anello della cella. Gli estensimetri sono elettricamente connessi a ponte come mostrato in Figura A.2.49. 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.

Un'altra possibile realizzazione della cella di carico, particolarmente miniaturizzabile, è quella che sfrutta l'effetto piezoelettrico. Come detto in precedenza nella sezione A.1.5, il risultato dell'applicazione di una forza-peso sulla superficie di un cristallo piezoelettrico produce un'accumulo di carica

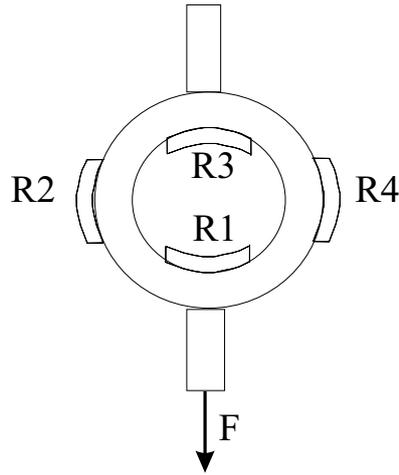


Figura A.2.51: Cella di carico basata su quattro estensimetri.

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”<sup>6</sup> la carica su di una capacità nota e stabile, utilizzando uno schema di principio come quello riportato in Figura A.2.52, denominato **amplificatore di carica**.

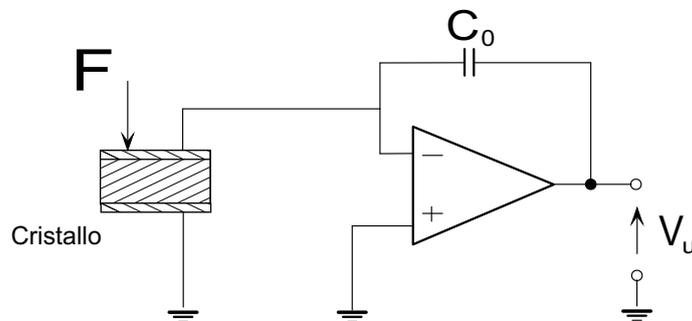


Figura A.2.52: Schema realizzativo di una cella di carico piezoelettrica con *amplificatore di carica*.

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,

<sup>6</sup>Il trasferimento di carica è virtuale e non effettivo in quanto la carica accumulata è associata ai dipoli molecolari, quindi non è libera di muoversi.

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.

### A.2.3.3 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** (o *diaframma*). Una semplice realizzazione di quest'ultima tipologia di sensori di pressione può essere quella indicata in Figura A.2.53. 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 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).

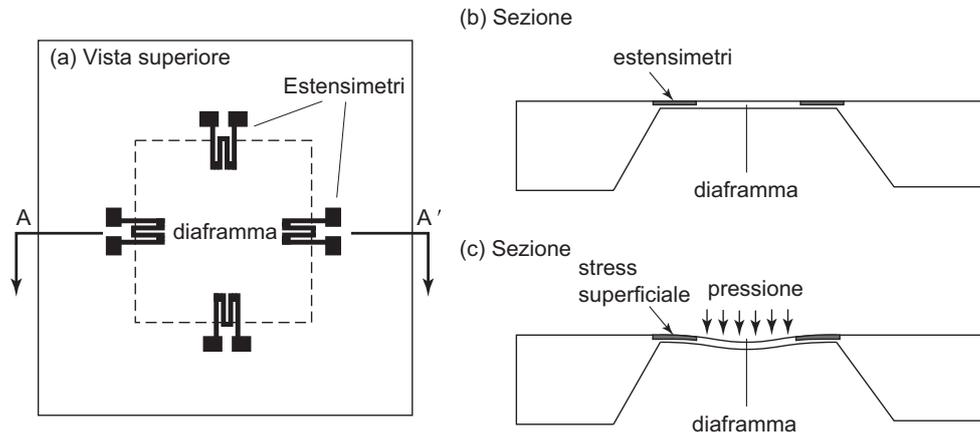


Figura A.2.53: Sensore di pressione basato su estensimetri

### A.2.4 Accelerometri

Contrariamente alla velocità lineare o rotativa, che come visto in precedenza può essere ottenuta derivando la misura di un sensore di posizione, la misura di accelerazione difficilmente può essere ottenuta come derivata della velocità, in quanto questa operazione sarebbe eccessivamente disturbata dal rumore di quantizzazione. Peraltro, nel controllo del moto per applicazioni industriali (i.e. con motori elettrici) l'accelerazione non è di interesse per scopi di regolazione, in quanto a tale fine può essere utilizzata una stima indiretta basata sulla corrente nel motore elettrico (v. l'osservatore dinamico realizzato con Resolver-To-Digital Converter). Piuttosto, le misure di accelerazione vengono utilizzate per scopi di diagnostica e analisi delle vibrazioni.

Il principio comunemente impiegato per misurare l'accelerazione di un corpo è basato sulla *forza inerziale*, come schematizzato in Figura A.2.54. L'accelerometro è pertanto anche definito un **sen-  
sore inerziale**, costituito da una **massa sismica** che si muove all'interno di un contenitore solidale al corpo di riferimento. La massa sismica è connessa ad una molla di coefficiente elastico  $K$  e ad uno smorzatore con coefficiente di attrito viscoso  $b$ .

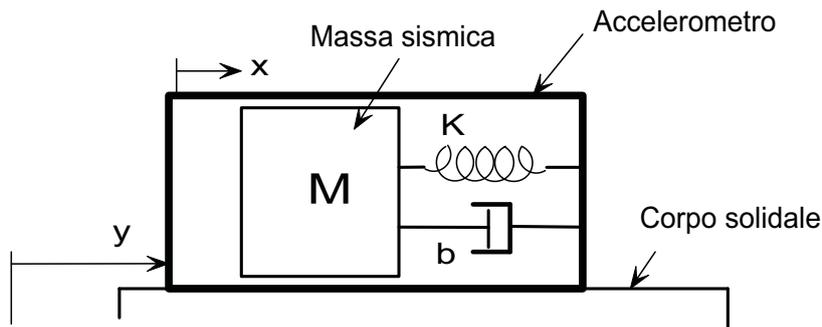


Figura A.2.54: Principio di funzionamento degli accelerometri

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:

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

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

1. misura diretta della forza elastica  $F = Kx$  tramite un sensore piezoelettrico;
2. misura dello scostamento  $x$  tramite un sensore estensimetrico e successivo calcolo dell'accelerazione:

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

La Figura A.2.55 mostra lo schema costruttivo tipico di un accelerometro piezoelettrico per applicazioni industriali. Si noti che di tale schema esistono numerose varianti, principalmente in funzione della direzione di moto della quale si vuole misurare l'accelerazione.

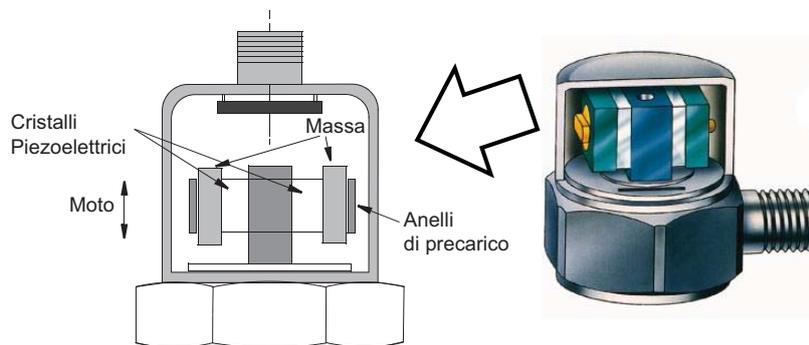


Figura A.2.55: Rappresentazione schematica di un accelerometro piezoelettrico.

Come detto, l'accelerometro viene solitamente utilizzato nell'industria 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 una certa frequenza di risonanza:

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

Diventa quindi molto importante caratterizzare la risposta in frequenza del dispositivo, al fine di determinare quale sia l'intervallo utile di frequenze di vibrazione che esso può rilevare. Infatti, imprimere al dispositivo vibrazioni a frequenze vicine a quella di risonanza, genererebbe una risposta amplificata in modo indesiderato. La Figura A.2.56 mostra la tipica caratteristica in frequenza della risposta di un accelerometro.

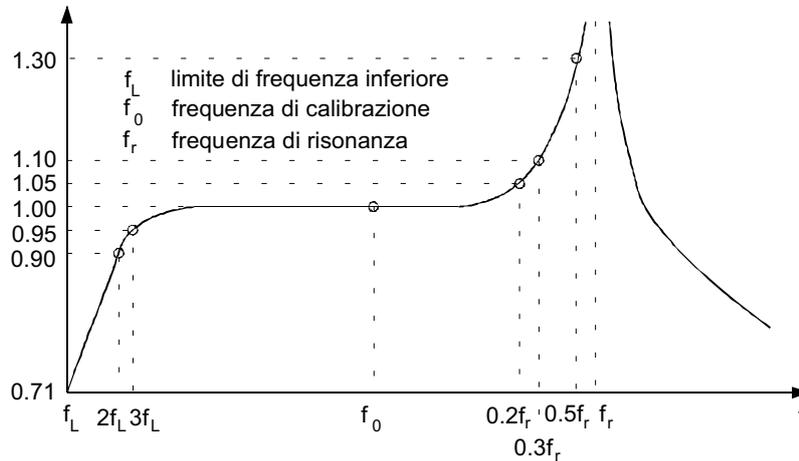


Figura A.2.56: Risposta in frequenza tipica di un accelerometro piezoelettrico.

La banda utile, caratterizzata da risposta unitaria, è appunto limitata superiormente dalla frequenza di risonanza propria dell'accelerometro. Quest'ultima è però solitamente molto elevata (anche oltre 100 kHz) negli accelerometri piezoelettrici, grazie alla elevata rigidità della struttura interna (i.e.  $K$  molto elevato). Già ad un quinto della frequenza di risonanza, l'errore di guadagno rispetto al valore unitario ideale è tipicamente del 5%. Il limite inferiore è invece solitamente determinato dal fatto che il sensore piezoelettrico necessita di un **amplificatore di carica**, come già citato per la cella di carico, e che questo è di norma intrinsecamente tarato nelle misure di vibrazione per avere un effetto di tipo **passa-alto**. Occorre osservare che l'amplificatore di carica può essere:

- integrato all'interno dell'accelerometro stesso, che diventa quindi un trasduttore a tutti gli effetti: in questo caso si ha un ovvio vantaggio in termini di facilità di interfacciamento, soprattutto qualora il trasduttore debba poi essere connesso tramite cablaggi molto lunghi (che farebbero disperdere facilmente la carica dei cristalli piezoelettrici).
- esterno all'accelerometro: in questo caso è necessario collegare l'accelerometro all'amplificatore di carica tramite cavi di connessione specifici e molto costosi, tuttavia si ha il notevole vantaggio che il sensore è più robusto (non contenendo componenti elettronici delicati) e può essere impiegato in ambienti ostili e per misurare vibrazioni di intensità molto elevata.

La risposta in frequenza dell'accelerometro è inoltre influenzata dal fissaggio al corpo del quale si vuole misurare la vibrazione. Come mostrato dalla Figura A.2.57, la risonanza determinata dal tipo di fissaggio è tipicamente a frequenza molto inferiore a quella propria dell'accelerometro, inoltre più è rigido l'accoppiamento tra l'accelerometro e il punto di fissaggio e più è alta la frequenza di risonanza, sempre per via della nota dipendenza di tale frequenza dal parametro di rigidità (i.e.  $K$ ).

Infine, è interessante osservare come negli ultimi anni le applicazioni degli accelerometri si siano diffuse anche nel contesto dell'elettronica di consumo. Di fatto, quasi tutti gli smartphone o i dispositivi elettronici portatili di intrattenimento installano degli accelerometri, sebbene non per misurare

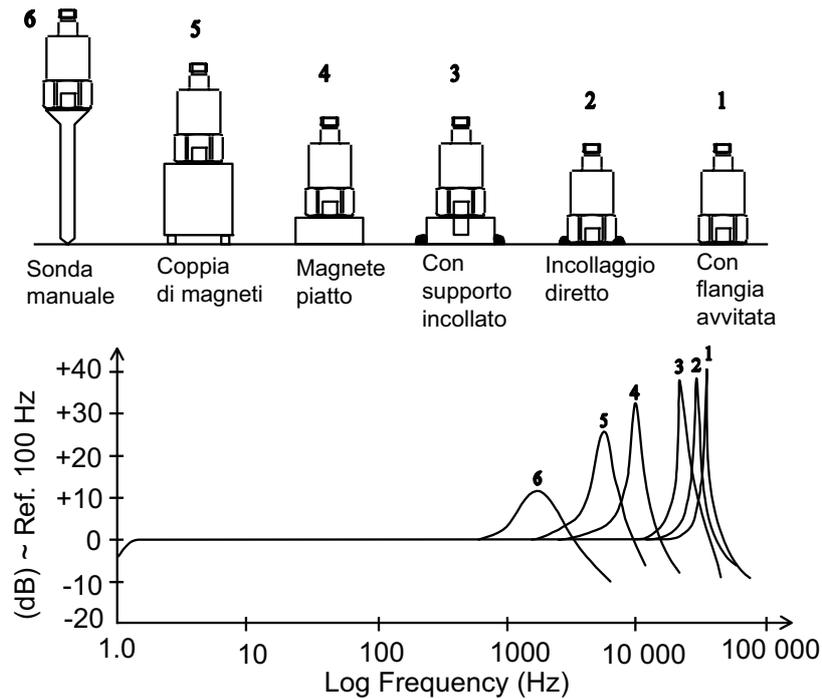


Figura A.2.57: Risposta in frequenza di un accelerometro al variare del fissaggio.

vibrazioni, bensì per rilevare la direzione dell'accelerazione di gravità. Ovviamente, quest'ultima informazione permette l'orientamento automatico dell'interfaccia grafica nei dispositivi portatili citati. Per queste applicazioni la tecnologia costruttiva degli accelerometri è molto diversa da quella usata per l'analisi di vibrazioni. Tali accelerometri sono infatti realizzati sfruttando le capacità di miniaturizzazione del silicio, che permette di costruire masse sismiche di piccolissime dimensioni connesse tramite barre di sospensione, che agiscono come molle, ad un supporto che integra l'elettronica di misura, come schematizzato in Figura A.2.58. Per questo tipo di componenti, realizzati sfruttando al contempo le proprietà elettriche e meccaniche di un circuito integrato, si parla comunemente di **Micro-Electro-Mechanical-Systems (MEMS)**.

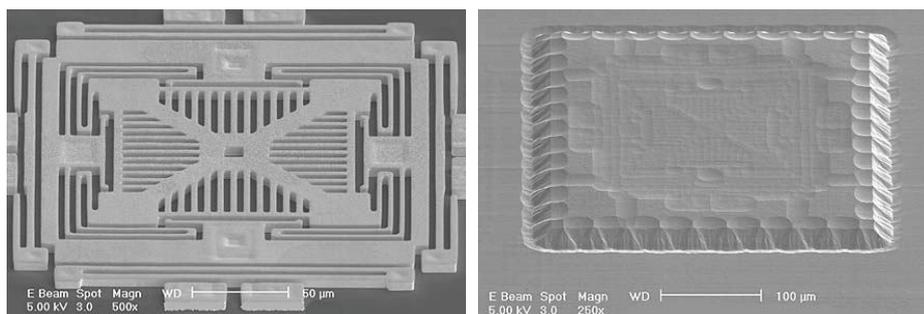


Figura A.2.58: Immagini al microscopio degli elementi costitutivi di accelerometro a semiconduttore (*MEMS*): massa sismica e supporto (sinistra), assemblaggio finale (destra) con isolamento e *bonding* (i.e. connessione del circuito elettronico)

Negli accelerometri MEMS (es. ADXL103/203 di Analog Devices) la misura di accelerazione avviene tipicamente tramite la misura della forza elastica esercitata dalle barre di sospensione, effettuata integrando nelle barre stesse dei resistori estensimetrici, connessi poi con la nota configurazione

a ponte di Wheatstone. Grazie a tale metodologia costruttiva i dispositivi MEMS sono appunto sensibili alle componenti statiche dell'accelerazione, condizione necessaria per rilevare l'accelerazione di gravità. Come mostrato in Figura A.2.59, grazie ad un accelerometro sensibile al movimento su almeno due assi di traslazione è possibile calcolare agevolmente l'angolo di inclinazione rispetto alla verticale (*tilt*) e, come detto, orientare di conseguenza la schermata di un dispositivo portatile dotato di tale tecnologia.

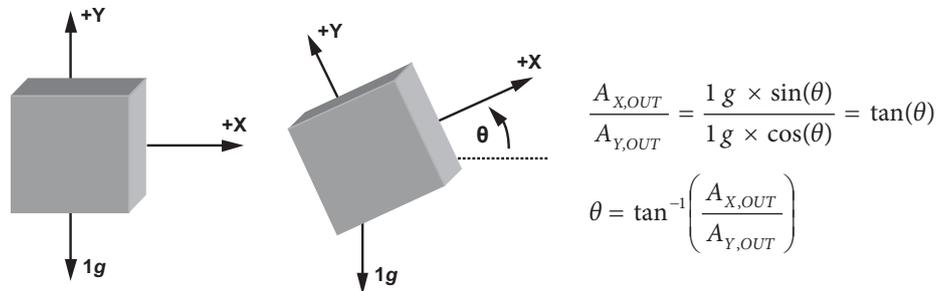


Figura A.2.59: Stima dell'angolo di *tilt* tramite accelerometro MEMS a due assi.

### A.2.4.1 Giroscopio

Rimanendo in tema di dispositivi MEMS e sensori inerziali, è utile introdurre un altro sensore il cui uso si sta diffondendo nell'elettronica di consumo, ma non solo: il giroscopio. Un sensore di questo tipo misura la velocità di rotazione attorno ad un asse, sfruttando appunto l'effetto giroscopico, cioè la tendenza di un corpo ruotante attorno ad un asse a mantenere costante l'orientamento di tale asse rispetto ad un sistema di riferimento inerziale. In particolare, i giroscopi di tipo meccanico, costituiti appunto da un volano e da un telaio di supporto con almeno due gradi di libertà rotativi (v. Figura A.2.60) sono da decine di anni impiegati nel controllo di assetto dei veicoli aerospaziali (i.e. razzi, satelliti, aerei, elicotteri, ecc.). Più recentemente, in tali applicazioni sono stati introdotti i giroscopi a fibra ottica (*Fiber Optic Gyro, FOG*, v. Figura A.2.61), nei quali si sfrutta il principio in base al quale due fasci luminosi emessi dalla stessa sorgente, ma che viaggiano in direzioni opposte all'interno di un anello in fibra ottica, subiscono una variazione di fase differente se l'anello ruota attorno ad una asse passante per il proprio centro.

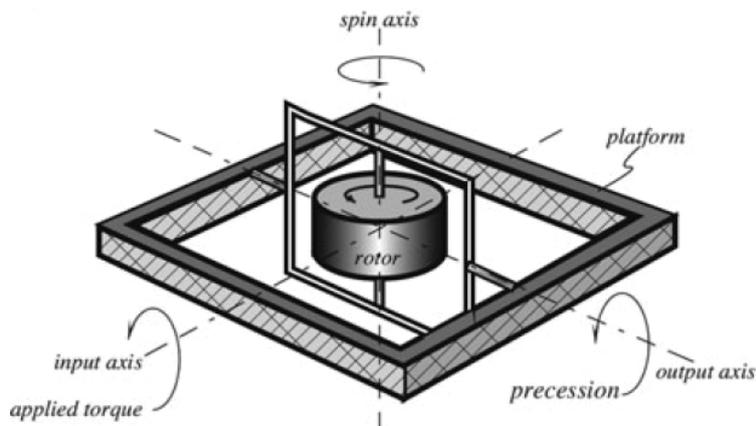


Figura A.2.60: Giroscopio meccanico: l'effetto giroscopico determina un momento torcente, misurabile, proporzionale alla velocità di rotazione rispetto all'asse perpendicolare a quello del rotore volanico, mantenuto in rotazione a velocità costante da un attuatore opportuno.

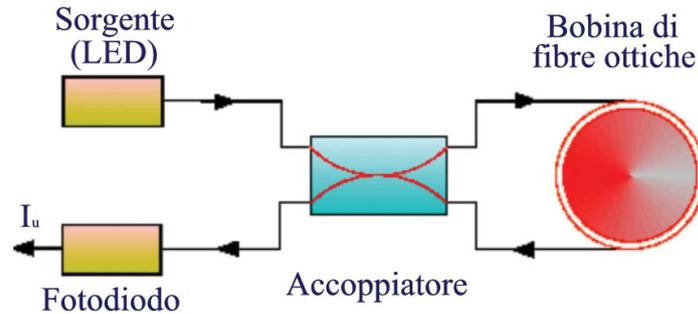


Figura A.2.61: Schema del principio di funzionamento di un giroscopio a fibra ottica (*FOG*).

Tali tipologie di sensori giroscopici sono ovviamente inadatti alla miniaturizzazione, necessario per l'impiego nell'elettronica di consumo oppure nei veicoli aerei radioguidati (i.e. *droni* per sorveglianza o anche per semplice uso hobbystico). Le realizzazioni MEMS, invece, sono state sviluppate proprio per tali scopi. Un giroscopio MEMS sfrutta però un principio fisico molto diverso da quelli citati in precedenza: la forza di Coriolis<sup>7</sup>. Infatti, un giroscopio MEMS contiene una massa sospesa che viene mantenuta in moto oscillatorio traslante rispetto ad un asse. Qualora vi sia una rotazione attorno ad un asse perpendicolare a quello di vibrazione, viene generata una forza di Coriolis diretta lungo l'asse perpendicolare ad entrambi i precedenti, misurando la quale è possibile calcolare la velocità di rotazione. La Figura A.2.62 mostra in modo schematicizzato tale principio di funzionamento, mentre la Figura A.2.63 presenta la struttura micro-meccanica reale di un giroscopio triassiale, cioè in grado di rilevare rotazioni rispetto agli assi di rollio (*roll*), beccheggio (*pitch*) e imbardata (*yaw*).

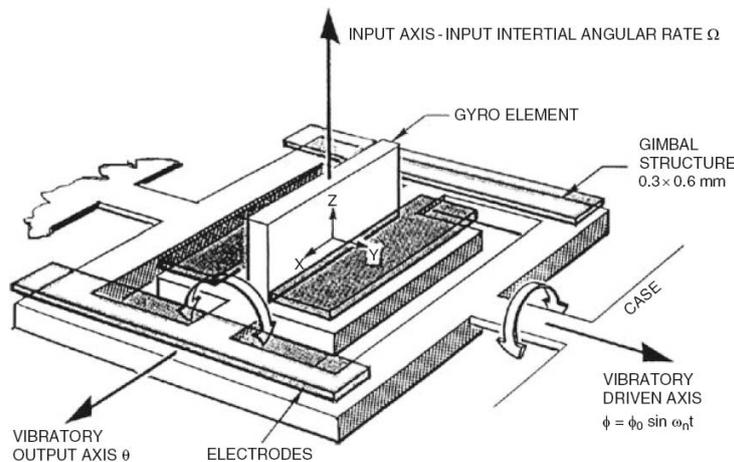


Figura A.2.62: Schema del principio di funzionamento di un giroscopio MEMS (i.e. a massa oscillante).

Per concludere, è interessante descrivere rapidamente come accelerometri e giroscopi possano essere impiegati in modo *complementare* ai fini della stima dell'assetto completo di un corpo in movimento nello spazio. Infatti, come osservato in precedenza, gli accelerometri MEMS sono sensibili alla componente statica imposta dalla gravità, il che permette appunto di stimare gli angoli di inclinazione rispetto alla direzione dell'accelerazione gravitazionale. Inoltre, spesso l'uscita di tali dispositivi è intrinsecamente filtrata con azione *passa-basso*, per limitare gli effetti del rumore termico alle alte frequenze. I giroscopi MEMS, invece, sono sensibili alle velocità di rotazione e sono spesso intrinsecamente filtrati con effetto *passa-alto*, per eliminare eventuali contributi statici di *offset*.

