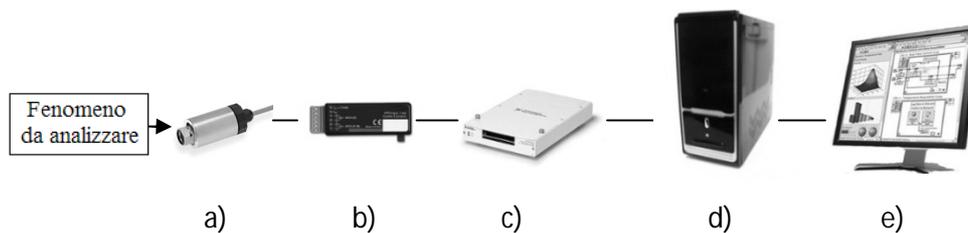


## Capitolo Quarto

# Sistemi di acquisizione dati

### 4.1 Introduzione

I sistemi di acquisizione dati sono strutture utilizzate per raccogliere informazioni al fine di monitorare, registrare ed eventualmente elaborare un fenomeno elettrico o fisico come tensione, corrente, temperatura, pressione o suono. Basato sull'uso del PC, un moderno sistema di acquisizione dati, *Data Acquisition System*, denominato DAQ, ha dei blocchi fondamentali che sono: i sensori o trasduttori (vedremo tra breve la differenza tra questi due termini) che convertono la grandezza fisica da analizzare; il blocco di condizionamento del segnale; il dispositivo DAQ; l'elaboratore ed il software applicativo (Figura 4.1).



**Figura 4.1** Sistema di acquisizione dati, notiamo: a) trasduttore, b) condizionatore del segnale, c) scheda DAQ, d) elaboratore, e) visualizzazione strumento virtuale (*Courtesy of National Instruments*).

Il processo di acquisizione inizia con il fenomeno fisico da analizzare, che può essere la temperatura ambientale, la forza applicata ad un oggetto, la pressione all'interno di una camera o un'altra grandezza. Il trasduttore è il dispositivo che converte tale fenomeno in un segnale elettrico misurabile. Esistono trasduttori specifici per diversi tipi di misurando, come termocoppie per la temperatura, sensori piezoelettrici e piezoresistivi per la pressione e microfoni per il suono.

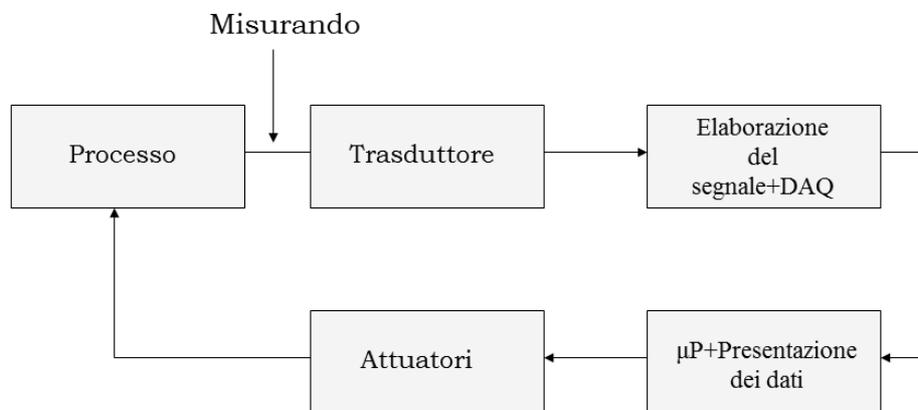
Le tecnologie utilizzate possono essere tradizionali (sensori resistivi, capacitivi e induttivi), a semiconduttore (dispositivi integrati, con funzionamento limitato in temperatura ma a basso costo), optoelettronici

(funzionamento in ambienti aggressivi con vasto *range* di temperature ma presentano limiti in sensibilità ed il costo può essere generalmente più alto).

In alcuni casi i sensori possono generare segnali non adatti o pericolosi per essere misurati direttamente con un dispositivo di acquisizione dati. Quando si lavora con alte tensioni, in ambienti rumorosi o con segnali ad ampia escursione il condizionamento del segnale diventa essenziale per un'efficace misurazione. Inoltre il condizionamento massimizza l'accuratezza del sistema, fornisce sensori in grado di funzionare correttamente e garantisce sicurezza.

Il dispositivo DAQ svolge la funzione di interfaccia hardware tra l'elaboratore e il mondo esterno, digitalizzando i segnali analogici in ingresso in modo che il PC possa memorizzarli ed elaborarli. Per svolgere tale funzione l'elaboratore utilizza i driver creati dal produttore della periferica DAQ comunicando con essa attraverso il bus adottato dalla specifica periferica, mentre il software applicativo fornito, rappresenta un ambiente di sviluppo utile per creare un'applicazione personalizzata, che risolva problematiche particolari e rappresenti il misurando su schermo.

Infine tramite un attuatore è possibile intervenire sul processo per controllare la grandezza sotto misura, come mostrato nella figura seguente:



**Figura 4.2** Schema a blocchi di una catena di misurazione.

## 4.2 Importanti concetti introduttivi alla acquisizione e alla misura di segnali

### ❖ Forme d'onda sinusoidali

Molte importanti applicazioni dell'ingegneria elettrica ed elettronica coinvolgono l'acquisizione e l'analisi di tensioni e correnti alternate (nello specifico grandezze sinusoidali). Possiamo esprimere una generica tensione sinusoidale nel seguente modo:

$$v(t) = V_{OP} \sin(2\pi ft + \varphi) = V_{OP} \sin(\omega t + \varphi) \quad (4.1)$$

dove  $V_{OP}$  indica la **tensione di picco**,  $f$  è la **frequenza**,  $t$  è il **tempo**,  $\varphi$  la **fase** e  $\omega$  la **pulsazione** (numero di oscillazioni compiute dal segnale nel periodo). Per questo generico segnale sinusoidale il **periodo** vale  $T=1/f$ , mentre si definisce come **tensione picco-picco**  $V_{PP}=2V_{OP}$ . Oltre ai parametri indicati ne esistono altri, elencati di seguito, che forniscono informazioni sul segnale in esame.

Il **valore medio**, *average value*, esprimendo l'ampiezza media del segnale, indica l'entità della componente continua contenuta in esso. Geometricamente rappresenta l'altezza del rettangolo di base pari a  $T$  e area equivalente a quella sottesa dal segnale in un periodo. È definito dal seguente integrale:

$$V_{AVG} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v(t) dt \quad (4.2)$$

dove l'estremo inferiore  $t_0$  dell'integrale rappresenta un generico istante sull'asse dei tempi. Nel caso di segnale sinusoidale (4.1), la (4.2) riferita a mezzo periodo (sul periodo ovviamente è nulla) diventa:

$$V_{AVG_{sin}} = \frac{2}{\pi} V_{OP} = 0.637 V_{OP} \quad (4.3)$$

Il **valore efficace** di un segnale, indicato anche con RMS, *Root Mean Square* (radice quadratica del valore quadratico medio) è definito dalla seguente espressione:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v^2(t) dt} \quad (4.4)$$

Energeticamente questo parametro è equivalente al valore di una tensione continua,  $V_{DC}$  che, applicata ad una resistenza, sviluppa una potenza pari alla potenza media dissipata dalla tensione alternata sulla stessa resistenza (si dice che provoca lo stesso effetto *Joule*). Ad esempio una  $V_{RMS} = V_{DC} = 10 V$  applicate ad una resistenza di  $5 \Omega$  sviluppano entrambe una potenza pari a  $20 W$ .

Anche per tale parametro, nel caso di segnale sinusoidale, l'espressione (4.4) diventa:

$$V_{RMS_{sin}} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{OP} = 0.707 V_{OP} \quad (4.5)$$

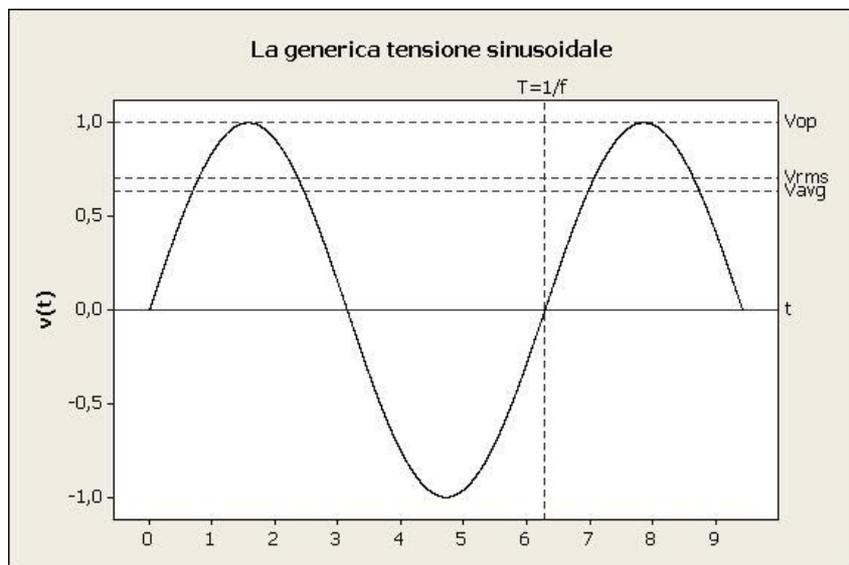
Facendo il rapporto tra  $V_{OP}$  e  $V_{RMS}$  si ottiene il **fattore di cresta** del segnale:

$$FC = \text{Fattore di cresta} = V_{OP} / V_{RMS} \quad (4.6)$$

mentre il **fattore di forma** è dato da:

$$FF = \text{Fattore di forma} = V_{RMS} / V_{AVG} \quad (4.7)$$

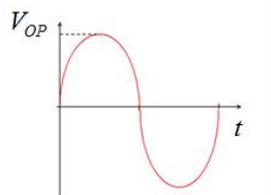
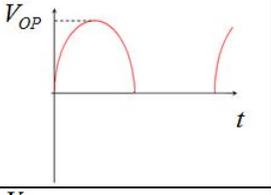
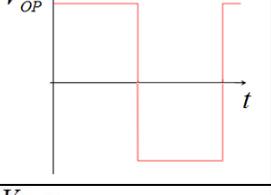
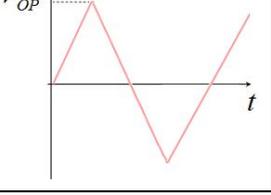
Nel grafico seguente sono mostrati i parametri (4.3) e (4.5) descrittivi per una generica tensione sinusoidale.

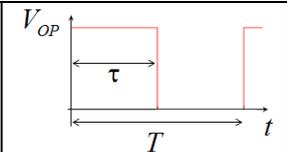


Mentre la tensione chiarisce l'ampiezza di una forma d'onda e la frequenza indica l'inverso del suo periodo, la **fase  $\phi$**  ne definisce la posizione sull'asse temporale e si misura in gradi o radianti. Anche la fase, come la tensione, è un concetto relativo e parleremo ad esempio di sfasamento tra due sinusoidi come della distanza temporale che separa le due forme d'onda.