<sup>7</sup>Si veda ad esempio il giroscopio ADXRS613 di Analog Devices

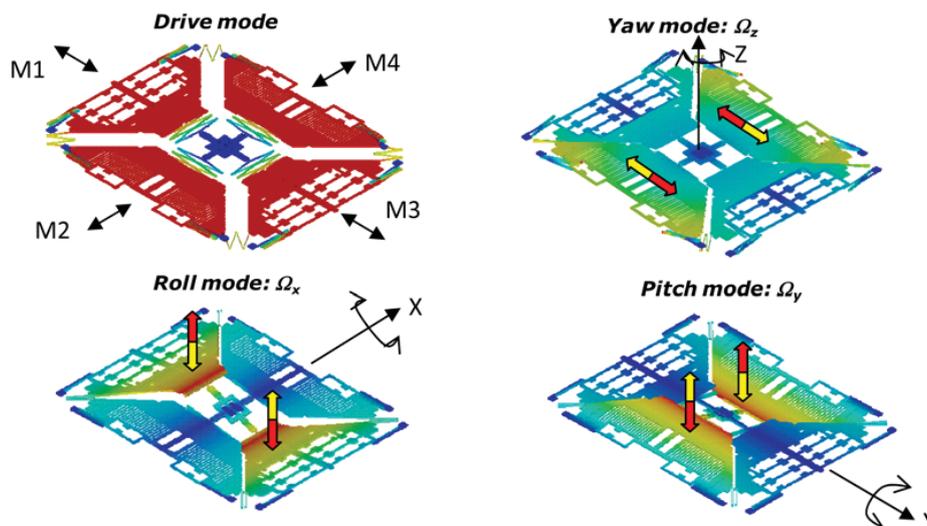


Figura A.2.63: Struttura di fabbricazione di un giroscopio MEMS a tre assi (fonte ST Microelectronics).

Tramite integrazione numerica, l'uscita del giroscopio diventa a sua volta una stima degli angoli di inclinazione rispetto ad un riferimento inerziale. Combinando opportunamente le stime ottenute da accelerometri e giroscopi MEMS, si ottiene un osservatore dinamico completo (i.e. una vera e propria *Inertial Measurement Unit, IMU*) per il controllo dell'assetto in velivoli a basso costo come i droni radioguidati. La Figura A.2.64 descrive il diagramma a blocchi di un *filtro complementare* per la stima di un angolo di assetto.

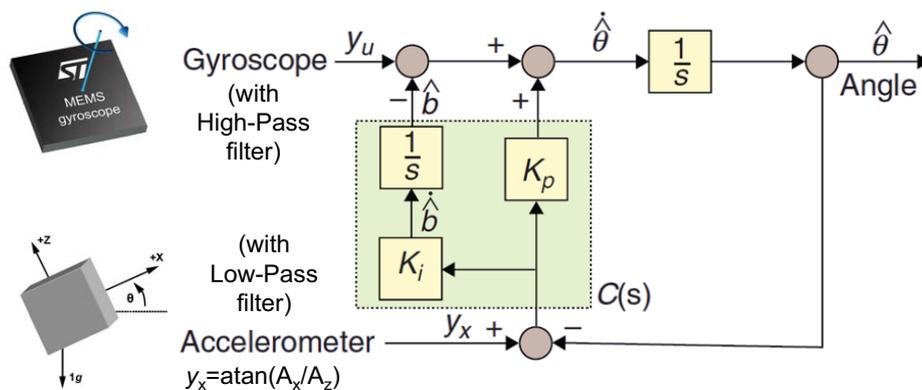


Figura A.2.64: Schema a blocchi di un filtro complementare (osservatore dinamico di assetto) con accelerometro a due assi e giroscopio MEMS.

Si noti che lo schema è di fatto un osservatore dinamico in catena chiusa, del tipo già presentato in Figura A.2.26, nel quale si considerano come variabili da stimare l'angolo  $\theta$  e l'offset  $b$  del giroscopio, come input la velocità di rotazione rilevata dal giroscopio stesso e come uscita misurata l'angolo calcolato per via trigonometrica tramite l'accelerometro. Si noti che il compensatore dell'osservatore è costituito dai blocchi nel riquadro verde, corrispondenti alla funzione di trasferimento di un regolatore **PI (Proporzionale-Integrale)**. Un'altra espressione tipica per la formulazione di un osservatore dinamico è quella in forma di modello nello spazio degli stati (i.e. tramite passaggio da trasformate di Laplace a equazioni differenziali rispetto al tempo), che nel caso considerato è la seguente:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\theta}} = y_u - \hat{b} + K_p (\hat{\theta} - y_x) \\ \dot{\hat{b}} = K_i (\hat{\theta} - y_x) \end{cases}$$

## A.2.5 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.

### A.2.5.1 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. A.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 A.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 (Figura A.2.65).

### 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 Figura A.2.66.

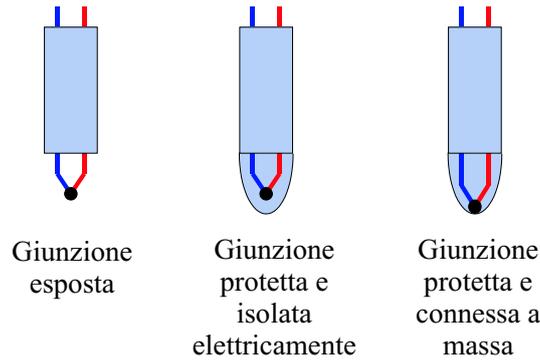


Figura A.2.65: Soluzioni realizzative di una termocoppia.

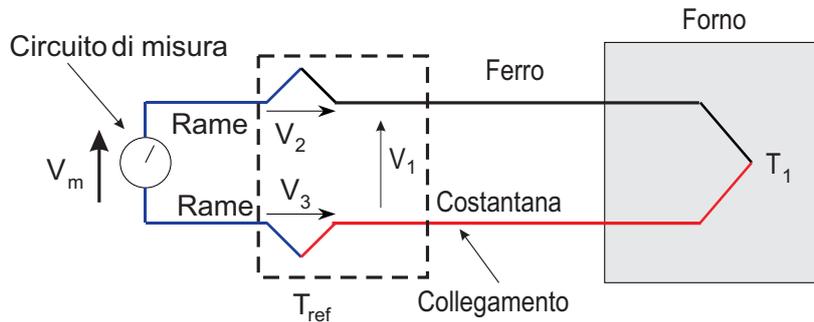


Figura A.2.66: Schema del circuito elettrico per l'acquisizione del segnale di uscita dalla termocoppia.

Nel circuito sono presenti 3 giunzioni: Rame-Ferro, Ferro-Costantana e Costantana-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 Figura A.2.66 nel circuito di Figura A.2.67, in cui è stata introdotta una seconda giunzione (**N.B. fittizia**) Ferro-Costantana.

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

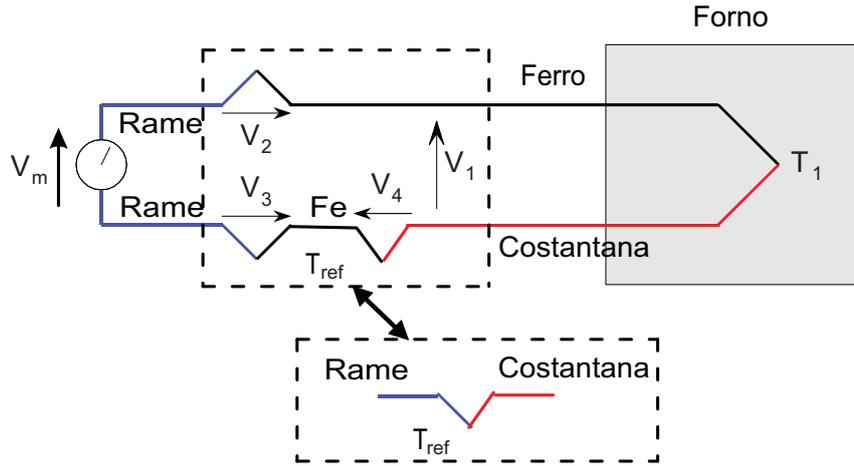


Figura A.2.67: Circuito equivalente per l'acquisizione del segnale di temperatura dalla termocoppia.

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 piú 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 (Figura A.2.68):

1. Misurare la temperatura di riferimento (anche con un sensore piú 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 cosí la tensione della giunzione di misura  $V(T_1 - T_0)$ ;
3. Ricavare la temperatura desiderata  $T_1$  usando la caratteristica della termocoppia adoperata.

Il procedimento illustrato puó 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 piú semplice del primo e puó essere risolto usando un sensore di basso costo che non sarebbe assolutamente idoneo a misurare le temperature all'interno del forno.

Esistono diversi circuiti integrati in commercio in grado di effettuare tutte le operazioni di condizionamento necessarie all'interfacciamento di una termocoppia. Ad esempio, il dispositivo AD594 di Analog Devices realizza la compensazione di giunto freddo, l'amplificazione e la linearizzazione del segnale di uscita per termocoppie di tipo J, in modo tale da ottenere una tensione analogica proporzionale alla temperatura del sensore con un guadagno di  $10\text{mV}/^\circ\text{C}$ . Inoltre, come mostrato in Figura A.2.69, puó essere addirittura impiegato come regolatore di temperatura, sfruttando lo stadio di uscita come comparatore con isteresi.

### A.2.5.2 Termoresistenza

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:

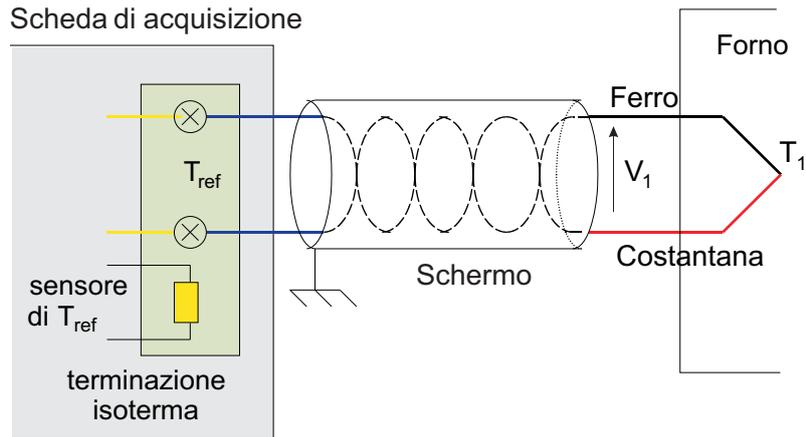


Figura A.2.68: Collegamento della termocoppia al circuito di acquisizione del segnale.

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

Dove  $R_o$  è la resistività nominale (a  $0\text{ }^\circ\text{C}$ ). 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  $0\text{ }^\circ\text{C}$  a  $100\text{ }^\circ\text{C}$ , 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  $0\text{ }^\circ\text{C}$  a  $420\text{ }^\circ\text{C}$ :

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

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 Figura A.2.70 è mostrato il circuito per l'acquisizione del segnale che evita questo problema.

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

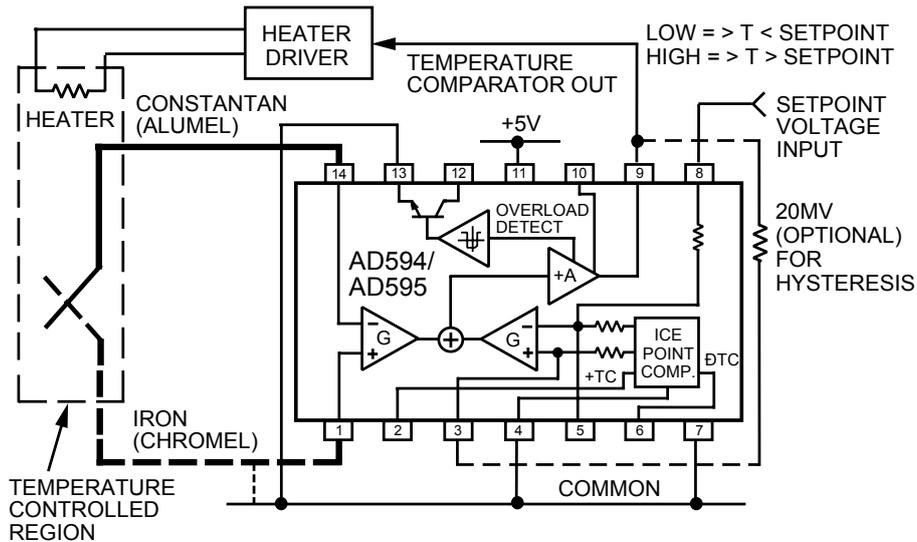


Figura A.2.69: Regolatore di temperatura con termocoppia J ed amplificatore AD594 (Analog Devices)

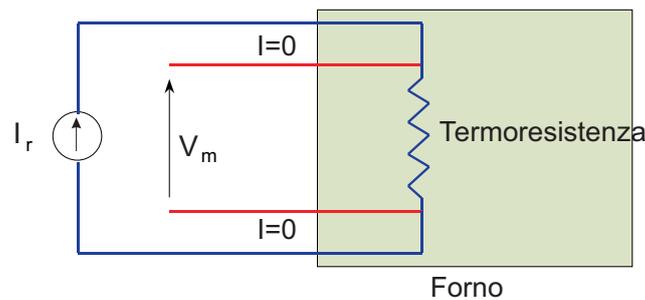


Figura A.2.70: Schema per l'acquisizione di un segnale da RTD a quattro contatti.

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  $\Omega$  a  $-200^\circ\text{C}$  a qualche centinaio di  $\Omega$  a  $+850^\circ\text{C}$ . In tal caso un ponte, bilanciato ad es. a  $100\Omega\text{W}$ , 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 Figura A.2.71. Le resistenze parassite dei due cavi di collegamento risultano collocate su due rami adiacenti e vengono quindi parzialmente compensate. I problemi di non linearità dovuti allo sbilanciamento del ponte rimangono tuttavia irrisolti.

### 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:

$$P = I^2 R$$

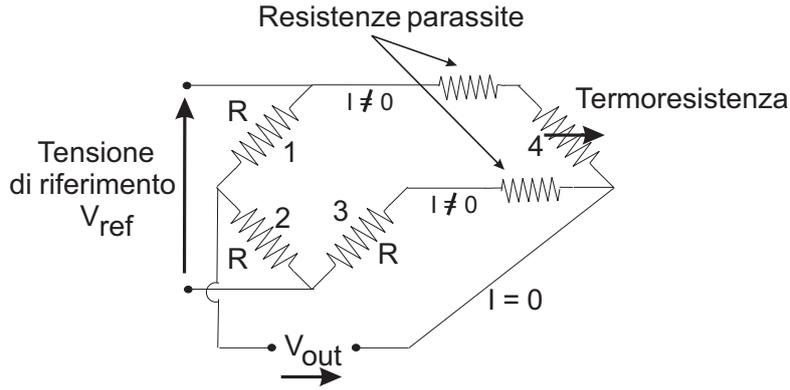


Figura A.2.71: Schema di alimentazione a ponte con collegamento a tre fili.

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 movimento<sup>8</sup>. A titolo di esempio, il componente XTR105 di Burr-Brown (ora Texas Instruments), è predisposto per amplificare e trasmettere, secondo lo standard 4-20 mA, la temperatura rilevata da una termoresistenza, fornendo ad essa una corrente regolata precisamente al valore di 0.8 mA.

### A.2.5.3 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):

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

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 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.

<sup>8</sup>La resistenza termica di un dispositivo indica l'incremento di temperatura per autoriscaldamento per ogni unità di potenza dissipata al suo interno. Dissipando ad es. 10 mW 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 10 mA sui 100 Ω nominali) si ottiene un autoriscaldamento di 5°C.

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 Figura A.2.72, in Tab. A.2.3 sono elencate caratteristiche positive e negative di ciascun tipo di sensore.

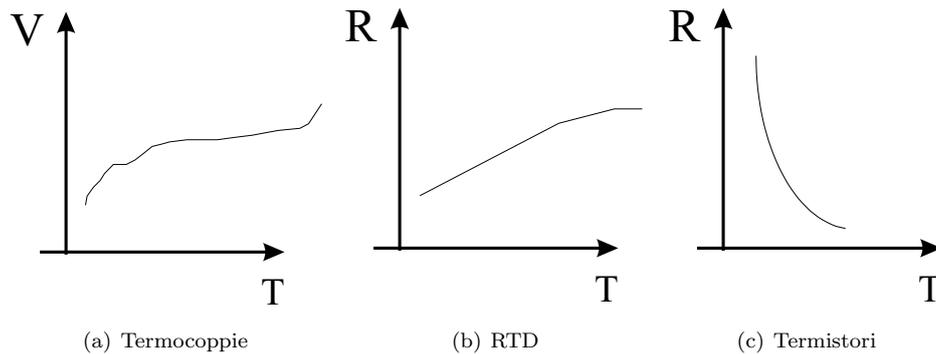


Figura A.2.72: Confronto tra le caratteristiche (indicative) di diversi sensori di temperatura.

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

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

## A.2.6 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 Figura A.2.73.

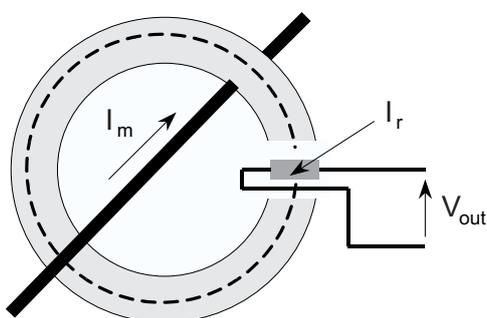


Figura A.2.73: Schema del sensore di corrente a misura diretta.

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 Figura A.2.74. 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.

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. Quando tale circuito in retroazione è in condizioni di stabilità, si può considerare che:

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

con un'approssimazione che dipende dal guadagno dell'amplificatore. 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.

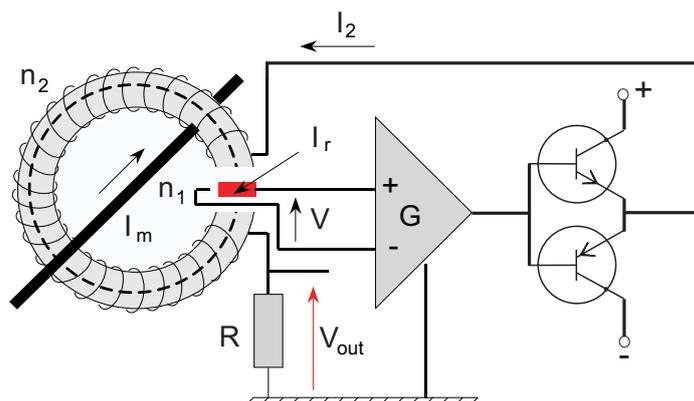


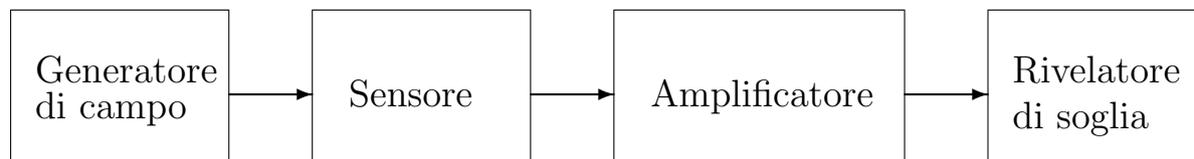
Figura A.2.74: Schema del sensore di corrente a compensazione di campo.

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 Hall nell'intorno della regione di campo nullo nella quale la linearità è garantita anche con dispositivi di classe relativamente economica.

Come esempi commerciali di sensori di corrente ad effetto Hall di entrambe le tipologie costruttive si possono citare: ACS754 di Allegro Microsystems (a misura diretta o *open-loop*) e LAS50 di LEM (a compensazione di campo o *closed-loop*).

## A.2.7 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)

### A.2.7.1 Sensori di Prossimità 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

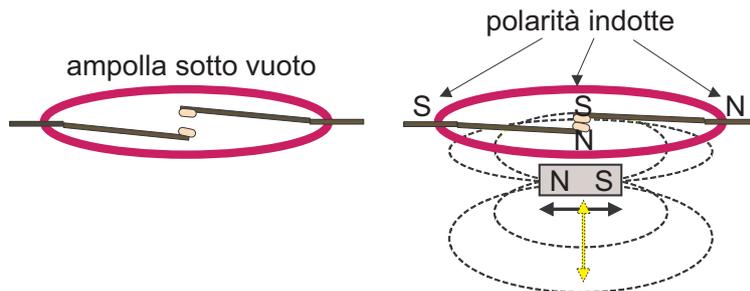


Figura A.2.75: Principio di funzionamento dei sensori a Contatto Reed

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. La 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.

### A.2.7.2 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**), si avrà un'uscita alta se il magnete si avvicina oltre la distanza di azionamento, altrimenti bassa. La Figura A.2.76 mostra lo schema circuitale di un sensore logico ad effetto Hall del tipo appena descritto<sup>9</sup>.

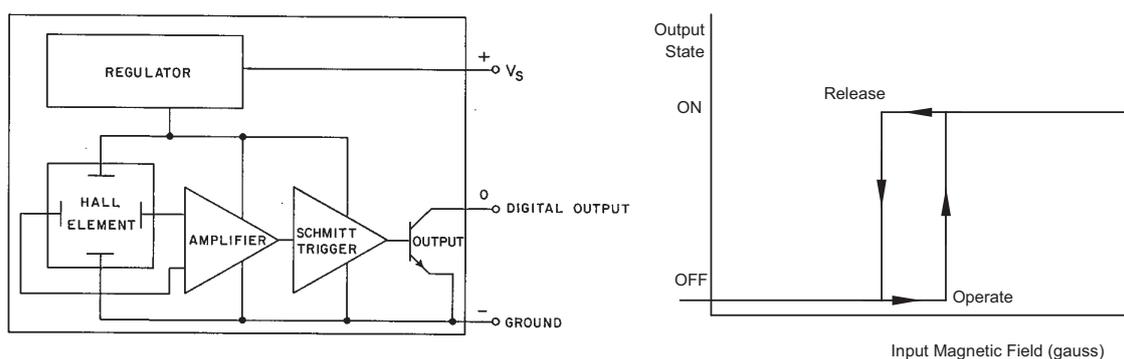


Figura A.2.76: Sensore di prossimità ad effetto Hall: schema circuitale e caratteristica di uscita

<sup>9</sup>Si noti che la logica di uscita di tipo NPN richiede una resistenza di pull-up tra l'output digitale e la tensione di alimentazione positiva  $V_s$ .

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<sup>10</sup>. Alcuni esempi sono rappresentati nelle Figure A.2.77 e A.2.78.

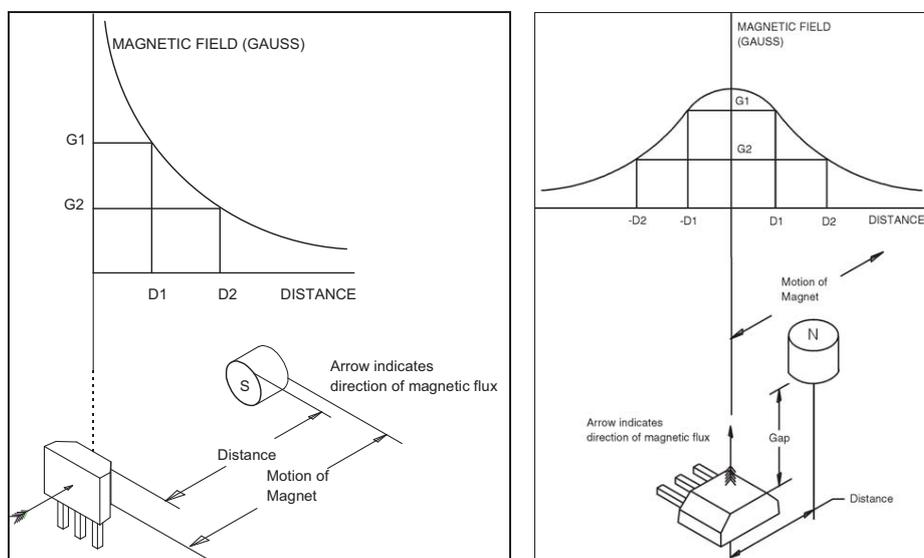


Figura A.2.77: Sensori di prossimità ad effetto Hall con caratteristica non lineare

Si noti che nella configurazione di Figura A.2.78, la caratteristica è con buona approssimazione lineare in un intorno dell'origine. Se il guadagno in tale regione lineare non è troppo elevato (v. caso con poli magnetici maggiormente distanziati, a destra nella Figura), 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 A.2.79. Con questa configurazione, è possibile ottenere, oltre a sensori di prossimità:

- sensori di posizione incrementali (“encoder” magnetici).
- sensori di velocità (tramite misura di frequenza del segnale periodico, v. “ruote foniche”).
- dispositivi per il controllo della commutazione delle fasi nei motori “brushless a campo trapezoidale” (sincroni, a magneti permanenti)<sup>11</sup>, nei quali occorre rilevare il passaggio del magnete di rotore per le posizioni di commutazione.

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.

### A.2.7.3 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 A.2.80.

<sup>10</sup>Gli esempi successivi sono tratti dalla pubblicazione “Hall Effect Sensing and Applications” di Honeywell Inc., disponibile online <https://web.archive.org/web/20211124151035/https://sensing.honeywell.com/hallbook.pdf>, consigliata per utili approfondimenti sulle molteplici applicazioni dei sensori Hall.

<sup>11</sup>Per maggiori dettagli, si rimanda ai corsi specifici sugli Azionamenti Elettrici

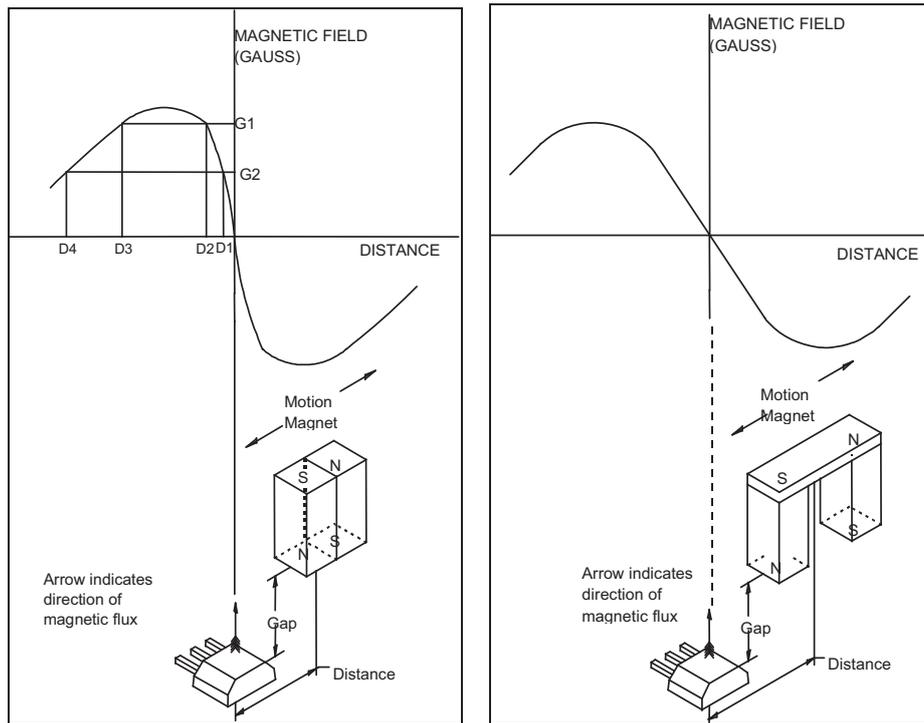


Figura A.2.78: Sensori di prossimit  ad effetto Hall con caratteristica parzialmente lineare

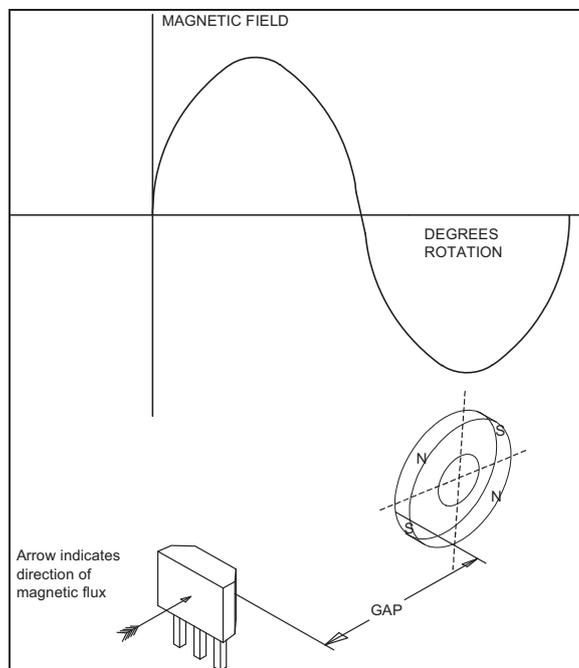


Figura A.2.79: Configurazione rotativa dei sensori di prossimit  ad effetto Hall

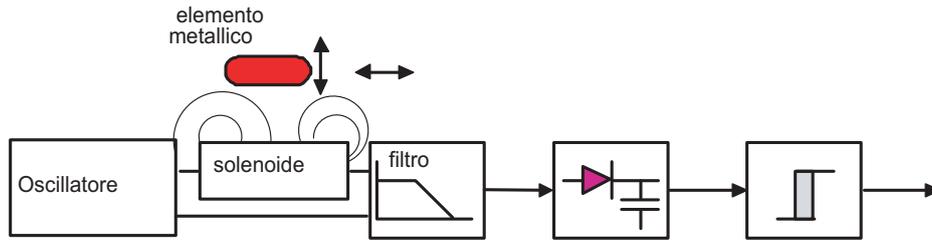


Figura A.2.80: Schema funzionale di un sensore di prossimità induttivo

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 A.2.81. 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.

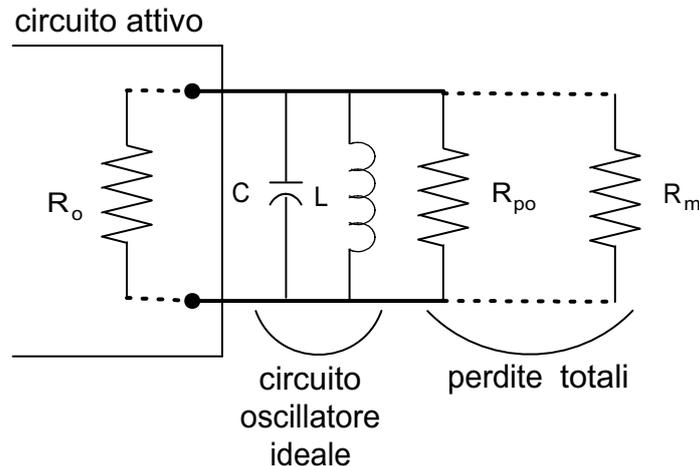


Figura A.2.81: Circuito equivalente di un sensore di prossimità induttivo attivo.

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 direttamente proporzionale dalla resistività del materiale.

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 A.2.82. 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, anch'essa mostrata nella figura in basso. 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 delle ruote dentate di ingranaggi meccanici. Si noti inoltre come l'impulso di tensione indotta nella bobina al passaggio dell'azionatore (es. dente ingranaggio) abbia ampiezza proporzionale alla velocità di avvicinamento/allontanamento dell'oggetto, pertanto tale sensore si presta a misure di velocità sia tramite la misura di frequenza degli impulsi ("ruota fonica"), sia tramite la misura di ampiezza degli impulsi stessi.

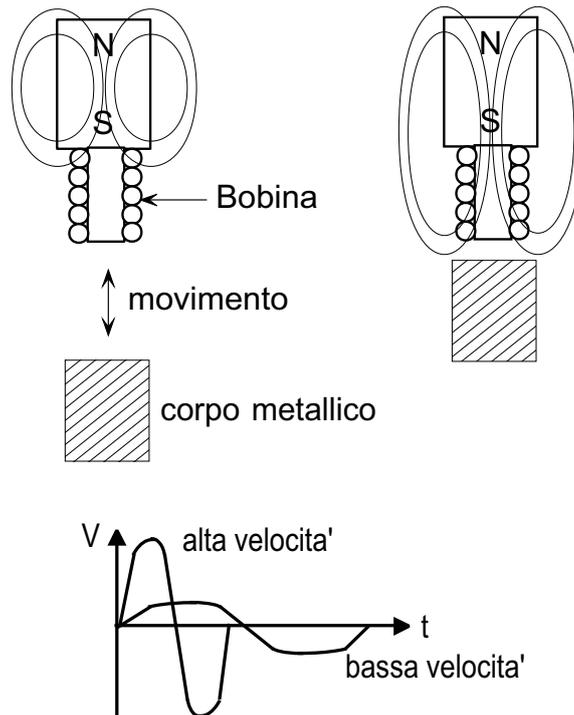


Figura A.2.82: Sensore di prossimità induttivo passivo

#### A.2.7.4 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 A.2.83). 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).

#### A.2.7.5 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 A.2.84, 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  $\theta$  tra

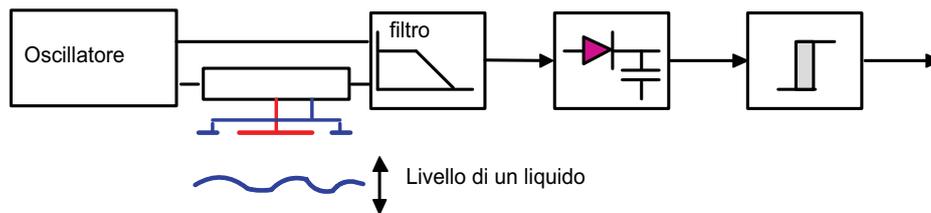


Figura A.2.83: Sensore di prossimità capacitivo

la direzione di propagazione e la perpendicolare alla superficie riflettente (*angolo di incidenza*), la relazione che lega la distanza al tempo di ritardo  $T_r$  (durante il quale le onde acustiche percorrono il tragitto di **andata e ritorno** dal sensore all'ostacolo) 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 ( $\cos \theta \approx 1$ ), pertanto:

$$d \approx \frac{V_c T_r}{2}$$

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.

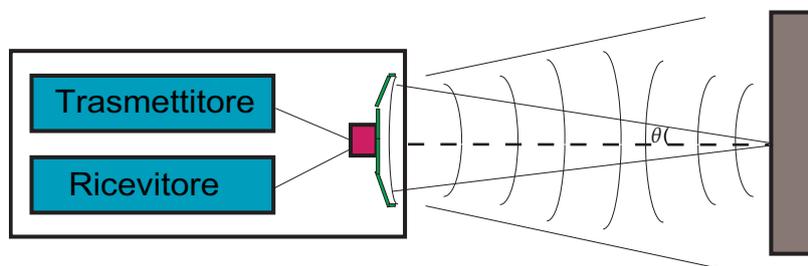


Figura A.2.84: Rilevazione di oggetti con sensori ad ultrasuoni

### A.2.7.6 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 separate, come descritto dalla Figura A.2.85, oppure integrate in un unico dispositivo accoppiato ad un catarinfrangente, come in Figure A.2.86.

In generale, il fascio luminoso emesso e lo spazio rilevato dal ricevitore hanno entrambi forma conica (**apertura angolare**), come evidenziato in Figura A.2.87. Una apertura angolare più ampia

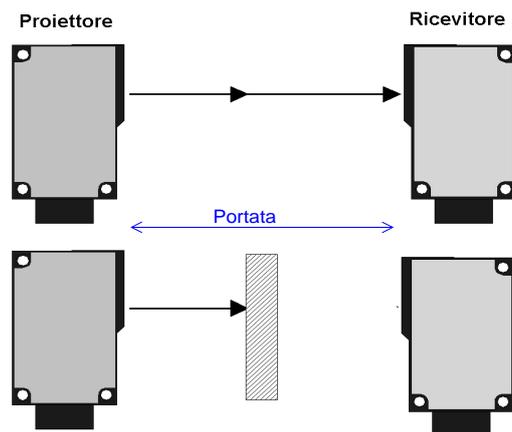


Figura A.2.85: Sensore optoelettronico ad interruzione

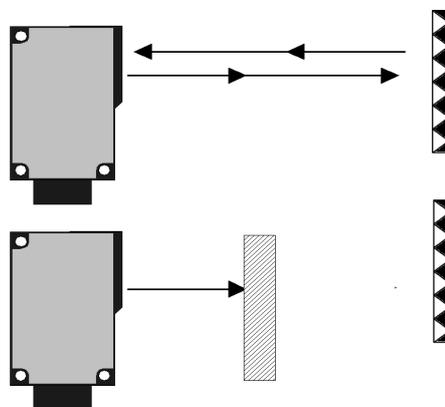


Figura A.2.86: Sensore optoelettronico ad interruzione

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  $60^\circ$ . 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:

- 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 A.2.88, 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:

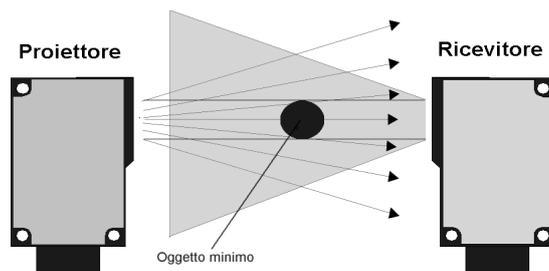


Figura A.2.87: Apertura angolare di un sensore optoelettronico

- 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 A.2.89).

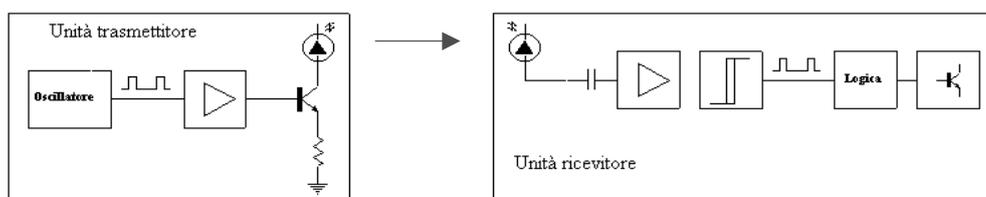


Figura A.2.88: Principio di funzionamento di un sensore optoelettronico con modulazione della luce emessa.

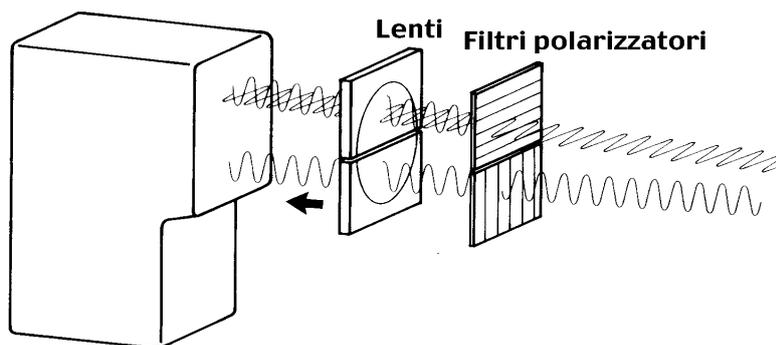


Figura A.2.89: Sfruttamento della polarizzazione della luce nei sensori optoelettronici.

## Capitolo A.3

# Acquisizione di Segnali per Elaborazione Digitale

Il segnale generato dai trasduttori in genere non è idoneo per la diretta elaborazione da parte del sistema di elaborazione digitale che realizza un algoritmo di controllo, ma occorre interporre una fase di trattamento del segnale in cui vengono effettuate tutte le operazioni necessarie alla corretta acquisizione del segnale (si veda Figura A.3.1).

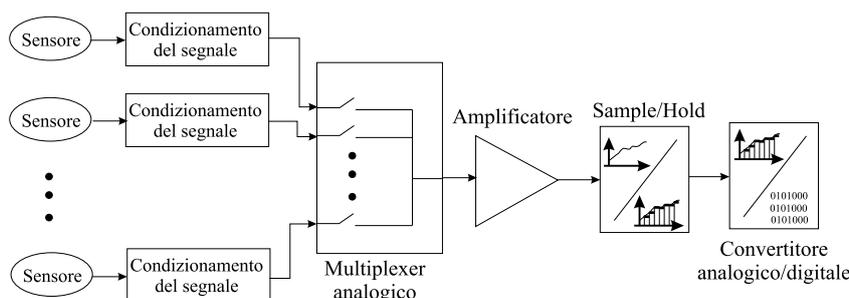


Figura A.3.1: Schema della catena tecnologica dell'acquisizione dei segnali dai sensori.

Inoltre, occorre ricordare che la realizzazione digitale di un sistema di controllo richiede che i comandi sugli attuatori vengano nuovamente trasformati in segnali analogici, come descritto nella Sezione 1 (v. Figura 5).

Questo capitolo descrive gli elementi necessari all'interfacciamento di un controllore digitale con un sistema fisico, vale a dire i componenti della catena di acquisizione per segnali analogici, che costituiscono il ramo di retroazione nello schema di Figura 5, e per la riconversione di informazioni digitali in segnali analogici, che precedono l'attuatore nello schema citato.

Considerando l'acquisizione di segnali finalizzata alla conversione in formato digitale, occorre sempre tenere presente la relazione che esiste tra il *campo di variazione del segnale* e la *lunghezza di parola* (numero di bit) del convertitore analogico digitale (A/D). Tale relazione, come visto in precedenza, può essere riassunta dalla formula:

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

dove  $V_s$  rappresenta l'ampiezza dell'intervallo di variazione della tensione che viene effettivamente convertita in formato digitale, al termine della catena di acquisizione<sup>1</sup>. Una volta scelta la lunghezza di parola in base alla accuratezza desiderata, occorre scegliere i restanti componenti tali che il bilancio totale dell'errore soddisfi la precedente relazione, oppure, viceversa, determinati i

<sup>1</sup>Indicata nei datasheets dei componenti anche come  $V_{span}$ .

componenti di trattamento del segnale analogico e calcolato l'errore totale introdotto, scegliere un convertitore con la risoluzione adeguata.

Le sorgenti di possibili errori possono essere diverse, per cui occorrerà valutare il **bilancio complessivo** dell'errore introdotto dalla catena di acquisizione espresso come:

$$|\text{errore}| = \sum_{i=1}^n |e_i|$$

dove  $e_i$  sono tutte le possibili sorgenti di errore introdotte dal trasduttore e dalla catena tecnologica di acquisizione.

### A.3.1 Condizionamento del segnale.

Accade sovente che i segnali di uscita dei sensori non siano omogenei per natura elettrica (corrente, tensione, resistenza, ecc.), per livello, e per tipo (tensione continua, alternata, pulsante, ecc.) per cui risulta difficile implementare una interfaccia comune tra i sensori e l'unità di governo.

Lo stadio di condizionamento del segnale comprende tutti i circuiti elettronici che trasformano i segnali di uscita dai trasduttori in un segnale elettrico di tipo omogeneo. Funzioni tipiche di questo stadio sono:

- l'attenuazione di segnali troppo elevati,
- la rettificazione ed il livellamento di segnali in alternata,
- la trasformazione in tensione di segnali in corrente o codificati nella variazione di resistività.
- l'eliminazione di disturbi elettromagnetici sovrapposti al segnale utile.
- l'isolamento galvanico dei dispositivi elettronici di elaborazione dalla fonte di segnale.

I circuiti di condizionamento si distinguono in:

- **Attivi**, se fanno uso di componenti amplificatori, per la messa in scala o l'isolamento.
- **Passivi** se fanno uso solamente di componenti resistivi, condensatori, induttanze o trasformatori.

In relazione ai livelli delle grandezze elettriche di trasmissione dei segnali, esistono comunque delle standardizzazioni per l'ambiente industriale che permettono la connessione di dispositivi eterogenei per tipologia e per costruttore. Ad esempio, i segnali analogici che debbano percorrere lunghe distanze vengono normalmente trasmessi con il cosiddetto **Loop di Corrente**, nell'intervallo  $4 \div 20$  mA. I vantaggi di tale metodo di trasmissione sono:

- la possibilità di diagnosticare guasti o interruzioni, in quanto essendo il livello minimo a 4 mA, un segnale nullo viene identificato come rivelatore di un guasto ("zero vivo").
- una maggiore insensibilità al rumore, in quanto i disturbi di tensione lungo le linee di trasmissione vengono attenuati dal regolatore di corrente.
- la possibilità di trasmettere ad una distanza maggiore a parità di accuratezza richiesta. Ad esempio, supponendo di voler inviare un segnale che abbia una banda di 10 Hz, in presenza di rumore "industriale" medio, con una accuratezza 0.5 %, si trova in letteratura il calcolo di una distanza massima di 1500 m.

Altri livelli standard di segnale, normalmente impiegati quando le distanze di trasmissione non sono molto grandi (es. dal bordo macchina al quadro di controllo), sono  $0 \div 5$  V,  $0 \div 10$  V e  $\pm 10$  V per i segnali analogici,  $0 \div 24$  V per i segnali digitali.

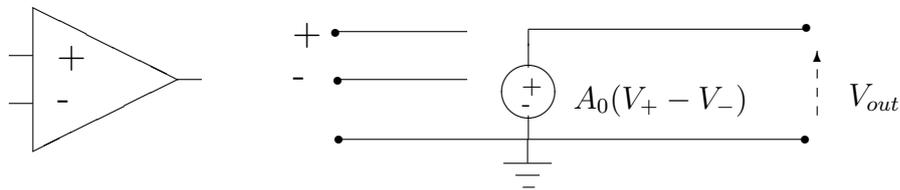
## A.3.2 Amplificatori.

I trasduttori nelle applicazioni reali mostrano raramente una impedenza di uscita piccola ed una ampiezza del segnale di uscita conveniente alla sua successiva elaborazione. Occorre quindi un dispositivo che funga da “adattatore” elettrico tra i trasduttori e i moduli di elaborazione del segnale. In questa sezione verrà discusso l'utilizzo di un amplificatore elettronico per eseguire questo tipo di adattamento.

Vediamo alcune problematiche che rendono necessario l'introduzione di un amplificatore di segnale:

- **Tensione di uscita non idonea.** L'uscita dei trasduttori in genere ha un livello basso, non idoneo alla successiva elaborazione del segnale, ed in particolare, alla sua conversione in formato digitale.
- **Elevata impedenza di uscita dei trasduttori.** Una elevata impedenza di uscita può produrre errori rilevanti sul segnale acquisito. Lo stesso si può avere quando l'impedenza dei trasduttori con uscita differenziale non sia bilanciata sui due canali (**Sbilanciamento della impedenza di uscita**).
- **Tensione di modo comune elevata.** Se il segnale di uscita dei sensori ha una tensione di modo comune elevata occorrerà utilizzare un dispositivo per estrarre l'informazione utile e eliminare la tensione di modo comune.
- **Necessità di isolare elettricamente il trasduttore dal circuito di acquisizione.** Tale necessità può essere richiesta per proteggere i circuiti elettrici del sistema di acquisizione da possibili danneggiamenti dovuti al collegamento con il trasduttore, ad esempio nel caso in cui il trasduttore sia inserito in circuiti in cui le grandezze elettriche sono associate ad elevata potenza.

### A.3.2.1 Amplificatori Operazionali



I componenti attivi maggiormente utilizzati per l'amplificazione di segnale sono gli amplificatori operazionali. Le caratteristiche ideali (e reali) di un operazionale si possono riassumere come segue:

- Guadagno di tensione ad anello aperto  $\infty$  (Reale:  $2 \times 10^4 \div 2 \times 10^5$ )
- Impedenza d'ingresso  $\infty$  (Reale:  $1 \div 10^6 \text{ M}\Omega$ )
- Impedenza d'uscita nulla (Reale:  $10 \div 100\Omega$ )
- Larghezza di banda ad anello aperto  $\infty$  (Reale  $10 \div 100 \text{ Hz!}$ )

L'amplificatore operazionale è utilizzato sempre in configurazione retroazionata, principalmente per evitare che esso saturi ( $V_{out} = V_{cc}$ ) anche per piccoli segnali in ingresso (es. rumore).

#### Note sulle non idealità degli amplificatori operazionali

Si consideri la configurazione dell'amplificatore operazione in modalità retroazionata, non invertente e a guadagno unitario, mostrata in Figura A.3.2.

Si supponga realisticamente che il guadagno in catena aperta dell'operazionale sia  $A_o < \infty$ . In tal caso  $V^+ \neq V^-$ , pertanto (dato che  $V^+ = V_{IN}$  e  $V^- = V_{OUT}$ ):

$$V_{OUT} = A_o(V^+ - V^-) = A_o(V_{IN} - V_{OUT})$$

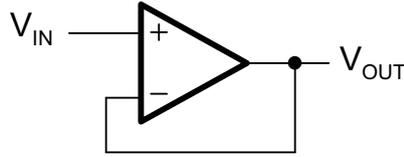


Figura A.3.2: Amplificatore in configurazione non invertente a guadagno unitario.