### ❖ Forme d'onda non sinusoidali

Un sistema di acquisizione può misurare forme d'onda periodiche differenti da quelle sinusoidali. La seguente tabella mostra una sintesi dei principali parametri caratteristici per le forme d'onda più comuni:

Forma d'onda	Grafico	$V_{PP}$	$V_{AVG}$	$V_{RMS}$	FC
Sinusoide		$2V_{OP}$	$\frac{2}{\pi}V_{OP}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}V_{OP}$	$\sqrt{2}$
Singola semionda		$V_{OP}$	$\frac{1}{\pi}V_{OP}$	$\frac{1}{2}V_{OP}$	2
Onda Quadra		$2V_{OP}$	$V_{OP}$	$V_{OP}$	1
Onda triangolare		$2V_{OP}$	$\frac{1}{2}V_{OP}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{OP}$	$\sqrt{3}$

Treno di impulsi		$V_{OP}$	$\frac{\tau}{T} V_{OP}$	$\sqrt{\frac{\tau}{T}} V_{OP}$	$\sqrt{\frac{T}{\tau}}$
------------------	---	----------	-------------------------	--------------------------------	-------------------------

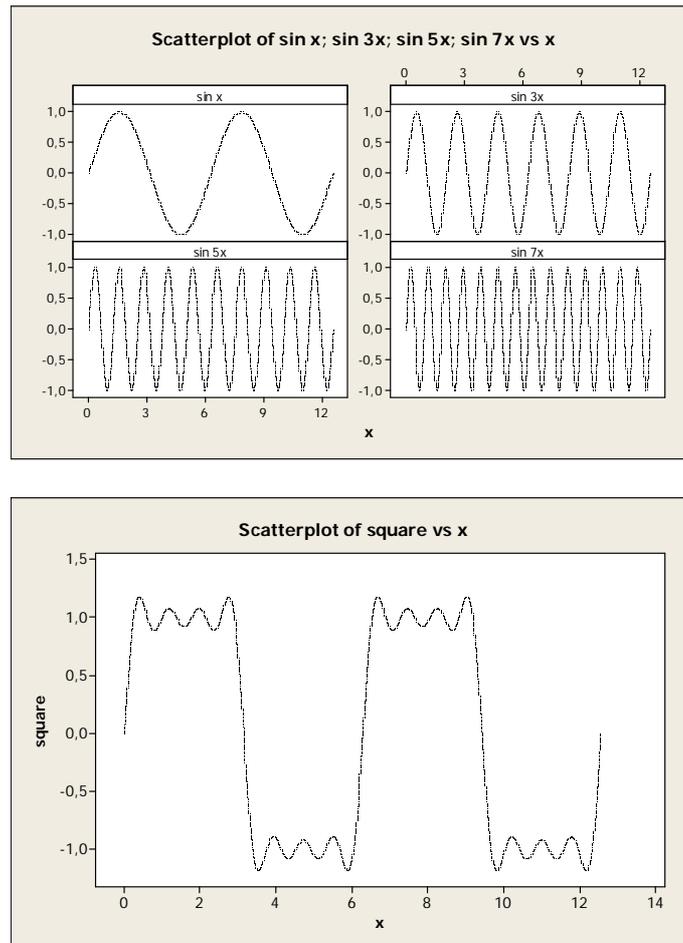
**Tabella 4.1** Parametri caratteristici di varie forme d'onda.

Le forme d'onda periodiche, contengono frequenze, chiamate **armoniche**, rappresentabili con multipli interi della frequenza originaria, detta **fondamentale**,  $f_a = n * f_0$ . Dunque ciascuna forma d'onda periodica può essere matematicamente divisa in una serie di onde sinusoidali. Il contributo in ampiezza delle prime 4 armoniche presenti nei segnali considerati è mostrato nel seguente riquadro, dove  $\tau/T$  è il *duty cycle*:

Forma d'onda	Armoniche				Equazione
	Fond.	II	III	IV	
Sinusoide	1.000	0.000	0.000	0.000	-
Onda quadra	1.273	0.000	0.424	0.000	$\frac{4}{(2n+1)\pi}$
Onda triangolare	0.811	0.000	0.090	0.000	$\frac{4}{(2n+1)^2 \pi}$
Treno d'impulsi ( <i>duty cycle</i> 50%)	0.637	0.000	0.212	0.000	$\frac{2}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2}$
Treno d'impulsi ( <i>duty cycle</i> 25%)	0.450	0.318	0.150	0.000	$\frac{2}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{4}$
Treno d'impulsi ( <i>duty cycle</i> 10%)	0.197	0.187	0.172	0.151	$\frac{2}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{8}$

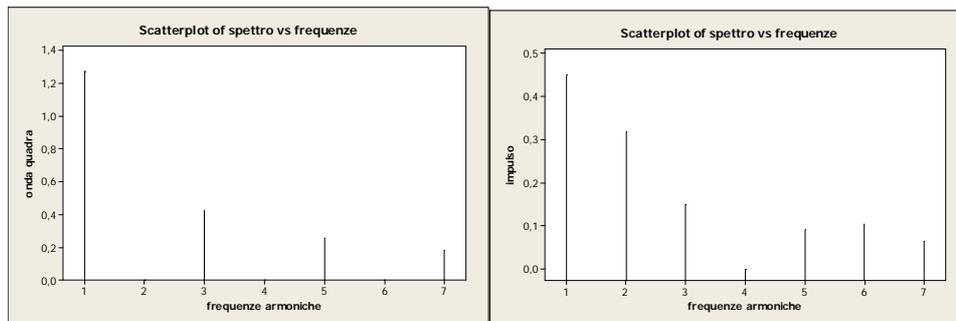
**Tabella 4.2** Contributi in ampiezza delle prime 4 armoniche e loro equazioni per le forme d'onda più usate.

Ad esempio le onde quadre sono costituite dalla frequenza fondamentale più un infinito numero di armoniche dispari. Se, con l'aiuto di MINITAB e con grande facilità, tracciamo la frequenza fondamentale e la sommiamo alla terza, quinta e settima armonica, sopra in figura seguente, il risultato che si ottiene, è quello mostrato sotto in figura seguente:



Dunque, la qualità dell'onda quadra risultante dipenderà dal numero di armoniche considerate. Ne deriva che, ad una rappresentazione nel dominio temporale di tensione o corrente possiamo sempre far corrispondere una rappresentazione nel dominio della frequenza, o **spettro**, come mostrato in figura seguente, da interpretare sempre in riferimento alla tabella 4.2, dove sono rappresentate, a sinistra, le prime quattro armoniche di un'onda quadra e a destra le prime sette armoniche di un treno di impulsi con *duty cycle* del

25%. Da notare in quest'ultima figura il caratteristico profilo che presenta l'involuppo delle armoniche con avvallamenti in multipli interi di  $1/\tau$  e con la maggior parte dell'energia contenuta sotto il primo picco.



Da sottolineare due importanti questioni:

- una brusca variazione di comportamento nel tempo corrisponde ad un maggiore numero di armoniche significative, come nel caso dell'onda quadra rispetto a quella triangolare.
- ad un impulso molto stretto nel tempo corrispondono un gran numero di armoniche significative ed un alto contenuto in frequenza della forma d'onda. Intuitivamente è allora facile notare come a forme d'onda con rapidi cambiamenti corrisponda un contenuto armonico maggiore.

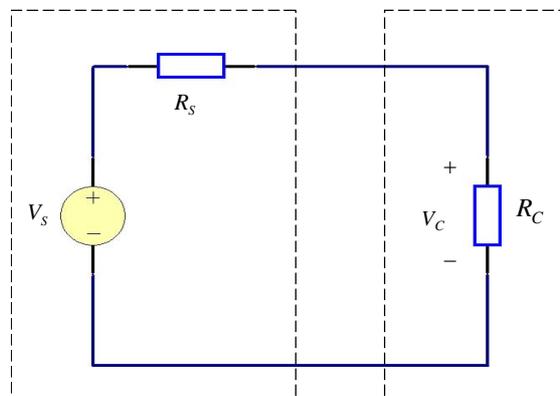
Un buon sistema di acquisizione e misura di segnali deve dunque essere capace di prendere in esame quante più armoniche possibili differenti dalla fondamentale. Qualsiasi sistema di acquisizione, oltre una certa frequenza, vede irrimediabilmente degradarsi la propria accuratezza di misura.

#### ❖ Effetto di carico e massimo trasferimento di tensione, corrente e potenza

Un ultimo importante concetto che vorremmo chiarire per concludere questo paragrafo introduttivo è quello dell'effetto di carico tra sorgente e sistema di acquisizione o strumento di misura. Come vedremo più in dettaglio nel paragrafo 4.6 quando colleghiamo al sistema di misura il misurando, le tensioni e le correnti coinvolte **sempre** dei cambiamenti e in generale la connessione del sistema di acquisizione e misura al misurando ha sempre influenza su di esso anche se, come vedremo, in modo differente. Per semplificare il discorso faremo riferimento al segnale da acquisire e misurare (un amplificatore, un trasmettitore, un generatore di segnali) come la **sorgente** mentre ci riferiremo al sistema di

acquisizione e misura come il **carico**. Come noto molte sorgenti di misura possono essere rappresentate dal cosiddetto modello circuitale equivalente di *Thevenin*, costituito da un generatore di tensione  $V_S$  con una resistenza in serie  $R_S$ , che può rappresentare in modo molto semplificato anche circuiti di notevole complessità. Nello stesso modo molti strumenti (carichi) possono anche essere ben rappresentati da un modello costituito da una semplice resistenza  $R_C$ , tralasciando per il momento il concetto più articolato di impedenza che potrà essere sviluppato più avanti, anche in corsi successivi.

Dunque lo schema della connessione tra misurando (sorgente) e sistema di misura (carico) può essere schematizzato come nella figura seguente:



$V_S$  è nota come tensione a circuito aperto poiché in effetti rappresenta la tensione da misurare in assenza di carico e quindi in assenza di cadute di tensione ai capi di  $R_C$ .

Quando il carico viene connesso alla sorgente la tensione misurata  $V_C$  ai capi del carico non vale più  $V_S$  ma si divide tra  $R_C$  ed  $R_S$ , da cui il nome di partitore di tensione, nel modo seguente:

$$V_C = \frac{V_S R_C}{R_S + R_C} \quad (4.15)$$

Risulta subito evidente che per valori di  $R_C$  molto maggiori di  $R_S$ ,  $V_C$  approssima  $V_S$ . E dunque per ottenere il massimo trasferimento di tensione tra sorgente e carico occorre fare in modo che il rapporto tra  $R_C$  e  $R_S$  sia il più grande possibile. Poiché in generale non si ha il controllo di  $R_S$  la nostra unica risorsa rimane la scelta di  $R_C$ , in altri termini la resistenza di ingresso del nostro sistema di acquisizione e misura. Si comprende dunque come sia desiderio comune avere una resistenza in ingresso allo strumento

la più alta possibile, idealmente infinita (circuito aperto), per non avere effetti di carico. Questo per quanto riguarda sistemi, come ad esempio i voltmetri o i multimetri o gli oscilloscopi, che misurano tensioni, ma dovrebbe essere chiaro a questo punto che se avessimo preso in esame strumenti, come ad esempio gli amperometri, che misurano correnti il discorso sarebbe opposto e duale, infatti in questo caso desiderio comune sarebbe stato avere resistenza in ingresso allo strumento la più bassa possibile, idealmente nulla (corto circuito) per avere il massimo trasferimento di corrente.

Talvolta, specie per il mondo delle telecomunicazioni in cui questo concetto riveste un'importanza fondamentale, considerare la potenza trasferita al carico ha un'importanza maggiore del trasferimento di tensione.

Dalla (4.15) possiamo facilmente ricavare la seguente espressione:

$$P = \frac{V_S R_C}{(R_S + R_C)} \cdot \frac{V_S}{(R_S + R_C)} = \frac{V_S^2 R_C}{(R_S + R_C)^2} \quad (4.16)$$

Si può notare come per  $R_S = R_C$  la potenza trasferita tra sorgente e carico sia massima ed è per questo che si cerca di verificare questa condizione anche a discapito del massimo trasferimento di tensione.

### 4.3 Il decibel (dB)

In alcuni campi sono molto utilizzate le unità logaritmiche adimensionali per esprimere il rapporto tra grandezze omogenee, specie di tipo elettrico in forma opportuna; la convenienza del loro impiego risiede nella semplicità con cui si possono esprimere rapporti tra quantità che differiscono anche di molti ordini di grandezza, oltre al vantaggio di sostituire a prodotti e rapporti, somme e differenze.

Il **bel (B)** (Alexander Graham Bell, 1847-1922) in genere non usato, e il **decibel (1/10 di B)** esprimono un rapporto di potenze in scala logaritmica in base 10 - scriveremo *Log* solo nella definizione (4.8) e *log* nel seguito dove resta inteso che la base è sempre 10. Il **dB** è molto usato soprattutto in acustica e telecomunicazioni ed è così definito:

$$G_{dB} = \left( \frac{P_2}{P_1} \right)_{dB} = 10 \text{Log} \left( \frac{P_2}{P_1} \right) \quad (4.8)$$

Se le potenze considerate vengono dissipate sulle resistenze  $R_1$  e  $R_2$  e si ipotizza di avere a che fare con correnti o tensioni efficaci, la formula precedente diventa:

$$G_{dB} = 10 \log \frac{R_2 I_2^2}{R_1 I_1^2} = 10 \log \frac{V_2^2 / R_2}{V_1^2 / R_1} \quad (4.9)$$

da cui:

$$G_{dB} = 20 \log \frac{I_2}{I_1} + 10 \log \frac{R_2}{R_1} = 20 \log \frac{V_2}{V_1} - 10 \log \frac{R_2}{R_1} \quad (4.10)$$

che diventa, nel caso particolare in cui  $R_1 = R_2$ :

$$G_{dB} = 20 \log \frac{I_2}{I_1} = 20 \log \frac{V_2}{V_1} \quad (4.11)$$

Occorre sottolineare che l'ultima delle (4.11), in riferimento alle sole tensioni, rimane valida solo se le due resistenze sono identiche e questa regola, nella pratica, è spesso ignorata, come ad esempio nell'espressione del guadagno di un amplificatore dove, notoriamente, l'impedenza di ingresso è molto maggiore di quella in uscita.