Il guadagno reale è:

$$G_v = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{A_o}}$$

Vi è quindi una fonte di errore da considerare adeguatamente nel caso di una successiva conversione A/D:

$$|\text{errore}| = V_{OUT}^{reale} - V_{OUT}^{ideale} = V_{IN}G_v - V_{IN} = -\frac{V_{IN}}{1 + A_o}$$

Poichè deve essere:

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

cioè (supponendo che  $V_{fs} = 2V_{cc}$ ):

$$\frac{V_{IN}}{1 + A_o} \leq \frac{V_{cc}}{2^N}$$

Da quest'ultima relazione si ricavano i vincoli da considerare su N (bits di conversione) o su  $A_o$  per rispettare le specifiche sull'errore di conversione (caso peggiore:  $V_{IN} = V_{cc}$ ):

$$A_o \geq 2^N - 1$$

$$N \leq \frac{\log_{10}(1 + A_o)}{\log_{10} 2}$$

Un'altra fonte di errore nell'uso di amplificatori è dovuta alle tensioni e correnti di offset  $V_{os}^+$ ,  $V_{os}^-$ ,  $I_{os}^+$  e  $I_{os}^-$ . La tensione di offset può essere annullata "tarando" il dispositivo in fase di progetto del circuito di collegamento esterno, sfruttando piedini aggiuntivi (**Offset Null Terminal**) da collegare a resistenze variabili, o agendo sulle tensioni di alimentazione positiva o negativa.

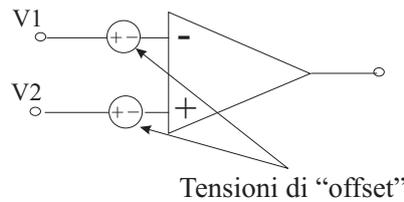


Figura A.3.3: Tensioni di offset in un amplificatore operazionale reale

Le correnti di offset invece, scorrendo sull'impedenza di uscita del dispositivo a monte e sul ramo di retroazione, generano un errore costante sulla tensione di uscita. Se il guadagno  $A_o$  è sufficientemente elevato, è possibile trascurare l'influenza della tensione spuria generata sul ramo di ingresso, pertanto il bilancio dell'errore di conversione, considerando ad esempio un ramo di retroazione con resistenza  $R_f$ , sarà:

$$|\text{errore}| = R_f |I_{os}| \leq \frac{V_s}{2^{N+1}}$$

Nell'amplificatore operazionale reale, non viene amplificata solamente la differenza tra  $V^+$  e  $V^-$ , ma anche la tensione di modo comune. La tensione di modo comune viene considerata come:

$$V_{cm} = \frac{V^+ + V^-}{2}$$

e quindi:

$$V_o = A_o(V^+ - V^-) + A_{cm} \frac{V^+ + V^-}{2}$$

Anche la componente della tensione di uscita, se apprezzabile, dovuta alla tensione di modo comune va considerata nel bilancio di errore di conversione.

Le prestazioni di un amplificatore in relazione a  $V_{cm}$  si esprimono attraverso cosiddetto **rapporto di reiezione di modo comune (Common Mode Rejection Ratio, CMRR)**, determinato dal rapporto tra la tensione di uscita ideale con un segnale differenziale di ampiezza  $V$  e la tensione di uscita con un segnale di modo comune di ampiezza  $V$ :

$$CMRR = \frac{V_o}{V_o^{cm}} = \frac{A_o V}{A_{cm} V} = \frac{A_o}{A_{cm}}$$

o, in dB:

$$CMR = 20 \log_{10} CMRR$$

Per gli amplificatori operazionali commerciali il CMR varia tra 50 e 120 dB.

### A.3.2.2 Amplificatori di strumentazione

Per l'amplificazione di segnali in applicazioni che richiedono elevata precisione, viene tipicamente utilizzato un dispositivo specifico denominato **amplificatore di strumentazione (instrumentation amplifier)**. L'amplificatore di strumentazione è caratterizzato da una elevata impedenza di ingresso, basse correnti di polarizzazione, elevata reiezione della tensione di modo comune, ingressi differenziali ben bilanciati e caratteristiche elettriche stabili al variare della temperatura.

Il guadagno del componente è regolabile utilizzando una sola resistenza di ingresso, mentre tutti gli altri componenti sono integrati all'interno del dispositivo. Questo consente una elevata precisione e stabilità dei parametri del componente.

Lo schema costruttivo di un amplificatore di strumentazione è mostrato in Figura A.3.4

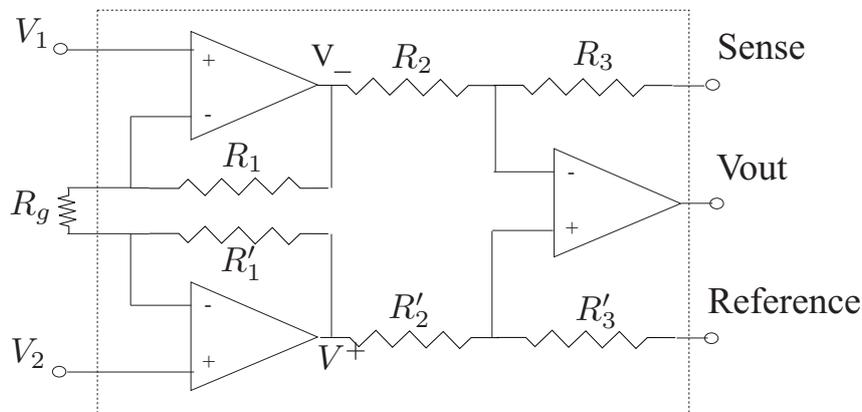


Figura A.3.4: Schema costruttivo dell'amplificatore di strumentazione.

Lo schema si compone di tre amplificatori operazionali. I primi due amplificano la tensione differenziale, mentre il terzo esegue la reiezione della tensione di modo comune. La funzione di trasferimento del componente si calcola componendo la situazione (1) in cui è  $V_1 \neq 0$  e  $V_2 = 0$ , ed il caso (2) in cui è  $V_1 = 0$  e  $V_2 \neq 0$ .

Nel caso (1) le tensioni  $V^+$  e  $V^-$  valgono rispettivamente:

$$V^- = V_1 \left( \frac{R_1}{R_g} + 1 \right) \quad V^+ = -V_1 \frac{R'_1}{R_g}$$

nel caso (2) si ha:

$$V^+ = V_2 \left( \frac{R'_1}{R_g} + 1 \right) \quad V^- = -V_2 \frac{R_1}{R_g}$$

se<sup>2</sup>  $R_1 = R'_1$  è possibile scrivere la relazione caratteristica della tensione differenziale:

$$V^+ - V^- = (V_2 - V_1) \left( 2 \frac{R_1}{R_g} + 1 \right) = V_d G \quad (\text{A.3.1})$$

e quella che descrive la tensione di modo comune:

$$V_{cm} = \frac{V^+ + V^-}{2} = \frac{V_2 + V_1}{2} \quad (\text{A.3.2})$$

È possibile osservare che il primo stadio dell'amplificatore di strumentazione amplifica la tensione differenziale e mantiene inalterata la tensione di modo comune.

Mediante semplici passaggi, sostituendo  $V^-$  ricavata dalla (A.3.1) nella (A.3.2) si ottiene:

$$V^+ = \frac{V_d}{2} G + V_{cm}$$

Quindi le tensioni  $V^+$  e  $V^-$  possono trovarsi ad un valore di potenziale elevato, soprattutto nel caso in cui il guadagno dell'amplificatore, che vedremo essere pari a  $G$ , sia grande. In tali condizioni, se la  $V^+$  raggiunge la tensione di alimentazione del componente, l'uscita satura e quindi non vi può più essere amplificazione del segnale.

▽ *Esempio: Saturazione dell'amplificatore.*

Consideriamo un componente con alimentazione a  $\pm 15$  volt. guadagno pari a 1000,  $V_{cm} = 7$  volt,  $V_d = 20$  mVolt. In tali condizioni  $V^+ = 7 + 10 = 17$  volt ed il componente chiaramente satura.  $\Delta$

Il terzo amplificatore di strumentazione dello schema di Figura A.3.4 è in configurazione differenziale. Se valgono le relazioni  $R'_2 = R_2$  e  $R'_3 = R_3$ , allora la funzione di trasferimento globale vale:

$$V_{out} = (V_2 - V_1) \left( 2 \frac{R_1}{R_g} + 1 \right) \frac{R_3}{R_2} \quad (\text{A.3.3})$$

La resistenza  $R_g$  posta all'esterno del componente è scelta dal progettista in base al guadagno che si vuole impostare. L'accuratezza del guadagno dipende dall'accoppiamento di  $R'_2, R_2$  e  $R_3$  e  $R'_3$ , per cui particolare cura viene messa dal costruttore nell'ottimizzare tale accoppiamento.

### A.3.2.3 Specifiche dell'amplificatore di strumentazione

In questa sezione analizzeremo le specifiche dell'amplificatore di strumentazione come riportate sui manuali tecnici di descrizione del componente (si veda la bibliografia).

- **Input offset voltage.** È la tensione che occorre fornire ai due terminali di ingresso affinché si abbia uscita nulla.
- **Output offset voltage.** È la tensione di uscita quando la tensione differenziale di ingresso è nulla.
- **Power supply reject ratio, Offset referred to the inputs vs. supply.** È il rapporto della variazione nell' "input offset voltage" rispetto alla variazione della tensione di alimentazione del dispositivo. Solitamente viene espresso in decibel.
- **Input bias current.** È la *media* delle due correnti di ingresso quando non viene applicato alcun segnale all'ingresso dell'amplificatore.

---

<sup>2</sup>Le resistenze  $R_1$  e  $R'_1$  sono integrate all'interno del componente. Grazie a particolari processi tecnologici tale ipotesi è quasi perfettamente verificata

- **Input bias current drift.** Definisce la variazione delle correnti di “bias” al variare della temperatura, tensione di alimentazione o tempo.
- **Input offset current.** La differenza delle correnti di bias che fluiscono attraverso i terminali di ingresso, quando la tensione di uscita è nulla.
- **Differential input resistance, differential input capacitance.** L’effettiva resistenza e capacità tra i due ingressi.
- **Common mode input resistance, common mode input capacitance.** L’effettiva resistenza e capacità tra i due ingressi e la massa del segnale.
- **Common mode rejection ratio (CMRR).** Il rapporto di reiezione di modo comune si può descrivere come il rapporto tra *Tensione di uscita ideale (relativa al solo guadagno differenziale)* e *la tensione di uscita corrispondente ad una tensione di modo comune di ampiezza pari alla tensione differenziale di cui sopra.* In simboli:

$$CMRR = \frac{V_o}{V_o^{cm}} = \frac{GV_d}{G_{cm}V_{cm}} = \frac{GV_d}{G_{cm}V_d} = \frac{G}{G_{cm}}$$

in sostanza, il *CMRR* è anche pari al rapporto tra il *guadagno differenziale* ed il *guadagno di modo comune*.

- **Common mode rejection.** La reiezione di modo comune equivale a :

$$CMR = 20 \log_{10} CMRR$$

e viene indicata in decibel (db).

- **Bandwidth, small signal 3 db.** La frequenza a cui il guadagno si riduce di 0.707 (3db) rispetto al valore in continua.
- **Slew rate.** La massima variazione nell’unità di tempo dell’uscita dell’amplificatore in regime di grandi segnali.
- **Settling time.** Il tempo necessario affinché l’uscita si stabilizzi all’interno di un certo intervallo<sup>3</sup> attorno al valore di regime dopo una applicazione di un ingresso a gradino.
- **Noise Figure.** Il rumore prodotto all’interno del dispositivo è dovuto principalmente al moto casuale degli elettroni all’interno dei componenti elettronici integrati, ed ha quindi origine termiche. Il rumore può venire descritto fornendo la *densità spettrale* della variabile affetta da rumore, oppure la sua *ampiezza massima* (valore picco-picco). La cifra di merito del rumore può essere espressa in relazione all’ingresso (**Referred To Input, RTI**), oppure all’uscita (**Referred To Output, RTO**) del dispositivo. Nel primo caso per determinare l’effetto del rumore sull’uscita occorrerà applicare il guadagno dell’amplificatore.

▽ *Esempio: Densità di rumore.*

Per l’amplificatore AD524 della Analog Device, la densità del rumore in valore efficace (RMS)<sup>4</sup> nella banda 0-1kHz vale  $7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

Si supponga che il segnale utile da amplificare abbia una banda passante di 100 Hz. All’interno di tale banda il valore efficace vale  $7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}\sqrt{100\sqrt{\text{Hz}}} = 70 \text{ nV RMS}$ .

Supponendo che il rumore associato al dispositivo sia bianco, la *densità di probabilità* del rumore è una funzione gaussiana con valor medio nullo e deviazione standard  $\sigma$ :

<sup>3</sup>espresso solitamente in percento del valore di regime

<sup>4</sup> $v_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt}$

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2\sigma^2}$$

per la quale  $\sigma$  corrisponde anche al valore efficace (RMS) della funzione  $x(t)$ . La densità di probabilità è collegata alla probabilità che il valore istantaneo di  $x$  sia all'interno dell'intervallo  $[-x_p, x_p]$ :

$$\text{Prob}(-x_p \leq x(t) \leq x_p) = \int_{-x_p}^{x_p} p(x) dx$$

In base alla proprietà di normalizzazione della densità di probabilità è possibile scrivere:

$$\text{Prob}(|x(t)| > x_p) = 1 - \text{Prob}(-x_p \leq x(t) \leq x_p) = 1 - \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-x_p}^{x_p} e^{-x^2/2\sigma^2} dx$$

Risolvendo tale integrale per  $x_p = 4\sigma$  si ottiene che la probabilità che  $|x(t)|$  superi  $x_p$  è di 0.0001 (pari al 0.01 %). Questo livello di incertezza è generalmente considerabile accettabile nella maggior parte delle applicazioni.

Tornando all'esempio, il valore di ampiezza (picco-picco) del valore di tensione massima (in senso probabilistico) è di:

$$4v_{RMS} = 4 \times 70nV = 0.28\mu V$$

△

### A.3.2.4 Interfacciamento dell'amplificatore di strumentazione

In questa sezione verranno mostrati alcuni schemi di connessione dell'amplificatore di strumentazione, tra cui l'utilizzo dell'uscita di *sense* dell'amplificatore di strumentazione e l'interfacciamento con sensori di tipo isolato.

#### Terminale di *sense*.

Il terminale di *sense* dell'amplificatore di strumentazione (Figura A.3.4) deve essere collegato al terminale di uscita ( $V_{out}$ ) per chiudere la retroazione del secondo stadio dell'amplificatore di strumentazione. Normalmente i due terminali sono connessi in prossimità del dispositivo. Se il componente deve fornire correnti elevate che scorrono su di un tratto di conduttore molto lungo, le resistenze parassite del conduttore possono produrre una caduta di tensione rilevante, che si va a sommare all'uscita utile dell'amplificatore.

In questo caso il terminale di *sense* può essere connesso al terminale di uscita in prossimità del carico (Figura A.3.5). In questo modo le resistenze parassite sono inserite nell'anello di retroazione dell'amplificatore e quindi vengono compensate.

Un secondo uso del terminale di *sense* è mostrato in Figura A.3.6. In alcune applicazioni, occorre che il dispositivo eroghi una maggior quantità di corrente. L'amplificatore di corrente inserito all'interno dell'anello di retroazione fornisce la corrente richiesta senza diminuire in modo significativo le prestazioni dell'amplificatore di strumentazione.

#### Correnti di Bias

Le correnti di bias necessitano di un percorso verso massa, altrimenti andrebbero a caricare le capacità parassite del circuito di ingresso, causando una deriva incontrollabile della tensione di ingresso dell'amplificatore. Nel caso di ingressi isolati, come ad esempio le termocoppie, occorre collegare i terminali flottanti a massa, come mostrato in Figura A.3.7.

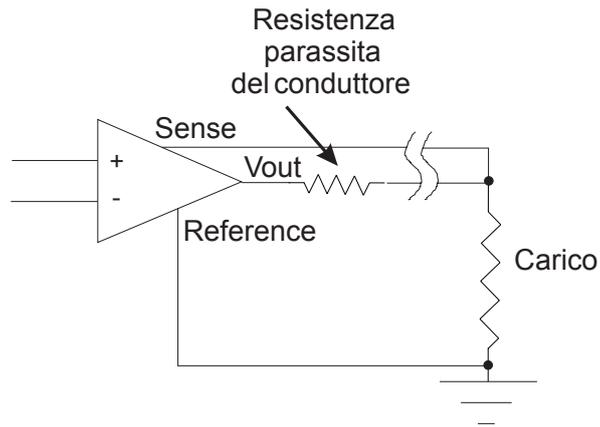


Figura A.3.5: Utilizzo del terminale di sense per eliminare errori dovuti a resistenze di uscite spurie.

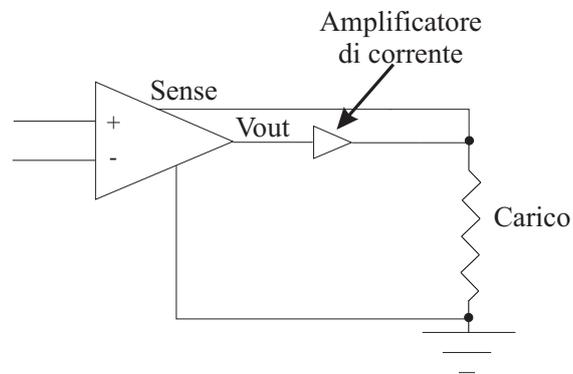


Figura A.3.6: Amplificatore di strumentazione con amplificatore di corrente.

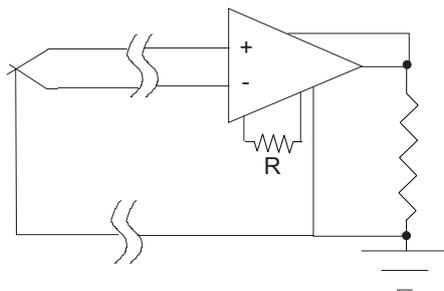
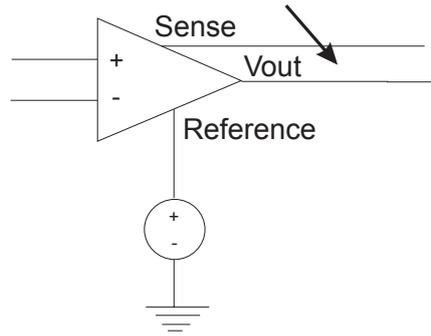


Figura A.3.7: Collegamento di una termocoppia che consente lo scarico delle correnti di Bias.

### Terminale di *reference*

Il terminale di reference può essere collegato ad un generatore di tensione per traslare il livello dell'uscita:



### A.3.3 Filtri

L'ambiente industriale è caratterizzato dalla presenza di una moltitudine di campi elettromagnetici generati dalle diverse apparecchiature presenti, soprattutto motori elettrici, convertitori di potenza e dispositivi di comunicazione. Questi campi elettromagnetici vengono ovviamente rilevati dai collegamenti elettrici di segnale, disturbando la misura delle informazioni utili di sensori e trasduttori da elaborare per il controllo.

Per l'eliminazione delle componenti indesiderate di disturbo, si rende necessaria l'introduzione nella catena di acquisizione del segnale di dispositivi di filtraggio, in grado di selezionare, attraverso la modifica delle caratteristiche spettrali dei segnali, le componenti armoniche a frequenze "utili" da quelle riconoscibili come "rumore elettromagnetico".

La descrizione di un filtro avviene solitamente attraverso la sua funzione di trasferimento, espressa con una trasformata di Laplace  $T(s)$ , oppure attraverso la **funzione di attenuazione** (in dB), derivata da  $T(s)$  come segue:

$$A(\omega) = -20 \log |T(j\omega)|$$

Poichè un filtro è un dispositivo il cui ruolo è quello di produrre un segnale di uscita che riproduca il segnale di ingresso, mantenendone inalterate le caratteristiche frequenziali "desiderate" ed eliminando i disturbi, la sua funzione di trasferimento è in genere caratterizzata dalle "bande" (di frequenza) cosiddette passanti, nelle quali il guadagno di  $T(s)$  è unitario o, equivalentemente, l'attenuazione nulla, e dalle bande attenuate, nelle quali l'attenuazione è idealmente infinita. Per tale motivo, i filtri si classificano anzitutto, in funzione delle bande passanti, in:

- Passa-basso (Low-pass)
- Passa-alto (High-pass)
- Passa-banda (Band-pass)
- Elimina-banda (Band-reject o Notch-Filter)

I diagrammi di ampiezza delle funzioni di trasferimento ideali dei vari tipi di filtri sono mostrati in Figura A.3.8. Nelle realizzazioni pratiche, tali funzioni di trasferimento ideali sono approximate tollerando una attenuazione non nulla nelle bande passanti, nelle quali il guadagno può anche non essere precisamente costante (es. caratterizzato da un "ripple" al variare della frequenza), una attenuazione non infinita nelle bande eliminate ed una banda non infinitesima di frequenze di transizione fra passanti ed attenuate.

#### A.3.3.1 Filtri analogici

La più semplice realizzazione di un circuito di filtraggio passa-basso è costituita dalla rete RC di Figura A.3.9.

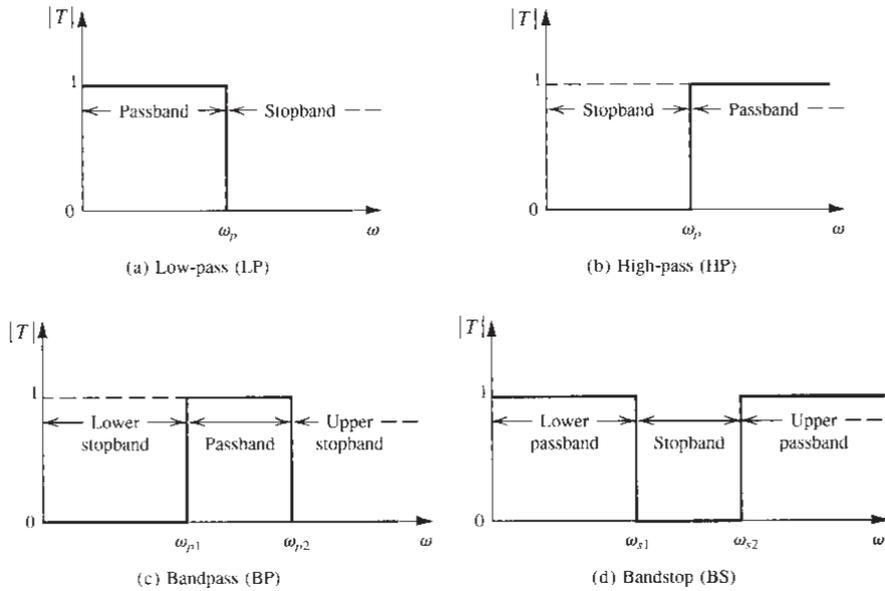


Figura A.3.8: Diagrammi di ampiezza di filtri ideali

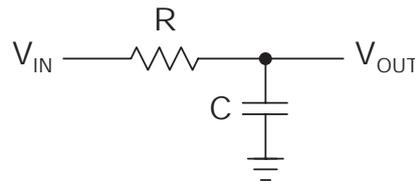


Figura A.3.9: Filtro RC passa-basso del primo ordine

Questo circuito ha funzione di trasferimento:

$$T(s) = \frac{1}{RCs + 1}$$

che è una funzione del primo ordine con frequenza di taglio (attenuazione 3 dB)  $\omega_c = 1/RC$ . Tuttavia, è noto che la pendenza nella zona di transizione fra banda passante ed attenuata di un filtro del primo ordine è solamente di 20 dB per decade (in un diagramma logaritmico), per cui le sue caratteristiche sono molto lontane da quelle di un filtro ideale. Aumentando l'ordine del filtro, ad esempio utilizzando molteplici filtri RC in cascata, eventualmente disaccoppiandoli con amplificatori operazionali in configurazione buffer come mostrato in Figura A.3.10, si possono ottenere ovviamente approssimazioni migliori.

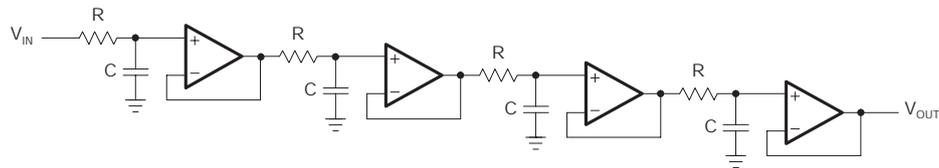


Figura A.3.10: Filtro RC passa-basso del quarto ordine

In realtà, le caratteristiche di filtri puramente RC hanno sempre delle limitazioni, dovute principalmente alla presenza di poli puramente reali che non permettono di ottenere buone caratteristiche

in termini di sfasamento. In particolare, lo sfasamento di un filtro RC di qualunque ordine ha sempre una caratteristica fortemente nonlineare in funzione della frequenza, condizione che introduce notevole distorsione nel segnale (v. Sezione A.1.4.2). Per migliorare la linearità della fase, seppure sempre in modo approssimato, è necessario introdurre poli complessi coniugati, che possono essere ottenuti inserendo anche delle induttanze nel circuito di filtraggio. Ad esempio, il circuito RLC di Figura A.3.11 è un filtro passa-basse con funzione di trasferimento:

$$T(s) = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1}$$

la quale, analogamente a quella di un filtro RC, può essere utilizzata come base per la composizione, tramite serie di blocchi RLC, di filtri di ordine più elevato.