Si ottiene, in questo modo una compressione, della scala di misura, infatti ad esempio un range di potenze ( $1\mu\text{W}:100\text{W}$ ) vale  $80\text{ dB}$ . Come vedremo tra breve, per le proprietà dei logaritmi, i guadagni e le perdite dovute ad attenuatori, filtri, amplificatori possono essere sommati tra loro, se espressi in  $\text{dB}$ . Tra l'altro avremo che:

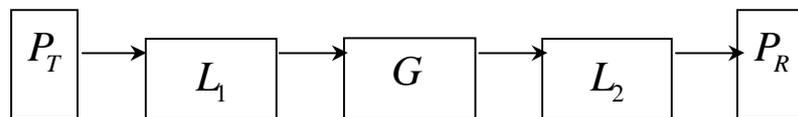
- $0\text{ dB}$  corrispondono ad un rapporto unitario e cioè ingresso uguale uscita.
- $3\text{ dB}$  corrispondono ad un rapporto che per le potenze vale 2. Un livello di potenza che cambia in  $+3\text{ dB}$  raddoppia o dimezza il valore originario.
- $6\text{ dB}$  corrispondono ad un rapporto che per le tensioni vale 2. Un livello di tensione che cambia in  $+6\text{ dB}$  raddoppia o dimezza il valore originario.
- $10\text{ dB}$  corrispondono ad un rapporto che per le potenze vale 10. Solo in questo caso il rapporto non cambia i valori.

Se nella (4.8)  $P_1 = 1\text{ mW}$  si ottiene il livello assoluto di potenza  $P_2$  in  $\text{dB}_m$ :

$$P_{2(\text{dB}_m)} = 10 \log \frac{P_2}{1\text{ mW}} \quad (4.12)$$

Il concetto può essere esteso a qualsiasi prefisso del  $W$ , ad esempio utilizzando  $P_1 = 1 \mu W$ ,  $P_1 = 1 W$  e  $P_1 = 1 kW$  otterremo rispettivamente  $dB_{\mu W}$  ( $dB_{\mu}$ ),  $dB_W$  e  $dB_{kW}$  ( $dB_k$ ). In maniera analoga, se ci riferiamo alle tensioni efficaci su una stessa resistenza, avremo  $dB_{\mu V}$ ,  $dB_V$  e  $dB_{kV}$ .

A scopo esemplificativo, supponiamo di avere un ponte radio terrestre che mediante un trasmettitore invia un segnale di potenza  $P_T$  attraverso una tratta che presenta attenuazione  $L_1$ , amplificato e ritrasmesso da un ripetitore che presenta un guadagno  $G$ , per poi passare attraverso una tratta di attenuazione  $L_2$  e giungere al ricevitore  $P_R$  come schematizzato in figura seguente:



La potenza ricevuta in unità lineare è uguale a:

$$P_R = \frac{P_T \cdot G}{L_1 \cdot L_2} \quad (4.13)$$

applicando la (4.12) si ha:

$$10 \log \left( \frac{P_R}{1 \text{ mW}} \right) = 10 \log \left( \frac{P_T}{1 \text{ mW}} \right) + 10 \log G - 10 \log L_1 - 10 \log L_2 \quad (4.14)$$

Espressione quest'ultima che evidenzia molto chiaramente quanto appena detto riguardo alle proprietà del decibel.

#### 4.4 I sensori e i trasduttori

Sensore e trasduttore sono due termini concettualmente diversi: il primo identifica un dispositivo che converte una determinata grandezza in ingresso in grandezza elettrica; il secondo trasforma una forma di energia in un'altra. Purtroppo nell'accezione comune non viene fatta una netta distinzione tra i due dispositivi e spesso i termini vengono usati come sinonimi. Il trasduttore, generalmente costituito da uno o più sensori e da due blocchi di interfacciamento, è il primo elemento che compone il sistema di acquisizione dati e provvede alla conversione di un tipo di energia in ingresso in un altro tipo di energia in uscita. L'interfaccia ingresso-sensore realizza una prima conversione del misurando in grandezza adatta al

senso, il quale rilevando le variazioni della grandezza al suo ingresso produce una variazione del segnale elettrico in uscita. L'interfaccia sensore-uscita realizza una connessione fisica tra il sensore e l'apparecchio successivo del sistema DAQ.

Un elenco dei più comuni trasduttori è riportato nella seguente tabella:

<b>Fenomeno da misurare</b>	<b>Trasduttori impiegati</b>
Temperatura	Termocoppie Termistori (PTC, NTC) Rivelatori resistivi di temperatura Trasduttori basati su circuiti integrati
Luce	Fotocellule, fotodiodi e fototransistori CCD
Suono	Microfoni
Forza e pressione	Estensimetri Trasduttori piezoelettrici Trasduttori piezoresistivi
Posizione, spostamento e rotazione	Potenzimetri Trasduttori induttivi di spostamento Encoder ottici Giroscopi ottici
Presenza o prossimità di un oggetto	Trasduttori induttivi e capacitivi Trasduttori magnetici Trasduttori ad ultrasuoni (Sonar)
Flusso di fluidi	Misuratori diretti di portata Misuratori di velocità di un fluido
Livello pH	Sonde pH

**Tabella 4.3** Trasduttori usati per misurare varie categorie di fenomeni fisici.

E' possibile classificare i sensori sulla base della tecnologia e del principio fisico utilizzato (ottico, piezoresistivo, piezoelettrico e altri), della funzione svolta e della grandezza da misurare oppure in base al particolare settore cui sono destinati. La classificazione più comune che si fa di tali dispositivi è in base al loro comportamento energetico: avremo trasduttori attivi se essi convertono direttamente l'energia di ingresso in energia in uscita, senza l'ausilio di sorgenti esterne e trasduttori passivi in caso contrario.

Come ogni dispositivo, anche i trasduttori vengono caratterizzati da un insieme di parametri che ne specificano in modo quantitativo e qualitativo le caratteristiche. A causa della diversa natura della grandezza fisica trasdotta, i vari tipi di trasduttori risultano contraddistinti, nel loro funzionamento e nelle loro prestazioni, da insiemi di diversi parametri. Tali specifiche sono elencate nei relativi fogli tecnici. Esaminiamo le principali **caratteristiche metrologiche** che caratterizzano non solo tutti i trasduttori ma anche tutti gli strumenti di misura e più in generale qualsiasi sistema di acquisizione:

1. Campo di misura e di normale funzionamento
2. Caratteristica di trasferimento o modello
3. Linearità
4. Risoluzione
5. Sensibilità
6. Accuratezza
7. Offset di uscita
8. Taratura (ciclo di calibrazione)
9. Isteresi
10. Ripetibilità e Riproducibilità
11. Stabilità
12. *Risposta al gradino*
13. *Risposta in frequenza*

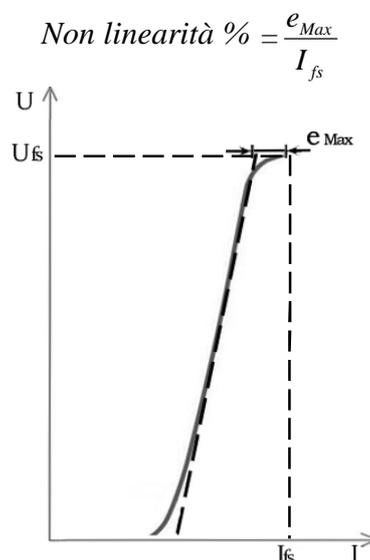
Le prime undici si riferiscono ai sensori che operano in **regime stazionario**, cioè quando le variazioni nel tempo del segnale di ingresso sono tali che la funzione di conversione non risulta alterata in modo significativo rispetto a quella che si ha con misurando costante nel tempo; quando ciò non avviene ci riferiamo alle ultime due caratteristiche, scritte in corsivo, con sensori che operano in **regime dinamico**.

1. Il **campo di misura** (*operating range*) è l'intervallo di valori che può assumere la grandezza che deve essere trasdotta, esso specifica entro quale gamma di valori il costruttore garantisce il corretto funzionamento del trasduttore. Facendo funzionare il trasduttore fuori specifica oltre a perdere la sicurezza del corretto funzionamento si rischia di danneggiare il componente. Il suo limite superiore è  $I_{fs}$ . Il **campo di normale funzionamento** si riferisce ai valori assunti dall'uscita corrispondentemente al campo di misura del misurando. Il suo limite superiore è  $U_{fs}$ , detta anche portata.

2. La **caratteristica di trasferimento** o modello definisce la relazione che intercorre tra il segnale di uscita  $U$  e la grandezza di ingresso  $I$ . Spesso

non si trovano i grafici che rappresentano tale caratteristica, ma il costruttore indica soltanto il campo dei possibili valori in ingresso al trasduttore ed il campo dei valori di uscita, senza dare indicazioni esatte sulla legge che lega tali valori. Nel caso in cui tale parametro sia riportato in forma grafica, esso definisce in modo univoco il comportamento del trasduttore, permettendo di risalire al valore numerico dell'uscita corrispondente a un dato valore assunto dalla grandezza in ingresso<sup>1</sup>.

3. La **linearità**, o meglio la non linearità, espressa solitamente in errore percentuale sul fondo scala, indica di quanto la curva rappresentante il modello del sensore, cioè il legame tra ingresso ed uscita, si discosta dalla retta ideale:



**Figura 4.3** Rappresentazione grafica della non linearità: la linea continua rappresenta la caratteristica reale del dispositivo; la linea tratteggiata è la retta ideale.

dove  $e_{Max}$  è la massima escursione tra ascissa della retta ideale e quella della caratteristica del trasduttore e  $I_{fs}$  il valore di fondo scala della grandezza all'ingresso.

4. Si intende generalmente il più piccolo cambiamento in valore apprezzabile dallo strumento. Considerando la più piccola variazione del

<sup>1</sup> Alcuni costruttori forniscono la "costante strumentale" o guadagno, ovvero il coefficiente angolare della retta ideale che caratterizza il loro dispositivo.

misurando che provoca una variazione della grandezza di uscita del trasduttore, la **risoluzione adimensionale** è espressa come la minima variazione della grandezza in uscita  $\Delta U_{min}$  rispetto al fondo scala della grandezza di uscita  $U_{fs}$ :

$$R \% = \frac{\Delta U_{min}}{U_{fs}} \%$$

Mentre la **risoluzione dimensionale**, (vedi nota 3 par. 1.7) dichiarata più frequentemente nei fogli tecnici, indica il più piccolo valore della grandezza di ingresso che il trasduttore riesce a discriminare, pertanto ha la stessa dimensione del fenomeno fisico analizzato. A tal proposito si veda l'equazione (3.14.1) dove viene definita come *count* per gli strumenti numerici.

5. La **sensibilità** è la minima grandezza fisica in ingresso in grado di produrre un effetto, analiticamente è definita come la derivata dell'uscita  $U$  rispetto all'ingresso  $I$ , cioè la tangente alla caratteristica di trasferimento. Ovviamente le sue dimensioni corrispondono al rapporto tra la dimensione della grandezza di uscita e quella della grandezza di ingresso:

$$S = \frac{dU}{dI} \quad (4.17)$$

6. Con l'**accuratezza** (vedi ancora nota 3 par. 1.7) il costruttore indica il massimo scostamento fra l'uscita del trasduttore e il valore della misura ideale<sup>2</sup>. Tale parametro fornisce un indice di quanto il dispositivo dia un'indicazione fedele al valore reale della variabile che si vuole misurare, denota quindi l'abilità dello strumento a misurare un valore ideale, solitamente viene indicata come percentuale del fondo scala:

$$Accuratezza \% = \frac{|U_{misurato} - U_{ideale}|_{Max}}{U_{ideale}} \% \quad (4.18)$$

---

<sup>2</sup> Il valore ideale  $U_{ideale}$  è il valore dell'uscita del trasduttore che si avrebbe in condizioni ideali e in assenza di quelli che in passato erano chiamati errori sistematici, che come abbiamo visto sono adesso classificate come incertezze di categoria "B".