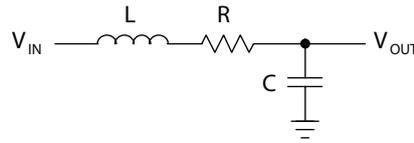


Figura A.3.11: Filtro RLC passa-basso del secondo ordine

La realizzazione di induttanze, soprattutto in circuiti integrati, richiede però notevole occupazione di spazio. Per questo motivo, nei casi in cui si debbano ottenere filtri a basse frequenze (valore di L molto elevato), si preferisce realizzare circuiti di filtraggio nei quali non vengano utilizzate induttanze. Una topologia molto nota per la realizzazione di filtri del secondo ordine con poli complessi, che sfrutta un amplificatore operazionale, è quella detta di **Sallen-Key**, rappresentata nella Figura A.3.12 con la configurazione passa-basso a guadagno unitario. La funzione di trasferimento di questo circuito è:

$$T(s) = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2 s^2 + C_2 (R_1 + R_2) s + 1}$$

Si noti che, a differenza del filtro presentato in Figura A.3.10, nel quale gli amplificatori operazionali sono usati solamente come stadi di disaccoppiamento non determinanti ai fini della caratteristica in frequenza, nel filtro di Sallen-Key la retroazione dell'amplificatore è fondamentale per la realizzazione dell'azione filtrante. In generale, i circuiti che sfruttano amplificatori operazionali retroazionati per il filtraggio di segnali vengono chiamati **filtri attivi**, mentre quelli che utilizzano solo componenti di tipo RLC (con eventuale disaccoppiamento fra più stadi) sono classificati come **filtri passivi**.

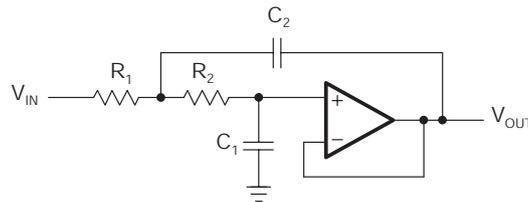


Figura A.3.12: Filtro passa-basso attivo con topologia Sallen-Key

Infine, occorre osservare che per miniaturizzare ulteriormente un circuito integrato di filtraggio, anche le resistenze costituiscono componenti "difficili" da realizzare, sia per ottenere valori precisi che per limitare lo spazio occupato. Per ovviare a queste problematiche, la tecnologia più utilizzata è quella dei **condensatori commutati**. Nei filtri a condensatori commutati le resistenze sono sostituite da schemi circuitali come quello mostrato dalla Figura A.3.13, costituito da due transistor di tipo MOS e da un condensatore, componenti di facile integrazione nei chip di silicio. Il principio di funzionamento del circuito è il seguente: accendendo e spegnendo in modo alternato i due transistori

MOS (G1 ON - G2 OFF  $\rightarrow$  G1 OFF - G2 ON), con una frequenza opportuna  $f_c = 1/T$  (maggiore di quella della banda passante del segnale in ingresso), si ottiene un trasferimento di carica dall'ingresso all'uscita, che corrisponde al passaggio di una "corrente" virtuale. La carica trasferita è quella immagazzinata dal condensatore  $C_1$  durante la fase G1 ON - G2 OFF, pari a:

$$Q = C_1 V_i$$

Mediamente, tale trasferimento di carica dall'ingresso all'uscita è riconducibile ad una corrente equivalente:

$$I_{eq} = \frac{Q}{T}$$

la quale, a sua volta, può essere considerata come la corrente dovuta ad una differenza di potenziale ai capi di una resistenza:

$$I_{eq} = \frac{V_i}{R}$$

Unendo le tre relazioni precedenti, si può verificare che lo schema simula una resistenza di valore:

$$R = \frac{T}{C_1} = \frac{1}{C_1 f_c}$$

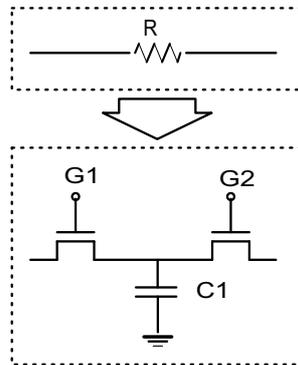


Figura A.3.13: Sostituzione di resistenze con condensatori commutati per i filtri analogici

Riassumendo, la realizzazione di circuiti analogici per il filtraggio di segnali può essere effettuata con:

- **Filtri passivi RLC:** per avere "buone caratteristiche" servono le induttanze, che però sono difficili da realizzare nei circuiti integrati.
- **Filtri attivi RC:** le induttanze non sono necessarie, grazie all'impiego di amplificatori operazionali. Permangono le problematiche legate alle dimensioni ed alla precisione delle resistenze nelle realizzazioni con circuiti integrati.
- **Filtri attivi a condensatori commutati (Switched Capacitor Filter, SCF),** i più idonei alla miniaturizzazione, dato che "simulano" le resistenze con schemi circuitali come quello mostrato dalla Figura A.3.13.

### A.3.3.2 Filtri digitali

Come descritto nella Sezione 1, una qualunque funzione di trasferimento  $G(s)$  può essere realizzata, seppure introducendo approssimazioni, da un sistema digitale, costituito cioè da convertitori A/D-D/A e da un microprocessore. In questo caso, la funzione di trasferimento è tempo-discreta ed è formulata con una Z-trasformata  $G(z)$ , anziché con una trasformata di Laplace. Tale considerazione,

che in precedenza era stata fatta per la realizzazione di un controllore con funzione di trasferimento  $Gc(s)$ , è altrettanto valida per la realizzazione di filtri con funzione di trasferimento, progettata nell'ipotesi di tempo continuo,  $T(s)$ . Ovviamente, anche per i filtri digitali, così come per i controllori digitali, è necessario tollerare una approssimazione implicita introdotta dal passaggio a tempo discreto e dalla quantizzazione dei segnali.

Anche i filtri digitali possono essere classificati in base alle modalità di realizzazione. Tuttavia, non essendo presenti "componenti" fisici come nei filtri analogici, tale classificazione si basa unicamente sulla struttura razionale della funzione di trasferimento  $T(z)$ , la quale permette di distinguere fra:

- **Infinite Impulse Filter (IIR)** o Filtri Ricorrenti, così chiamati perchè la loro implementazione prevede che il valore di uscita dipenda dai dati campionati agli istanti passati sia per il segnale in ingresso che per il segnale filtrato (elaborato dal calcolatore) in uscita.
- **Finite Impulse Filter (FIR)** o Filtri Non Ricorrenti, la cui implementazione prevede l'utilizzo solamente dei dati campionati agli istanti passati per il segnale di ingresso. La loro implementazione richiede in genere maggiore memoria degli IIR (più campioni per realizzare la stessa azione filtrante), ma hanno il vantaggio di avere sempre funzioni di trasferimento stabili.

Per comprendere meglio la differenza fra IIR e FIR, si considerano nel seguito **equazioni alle differenze finite**, che rappresentano l'implementazione diretta di filtri digitali, anzichè Z-trasformate. Intuitivamente e senza introdurre considerazioni sulla frequenza dei disturbi, si può ipotizzare che un semplice modo per "filtrare" un segnale campionato affetto da un rumore, se il rumore ha un valor medio nullo, sia quello di effettuare una **media mobile** degli ultimi N campioni memorizzati del segnale in ingresso. In questo modo, l'effetto del rumore sarebbe tendente al suo valor medio, perciò prossimo allo zero. A titolo di esempio, si consideri l'equazione alle differenze:

$$y(k) = \frac{u(k) + u(k-1) + u(k-2) + u(k-3) + u(k-4)}{5}$$

nella quale  $k$  rappresenta l'istante attuale di campionamento e  $k-i$  l'istante di campionamento passato da  $i$  periodi ed  $u$  il segnale da filtrare. Tale operazione corrisponde ad una media mobile su 5 campioni e rappresenta, al contempo, un filtro appartenente alla categoria FIR di ordine 4.

Si noti che, poichè il valore del segnale filtrato  $y$  all'istante di campionamento passato è:

$$y(k-1) = \frac{u(k-1) + u(k-2) + u(k-3) + u(k-4) + u(k-5)}{5}$$

l'operazione di filtraggio può essere calcolata in modo esattamente equivalente con l'operazione ricorsiva:

$$y(k) = y(k-1) + \frac{u(k) - u(k-5)}{5}$$

che rappresenta invece l'implementazione di un filtro IIR, con un evidente risparmio di dati memorizzati: tre anzichè cinque, ma, in generale, saranno sempre tre anzichè gli N della media mobile.

Come detto, il caso analizzato rappresenta un esempio semplice ed intuitivo di filtro a media mobile (**Moving AVerage, MAV**), progettato senza considerarne le caratteristiche di banda passante. Per l'analisi in frequenza dei filtri digitali, è necessario utilizzare la funzione di trasferimento  $T(z)$ , che, per il FIR e l'IIR descritti, può essere ottenuta molto semplicemente considerando che l'operazione di ritardo unitario (da  $k$  a  $k-1$ ) equivale nel dominio delle Z-trasformate a moltiplicare il segnale per un fattore  $z^{-1}$ , per cui:

$$T_{FIR}(z) = \frac{1 + z^{-1} + z^{-2} + z^{-3} + z^{-4}}{5} = \frac{z^4 + z^3 + z^2 + z^1 + 1}{5z^4}$$

$$T_{IIR}(z) = \frac{1 - z^{-5}}{5(1 - z^{-1})} = \frac{z^5 - 1}{5(z^5 - z^4)}$$

Un filtro a media mobile su N campioni, come quello descritto, ha una frequenza di taglio approssimabile con la formula:

$$f_s \approx \frac{f_c}{2N}$$

nella quale  $f_c$  è la frequenza di campionamento del segnale. Tuttavia, questi filtri non hanno in genere buone caratteristiche in termini di sfasamento, per cui solitamente il progetto di un filtro digitale, come del resto anche di un filtro analogico, viene effettuato anzitutto attraverso l'analisi in frequenza e nel dominio tempo continuo, dopodichè la  $T(s)$  viene discretizzata e "tradotta" nell'equazione alle differenze realizzabile da un microprocessore.

### A.3.3.3 Progetto di filtri

Per progettare filtri sia analogici che digitali, ovvero per definire la funzione di trasferimento che rispetti le specifiche su bande passanti e oscurate, si ricorre spesso a tipologie di funzioni standard, aventi struttura fissata, grazie alle quali è sufficiente imporre le frequenze di taglio e l'ordine desiderato per poter sintetizzare, applicando opportune formule o ricorrendo a determinate tabelle, i coefficienti della filtro richiesto. Esempi di funzioni di trasferimento standard per filtri di segnale sono le cosiddette "approssimazioni" (rispetto ad un filtro ideale) di **Butterworth**, di **Chebyshev** o di **Bessel**, dal nome di noti matematici che ne hanno descritto le caratteristiche.

Ad esempio, un filtro di Butterworth ha un guadagno descritto dalla seguente equazione:

$$|T(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{2N}}}$$

I poli del filtro di Butterworth giacciono su una circonferenza di raggio  $\omega_p(1/\varepsilon)^{1/N}$ , distanziati di angoli pari a  $\pi/N$ , il primo ad un angolo  $\pi/2N$  dall'asse immaginario. In Figura A.3.14 viene riportata la risposta in ampiezza di una famiglia di filtri di Butterworth di diverso ordine: ovviamente al crescere dell'ordine migliora l'approssimazione di un filtro ideale.

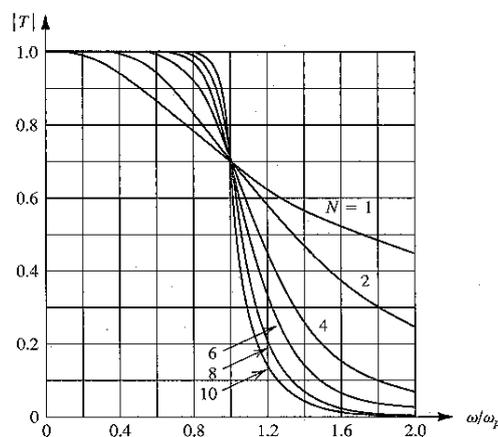


Figura A.3.14: Confronto fra filtri di Butterworth di diverso ordine

### A.3.3.4 Problematiche di filtraggio in automazione

Nelle applicazioni di interesse per il controllo e l'automazione, le tipologie di filtraggio più usate sono certamente passa-basso ed elimina-banda (filtri di **notch**). Infatti, solitamente i disturbi elettromagnetici che si desidera annullare hanno un contenuto armonico in alta frequenza, mentre il segnale utile, il cui contenuto armonico è rappresentativo del comportamento dinamico di un sistema fisico, è significativo a frequenze molto più basse. È quindi possibile nella maggior parte dei casi separare i segnali utili dai disturbi mediante filtri passa-basso. Tuttavia, è importante osservare che il contesto di riferimento nel quale vengono inseriti i filtri nella presente trattazione è sempre quello di uno schema di controllo in retroazione. In particolare, i filtri costituiscono un ulteriore contributo alla funzione di trasferimento del ramo di retroazione, analogamente a quanto detto per i trasduttori

nella Sezione A.1.4.2, che non può essere trascurato nell'analisi del sistema, soprattutto in caso di ordine molto elevato.

Nel caso dei filtri passa-basso, se da un lato si desidera aumentarne l'ordine e, pertanto, il numero di poli per aver una buona azione filtrante, dall'altro lato si desidera limitarne l'ordine, per non pregiudicare la stabilità totale del sistema. Infatti, poichè ogni polo del filtro introduce uno sfasamento di  $\frac{\pi}{2}$ , è sconsigliabile introdurre un filtro di ordine molto elevato in un sistema di controllo, in quanto si potrebbe avere un effetto di sfasamento anche nella banda di interesse del sistema controllato, con il risultato di diminuire i margini di stabilità progettati, come mostrato dalla Figura A.3.15.

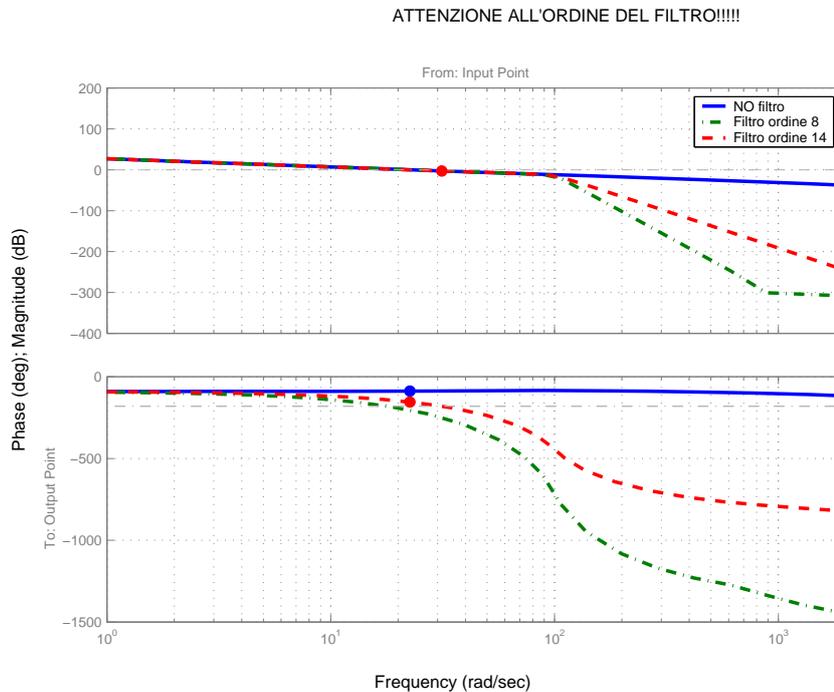


Figura A.3.15: Effetto di filtri passa-basso sulla funzione di trasferimento d'anello di un sistema di controllo.

Per quanto riguarda l'uso di filtri elimina-banda nell'automazione, una situazione molto comune che li rende necessari è la presenza di **accoppiamenti elastici (giunti)** fra il rotore di un motore elettrico, il sensore di retroazione e la parte meccanica azionata dal motore. Molto spesso l'installazione di un sensore su un motore elettrico viene effettuata unendo gli alberi rotanti di motore e trasduttore con un giunto flessibile che, da un lato garantisce una certa tolleranza nell'allineamento degli assi di rotazione (v. Figura A.3.16), dall'altro introduce una elasticità torsionale fra motore e sensore, come schematizzato in Figura A.3.17.

Questa elasticità dà luogo ad un termine del secondo ordine nella funzione di trasferimento del sistema, avente però due poli molto poco smorzati, con conseguenti problemi legati ai picchi di risonanza, posizionati a frequenza:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{Ks}{Js}}$$

ed allo sfasamento introdotto nella banda di interesse del controllo. Come si può notare nella Figura A.3.18, che mostra l'andamento della velocità misurata in risposta ad un gradino di set-point in un azionamento elettrico industriale, la risonanza meccanica non provoca necessariamente instabilità, ma fastidiose oscillazioni (grafico a sinistra) che non sarebbero presenti in caso di accoppiamento perfettamente rigido torsionalmente (grafico di destra). In questi casi, si può progettare un notch-

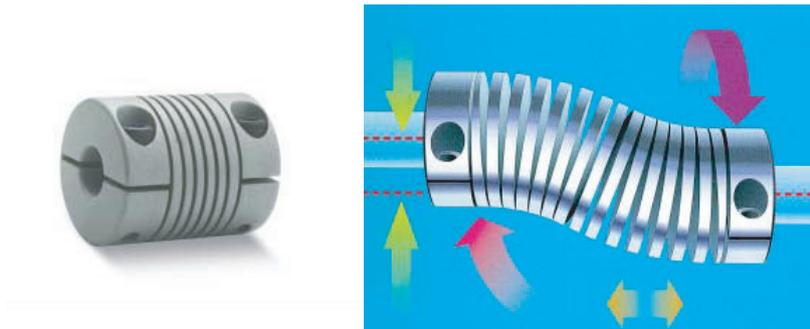


Figura A.3.16: Giunto flessibile per connessioni meccaniche

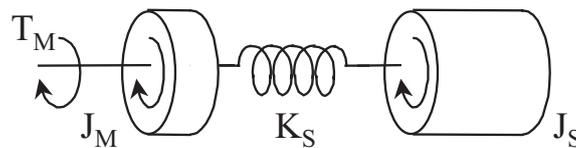


Figura A.3.17: Schematizzazione del giunto flessibile come molla torsionale.

filter centrato sulla frequenza di risonanza dell'accoppiamento elastico, facilmente identificabile con un'analisi spettrale che molti azionamenti elettrici industriali sono in grado di effettuare.

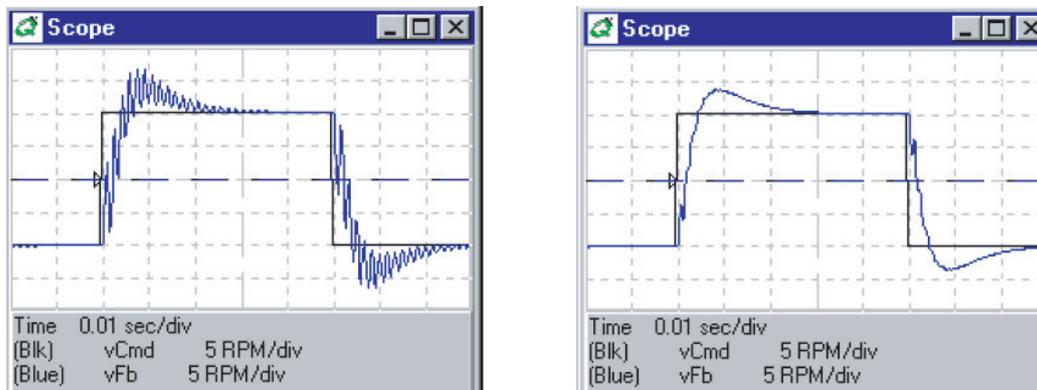


Figura A.3.18: Grafici ottenuti da un reale azionamento industriale in applicazioni con risonanze meccaniche.

### A.3.3.5 Filtraggio anti-aliasing e scelta del tempo di campionamento

L'eliminazione dei disturbi diventa particolarmente importante quando il segnale utile debba essere campionato e digitalizzato. Come noto, un segnale campionato ha un'andamento spettrale caratterizzato da ripetizioni dello spettro originario centrate su multipli della frequenza di campionamento, come schematizzato in Figura A.3.19. Pertanto, per evitare la sovrapposizione delle componenti spettrali (**aliasing** dovuto al campionamento), occorre una frequenza di campionamento che rispetti la relazione, imposta dal teorema di Shannon:

$$f_c \geq 2f_{max}$$

dove  $f_{max}$  è la larghezza dello spettro del segnale originario, e  $f_{c,min} = 2f_{max}$  viene detta anche **frequenza di Nyquist**<sup>5</sup>.

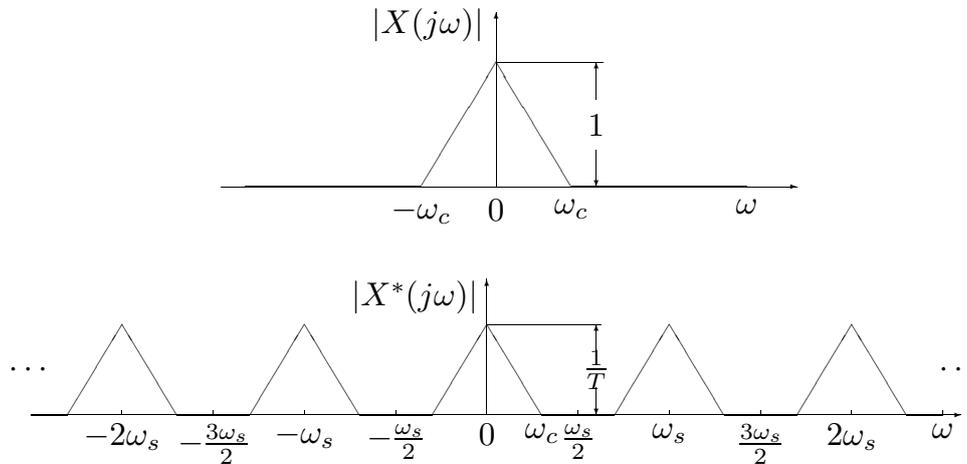


Figura A.3.19: Effetti del campionamento di un segnale sullo spettro

Se vi sono componenti di rumore a frequenza maggiore di  $f_{max}$  ed il campionamento viene effettuato con frequenza prossima a quella di Nyquist, il rumore si sovrappone irrimediabilmente alle bande di interesse (**aliasing** dovuto ai disturbi) nello spettro del segnale campionato. Le possibili soluzioni a questo problema sono:

- L'inserimento di filtri passa-basso prima del campionamento (**Presampling**). In questo caso si parla di **Filtri anti-aliasing**.
- il campionamento a frequenza molto maggiore di  $f_{c,min}$  ( $8 \div 500 \times f_{max}$ , **Oversampling**), ed il successivo filtraggio digitale del segnale.

Si noti che la frequenza di Nyquist può essere considerato un valore limite molto teorico e poco pratico, anche effettuando un'analisi maggiormente dettagliata delle caratteristiche di un sistema di controllo in retroazione tempo-discreto. I motivi che inducono a considerare scelte più stringenti del tempo di campionamento sono:

- l'ipotesi del teorema di Shannon è che il segnale sia ricostruito a partire dallo spettro campionato con un **ricostruttore ideale**, che però prevede di utilizzare anche campioni temporalmente successivi a quello dell'istante ricostruito. Questa condizione di **non causalità** non è realizzabile in un sistema di controllo.
- ipotizzando che i valori della variabile di controllo varino solo in corrispondenza degli istanti di campionamento, il sistema fisico controllato si trova a ricevere in ingresso degli scalini di ampiezza dipendente dal tempo di campionamento stesso. Queste variazioni, se troppo brusche, possono sollecitare dinamiche non modellate in fase di progetto, che possono fare insorgere oscillazioni ed anche, a lungo andare, danneggiare gli attuatori.
- all'interno di un periodo di campionamento, il sistema evolve in catena aperta. Campionare a frequenza maggiore permetterebbe di controllare meglio le eventuali oscillazioni legate alle dinamiche trascurate.
- il periodo di campionamento impone anche un ritardo inevitabile nella risposta del sistema. Minore è questo ritardo, minori sono le problematiche legate alla stabilità.