Supponiamo, per fare un esempio, che uno strumento presenti un'accuratezza dell'1% sulla tensione misurata e una risoluzione adimensionale di 3 cifre decimali. Se la tensione misurata era di 10 V, lo strumento può mostrare un qualsiasi valore tra 9.99 V e 10.01 V (risoluzione dimensionale di 1 *count* = 10 mV). Se lo strumento avesse avuto una risoluzione di quattro cifre decimali, con la stessa accuratezza la lettura poteva essere compresa tra 9.990 V e 10.010 V (risoluzione dimensionale di 1 *count* = 1 mV). Se assumiamo adesso che entrambi gli strumenti leggano esattamente 10 V, un cambiamento in 10.001 V sarà registrato solo dallo strumento con quattro cifre decimali che non ha migliore accuratezza ma solo migliore risoluzione. Eppure nessuno dei due strumenti può garantire che 10.001 V sia misurato con accuratezza inferiore all'1%, generando un assurdo. Ed è per questo motivo che di solito uno strumento è realizzato in modo che la risoluzione sia sempre peggiore (maggiore) dell'accuratezza, per garantire il fatto che non ci siano limiti di visualizzazione nell'accuratezza ottenibile, come nell'esempio proposto. Quanto sostenuto non vale solo per gli strumenti numerici e lo stesso concetto può essere applicato a quelli ad indicazione analogica, dove però la risoluzione adimensionale non sarà legata al numero di cifre decimali ma fisicamente associata alle variazioni di un indice materiale su di una scala graduata.

7. Viene denominato **offset di uscita** il valore della grandezza in uscita al trasduttore in corrispondenza del valore nullo della grandezza in ingresso, graficamente rappresenta lo scostamento dall'asse delle ordinate della caratteristica del trasduttore.

8. L'operazione di **taratura** di un trasduttore corrisponde con la misurazione della grandezza di uscita per valori noti della grandezza di ingresso. Per **ciclo di taratura** o di **calibrazione** si intende una prova che copra tutto il campo di misura del trasduttore; la prova viene suddivisa in due parti, una per valori crescenti della grandezza di ingresso e l'altra per valori decrescenti. Per ciclo di taratura di uno strumento si intende dunque la serie di confronti con uno strumento di riferimento o con una serie di campioni di misura.

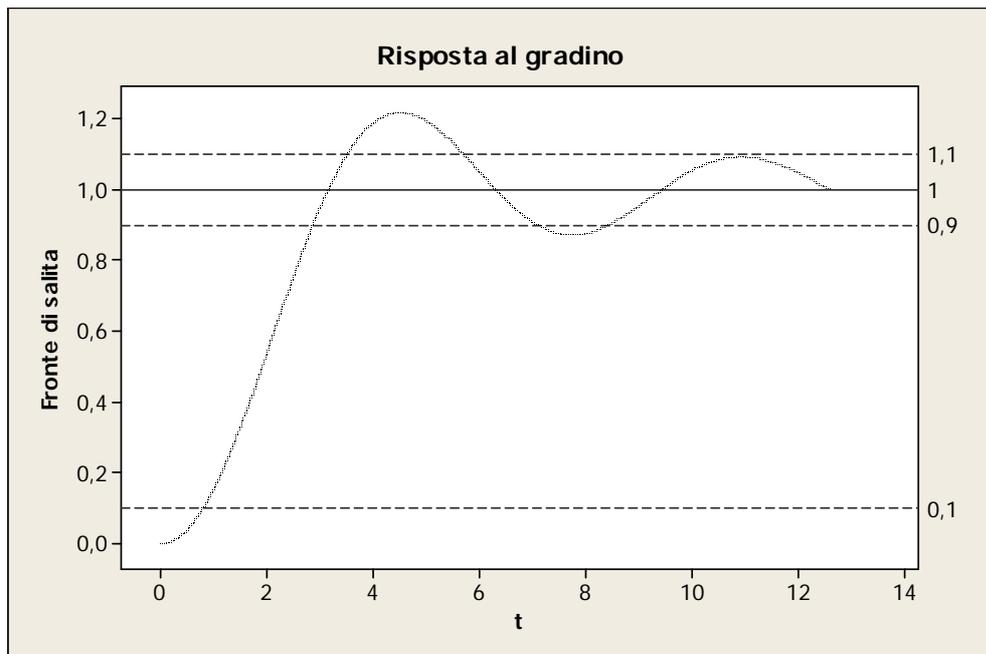
9. L'**isteresi** corrisponde con la massima differenza tra i due cammini di andata e ritorno dell'uscita di un trasduttore durante il ciclo di calibrazione. Di solito si esprime in percentuale del fondo scala (% f.s.).

10. La **ripetibilità** è l'attitudine del trasduttore o dello strumento o del sistema di acquisizione a fornire valori della grandezza di uscita poco differenti tra loro, a parità del segnale di ingresso, nelle stesse condizioni di lavoro, quali ad esempio il metodo o l'operatore di misura, lo strumento, il luogo e la condizione di utilizzo, sempre nel breve periodo. Una piccola deviazione standard di una serie di misure è un buon indicatore di ripetibilità. La **riproducibilità** si definisce invece come l'attitudine del trasduttore o dello strumento o del sistema di acquisizione a fornire valori della grandezza di uscita poco differenti tra loro, a parità del segnale di ingresso, cambiando invece le condizioni di lavoro viste precedentemente, in periodi che possono essere anche considerevolmente lunghi. Questa caratteristica metrologica è molto legata alla caratteristica che vedremo al punto successivo, la stabilità. Il concetto di riproducibilità risulta chiaro nella valutazione di una **condizione al contorno** che supponiamo abbia influenza su di un trasduttore o su di un processo di misura. Variando tale condizione in modo controllato è possibile, valutando proprio ripetibilità e riproducibilità di una serie di misure ottenute, stimare l'influenza di tale condizione. Tecniche di *Gage R&R (Repeatability and Reproducibility)* e di *Analisi della varianza (ANOVA ANalysis Of VAriance)* possono essere oltremodo potenti in valutazioni di questo tipo [5]. MINITAB offre importanti soluzioni in questo senso [9].

11. Per **stabilità** si intende la capacità che il trasduttore ha nel conservare inalterate le sue caratteristiche di funzionamento per un certo intervallo di tempo. Si parla di stabilità a **breve** (minuti, secondi), **medio** (ore, giorni) e **lungo termine** (mesi, anni). Per un trasduttore, vedi ad esempio il paragrafo che riguarda quelli di tipo piezoelettrico, si può anche parlare di stabilità relativa ad altre grandezze come la **temperatura** o la **frequenza**.

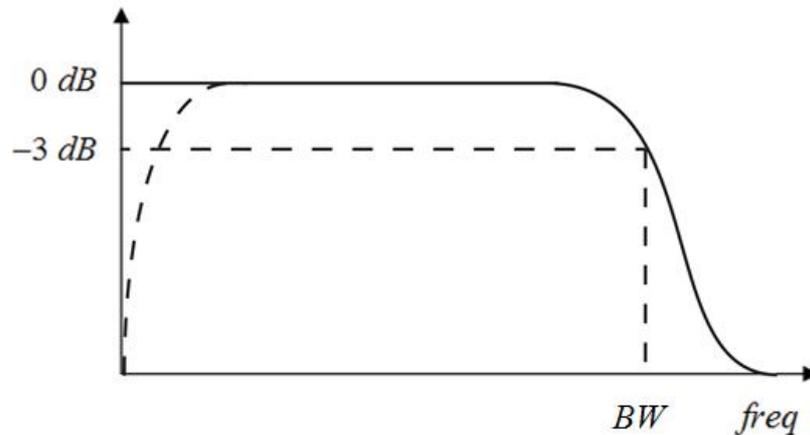
12. Altro parametro interessante è la **risposta al gradino**, intesa come il tempo che il trasduttore, lo strumento o il sistema di acquisizione impiegano per raggiungere il valore di regime in uscita, corrispondente al valore d'ingresso. Trasduttori che presentano "piccoli" tempi di risposta sono particolarmente adatti a misurare fenomeni che variano velocemente, al contrario trasduttori con tempi di risposta elevati sono da impiegarsi nella misura di fenomeni che variano lentamente nel tempo. Nella figura sottostante la risposta al gradino, troncata per comodità, ottenuta ancora molto facilmente con MINITAB, dove è possibile misurare il tempo di salita  $t_s$  (*rise time*), e cioè quello impiegato per passare, ad esempio, dal 10% al

90% del valore di regime e quello di assestamento  $t_a$  (*settle time*), e cioè quello impiegato dal transitorio per rientrare in una fascia di, ad esempio,  $\pm 10\%$  del valore di regime:



13. La **risposta in frequenza** caratterizza il comportamento del sensore, dello strumento o del nostro sistema di acquisizione, quando la grandezza di ingresso è sottoposta a sollecitazioni variabili nel tempo. Il concetto di base è sostanzialmente quello che abbiamo esposto alla fine del paragrafo 4.2 a proposito delle forme d'onda non sinusoidali. Va infatti notato che nella visualizzazione di qualsiasi segnale periodico subentra sempre un'alterazione introdotta dallo strumento: per tale motivo il costruttore dichiara la banda di frequenza a -3 decibel (-3 dB) del proprio dispositivo, oppure riporta direttamente il grafico della risposta in frequenza. Con tali informazioni si può valutare quali contributi frequenziali saranno rivelati correttamente e quali verranno attenuati. Il grafico sottostante rappresenta la risposta in frequenza per un generico sensore, strumento di misura o sistema di acquisizione dove sulle ordinate è rappresentato il rapporto tra segnale di ingresso allo strumento e quello trasdotto, visualizzato o acquisito, in dB.

Con *BW* è indicata invece l'ampiezza di banda a -3 dB, in Hz.; la curva tratteggiata indica invece la risposta in frequenza di dispositivi solo AC (che cioè non visualizzano cioè componenti continue).



In generale dunque per avere misure accurate il sensore, lo strumento di misura o il sistema di acquisizione devono avere un'ampiezza di banda superiore al contenuto spettrale della forma d'onda in ingresso. Ad esempio per un'onda sinusoidale l'ampiezza di banda deve coprire almeno la frequenza della sinusoide in esame. Per forme d'onda non sinusoidali andrà invece considerato, come abbiamo visto al paragrafo 4.2, un contenuto armonico maggiore. Se questo eccede la banda passante dello strumento, il loro effetto sulla forma d'onda non verrà acquisito anche se a volte questo fatto può tornare quando si presentano armoniche oltre una certa frequenza che devono volutamente essere ignorate. Forme d'onda con un contenuto armonico infinito, quali ad esempio treni di impulsi con *duty cycle* ridotto al minimo, devono idealmente essere acquisite con sistemi di acquisizione a banda passante infinita anche se, in molti casi pratici, le armoniche di ordine più elevato hanno un contenuto energetico così povero da poter essere ignorate.

Idealmente, sempre in riferimento al paragrafo 4.2, forme d'onda quali un'onda quadra o un treno di impulsi cambiano il livello di tensione istantaneamente. In realtà per fare questo occorre un certo lasso di tempo che dipende dalla ampiezza di banda del sistema e da altri parametri. Il tempo necessario perché queste forme d'onda passino da un livello di tensione all'altro è caratterizzato come abbiamo appena visto dal tempo di salita. L'ampiezza di banda di uno strumento di misura o di un sistema di acquisizione limita la misura del tempo di salita di un impulso o di un'onda

quadra. Per un generico strumento la relazione tra tempo di salita e ampiezza di banda, può essere espresso come:

$$t_s = \frac{0,35}{BW}$$

La validità di questa relazione dipende dalla risposta in frequenza del sistema di misura ma resta comunque una buona approssimazione. Il punto cruciale è che l'ampiezza di banda, concetto appartenente al dominio della frequenza, limiterà la misura del tempo di salita, concetto appartenente evidentemente al dominio del tempo e queste due caratteristiche possono essere empiricamente legate dalla formula scritta sopra. Per concludere questo tema potremo dire che ogni sistema di misura si comporta in definitiva come un filtro passa basso: se l'ampiezza di banda di questo filtro è sufficientemente ampia la forma d'onda non verrà distorta nell'acquisizione e nella sua eventuale rappresentazione; se invece questo non accade alcune armoniche spariranno e nella sua rappresentazione saranno presenti distorsioni, o addirittura importanti deformazioni, che porteranno ad un aumento considerevole e spesso intollerabile dell'incertezza di misura.

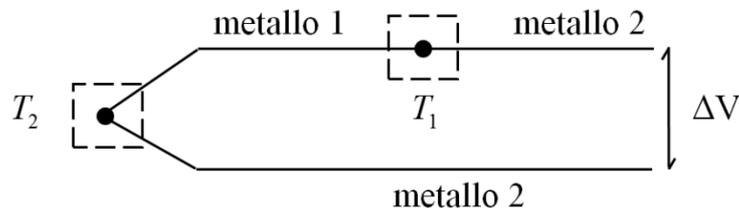
Nel seguito analizzeremo alcuni tipi di trasduttori tra quelli maggiormente utilizzati per la misura delle grandezze più comuni.

#### ***4.4.1 Trasduttori di temperatura: termocoppie, termoresistenze, termistori e a circuiti integrati***

❖ Le sonde a **termocoppia** sono un esempio di trasduttori di temperatura di tipo attivo ampiamente usati nelle applicazioni industriali per merito della loro economicità, semplicità costruttiva, elevata affidabilità e grazie ad un esteso intervallo di temperature misurabili (da -100°C fino ad oltre 2300°C), unito ad un'accuratezza dell'ordine di  $\pm (1\div 9)^\circ\text{C}$ .

Il principio sul quale si basa il loro funzionamento [13] fu scoperto incidentalmente da *Thomas Seebeck* (1770-1831) che notò la presenza di una differenza di potenziale ai capi di una barra metallica sottoposta ad un gradiente di temperatura, generata dalla diffusione degli elettroni tra i due punti a temperature diverse.

La loro struttura è rappresentata nel seguente schema:



**Figura 4.4** Schema di una termocoppia.

La differenza di potenziale che si instaura ai capi dei due metalli per effetto *Seebeck* dipende dalla differenza di temperatura tra le giunzioni e da diversi parametri tra cui i livelli di Fermi degli stessi, per semplificarne lo studio possiamo considerare tutti i fenomeni incorporati nel modello seguente:

$$\Delta V = \alpha(T_2 - T_1) + \beta(T_2 - T_1)^2 + o((T_2 - T_1)^2) \approx \alpha(T_2 - T_1) \quad (4.19)$$

Dove  $\alpha$  e  $\beta$  rappresentano i coefficienti di *Seebeck* relativi ai materiali della termocoppia; ritenuti costanti nel campo di utilizzo della stessa. L'espressione più usata è però quella al primo ordine, in cui figurano il coefficiente  $\alpha$ , la temperatura incognita  $T_2$  (detta al "giunto caldo") e quella di riferimento  $T_1$  (detta al "giunto freddo").

Frequentemente nelle termocoppie che si trovano in commercio la struttura viene "compensata" ponendo un blocco isotermico all'interno del quale sono poste le due giunzioni termocoppia-cavi di connessione e un sensore di temperatura di tipo RTD o a semiconduttore, che vedremo in seguito. La legge dei metalli interposti stabilisce che la f.e.m ai capi di una catena di giunti metallici di vario tipo è nulla se tutta la catena è isoterma, ne consegue che l'inserimento di uno strumento di misura non altera il valore della f.e.m del circuito se i suoi contatti sono posti alla medesima temperatura. Pertanto il blocco isoterma serve per annullare i potenziali contributi dovuti alla giunzione termocoppia-connessioni scheda DAQ o circuito condizionatore, oltre a fungere da supporto efficace per un sensore di temperatura che rilevi la temperatura di riferimento. Per altri tipi di compensazione vedi paragrafo 4.5.1.

❖ Un'altra categoria di trasduttori di temperatura, di tipo passivo, più stabile ed accurata delle termocoppie, anche se con un campo di funzionamento più ridotto ( $-200^\circ\text{C}$  fino a  $850^\circ\text{C}$ ), sono i **rivelatori di temperatura resistivi** (*Resistance Temperature Detector*) detti RTD [13]. Chiamate anche termoresistenze sono molto lineari e vengono impiegate

dove l'accuratezza e la ripetibilità sono parametri fondamentali nel processo di misura. Il valore tipico di accuratezza è  $\pm 0.1^\circ\text{C}$ . Funzionano sul principio dell'incremento di resistività di alcuni materiali all'aumentare della temperatura, in particolare per i metalli esiste una relazione tra resistività  $\rho$  e temperatura  $T$  data dalla seguente legge:

$$\rho_{(T)} = \rho_0 [1 + \alpha_1 (T - T_0) + \alpha_2 (T - T_0)^2 + o((T - T_0)^2)] \Rightarrow \quad (4.20)$$

$$R_{(T)} = R_0 [1 + \alpha_1 (T - T_0) + \alpha_2 (T - T_0)^2 + o((T - T_0)^2)] \cong R_0 [1 + \alpha_1 (T - T_0)]$$

L'ultima espressione approssimata è quella usata comunemente dove  $R_0$  è la resistenza nominale del sensore alla temperatura di riferimento,  $\alpha_1$  è un coefficiente legato alla temperatura<sup>3</sup>,  $T$  è la temperatura incognita e  $T_0$  è quella di riferimento. Il metallo ideale per costruire un RTD dovrebbe presentare resistività elevata, essere lineare rispetto alla temperatura ed avere proprietà meccaniche e di durata soddisfacenti. Tungsteno, nickel e platino presentano tali caratteristiche ma il platino è il metallo con la caratteristica più lineare di conseguenza è quello maggiormente usato.

Le tecniche usate [13] per la realizzazione di termoresistenze sono varie, esse rappresentano un compromesso tra costi, durata, semplicità d'uso e prestazioni. Quelle più tradizionali sono:

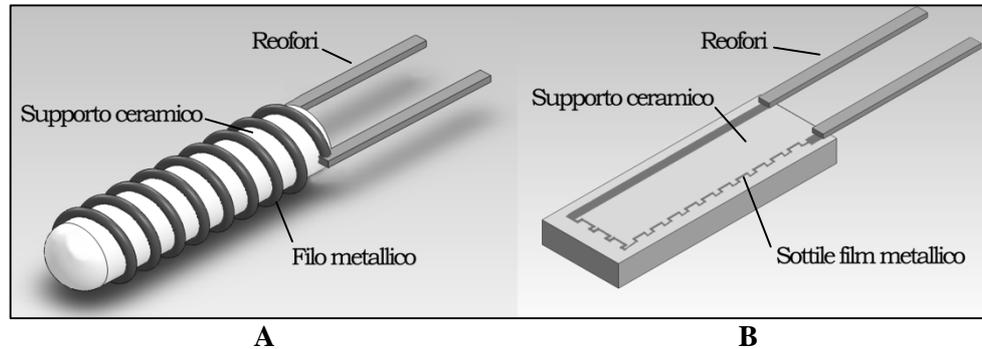
- Struttura a filo
- Struttura a film sottile

Le termoresistenze a filo sono realizzate avvolgendo un sottile filo di platino su un supporto ceramico o di vetro e successivamente incapsulate in vetro o altri materiali protettivi.

La seconda tipologia di dispositivi viene costruita depositando un film conduttivo di platino su un substrato non conduttivo che successivamente viene incapsulato o rivestito con uno strato protettivo. I dispositivi a film sottile sono più piccoli, più veloci, meno costosi e caratterizzati da una resistenza con caratteristica più lineare rispetto a quelli a filo avvolto. Hanno lo svantaggio di avere poca stabilità a lungo termine e una gamma di temperature misurabili più limitata rispetto ai componenti del primo tipo. In figura 4.5 possiamo osservare i due tipi di termoresistenze:

---

<sup>3</sup> Una più accurata espressione della resistenza è quella del terzo ordine. I tre coefficienti del relativo polinomio vengono indicati nei fogli tecnici con A, B, C e sono chiamati coefficienti di *Callendar-Van Dusen*.



**Figura 4.5** Termoresistenze: A) struttura a filo, B) struttura a film sottile.

❖ Una particolare varietà di rivelatori resistivi di temperatura, più sensibili di quelli esaminati ma estremamente non lineari, sono i **termistori**. Il loro campo di funzionamento è compreso tra  $-90^{\circ}\text{C}$  e  $130^{\circ}\text{C}$  ed il valore tipico di accuratezza è di  $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ . Sfruttando la proprietà di materiali semiconduttori, opportunamente drogati, a variare la mobilità e la concentrazione dei portatori di carica, il loro principio di funzionamento è simile a quello su cui si basano gli RTD: ad un aumento di temperatura segue una variazione di resistenza del dispositivo in base ad una particolare legge di cui l'espressione (4.20) rappresenta una buona approssimazione in un ristretto campo di temperature. Il parametro  $a_1$ , a differenza delle termoresistenze, non è costante nel campo di impiego e può essere negativo; proprio per tale motivo i termistori vengono suddivisi in PTC (*Positive Temperature Coefficient*) e NTC (*Negative Temperature Coefficient*). Nei PTC ad un aumento di temperatura corrisponde un aumento di resistenza mentre nei dispositivi NTC ad un incremento di temperatura corrisponde un decremento di resistenza.

Per i dispositivi NTC è stato sviluppato un modello matematico molto accurato da *Steinhart e Hart* [13] dai quali prende il nome. E' un polinomio che modella la caratteristica reale in un buon campo di temperature (da  $0^{\circ}\text{C}$  a  $70^{\circ}\text{C}$ ) con incertezza inferiore a  $\pm 0.01^{\circ}\text{C}$ . L'espressione è la seguente:

$$\frac{1}{T} = A + B \ln R_T + C \ln^3 R_T \approx A + B \ln R_T \quad (4.21)$$

$$\frac{1}{T} = A + B \ln R_T \quad \text{e} \quad \frac{1}{T_0} = A + B \ln R_0$$

$$\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} = B \ln R_T - B \ln R_0 = B \ln \frac{R_T}{R_0} \Rightarrow \quad (4.22)$$

$$R_T = R_0 e^{\frac{1}{B} \left( \frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} = R_0 e^{\beta \left( \frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} = R_0 e^{-\beta \left( \frac{1}{T_0} - \frac{1}{T} \right)}$$

dove  $T$  è la temperatura incognita,  $R_T$  la resistenza del sensore a tale temperatura,  $T_0$  la temperatura di riferimento (di solito 298,15 K=25°C),  $R_0$  la resistenza del sensore a tale temperatura e  $A$ ,  $B$  e  $C$  sono tre coefficienti dichiarati dal costruttore o ottenibili con misure a varie temperature sul termistore. Il parametro  $\beta=1/B$  dipende dal modello e dal tipo di termistore, varia in genere da 3000 K a 5000 K.

Come si può osservare l'equazione semplificata (4.22) è chiamata *formula  $\beta$*  ed è ottenibile partendo dall'approssimazione dell'equazione di *Steinhart e Hart* (vedi la prima delle (4.21)).

Nel caso dei PTC non è stato sviluppato un modello matematico valido su una larga scala di temperature, pertanto i costruttori forniscono la caratteristica insieme ad una serie di punti di interesse per l'interpolazione.

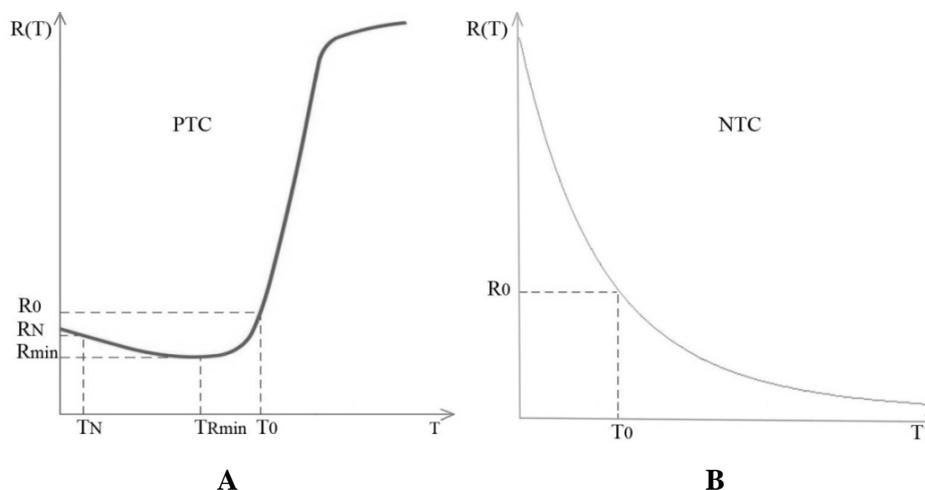
La tecnica più tradizionale nella costruzione di termistori fa uso di polveri di ossido di metallo. Il processo produttivo inizia mescolando a fondo le polveri di ossidi di nickel, magnesio, ferro, rame e cobalto<sup>4</sup>, successivamente si scalda il composto fino a fonderlo e trasformarlo in materiale ceramico. I termistori vengono ottenuti da tale "foglio" di ceramica suddividendolo in piccole parti a ciascuna delle quali si collegano gli elettrodi.