<sup>5</sup>Il teorema sul tempo di campionamento fu dimostrato da Shannon nel 1949, ma la sua formulazione era già stata articolata da Nyquist nel 1928.

Altri fattori che invece limitano il tempo di campionamento verso il basso sono principalmente legati agli effetti del rumore di quantizzazione, che aumentano al diminuire del tempo di campionamento, ed, ovviamente, al costo degli dispositivi di elaborazione necessari per realizzare un campionamento a frequenze molto elevate.

In generale, un buon criterio per la scelta della frequenza di campionamento si può considerare espresso dalla seguente disuguaglianza, che “migliora” in base alle precedenti considerazioni pratiche quella teorica definita da Shannon:

$$10f_{max} \leq f_c \leq 40f_{max}$$

### A.3.4 Isolatori galvanici

Spesso la parte operativa di una macchina automatica si trova ad operare a tensioni e correnti molto elevate, potenzialmente dannose sia per l'uomo che per la circuiteria dell'unità di governo. Inoltre, nel caso i collegamenti a massa siano differenti (e molto distanti tra loro) per le sorgenti di segnale e per i dispositivi di misura, si deve tener conto della possibile differenza di potenziale fra le due masse di riferimento, che può essere anche di notevole entità. Per evitare quindi che queste problematiche possano danneggiare l'unità di governo o degradare la qualità del segnale acquisito, occorre utilizzare degli isolatori galvanici per interrompere la continuità elettrica tra la parte operativa (sensori ed attuatori) e l'unità di governo.

L'isolamento è realizzato in modo diverso per i diversi tipi di segnali, digitali o analogici.

#### A.3.4.1 Isolamento di segnali digitali: optoisolatori

Per i segnali logici, non essendo richieste caratteristiche di linearità, viene solitamente sfruttato l'accoppiamento optoelettronico tra un diodo emettitore di luce (LED) e un foto-transistor, realizzando dispositivi detti appunto **optoisolatori**. Come schematizzato dalla Figura A.3.20, tratta dal data-sheet del componente Texas Instruments TIL917, un optoisolatore integra solamente i componenti di base (LED e foto-transistor), che possono poi essere configurati in modo da realizzare un circuito invertente (NOT) o non invertente. Quando il LED è attivato, infatti, il transistor va in conduzione e, se il suo emettitore è collegato direttamente a massa, pone ad un livello logico basso l'uscita. Il circuito mostrato è pertanto non invertente.

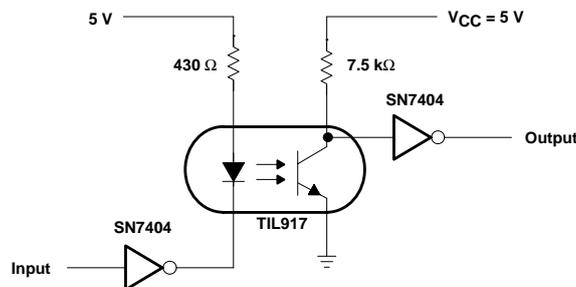


Figura A.3.20: Accoppiamento optoelettronico per segnali logici

#### A.3.4.2 Amplificatori di isolamento

Per l'isolamento di segnali analogici in alternata si può usare semplicemente un trasformatore di isolamento, mentre per quelli analogici a bassa frequenza occorre uno speciale amplificatore detto, appunto, di isolamento. Un amplificatore di isolamento è un dispositivo la cui funzione primaria consiste nel fornire un isolamento galvanico tra lo stadio di ingresso e quello di uscita ed è solitamente costituito da uno stadio amplificatore di ingresso (con amplificatore operazionale o di strumentazione) e da uno stadio di isolamento a guadagno unitario.

In linea di principio sulla barriera di isolamento la continuità elettrica dei collegamenti è interrotta, mentre è mantenuta la continuità di trasferimento del segnale che attraversa la barriera senza subire attenuazioni. Graficamente, un amplificatore di isolamento viene distinto da un normale amplificatore con il simbolo di Figura A.3.21.

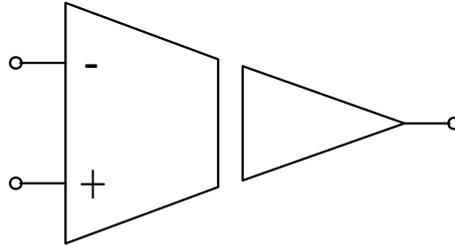


Figura A.3.21: Amplificatore di isolamento

La barriera di isolamento viene realizzata comunemente secondo una delle seguenti modalità:

- con l'**accoppiamento capacitivo**. Come descritto dalla Figura A.3.22, relativa allo schema circuitale del dispositivo Burr-Brown ISO120, il segnale viene modulato in modalità **PWM** (Pulse Width Modulation, modulazione a larghezza dell'impulso) per poter essere trasferito attraverso la barriera capacitiva, oltre la quale viene demodulato e filtrato, per attenuare le oscillazioni implicite nel processo di demodulazione di un segnale PWM.
- con l'**accoppiamento optoelettronico**. In questo caso il passaggio del segnale avviene sfruttando un LED ed una coppia di diodi fotorivelatore (v. Figura A.3.23), uno dei quali utilizzato come retroazione per fare in modo che la corrente nel diodo illuminato dello stadio di uscita sia uguale a quella del diodo illuminato dello stadio di ingresso, proporzionale alla tensione di ingresso:

$$I_1 = \frac{V_{in}}{R_g} = I_2 = \frac{V_{out}}{R_k}$$

$$\Rightarrow V_{out} = V_{in} \frac{R_k}{R_g}$$

Le caratteristiche di scarsa linearità (che dipendono dalle discrepanze costruttive tra i due diodi fotorivelatori) e l'accuratezza minore rispetto ad altri tipi di amplificatori di isolamento, sono contrapposte alla banda passante elevata e alle dimensioni contenute.

- con l'**accoppiamento trasformatore**. Sfruttando la modulazione in ampiezza è possibile trasmettere il segnale attraverso gli avvolgimenti di un trasformatore (v. Figura A.3.24). Benchè abbiano banda passante non elevatissima, gli amplificatori di isolamento a trasformatore hanno la possibilità di integrare l'isolamento del segnale e quello dell'alimentazione. Questa caratteristica fa sì che essi siano certamente quelli maggiormente utilizzati nelle applicazioni industriali industriali.

Nei Datasheets degli amplificatori di isolamento, si trovano indicati i termini **Isolation Mode Rejection Ratio (IMRR)** e **Isolation Mode Rejection (IMR)**, in relazione tra loro in modo analogo a quello tra CMRR e CMR. Il valore di IMRR rappresenta una misura della bontà dell'isolamento garantito dal componente, in relazione alla differenza di potenziale fra il terminale di modo comune del segnale differenziale di ingresso e la massa della tensione d'uscita, identificata dal valore  $V_{iso}$  nella Figura A.3.25. Ovviamente, anche il valore massimo di  $V_{iso}$  è significativo per valutare le caratteristiche del componente. In totale, ipotizzando che l'amplificatore abbia un guadagno non necessariamente unitario  $G_v$ , la tensione di uscita va considerata pari a:

$$V_{out} = (V_{sig} \pm \frac{V_{cm}}{CMRR} \pm \frac{V_{iso}}{IMRR}) G_v$$

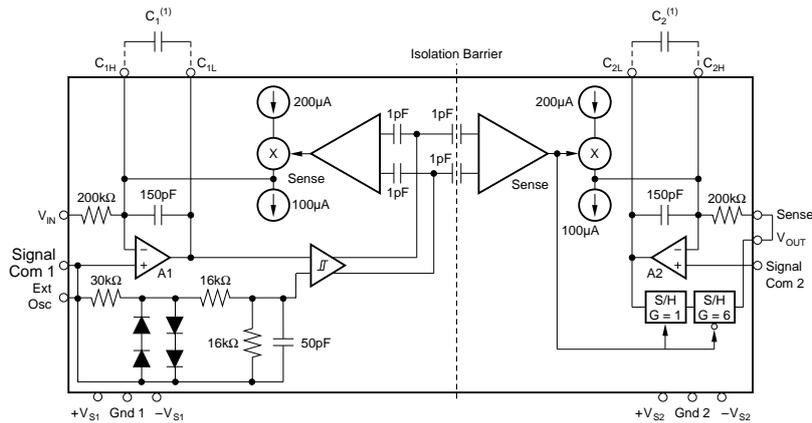


Figura A.3.22: Amplificatore di isolamento capacitivo: ISO120 di Burr-Brown (Texas Instruments)

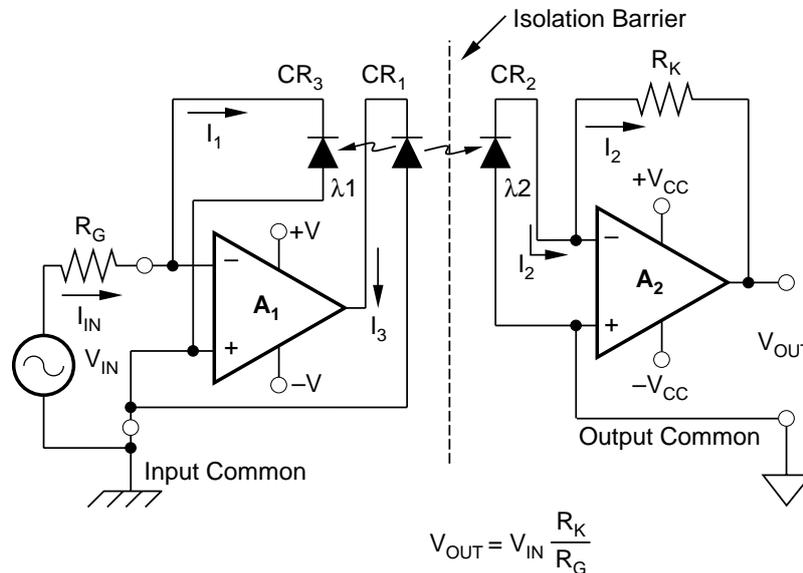


Figura A.3.23: Amplificatore di isolamento optoelettronico: Burr-Brown (Texas Instruments) 3650

### A.3.5 Multiplazione del segnale

Solitamente nei processi industriali controllati sono presenti decine di sensori, per cui non è economico riservare a ciascun segnale un sistema di acquisizione (amplificazione, conversione analogica/digitale) dedicato.

In tal caso lo schema di acquisizione prevede uno stadio di multiplazione dei segnali in ingresso in un unico canale di acquisizione, implementato mediante particolari dispositivi denominati **multi-plexer**. I multiplexer sono dispositivi caratterizzati da molti ingressi ed una sola uscita e possono essere di tipo analogico e digitale. In funzione di opportuni segnali logici di selezione, uno ed un solo ingresso è messo in comunicazione con l'unica uscita. L'Unità di Governo scandisce, uno dopo l'altro, tutti gli ingressi e li legge ad una velocità tale da garantire il rispetto del teorema del campionamento su quel determinato segnale.

Il **Multiplexer analogico** è un dispositivo che consente di commutare  $n$  canali analogici in ingresso in un unico canale analogico di uscita. La commutazione viene comandata da un segnale

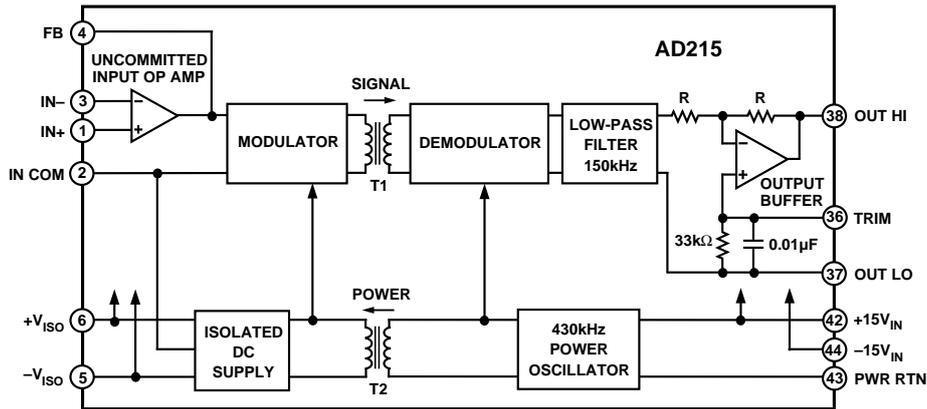


Figura A.3.24: Amplificatore di isolamento trasformatore: AD215 di Analog Devices

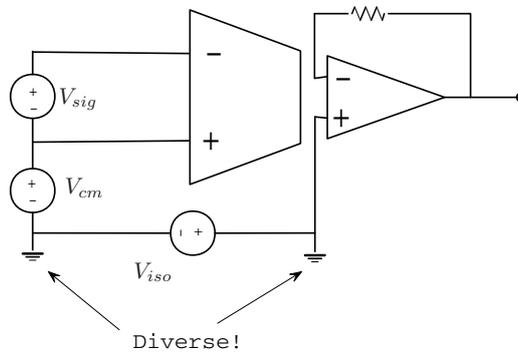


Figura A.3.25: Contributi alla tensione d'uscita nell'amplificatore di isolamento

digitale che codifica il canale di ingresso da selezionare.

Il multiplexer analogico può essere a **canale singolo** oppure a **canale differenziale**. Nel primo caso il dispositivo è predisposto a commutare canali analogici singoli, mentre nel secondo è utilizzabile su segnali differenziali.

Lo schema funzionale del multiplexer analogico a canale singolo è mostrato in figura A.3.26. Nello schema è possibile notare gli ingressi analogici indicati con i simboli  $In_1, \dots, In_n$ . Ciascun canale di ingresso può essere o meno in collegamento con l'uscita a seconda dello stato di un interruttore comandato da un decoder logico. Il decoder attiva un solo interruttore alla volta in base ad un segnale digitale rappresentato dagli ingressi  $A_1, \dots, A_m$ ,  $m = \log_2(n)$ , che codificano il canale di ingresso da attivare. Un ulteriore segnale logico di *Enable* consente di disattivare tutti gli interruttori contemporaneamente, ottenendo una disconnessione completa del canale di uscita.

Il multiplexer è tipicamente utilizzato come primo componente di un sistema di acquisizione, per cui può essere collegato a trasduttori remoti, che possono avere una tensione di uscita con valore molto diverso dal riferimento di tensione del multiplexer. Questo può produrre un possibile danneggiamento del componente, e quindi è giustificata la presenza di un dispositivo di protezione dalle sovratensioni sul segnale di ingresso.

Inoltre, le protezioni per gli ingressi comprendono anche una resistenza  $R_{in}$  posta in serie a ciascun segnale analogico, il cui ruolo è quello di evitare di corto-circuitare i canali di ingresso tra loro quando il multiplexer non è alimentato o è guasto. Tuttavia, come si vedrà in seguito, la presenza di tale resistenza può peggiorare la qualità del segnale analogico in transito.

In figura A.3.27 è mostrato il dispositivo a canale differenziale. L'unica differenza sostanziale consiste nella presenza di due canali analogici accoppiati corrispondenti ad un'unica configurazione

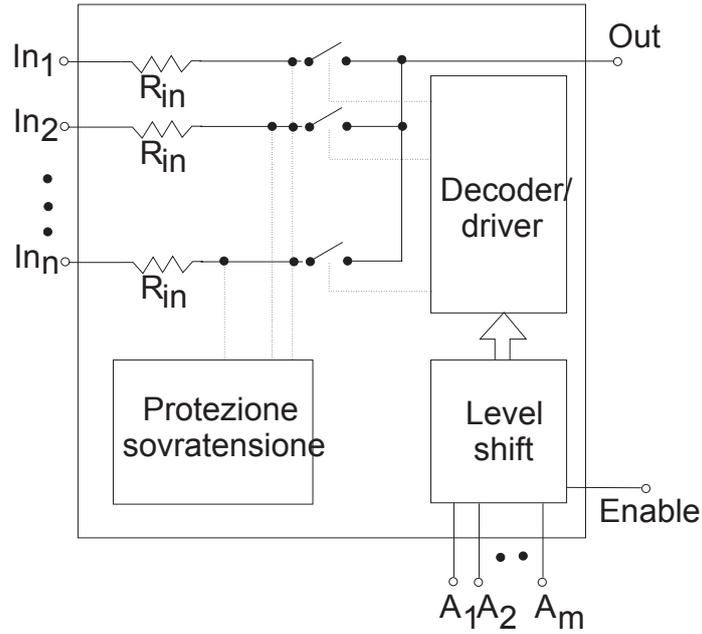


Figura A.3.26: Multiplexer analogico

digitale per la selezione del canale.

### A.3.5.1 Caratteristiche statiche del multiplexer analogico

Il circuito equivalente del multiplexer analogico a singola uscita è mostrato in Figura A.3.28. Il canale del multiplexer selezionato è modellato tramite una resistenza di canale indicata solitamente con  $R_{on}$ . Questa resistenza si va ad aggiungere alla impedenza di uscita della sorgente di segnale  $V_{s1}$ . Se chiamiamo  $R_l$  la resistenza di carico, l'errore dovuto alla ripartizione del segnale utile  $V_{s1}$  vale:

$$e\% = \frac{R_{s1} + R_{on}}{R_{s1} + R_{on} + R_l} \times 100$$

I canali aperti del multiplexer presentano una resistenza  $R_{off}$  non infinita ai segnali non selezionati. L'effetto di tali non idealità vengono tenute in conto attraverso una corrente di perdita  $I_{leak}$  (*leakage current*). Tale correnti di *leakage* sommate alla corrente di bias  $I_{bias}$  dell'amplificatore producono una tensione di *offset* quantificabile in:

$$V_{offset} = (I_{bias} + I_{leak})(R_{on} + R_{s1})$$

Per minimizzare questi errori occorre:

- Usare un amplificatore con impedenza di ingresso più elevata possibile.
- Usare un trasduttore con impedenza di uscita più piccola possibile.

In Figura A.3.29 è mostrato il circuito equivalente di un multiplexer differenziale, in cui è possibile notare gli stessi fenomeni parassiti del multiplexer a singolo canale, la resistenza  $R_{on}$  del canale selezionato e la corrente di leakage  $I_{leak}$  relativa ai canali non selezionati.

Nel caso del multiplexer differenziale occorre tenere in conto anche la differenza del valore reale dei fenomeni parassiti tra i due canali  $\Delta I_{leak}$  e  $\Delta R_{on}$ , in quanto produce un errore sul segnale differenziale.

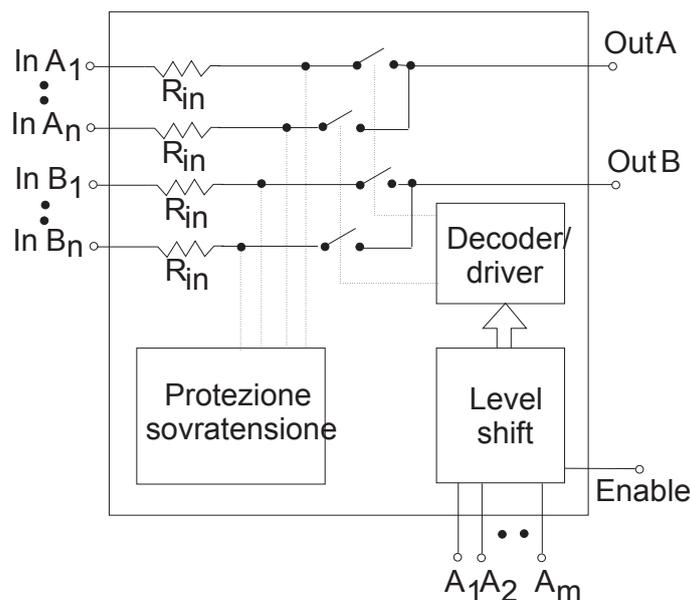


Figura A.3.27: Multiplexer analogico differenziale

### A.3.5.2 Caratteristiche dinamiche del multiplexer analogico

Il multiplexer analogico presenta un comportamento dinamico rilevante, in quanto durante le commutazione tra due canali, che generalmente si trovano a differenti potenziali, le capacità parassite associate al componente, al trasduttore connesso al canale attivo ed al carico (in generale un amplificatore) producono dei ritardi temporali nell'assestamento del segnale.

Per tenere conto di questi effetti il costruttore del componente dichiara un tempo di assestamento (**settling time**) che corrisponde al tempo necessario affinché il segnale si assesti all'interno di una fascia centrata attorno al valore di regime. L'ampiezza della fascia di assestamento è misurata in per cento del valore di regime.

Altri parametri dinamici del multiplexer sono relativi alla interfaccia digitale di selezione del canale. Nel seguito alcuni di questi parametri vengono elencati:

- **Access time**,  $t_A$ . Il tempo che intercorre dall'applicazione di una configurazione di ingresso digitale e la chiusura del canale analogico corrispondente.
- **Break-before-make delay**,  $t_{open}$ . Per evitare che due canali analogici si trovino in cortocircuito, la logica di commutazione del multiplexer interpone un certo ritardo tra l'apertura del canale analogico correntemente attivo e la chiusura del canale analogico da attivare. Tale ritardo viene detto  $t_{open}$ .
- $t_{on}$  e  $t_{off}$ . L'uscita analogica del multiplexer può essere isolata completamente dagli ingressi agendo sul segnale digitale di *enable*. Il ritardo tra l'attivazione e la disattivazione dell'enable e l'effettivo isolamento dell'uscita analogica viene indicato dai tempi  $t_{on}$  e  $t_{off}$ .

### A.3.5.3 Espansione a più canali

In genere i multiplexer analogici sono prodotti in taglie da 8 o 16 ingressi (singolo canale) oppure 4 o 8 ingressi (differenziali). Volendo acquisire più segnali di ingresso è possibile utilizzare una configurazione con più multiplexer, che possono essere connessi "a nodo singolo" (*Single-node expansion*, Figura A.3.30), oppure a due livelli (*Two-tier expansion*, Figura A.3.31).

La configurazione a nodo singolo, pur essendo meno costosa, non è immune da possibili guasti di anche un solo componente. Infatti, qualora uno dei multiplexer si danneggi, il livello di tensione di

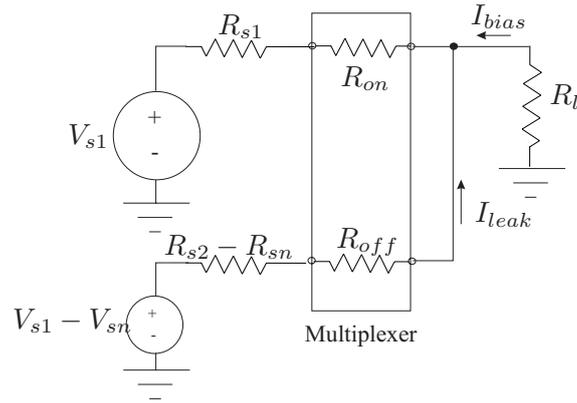


Figura A.3.28: Circuito equivalente del multiplexer ad uscita singola.

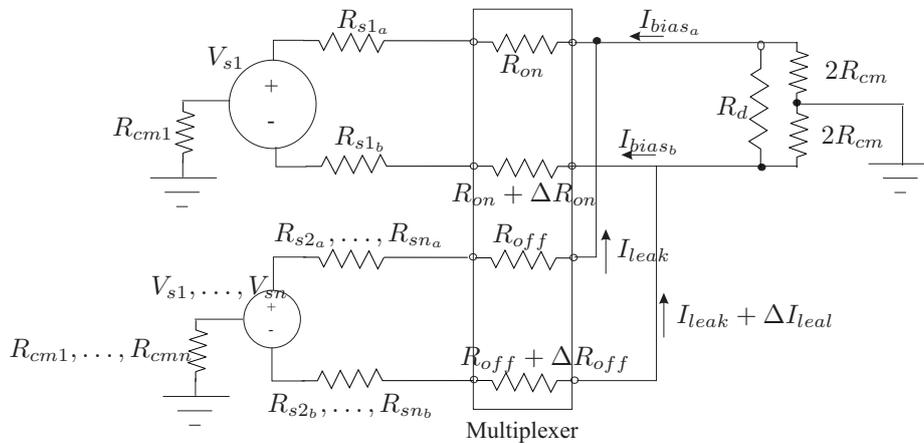


Figura A.3.29: Circuito equivalente del multiplexer ad uscita differenziale.

uscita non è più attendibile. Inoltre, sul nodo di uscita si accumulano le correnti di leakage di tutti i dispositivi. La configurazione a due livelli impiega un multiplexer in più rispetto alla connessione a nodo singolo, tuttavia è immune da possibili guasti di uno dei multiplexer di primo livello, ed ha una corrente di leakage dovuta al solo multiplexer di secondo livello.