La tecnica più moderna prevede l'utilizzo di materiali semiconduttori come silicio o germanio. Drogando in modo profondo il silicio con nickel e oro si ottiene un materiale NTC.

Nei grafici di figura 4.6 possiamo vedere l'andamento qualitativo delle caratteristiche dei due tipi di dispositivi. Il tempo di risposta dei termistori è molto piccolo, merito dell'elevato grado di miniaturizzazione che si riesce ad ottenere nel processo produttivo. Sfortunatamente sono soggetti al fenomeno dell'autoriscaldamento, per cui anche con una piccola corrente di alimentazione (che comunque occorrerà adottare) la potenza dissipata può causare un incremento di temperatura provocando una sovrastima (PTC) o sottostima (NTC) del valore di temperatura da misurare.

---

<sup>4</sup> Gli ossidi descritti sono quelli comunemente usati, tuttavia ogni produttore utilizza determinati materiali che rappresentano il miglior compromesso tra resistenza e sensibilità.



**Figura 4.6** Caratteristica qualitativa dei termistori: A) termistori PTC, B) termistori NTC.

❖ L'ultima tipologia di sensori di temperatura presa in esame sono quelli a **circuiti integrati**, in cui si usa la variazione della tensione di una giunzione  $p-n$  per dedurre la temperatura. Presentano un'accuratezza di circa  $\pm (0.5 \div 1)^\circ\text{C}$  ed un campo di funzionamento da  $-55^\circ\text{C}$  fino a  $150^\circ\text{C}$ .

Per analizzarne il principio di funzionamento supponiamo di realizzare un circuito a transistor alimentato con specchi di corrente (generatori di corrente di riferimento stabili in temperatura): i due transistor NPN sono attraversati dalla stessa corrente di collettore e il valore di  $\beta$  molto alto comporta  $I_C \approx I_E$ . In tale situazione se la giunzione base-emettitore del primo transistor ha un'area  $N$  volte quella del secondo, ricordando il modello di *Ebers-Moll* del bjt [14], si ottiene:

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln N = \frac{kT}{q} \ln N \quad (4.23)$$

Espressione, ricavata nella soluzione dell'esercizio 1 del presente capitolo, che mostra la dipendenza di  $\Delta V_{BE}$  dalla temperatura. Naturalmente esiste la duale in corrente: inserendo una resistenza sull'emettitore di uno dei transistor e impostando l'equazione al nodo di uscita si può trovare la formula relativa.

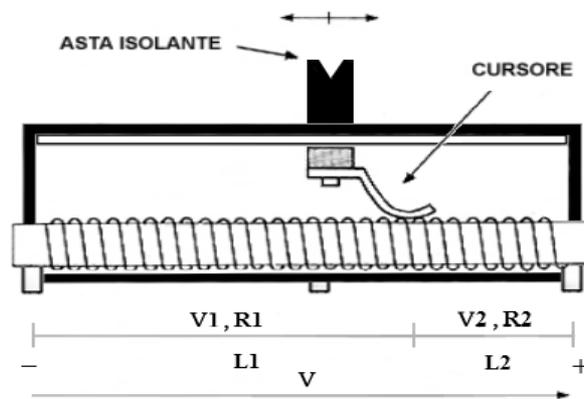
La realizzazione in forma integrata dei trasduttori di temperatura comporta molti vantaggi: il costruttore può prevedere sul chip tutti i circuiti di condizionamento richiesti, nonché la preliminare amplificazione del

segnale, rendendo questi dispositivi molto semplici da usare. In commercio sono disponibili circuiti integrati con uscita in tensione e in corrente, i più diffusi sono AD590 e AD592 prodotti da *Analog Devices* (uscita in corrente) e LM135 di *National Semiconductor* (uscita in tensione).

#### 4.4.2 Trasduttori di posizione, spostamento e rotazione: potenziometri, LVDT, encoder, giroscopi e a effetto Hall

Dopo la stima ed il controllo della temperatura, un'altra operazione molto frequente sia nell'ambito dei processi industriali che in quello delle applicazioni più comuni è la misura della posizione e della rotazione.

❖ Il trasduttore più comune per la misura di spostamento e rotazione, con una linearità di  $(0.1 \div 1) \% \text{ f.s.}$ , è il **potenziometro**. Di tipo lineare o rotativo, è un dispositivo piuttosto economico costituito da un elemento resistivo, sul quale può scorrere un elemento mobile, chiamato cursore, collegato ad un'asta isolante che gli imprime lo spostamento da rilevare. E' un trasduttore passivo poco affidabile a causa della natura "strisciante" del cursore che può deteriorarsi e risentire di vibrazioni e shock meccanici, aumentando notevolmente l'errore sulla misura.



**Figura 4.7** Struttura di un potenziometro lineare.

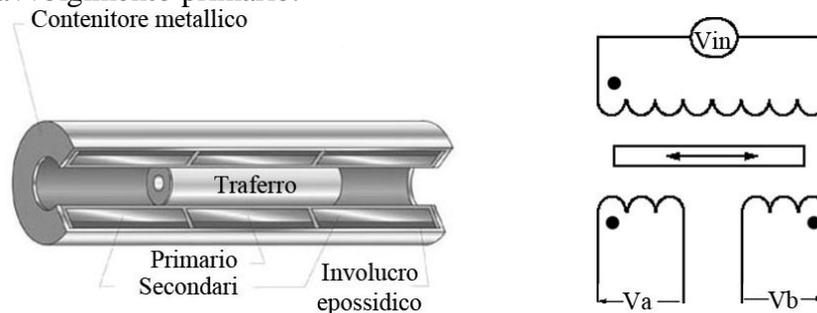
Il dispositivo risulta essere equivalente ad una coppia di resistenze in serie, il cui valore totale è costante, ma singolarmente variabili in base allo spostamento del cursore; pertanto riprendendo la notazione della figura 4.7 e indicando con  $\rho$  la resistività del materiale usato,  $V$  la tensione applicata ai capi del dispositivo e  $V_2$  la tensione misurata si ha:

$$I = \frac{V}{R_1 + R_2} = \frac{V}{\rho \frac{L_1}{S} + \rho \frac{L_2}{S}} \quad R_2 = \rho \frac{L_2}{S} \quad V_2 = IR_2 \Rightarrow \quad (4.24)$$

$$V_2 = V \frac{L_2}{L_1 + L_2} \quad (4.25)$$

l'ultima espressione evidenzia il legame tra tensione misurata e il rapporto tra la lunghezza incognita  $L_2$ . I potenziometri sono realizzati in due tecnologie: a filo ed a film sottile. La prima struttura consiste nell'avvolgere un filo in lega metallica come nichel-rame o nichel-cromo su un substrato ceramico. Il secondo tipo è costruito depositando un sottile film resistivo su un materiale isolante, hanno una risoluzione molto più alta della precedente categoria.

❖ **I trasduttori di spostamento induttivo**, noti come **LVDT** (*Linear Variable Differential Transformer*) sfruttano il principio della variazione di mutua induttanza al variare della posizione del traferro in un trasformatore. Sono realizzati disponendo su un tubo, con all'interno un nucleo cilindrico ferromagnetico mobile, tre bobine di rame. L'avvolgimento centrale è il primario e gli altri due sono i secondari: quello primario è collegato ad un generatore di tensione alternata, ai capi dei secondari invece si misura la tensione d'uscita. Quando il nucleo è al centro, la tensione indotta sugli avvolgimenti secondari è uguale e sfasata di  $180^\circ$ , pertanto la loro differenza è nulla. Allo spostarsi del traferro, invece, le mutue induttanze cambiano, ed in base alla direzione di spostamento risulterà maggiore l'accoppiamento induttivo con il secondario di sinistra o destra. Di conseguenza il segnale in uscita aumenterà proporzionalmente allo spostamento del nucleo e sarà in fase o controfase con la tensione dell'avvolgimento primario.



**Figura 4.8** Trasduttore LVDT: a sinistra la struttura costruttiva (*Courtesy of Howard A. Schaevitz Technologies, Inc., d/b/a Macro Sensors*), a destra lo schema elettrico.

Tali dispositivi presentano una risoluzione teorica infinita, data la natura elettromagnetica della trasduzione ma nella realtà essa è limitata dal rumore del circuito di condizionamento e dalla risoluzione del modulo successivo. Sono dispositivi robusti, molto affidabili e con una buona caratteristica dinamica (risposta in frequenza).

❖ Un'altra categoria di trasduttori di posizione molto usata in vari ambiti<sup>5</sup> sono gli **encoder ottici**. Sono apparecchi che convertono il loro movimento in una sequenza di impulsi digitali. Possono avere configurazione lineare o circolare, ma il tipo più comune è quello circolare. I modelli rotativi più diffusi constano di un disco di *lexan* o plastico serigrafato, oppure in lega metallica traforato (stampato, trafilato, punzonato, oppure forato a laser) attraverso il quale si dispongono allineati uno, due o più fotoaccoppiatori a forcella. A causa delle tolleranze meccaniche del disco è improbabile che i fasci di luce corrispondenti a due o più bit di una cifra possano commutare esattamente nello stesso istante. Per escludere la possibilità che si crei una configurazione fisica intermedia in cui è codificato un valore non voluto, il disco viene serigrafato in codice *Gray*. Dal conteggio dei singoli bit oppure dalla decodifica di più bit, gli impulsi generati vengono convertiti in misure di posizione angolare relativa o assoluta.

❖ L'ultimo tipo di trasduttori di posizione presi in esame sono i **giroscopi ottici**. Sono particolari sensori di rotazione che fondano il loro funzionamento sull'effetto *Sagnac*. Esso asserisce che la differenza di fase tra due raggi di luce controrotanti in un anello di fibra ottica varia quando l'anello viene fatto ruotare, quindi tale valore ci permette di risalire alla velocità angolare dell'anello. Per evidenziare l'effetto si usa una bobina di fibra ottica, all'interno della quale si trasmette un unico raggio che viene suddiviso in un'onda che si propaga in senso orario e un'altra che si propaga in senso antiorario. I due raggi luminosi monocromatici<sup>6</sup> e della stessa lunghezza d'onda, interferendo tra loro, creano un'onda stazionaria rispetto ad un riferimento inerziale esterno. Il fotorivelatore, solidale alla bobina, percepisce le variazioni di intensità dell'onda risultante, data dalla somma delle due, che è conseguenza della loro variazione di fase nel caso di

---

<sup>5</sup> Un esempio classico sono gli encoder usati fino ad anni fa nei cursori dei mouse a sfera.

<sup>6</sup> Il termine monocromatico attribuito ad un'onda elettromagnetica indica un'onda sinusoidale a frequenza costante (un'unica armonica).

rotazione dell'anello. Da ciò si riesce a conoscere la velocità di rotazione quest'ultimo. Matematicamente possiamo comprendere il fenomeno analizzando il sistema, di una sola spira, dal punto di vista geometrico e ricordando il postulato di Einstein sulla teoria della relatività, che afferma che la luce ha una velocità finita  $c$  e sempre uguale in tutti i sistemi di riferimento inerziali, pertanto lo sfasamento temporale tra le due onde elettromagnetiche risulta dato da:

$$c\Delta t_1 = 2\pi R + R\Omega\Delta t_1 \quad c\Delta t_2 = 2\pi R - R\Omega\Delta t_2 \quad (4.26)$$

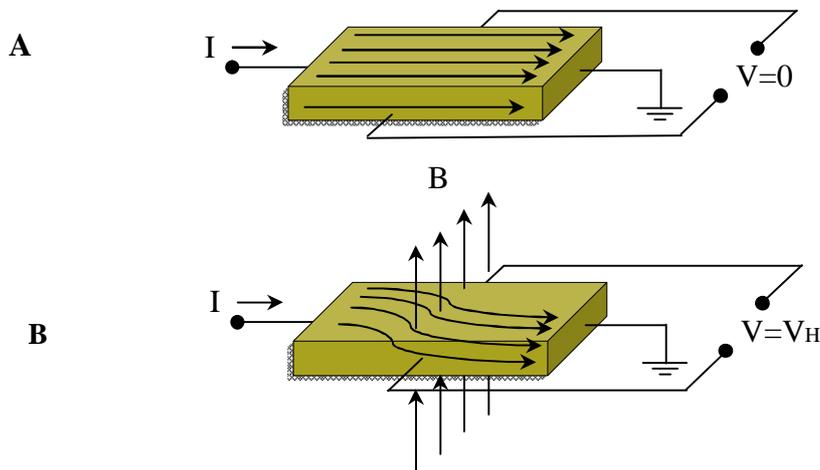
$$\Delta T = \Delta t_1 - \Delta t_2 = 4\pi R^2\Omega / (c^2 - \Omega^2 R^2) \approx 4\pi R^2\Omega / c^2 \Rightarrow \Delta T = 4S\Omega / c^2 \quad (4.27)$$

con  $\Delta t_1$  si intende il tempo impiegato dal primo raggio, concorde col verso di rotazione, per tornare al punto iniziale;  $\Delta t_2$  è relativo al secondo raggio, discorde col verso di rotazione;  $S = \pi R^2$  è l'area racchiusa dal cammino ottico e  $\Omega$  la velocità angolare dell'anello di raggio  $R$ .

I giroscopi ottici sono sensori importanti caratterizzati da un elevatissimo MTBF ed un piccolo errore di non-linearità (minore di 0.01%). Hanno soppiantato i giroscopi meccanici specialmente nelle applicazioni attinenti la navigazione aerea e la condotta di volo degli aeromobili: sono dispositivi largamente usati nei sistemi inerziali di navigazione. Tali sistemi usano solo dati relativi alla posizione iniziale e a misurazioni interne per conoscere la propria ubicazione.

❖ **I trasduttori ad effetto Hall** sono impiegati per rilevare posizione, prossimità di oggetti o la presenza di campi magnetici; sfruttano un fenomeno fisico scoperto da Edwin Hall (1855-1938) nel 1879 durante la sua attività di dottorando presso la Johns Hopkins University di Baltimora. La loro realizzazione e diffusione su larga scala è avvenuta però solo nel 1950 con l'avvento dei materiali semiconduttori.

L'effetto Hall [17-pag.23] si verifica in un materiale attraversato da una corrente elettrica quando è immerso in un campo magnetico: in tale situazione la forza di Lorentz agente sul moto dei portatori di carica (tipicamente elettroni, lacune, ioni o entrambi) ne altera la normale direzione provocando un addensamento del loro fluire su un lato del materiale piuttosto che sull'altro e dando così luogo ad una differenza di potenziale. In figura 4.9 possiamo osservare una stilizzazione del comportamento della corrente in un conduttore, nel caso di assenza o presenza di campo magnetico:



**Figura 4.9** Distribuzione di corrente in un conduttore: A ) assenza di campo magnetico esterno, B) distorsione del flusso di corrente con addensamento laterale nel caso di presenza di campo magnetico esterno.

con la relativa distorsione del moto delle cariche. La differenza di potenziale  $V_H$  che si instaura all'equilibrio è data da:

$$V_H = \frac{IB}{Nqd} \quad (4.28)$$

dove  $I$  rappresenta la corrente che attraversa il materiale,  $B$  è il campo di induzione magnetica,  $N$  è la densità di portatori di carica [ $m^{-3}$ ],  $q$  la carica dell'elettrone e  $d$  lo spessore del materiale attraverso il quale fluisce la corrente. Le tre grandezze  $I$ ,  $B$ ,  $V_H$  formano una terna destrorsa.

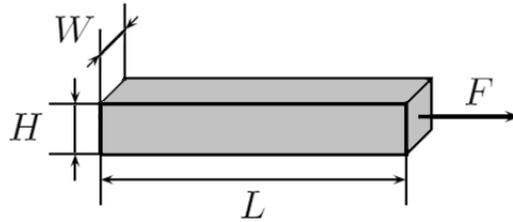
#### 4.4.3 Trasduttori di forza e pressione: estensimetri, piezoresistori e piezoelettrici

Il notevole interesse rivolto all'analisi delle sollecitazioni a cui sono sottoposte strutture e componenti meccanici e l'impossibilità, anche con i moderni metodi di calcolo, di conoscere lo stato di tali stimoli su strutture

tridimensionali complesse, ha portato gli ingegneri ed i tecnici a fare largo uso dei trasduttori di forza.

❖ I trasduttori di forza più impiegati per tali applicazioni sono gli **estensimetri** elettrici a resistenza, costituiti da una griglia di sottilissimo filo metallico, ottenuta con processo litografico su lega, rigidamente applicata ad un supporto di materiale plastico.

Sono dispositivi passivi e per utilizzarli vengono applicati, mediante un collante adatto, al componente sotto test orientati nella direzione dello sforzo per avere il massimo della sensibilità. Ad una trazione o compressione del pezzo l'estensimetro seguirà tale movimento variando la propria resistenza elettrica a seguito di una variazione di resistività e del rapporto lunghezza/sezione. Il parametro fondamentale che tiene conto di tale proprietà dell'estensimetro è la sensibilità agli sforzi, indicato nei fogli tecnici con  $GF$ , *Gauge Factor*. Studiando un volume infinitesimo del materiale che costituisce l'estensimetro si può ricavare un'importante relazione:



$$R = \rho \frac{L}{WH} \Rightarrow \Delta R = \frac{\rho}{WH} \Delta L + \frac{L}{WH} \Delta \rho - \frac{\rho L}{W^2 H} \Delta W - \frac{\rho L}{WH^2} \Delta H \quad (4.29)$$

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta \rho}{\rho} - \frac{\Delta W}{W} - \frac{\Delta H}{H} \quad \nu = -\frac{\Delta W}{W} \Big/ \frac{\Delta L}{L} = -\frac{\Delta H}{H} \Big/ \frac{\Delta L}{L} \quad (4.30)$$

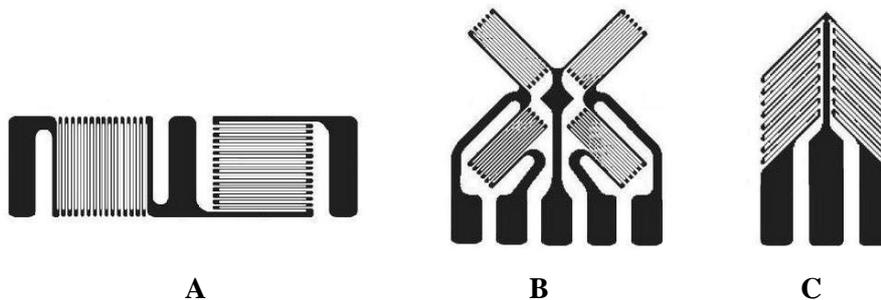
$$GF = \frac{\Delta R}{R} \Big/ \frac{\Delta L}{L} = 1 + 2\nu + \frac{\Delta \rho}{\rho} \Big/ \frac{\Delta L}{L} \quad (4.31)$$

Si nota che il *gauge factor* è dato dalla somma di due contributi: un termine  $\nu$  dovuto alla variazione di forma<sup>7</sup> dell'estensimetro provocato da  $F$

<sup>7</sup> La lettera  $\nu$  indica il rapporto di *Poisson*, il cui valore dipende dal materiale, ed è esprimibile anche come rapporto tra modulo di allungamento o di *Young* e modulo di contrazione trasversale.

e un'espressione che quantifica la variazione di resistività in funzione della deformazione, ovvero indica la piezoresistività del materiale. Naturalmente tale modello analitico è valido in regime elastico, in cui l'entità delle forze applicate non provoca una deformazione irreversibile del reticolo cristallino del materiale estensimetrico e dell'elemento sotto test.

Non sempre è nota la direzione di deformazione del materiale, pertanto è necessario applicare, in ciascuno dei punti sottoposti a misura, più estensimetri monoassiali, con assi orientati nelle diverse direzioni, formando "coppie" o "rosette". In figura 4.10 sono raffigurate alcune coppie e rosette di estensimetri [13], ottenute disponendo le griglie in varie orientazioni.



**Figura 4.10** Griglie di estensimetri disposte: A )coppia per misure di sforzi a  $90^\circ$ , B) ponte per misure di torsione, C) coppia per sforzi di taglio a  $-45^\circ$  e  $+22.5^\circ$ . (Courtesy of Micro-Measurements, a Division of Vishay Precision Group, Raleigh, NC, USA).

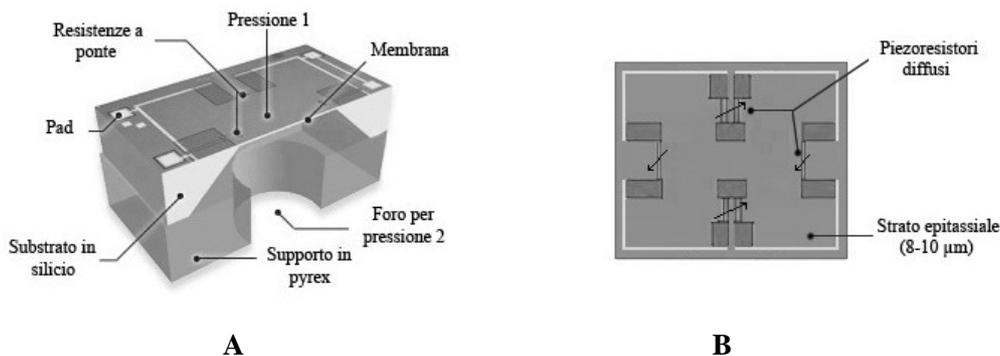
Grazie all'elevata sensibilità e alla buona risposta in frequenza (nell'ordine del  $kHz$ ), l'estensimetro elettrico è un ottimo trasduttore che permette anche di compensare termicamente le elongazioni del materiale sollecitato scegliendo un modello che presenta un egual coefficiente di espansione termica. È un sensore adatto a misure puntuali di deformazione piuttosto che per analisi di deformazioni a campo intero ed è ampiamente usato nelle applicazioni più comuni.

❖ Una categoria di sensori che funziona su un principio lievemente diverso da quello degli estensimetri sono i **trasduttori piezoresistivi**. Mentre gli estensimetri, al manifestarsi di una deformazione, variano la propria resistenza quasi esclusivamente perché varia la lunghezza e la sezione del conduttore che li realizza, i dispositivi piezoresistivi variano la propria resistenza principalmente perché varia la resistività del materiale che li costituisce. Sono realizzati con semiconduttori cristallini di silicio o

germanio fortemente drogati, presentano un  $GF$  molto maggiore di quello degli estensimetri, una buona linearità ma anche una notevole deriva termica. Hanno la particolarità di poter avere un  $GF$  positivo o negativo in base al materiale drogante utilizzato: se di tipo  $p$  il  $GF$  è positivo, se di tipo  $n$   $GF$  risulta negativo, cioè ad un allungamento segue una riduzione di resistenza.

Il diaframma del sensore, che è realizzato in cristallo di silicio, conserva la sua elasticità fino al punto di rottura e non è sottoposto ad alcuna deformazione plastica, motivi per i quali il dispositivo è stabile a lungo termine.

Inoltre l'elevato grado di compattezza ed integrazione permette di realizzare sullo stesso chip tutti gli elementi necessari per la compensazione a ponte di *Wheatstone* [15] in modo da ridurre la deriva termica ed aumentare la sensibilità:



**Figura 4.11** Sensore piezoresistivo: A) in sezione (*Courtesy of Meas Switzerland Sàrl*), B) visto dall'alto.

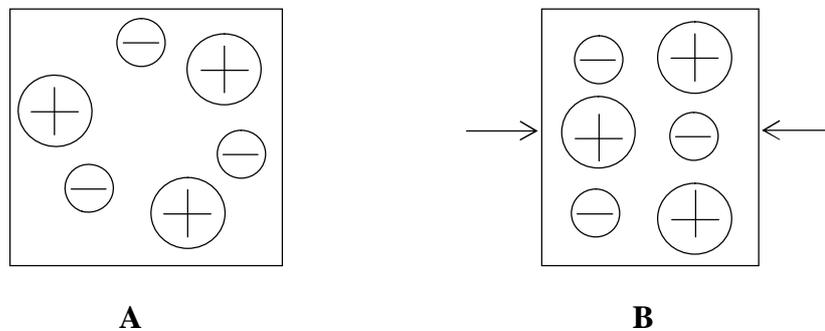
Oltre all'eccellente caratteristica statica, le ridotte dimensioni del diaframma consentono di arrivare ad alte frequenze naturali, fino a  $200\text{ kHz}$ , ottenendo un'ottima caratteristica dinamica (risposta in frequenza). I punti di forza di tali sensori risiedono nella possibilità di produrli su larga scala in modo economico, nell'elevata sensibilità e nelle dimensioni ridotte.