### A.3.6 Campionamento e tenuta (sample and hold).

Il dispositivo di campionamento/tenuta (**Sample and Hold**, S/H) viene solitamente abbinato ad un convertitore analogico-digitale per mantenere ad un valore fisso il segnale analogico da convertire, e quindi evitare variazioni durante il processo di conversione. L'effettiva necessità di inserire un dispositivo S/H dipende dalla relazione tra il tempo impiegato dal convertitore per effettuare il passaggio analogico-digitale e la massima velocità di variazione del segnale. Infatti, se quest'ultima è nota e limitata, come potrebbe essere se a monte troviamo un amplificatore del quale sia fornita la specifica di **slew-rate**, si può verificare se la variazione di segnale durante il tempo di conversione è inferiore al valore di 1 LSB, che non causerebbe un diversa configurazione digitale:

$$T_{conv} \left. \frac{dV_i}{dt} \right|_{max} \leq \frac{V_s}{2^N}$$

Dal punto di vista logico il S/H ha due stati di funzionamento:

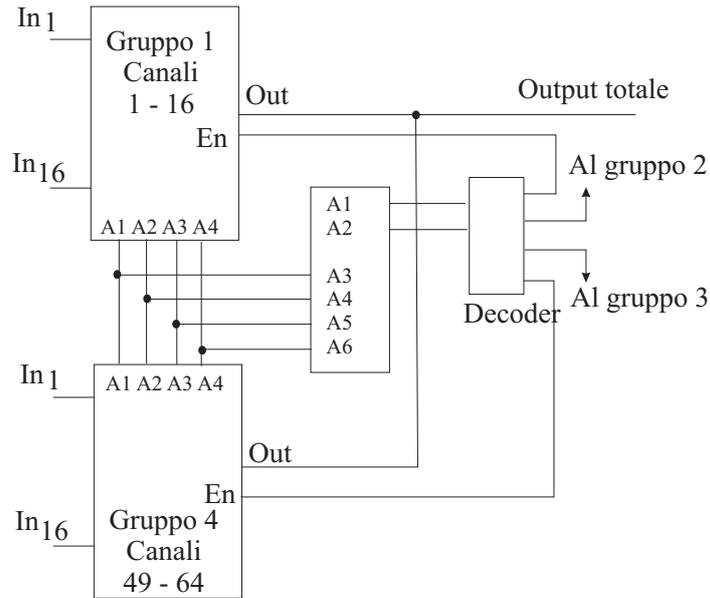


Figura A.3.30: Connessione a nodo singolo per 4 multiplexer.

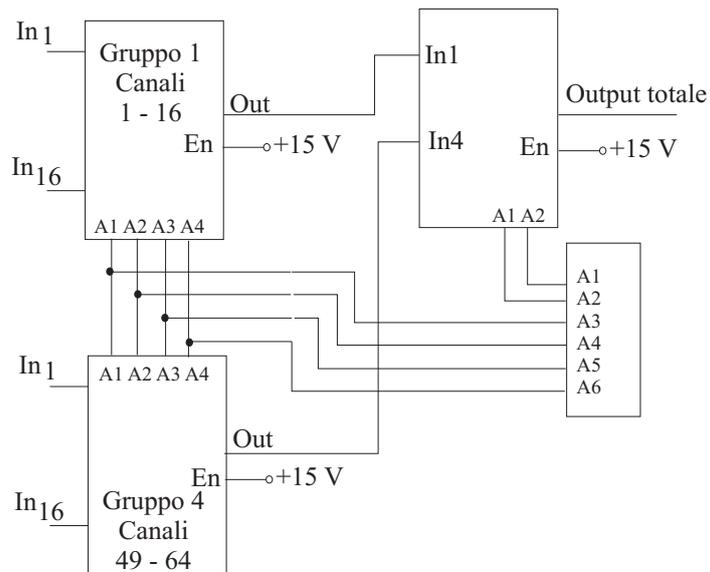


Figura A.3.31: Connessione a due livelli per 4 multiplexer.

- **Lo stato di “sample” o “tracking”**, in cui il segnale analogico che si presenta in ingresso al componente viene riportato all’uscita, in genere con guadagno unitario.
- **Lo stato di “hold”**, in cui il segnale analogico di ingresso al componente in un certo istante, viene mantenuto costante all’uscita.

Schematicamente (Figura A.3.32) il componente è costituito da un interruttore che viene mantenuto chiuso da una opportuno ingresso di comando digitale durante la fase di acquisizione del segnale, e viene aperto durante la fase di mantenimento.

Quando l'interruttore è aperto, la tensione di segnale corrispondente al momento di apertura viene mantenuta da un condensatore  $C$  che si trova ad essere isolato elettricamente da un lato dall'apertura dell'interruttore e, dall'altro, dalla impedenza di ingresso dell'amplificatore operazionale.

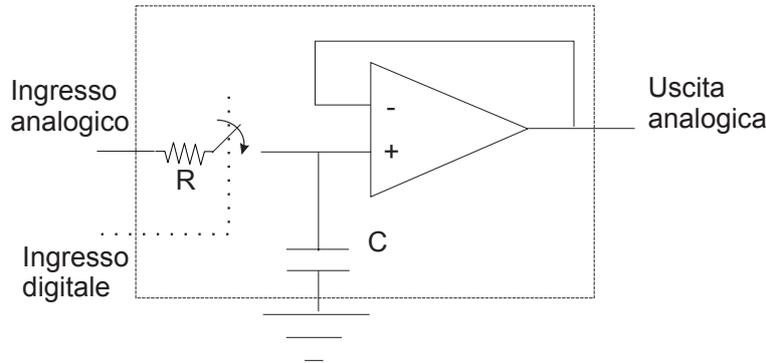


Figura A.3.32: Schema funzionale del sample and hold.

### A.3.6.1 Caratteristica di un sample and hold.

Il circuito reale che implementa il sample and hold è chiaramente differente dallo schema logico presentato, e quindi la caratteristica reale del sample and hold è complicata da alcuni effetti indesiderati che si accompagnano alla implementazione del dispositivo. (si veda la Figura A.3.33). Nel seguito alcuni di questi effetti verranno considerati.

- **Acquisition time.** Corrisponde al tempo che impiega il componente a stabilizzare la tensione di uscita al valore della tensione di ingresso nel passaggio da una fase di hold ad una di sample. Se teniamo in conto delle resistenze spurie in serie al segnale (resistenza nello stato chiuso dell'interruttore, resistenza di uscita del circuito a monte del S/H) indicate con  $R$  nello schema di Figura A.3.32, il tempo di acquisizione è proporzionale alla costante di tempo  $\tau = RC$ , e quindi dal valore di capacità del condensatore.
- **Droop rate.** A causa delle inevitabili correnti di perdita (leakage) dell'interruttore la tensione acquisita non viene perfettamente mantenuta ad un valore costante, ma piuttosto il condensatore tenderà a scaricarsi nel tempo secondo la legge:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{I_{leak}}{C}$$

dove  $I_{leak}$  è la corrente di leakage e  $C$  la capacità del condensatore.

Per minimizzare il *droop rate* occorre scegliere condensatori di elevata capacità. Occorre però notare che questa specifica è in contrasto con quella relativa al tempo di acquisizione, e quindi la scelta del condensatore dovrà essere valutata in base al bilanciamento tra il *droop rate* e l'*acquisition time*.

Un possibile criterio di scelta consiste nel valutare un condensatore per il quale il *droop rate* moltiplicato per il tempo di conversione del ADC, produce un errore inferiore a 1/2 LSB del convertitore. Di seguito si valuta se il corrispondente *acquisition time* è soddisfacente.

- **Aperture time.** Il tempo di apertura è il ritardo che introduce il componente nel transitare dallo stato di *sample* allo stato di *hold*. Durante il tempo di apertura l'uscita del componente continua a seguire l'ingresso, e quindi non è in uno stato idoneo alla conversione A/D.
- **Feedthrough.** La porzione della variazione di tensione di ingresso che viene riportata all'uscita quando il componente si trova nello stato di *hold*.

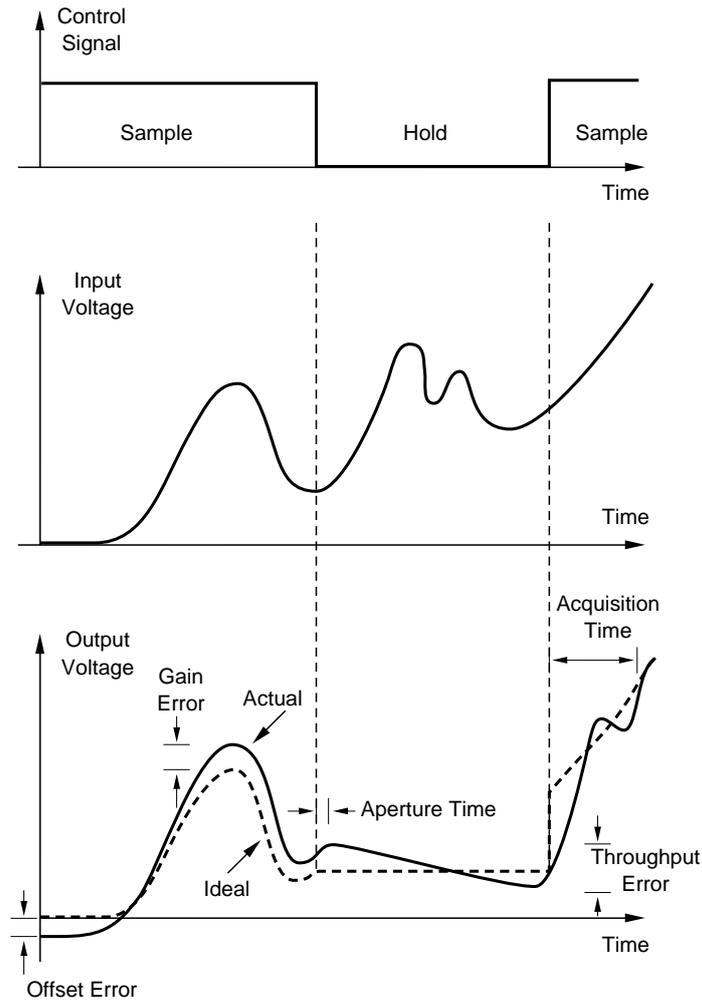


Figura A.3.33: Possibili errori introdotti dal dispositivo di Sample and Hold.

- **Charge offset error.** Consiste nella variazione della tensione di *hold* che risulta dalla carica di capacità parassite del circuito di interruttore e dalla non idealità del condensatore.

### A.3.7 Convertitori analogici-digitali (A/D) e digitali-analogici (D/A)

Gli elementi di base di un sistema misto analogico-digitale sono i convertitori analogico-digitale (A/D) e i convertitori digitale-analogico (D/A). I primi convertono una grandezza analogica in una digitale, mentre i secondi eseguono l'operazione inversa.

In questa sezione analizzeremo i due dispositivi, iniziando dal convertitore **digitale-analogico**, in quanto alcuni convertitori **analogico-digitale** richiedono una conversione in senso opposto per poter operare.

### A.3.7.1 Convertitore Digitale Analogico (Digital to Analog Converter, DAC)

Il Convertitore digitale-analogico è un dispositivo che traduce una parola binaria in una grandezza elettrica analogica, in genere corrente o tensione, secondo una proporzione equivalente al rapporto tra una grandezza analogica di riferimento (il fondo scala analogico) e il massimo valore binario rappresentabile (fondo scala digitale).

Ad esempio, la conversione di un valore binario in un livello di tensione avviene secondo la formula:

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{x}{2^N} \Rightarrow V_o = \frac{V_s x}{2^N}$$

dove  $V_o$  è la tensione di uscita,  $V_s$  è la tensione di riferimento del dispositivo,  $x$  è la configurazione binaria da convertire e  $N$  è il numero di bit della parola del convertitore.

Dal punto di vista costruttivo il convertitore DA è una rete resistiva a struttura variabile (Figura A.3.34).

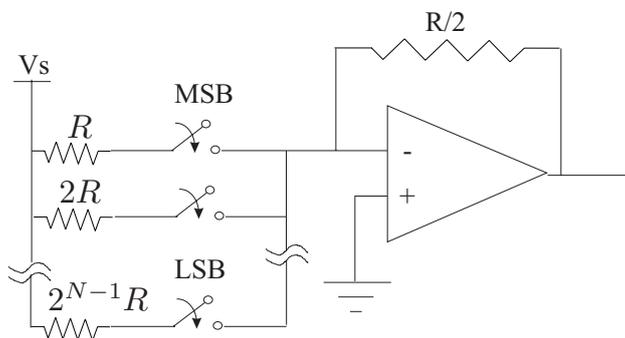


Figura A.3.34: Schema del convertitore DA a “resistenze pesate”.

La rete resistiva è costituita da resistenze di valore  $R, 2R, 4R, \dots, 2^{N-1}R$ , dove  $N$  è il numero di bit del convertitore. La rete resistiva è riunita in una giunzione sommante attraverso  $N$  interruttori, ciascuno dei quali è comandato da un bit della parola binaria da convertire (bit=1  $\Rightarrow$  interruttore chiuso, bit=0  $\Rightarrow$  interruttore aperto).

I contributi di corrente alla giunzione sommante dipendono quindi dallo stato di apertura o chiusura di ogni interruttore e dal valore della corrispondente resistenza, secondo la formula:

$$I = V_s \left( \frac{B_{N-1}}{R} + \frac{B_{N-2}}{2R} + \dots + \frac{B_1}{2^{N-2}R} + \frac{B_0}{2^{N-1}R} \right)$$

dove  $B_i, i = 0, \dots, N-1$  è il valore binario  $\{0,1\}$  associato a ciascun bit della parola da convertire ( $B_{N-1} = \text{MSB}$ <sup>6</sup>,  $B_0 = \text{LSB}$ <sup>7</sup>).

La corrente viene poi convertita in una tensione attraverso l’amplificatore operazionale retroazionato. La funzione di trasferimento globale vale quindi:

$$V_o = -V_s \left( \frac{B_{N-1}}{2} + \frac{B_{N-2}}{4} + \dots + \frac{B_1}{2^{N-1}} + \frac{B_0}{2^N} \right) = -\frac{V_s}{2^N} (2^{N-1}B_{N-1} + 2^{N-2}B_{N-2} + \dots + 2B_1 + B_0)$$

a meno del segno, la tensione di uscita  $V_o$  varia tra 0, che si ottiene con  $[B_{N-1}=0, \dots, B_0=0]$  a  $V_s(1 - 1/2^N)$  che discende dalla configurazione  $[B_{N-1}=1, \dots, B_0=1]$ , mentre il fattore di conversione (**Conversion factor**), cioè la variazione del segnale di uscita provocata dalla variazione del bit meno significativo del DAC, è di  $V_s/2^N$ .

<sup>6</sup>Most Significant Bit

<sup>7</sup>Least Significant Bit

Questo schema di principio non è di solito usato nella effettiva implementazione del convertitore DA a causa di problemi tecnologici legati alla grande variabilità dei valori di resistività della rete di resistenze, che variano da  $2^{N-1}R$  per il LSB a  $R$  per il MSB.

Tali differenze provocano comportamenti dinamici variabili sui transistori di corrente sui vari rami e variazioni notevoli sulla deriva termica dei componenti. In ultimo, risulta difficile dal punto di vista tecnologico integrare resistenze di valori tanto differenti su di un unico circuito integrato.

Per questi motivi lo schema costruttivo di riferimento del DAC è mostrato in Figura A.3.35. Nella rete resistiva troviamo resistenze con solamente valori di resistività  $R$  e  $2R$ , per cui non si presentano i problemi visti in precedenza.

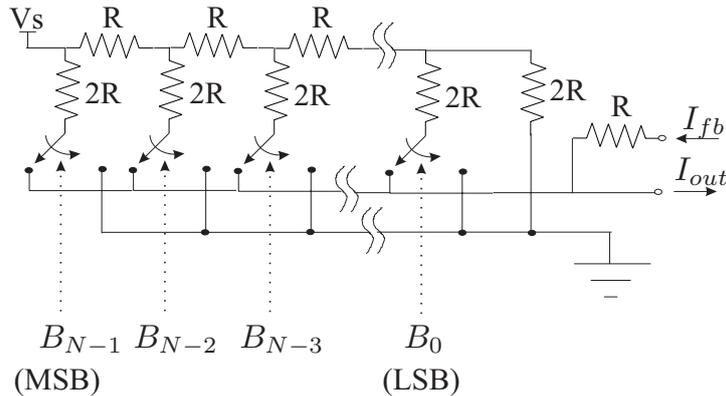


Figura A.3.35: Schema del convertitore DA a “rete di resistenze R - 2R”

Per calcolare la funzione di trasferimento, osserviamo che la corrente che fluisce attraverso la prima resistenza (a sinistra) di valore  $2R$  della rete resistiva vale:

$$I_1 = \frac{V_s}{2R}$$

mentre la corrente che fluisce attraverso la seconda resistenza di valore  $2R$ , considerando che una corrente pari a  $I_1$  scorre anche sulla prima resistenza di valore  $R$  (per cui il potenziale del nodo connesso alla seconda resistenza  $2R$  è  $V_s - I_1R$ ), vale:

$$I_2 = \frac{V_s - I_1R}{2R} = \frac{I_1 2R - I_1R}{2R} = \frac{I_1}{2}$$

Ogni successiva resistenza verticale è percorsa da una corrente pari alla metà di quella che fluisce attraverso la resistenza che la precede nella rete. La  $N$ -esima resistenza verticale è percorsa da una corrente pari a:

$$I_N = \frac{I_1}{2^{N-1}}$$

Quest'ultima corrisponde al LSB, mentre  $I_1$  corrisponde al MSB.

iascun termine di corrente viene deviato verso massa o verso il canale di uscita  $I_{out}$  in base allo stato del bit corrispondente della parola da convertire  $B_0, \dots, B_{N-1}$ .

L'uscita del convertitore corrisponde alla somma delle correnti  $I_{out}$  secondo la relazione:

$$I_{out} = \frac{V_s}{2R} \left( B_{N-1} + \frac{B_{N-2}}{2} + \dots + \frac{B_1}{2^{N-2}} + \frac{B_0}{2^{N-1}} \right)$$

I dispositivi commerciali possono avere una uscita in corrente oppure in tensione. Nel primo caso è disponibile anche un ingresso di feedback  $I_{fb}$  a cui collegare un amplificatore operazionale esterno che, opportunamente retroazionato, trasforma l'uscita da una corrente ad una tensione.

Si noti che il dispositivi DAC possono essere connessi in modo tale da realizzare molto semplicemente dei moltiplicatori hardware (**Multiplying DAC**), mettendo in cascata due convertitori DAC

in cui il secondo riceve come tensione di riferimento la tensione di uscita del secondo. Se  $V_s$  è la tensione di riferimento del primo segnale,  $x$  e  $y$  sono rispettivamente la configurazione digitale del primo convertitore e del secondo convertitore, allora l'uscita vale complessivamente:

$$V_{o2} = V_{o1} \frac{y}{2^N} ; V_{o1} = V_s \frac{x}{2^N} \text{ da cui } V_{o2} = V_s \frac{y}{2^N} \frac{x}{2^N}$$

### Caratteristiche del DAC.

In questa sezione verranno discusse alcune specifiche sulle prestazioni del convertitore digitale-analogico. La caratteristica ideale di un componente a 3 bit è mostrata in Figura A.3.36.

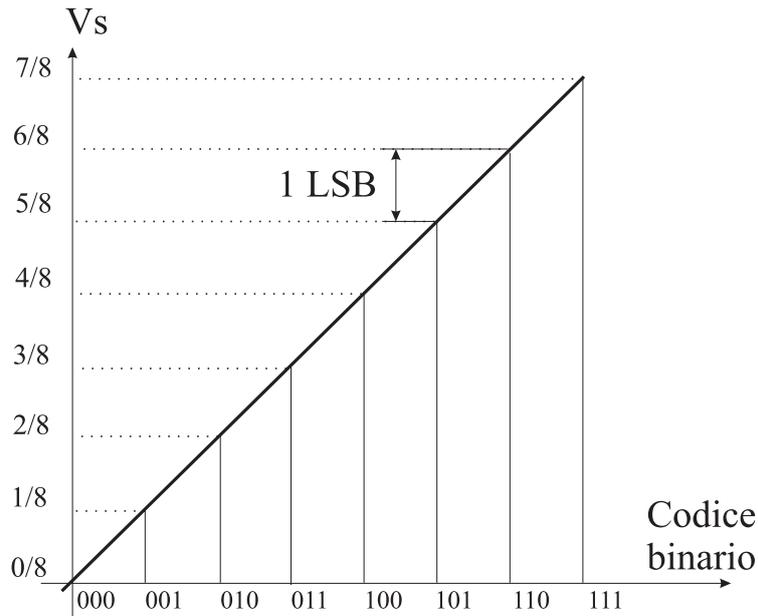


Figura A.3.36: Caratteristica ideale del DAC

- **Resolution.** La risoluzione corrisponde al numero di bit di ingresso del convertitore.
- **Relative accuracy or linearity.** Con questo termine si intende l'errore di non linearità assoluta del DAC, cioè la deviazione della caratteristica reale da quella mostrata in figura A.3.36.
- **Differential nonlinearity.** La caratteristica ideale del DAC prevede che l'uscita cambi di un LSB tra una configurazione binaria e la sua adiacente. L'errore di non linearità differenziale consiste nella variazione massima della caratteristica ideale da quella reale in termini differenziali.

Per garantire la monotonicità della caratteristica del DAC occorre che l'errore di non linearità differenziale sia inferiore ad 1 LSB. La monotonicità del DAC è un requisito essenziale quando si considera l'applicazione del componente in un sistema di controllo in retroazione: un cambiamento di segno del guadagno di un blocco nel loop di controllo, anche se in corrispondenza di una sola configurazione digitale, comporterebbe l'instabilità, o almeno la presenza di oscillazioni persistenti, nel sistema.

▽ *Esempio: Errore di non linearità differenziale.*

Consideriamo un convertitore DA a 3 bit in cui ai bit di peso 0 ed 1 è associato un errore di

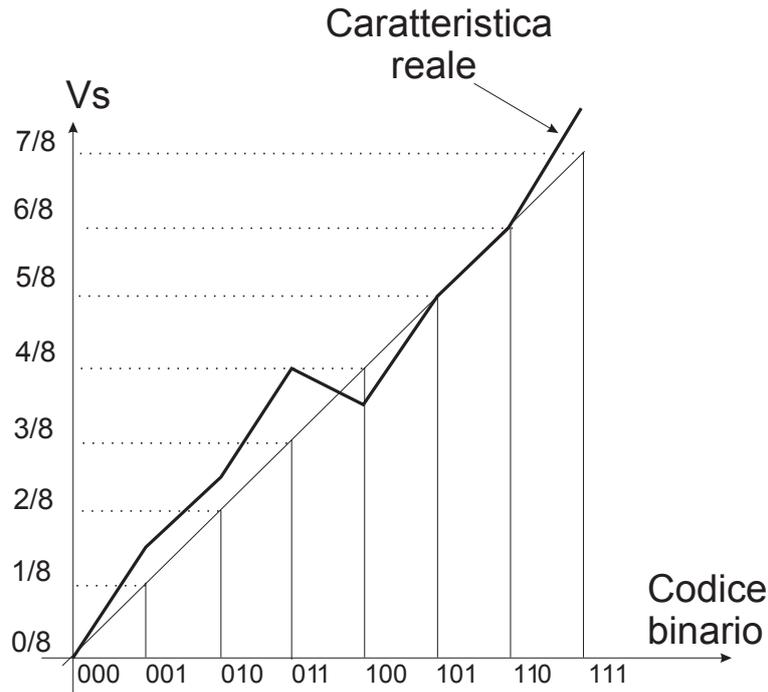


Figura A.3.37: Errore di nonlinearietà differenziale.

+1/2 LSB, mentre al bit di peso 2 corrisponde un errore di  $-1/2$  LSB. La caratteristica del DAC è mostrata in Figura A.3.37.

Nella configurazione 011 l'errore di nonlinearietà vale 1 LSB (valore massimo di non linearità della caratteristica). Nella configurazione adiacente l'errore di non linearità è di  $-1/2$  LSB. L'errore differenziale è di  $1+1/2$  LSB e questo produce una non monotonicità della caratteristica del DAC.

△

- **Gain error.** L'errore di guadagno è la differenza dell'intervallo di uscita reale rispetto a quello ideale.
- **Output Leakage Current.** La corrente misurata al terminale di uscita in corrispondenza della configurazione di ingresso nulla.
- **Output current settling time.** Il tempo richiesto dalla corrente di uscita per stabilizzarsi al valore di regime all'interno di una fascia di tolleranza pari a  $\pm 0.5$  LSB dopo una variazione di configurazione  $111\dots 1$  a  $000\dots 0$  o viceversa.
- **Digital to Analog glitch impulse.** I tempi caratteristici di commutazione dei transistori che controllano i flussi di corrente all'interno del convertitore DA possono essere differenti. Quando si ha una variazione di molti bit contemporaneamente (ad esempio  $011111 \rightarrow 100000$ ) è possibile che il dispositivo veda una transizione spuria che produce il *glitch* (ad esempio  $011111 \rightarrow 000000 \rightarrow 100000$ , si veda la Figura A.3.38).

L'energia associata al *glitch* è misurato in termini di  $V$  per secondo. Tipicamente la durata del *glitch* è molto breve, quindi se il sistema in cascata è "lento", l'impulso viene sostanzialmente filtrato e non produce problemi. In caso contrario occorrerà introdurre uno stadio di sample-and-hold dell'uscita del DAC e comandare opportunamente il segnale di commutazione tra campionamento e tenuta, in modo da escludere il passaggio del glitch verso l'uscita del circuito,

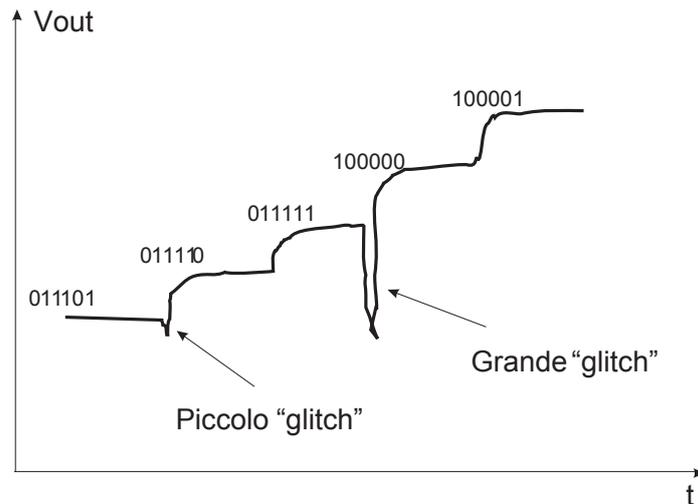


Figura A.3.38: Problema relativo al *glitch* nel convertitore D/A.

come mostrato in Figura A.3.39 (nello schema è incluso anche un campionatore o “latch” digitale per i bit da convertire).

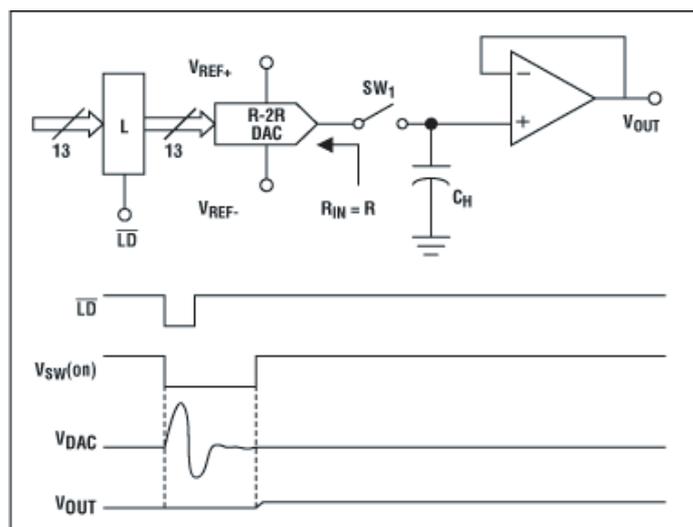


Figura A.3.39: Circuito per la soluzione del problema di *glitch* nel convertitore D/A.

### A.3.7.2 Convertitore analogico digitale (Analog to Digital Converter, ADC)

Il convertitore analogico-digitale, o ADC, riceve in ingresso un segnale analogico continuo e restituisce un segnale digitale codificato proporzionale al segnale di ingresso.

I principi di conversione più utilizzati nel campo della componentistica per il controllo di processo sono:

- ADC a contatore: o a “doppia-rampa” o a modulazione Sigma-Delta.
- ADC ad approssimazioni successive.

- ADC a conversione parallela (“flash-converter”).

Nel seguito, verranno analizzati in dettaglio i convertitori ad approssimazioni successive e i flash-converter. Per quanto riguarda quelli a contatore, vengono riportati solamente gli schemi logici di funzionamento in appendice del capitolo, nelle Figure A.3.46 e A.3.47.

## CONVERTITORE AD APPROSSIMAZIONI SUCCESSIVE

Il convertitore ad approssimazioni successive (*Successive Approximation Register*, SAR) (Figura A.3.40) è basato su di un procedimento iterativo a successive approssimazioni, appunto, generate tramite un procedimento di prova-ed-errore basato sul confronto dell’ingresso da convertire con l’uscita di un DAC.

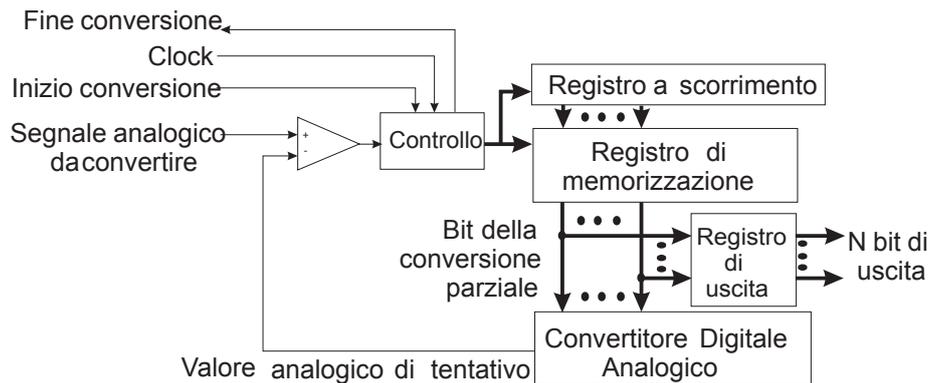


Figura A.3.40: Schema logico del convertitore AD a successive approssimazioni.

Il DAC viene inizializzato con la configurazione binaria corrispondente a metà dell’intervallo di ingresso dell’ADC (100...0). L’uscita del DAC viene confrontata con il segnale analogico, generando così un segnale di errore. Se l’errore è positivo (l’ingresso è maggiore di metà fondo scala) allora la configurazione impostata è l’inizio della sequenza digitale di uscita corretta, in caso contrario (l’ingresso è minore di metà fondo scala) la configurazione digitale presenta uno zero nella posizione del bit più significativo.

Procedendo iterativamente in questo modo si ottiene il valore digitale che corrisponde al segnale di ingresso analogico. In Figura A.3.41 è mostrato il diagramma di transizioni per un ADC a tre bit. Si può osservare che questo principio di funzionamento è basato sulla stessa logica dell’algoritmo di ricerca di un valore in una lista ordinata, detto *dicotomico*.

La conversione per successive approssimazioni richiede un certo tempo per essere eseguita, principalmente perchè ad ogni passo vi è una conversione digitale-analogica da eseguire, con conseguenti ritardi temporali. In genere, inoltre, il tempo di conversione dipende dal numero di bit del convertitore. Per poter sincronizzare l’esecuzione della conversione con i dispositivi a monte (commutazione di un multiplexer analogico, sample and hold) e con il microprocessore, l’ADC presenta il segnale logico di ingresso di SC (inizio della conversione, *start conversion*) ed il segnale logico di uscita EOC (fine della conversione, *end of conversion*). Data la presenza di circuiti logici di comando, il convertitore necessita in genere anche di un segnale di clock.

## ADC A CONVERSIONE PARALLELA

Il diagramma a blocchi di un convertitore analogico-digitale a conversione parallela, detto anche *flash converter* è mostrato in Figura A.3.42.

Il convertitore parallelo distingue  $2^N - 1$  diversi livelli di tensione, ognuno dei quali corrisponde ad una configurazione binaria di uscita. La differenza tra due livelli di tensioni consecutivi, pari alla *risoluzione del convertitore*, corrisponde ad un LSB, cioè:

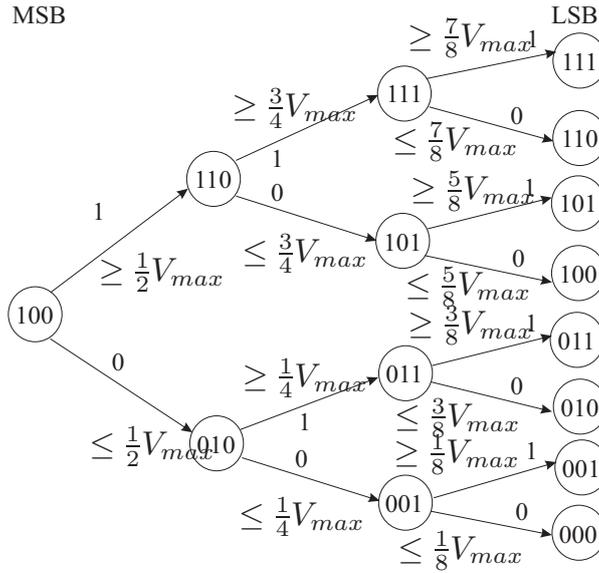


Figura A.3.41: Diagramma delle transizioni per un ADC a tre bit.

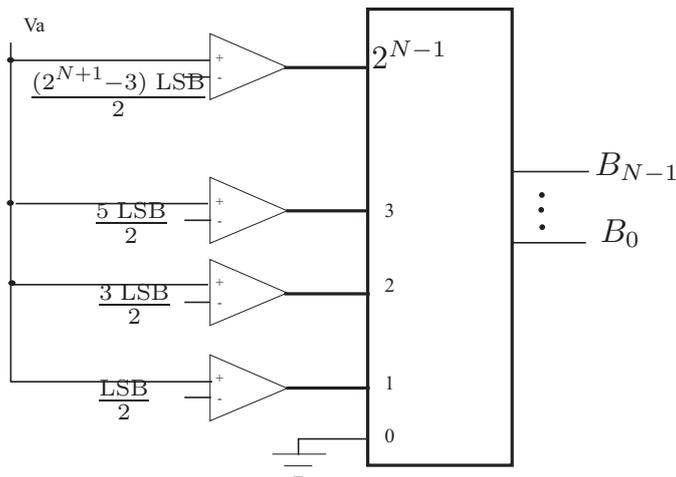


Figura A.3.42: Schema logico del convertitore parallelo.

$$\text{LSB} = \frac{V_s}{2^N}$$

dove  $V_s$  è la tensione di riferimento del convertitore. Il livello di tensione più basso è  $1/2$  LSB, mentre i livelli successivi sono a  $3/2$  LSB,  $5/2$  LSB,  $7/2$  LSB, ...,  $(2^{N+1}-3)/2$  LSB. Questi livelli di tensione sono realizzati utilizzando una tensione di riferimento  $V_s$  connessa ad una serie di resistori di opportuno valore.

Il convertitore parallelo è molto più veloce del convertitore a successive approssimazioni, in quanto la conversione avviene in un unico passaggio. Lo svantaggio principale di questi convertitori consiste nella complessità e nel costo del dispositivo. Infatti per rilevare ogni livello di tensione occorre un comparatore, per cui in un convertitore a  $N$  bit occorrono  $2^N - 1$  comparatori, ed inoltre occorre generare  $2^N - 1$  tensioni di riferimento in modo stabile ed accurato. Dal punto di vista pratico questi dispositivi hanno una risoluzione bassa (8 bit al massimo).

## Caratteristica del ADC

In questa sezione verranno discusse alcune specifiche sulle prestazioni del convertitore analogico-digitale. La caratteristica ideale per un convertitore a 3 bit è mostrata in Figura A.3.43.

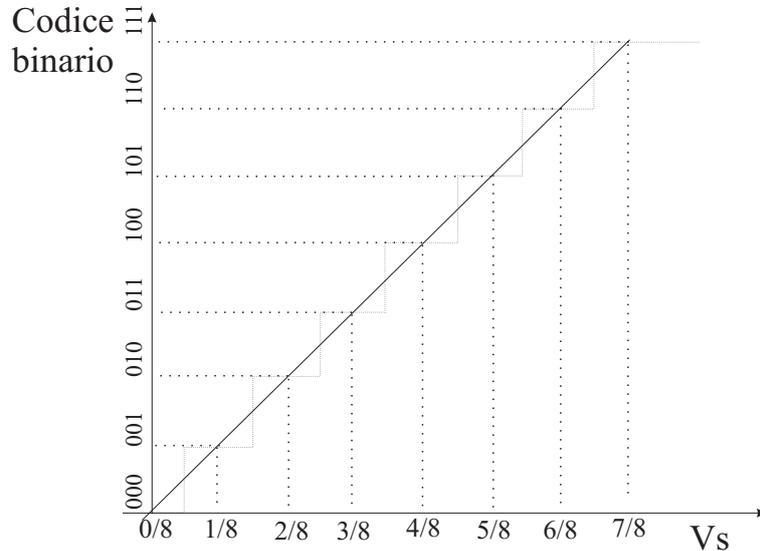


Figura A.3.43: Caratteristica ideale del convertitore Analogico-digitale.

- **Resolution.** La risoluzione del convertitore consiste nel numero di bit in cui viene codificato il segnale di ingresso.
- **Code width (quantum).** Consiste nell'ampiezza del segnale di ingresso che idealmente produce una variazione del codice binario. Il *quantum* ideale coincide con 1 LSB del convertitore. A titolo di esempio per un convertitore a 12 bit che opera su di un campo di ingresso di 20 Volt, il quantum o LSB corrisponde a 4.88 mV.
- **Linearity error (integral linearity error).** L'errore di linearità consiste nella deviazione della caratteristica reale da quella ideale del convertitore (Figura A.3.44).
- **Differential linearity error and no missing code.** L'errore di non linearità differenziale corrisponde alla massima differenza tra l'ampiezza ideale e reale del *quantum* di ciascuna transizione di codice. Un'ampiezza eccessiva dell'errore di non linearità differenziale provoca la presenza di codici perduti. In Figura A.3.45) è mostrata una caratteristica che produce dei codici perduti.

Una specifica che garantisce l'assenza di codici perduti è che l'errore di non linearità sia inferiore a  $\frac{1}{2}$  LSB.

È da notare che si possono avere codici perduti anche in presenza di caratteristica monotona, ma non si può avere una caratteristica non monotona in assenza di codici perduti. Quindi la condizione di non avere codici perduti (*no missing code*) è più stringente della condizione di monotonicità.

- **Quantization uncertainty.** L'incertezza dovuta alla quantizzazione del segnale pari a  $1/2$  LSB è intrinseca al processo di conversione e non è eliminabile.
- **Conversion time.** È il tempo necessario alla conversione del segnale analogico di ingresso (i.e. il tempo che intercorre tra lo SC e l'EOC).

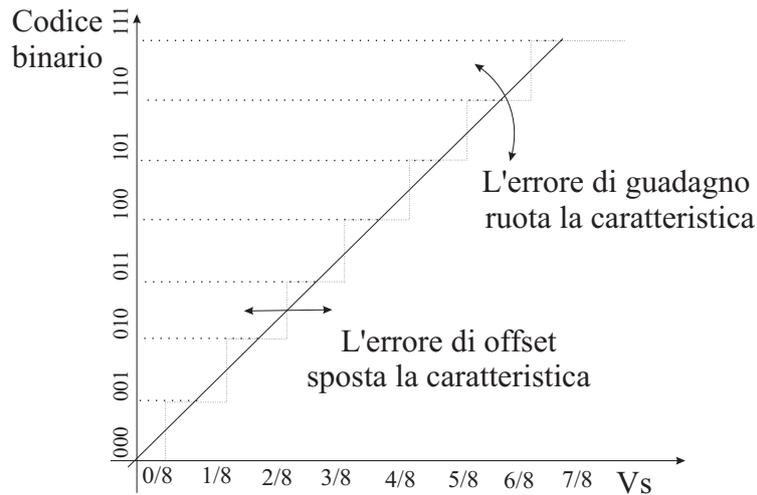


Figura A.3.44: Errori relativi alla caratteristica ideale del convertitore.

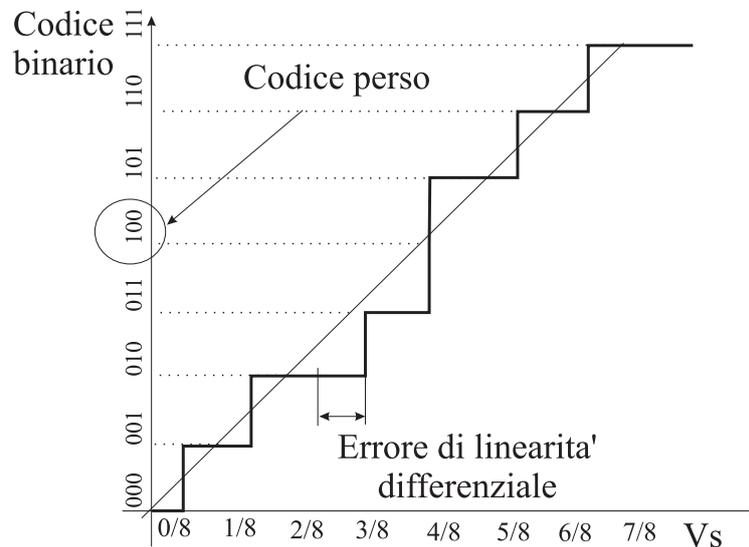


Figura A.3.45: Caratteristica del ADC in presenza di codici perduti.

- **Unipolar and bipolar offset error.** Il convertitore può essere progettato per ricevere segnali analogici di ingresso compresi tra 0 volt ed il fondo scala  $+V_s$  (dispositivo unipolare), oppure per segnali di ingresso compresi tra  $-V_s$  e  $+V_s$  (dispositivo bipolare).

Nel primo caso la prima transizione del codice binario di uscita dovrebbe idealmente avvenire in presenza dell'ingresso analogico pari a  $1/2$  LSB sopra lo zero. L'errore di offset unipolare corrisponde alla differenza tra il valore reale e quello ideale in corrispondenza di tale condizione.

Nel caso dei convertitori bipolari l'errore di offset viene valutato per motivi storici in corrispondenza della prima transizione a  $-V_s$  (fondo scala negativo).

- **Gain error.** L'ultima transizione sul codice di uscita avviene in corrispondenza di un segnale di ingresso pari a  $3/2$  LSB al di sotto di  $+V_s$  (fondo scala positivo). L'errore di guadagno corrisponde alla deviazione tra la caratteristica ideale e quella reale in tale punto.

APPENDICE: convertitori A/D a doppia rampa e Sigma-Delta

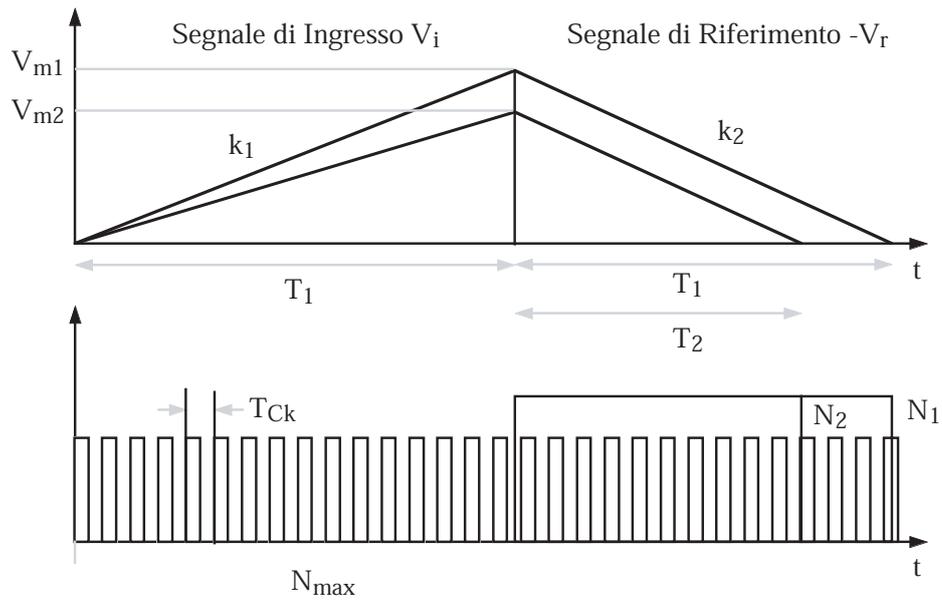
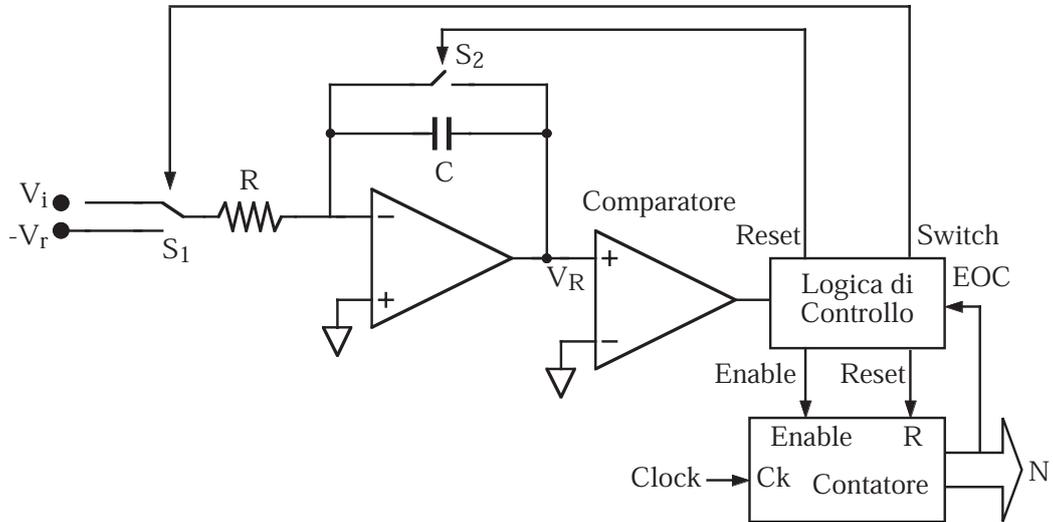
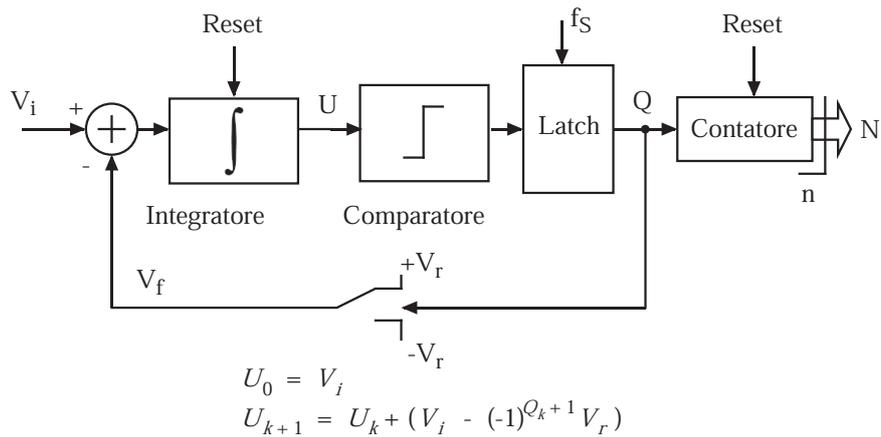


Figura A.3.46: Principio di funzionamento del convertitore A/D a doppia rampa



In pratica ad ogni colpo di clock (indice  $k$ ) il comparatore verifica il segno del segnale di uscita dell'integratore  $U$ , determinando se al colpo di clock successivo la tensione di riferimento  $V_r$  deve essere sommata ( $U < 0$ ) o sottratta ( $U > 0$ ) al segnale di ingresso  $V_i$

$V_f$  tende ad uguagliare in media il segnale di ingresso  $V_i$

Il contatore, accumulando il segnale digitale  $Q$  (legato a  $V_f$  a meno della tensione  $V_r$ ), dopo  $2^n$  colpi di clock fornirà in uscita una parola digitale  $N$  data da

$$N = \sum_{k=0}^{2^n-1} Q_k = 2^n \bar{Q} = 2^n \frac{\bar{V}_f}{V_r} = 2^n \frac{V_i}{V_r}$$

Figura A.3.47: Principio di funzionamento del convertitore A/D a modulazione Sigma-Delta