❖ Per la misura di forza o pressioni dinamiche in ambienti ad elevate temperature, la migliore soluzione è offerta dai **trasduttori piezoelettrici**. Sono dispositivi attivi molto sensibili e lineari, con una banda passante di  $50\text{ kHz}$  e temperature di esercizio fino a  $540\text{ °C}$ , che sfruttano l'abilità di certi materiali cristallini, in particolare quarzo, a generare una f.e.m se sottoposti a stress meccanico. Il comportamento di tali cristalli è fortemente

isotropo, in quanto tutte le loro proprietà magnetiche, elettriche e chimiche dipendono dalla loro conformazione cristallografica.

Oltre ai materiali citati, il comportamento piezoelettrico viene indotto anche in composti ceramici policristallini sottoponendoli ad un forte campo elettrico, una volta portati a temperatura di Curie<sup>8</sup> (Pierre 1859-1906, Marie 1867-1934) che per inciso è il cognome dei coniugi che per primi studiarono tali effetti e quelli, più noti e che li rese famosi, legati alla radioattività.

Presenti sia in forma cristallina che amorfa, strutturalmente il reticolo dei materiali piezoelettrici ha varie configurazioni geometriche, equivalenti dal punto di vista energetico ma con diverse orientazioni:



**Figura 4.12** Struttura cristallina di materiale piezoelettrico: A ) stato neutro a riposo, B) cristallo polarizzato per compressione.

Il basso grado di simmetria del reticolo porta cariche opposte a posizionarsi su facce opposte se viene applicata una compressione o dilatazione dando così luogo ad una tensione proporzionale alla deformazione realizzata e quindi allo stress applicato. Tale comportamento è descrivibile matematicamente tramite una coppia di relazioni: la prima fornisce lo spostamento di densità di carica elettrica mentre la seconda fornisce il cosiddetto *strain*, cioè l'entità della deformazione subita dal materiale a seguito dello stress applicato:

$$D = \epsilon E \quad (4.32)$$

$$S = sT \quad (4.33)$$

<sup>8</sup> E' la temperatura oltre la quale il materiale perde la sua naturale polarizzazione.

dove  $D$  [ $C/m^2$ ] è lo spostamento di densità di carica elettrica,  $\varepsilon$  [ $F/m$ ] la permittività,  $E$  il campo elettrico [ $V/m$ ];  $S$  è lo *strain* [ $m/m$ ],  $s$  [ $m^2/N$ ] la rigidità del materiale e  $T$  lo stress meccanico applicato [ $N/m^2$ ]. È possibile esprimere la (4.32) e la (4.33) in forma matriciale ottenendo le relazioni per l'effetto piezoelettrico inverso e quello diretto.

Grazie alla loro elevata stabilità termica, naturalmente per determinati angoli di taglio che si risolvono in una delle 32 classi cristallografiche, tali dispositivi vengono impiegati anche in fase di test dei motori a combustione interna. Sono posizionati sulle teste dei cilindri per monitorare la pressione sviluppata nel processo, in modo da migliorarne le prestazioni con l'ottimizzazione della combustione e l'equilibratura del motore.

È importante sapere che l'effetto piezoelettrico è un fenomeno reversibile per cui l'energia meccanica viene trasformata in energia elettrica e viceversa.

I trasduttori piezoelettrici sono usati anche per realizzare sistemi ad ultrasuoni, apparati in grado di rilevare distanza di oggetti analizzando l'eco (onda riflessa) dell'onda da cui sono stati investiti (onda incidente). La sorgente dell'onda incidente è un materiale piezoelettrico opportunamente alimentato mentre il trasduttore di ricezione (anch'esso piezoelettrico) viene eccitato dall'onda riflessa proveniente dall'oggetto.

#### ***4.4.4 Trasduttori fotoelettrici: ad effetto fotoconduttivo e fotovoltaico***

I trasduttori fotoelettrici permettono la conversione di un segnale luminoso in uno elettrico.

❖ **I trasduttori ad effetto fotoconduttivo** operano una conversione di energia luminosa in variazione della loro conducibilità elettrica. Supponiamo che la superficie sensibile del trasduttore venga investita da una radiazione elettromagnetica di varie lunghezze d'onda: in tale situazione gli elettroni degli orbitali più esterni degli atomi di semiconduttore (ovvero quelli in banda di valenza, studiando il fenomeno dal punto di vista del modello a bande energetiche) acquisiranno un'energia sufficiente per rompere i loro legami covalenti e passare allo stato di conduzione (banda di conduzione). Ciò causerà un aumento del numero di cariche in banda di conduzione e conseguentemente un aumento della conducibilità, secondo la relazione:

$$\sigma = q\mu N \quad (4.34)$$

dove si indica con  $\sigma$  la conducibilità elettrica espressa in  $(\Omega \cdot \text{cm})^{-1}$ ,  $q$  è la carica elettrica [C],  $\mu$  la mobilità espressa in  $\left(\frac{\text{cm}^2}{\text{V} \cdot \text{s}}\right)$  e  $N$  la concentrazione di cariche in banda di conduzione [ $n^\circ$  cariche /  $\text{cm}^3$ ].

Un esempio di trasduttore passivo che sfrutta il fenomeno fisico analizzato è il fotoresistore: realizzato con materiali semiconduttori leggermente drogati, esso manifesta un aumento della conducibilità, ovvero un abbassamento della propria resistenza elettrica, se esposto alla luce (si va dall'ordine dei  $\text{M}\Omega$  al buio all'ordine degli  $\Omega$  con luce piena). Presenta una notevole linearità tra resistenza e intensità luminosa ma anche un tempo di risposta piuttosto elevato (oltre  $100 \mu\text{s}$ ) che non lo rende particolarmente adatto a rilevare veloci variazioni di flusso luminoso.

❖ I **trasduttori fotovoltaici** sono dispositivi attivi che si basano su un fenomeno fisico nel quale la radiazione solare viene convertita in energia elettrica sfruttando l'effetto indotto dal flusso luminoso che investe un materiale semiconduttore drogato.

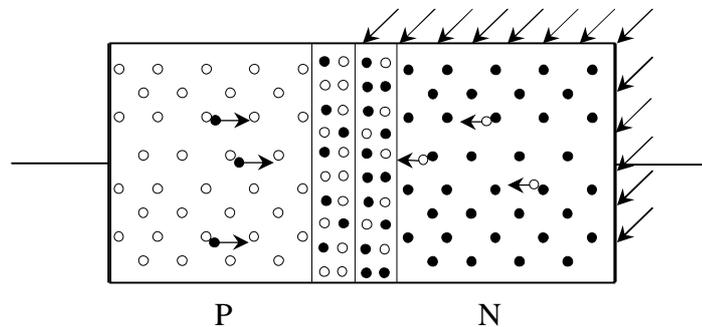
Una proprietà interessante dei semiconduttori è quella di poter modificare la loro conducibilità introducendo atomi di altri elementi (processo chiamato "drogaggio"). Esistono impurità di tipo donatore che conferiscono elettroni disponibili per la conduzione al semiconduttore e impurità di tipo accettore che riducono il numero di elettroni in banda di valenza: nel caso del silicio gli atomi di elementi appartenenti alla quinta colonna della tavola periodica sono donatori mentre quelli di tipo accettore fanno parte della terza colonna. Durante il drogaggio gli atomi di impurità si sostituiscono ad alcuni atomi del semiconduttore formando legami covalenti: a temperatura ambiente per ogni atomo donatore della quinta colonna si rende disponibile un elettrone in banda di conduzione mentre per ogni atomo accettore della terza colonna si crea una lacuna in banda di valenza. Ponendo a contatto silicio drogato P (drogato con impurità accettori) con silicio drogato N (drogato con impurità donatori) si ottiene una giunzione nella quale per diffusione le lacune della zona P diffondono in N e gli elettroni di N in P, il processo continua finché il potenziale elettrico generato dallo spostamento delle cariche controbilancia il moto di diffusione.

Se la giunzione N viene investita da un flusso luminoso, si liberano coppie elettrone-lacuna dagli atomi intercettati da fotoni a sufficiente energia: l'energia della radiazione luminosa dipende solo dalla frequenza della stessa secondo la legge di Plank (1858-1947).

$$E = h \cdot \nu \quad (4.35)$$

con  $h$  costante di Plank ( $h = 6.626\ 069\ 57 \times 10^{-34} Js$ ) e  $\nu$  la frequenza dell'onda luminosa [Hz] vedi anche tabella 1.6.

Le coppie generate risentono del potenziale elettrico della giunzione e conseguentemente si muoveranno verso P (gli elettroni) e verso N (le lacune):



**Figura 4.13** Giunzione P-N irradiata da luce solare: si può osservare la regione svuotata e la generazione di coppie elettrone lacuna a seguito dell'energia fornita dall'irraggiamento.

#### 4.5 Il condizionamento dei segnali

Il condizionamento dei segnali di uscita dai sensori è una componente importante in un sistema di acquisizione dati. Indipendentemente dal tipo di sensore utilizzato, il corretto condizionamento del segnale consente di migliorare l'accuratezza, l'efficacia e la sicurezza della misurazione, grazie ad operazioni che sono essenzialmente di **amplificazione, attenuazione, linearizzazione, filtraggio ed isolamento**.

❖ L'**amplificazione**, il tipo di condizionamento più comune, può essere effettuata con un circuito apposito o tramite la variazione del guadagno dell'amplificatore da strumentazione implementato nel modulo DAQ. Nel caso di segnali di piccola entità, è fondamentale amplificarli

vicino alla sorgente, al fine di aumentare il rapporto segnale-rumore (SNR<sup>9</sup>-*Signal to Noise Ratio*). E' inoltre necessario che la massima escursione del segnale corrisponda alla massima portata di ingresso dell'ADC del modulo, per avere elevata accuratezza di misura e riuscire così a sfruttare l'intera dinamica dell'ADC, come sarà più evidente in seguito quando verrà introdotta la profondità di codice.

❖ Se le tensioni da digitalizzare sono superiori alla massima portata del modulo, si deve procedere ad un'**attenuazione** del segnale di ingresso. Tale forma di condizionamento prevede l'uso di partitori resistivi di opportuno valore in maniera da diminuire l'ampiezza del segnale e farlo rientrare nel campo dell'ADC (vedi esercizio 8).

I sensori, come esposto precedentemente, non generano uscite dipendenti in modo lineare dalla grandezza di ingresso, almeno non per tutti i valori, pertanto occorre modellare l'uscita con funzioni di ordine superiore al primo grado. Per fare ciò si può procedere ad un'operazione di taratura del dispositivo (come visto al punto 8 del paragrafo 4.4), partendo da condizioni di ingresso note e misurando la grandezza di uscita; ripetendo la procedura per più valori della grandezza ingresso si possono determinare vari punti di interesse per poi ricavare l'equazione della *spline* che li interpola. Tra i software per la programmazione dei moduli, uno dei più diffusi, LabVIEW, contiene particolari blocchi che espletano la funzione di modellamento dei sensori, rendendo molto semplice e veloce la procedura di **linearizzazione** di termocoppie, RTD ed estensimetri.

❖ I sistemi di condizionamento dei segnali possono includere **filtri** per respingere il rumore indesiderato che occupa un determinato intervallo di frequenze. Molte applicazioni DAQ sono sottoposte a rumore di 50 o 60 Hz prodotto dalle linee di alimentazione. Per eliminare tale rumore vengono impiegati filtri passa-basso con frequenza di taglio inferiore a 50 Hz e maggiore della banda del segnale da trasdurre.

Un altro utilizzo comune dei filtri è quello di *anti-alias*, ovvero di eliminare tutte le componenti del segnale superiori alla metà della frequenza di campionamento (teorema di *Shannon*), in modo da non avere una ricostruzione della grandezza che si vuole analizzare distorta rispetto all'originale come abbiamo già visto alla fine del paragrafo 4.2.

---

<sup>9</sup> Rappresenta il rapporto tra la potenza del segnale e quella del rumore, e spesso si esprime

$$\text{in } dB = \text{Log}_{10} \left( \frac{P_S}{P_N} \right).$$

❖ In base alle caratteristiche del segnale può essere necessaria un'operazione di **isolamento** dello stesso dall'ingresso del modulo DAQ. I sistemi che realizzano ciò consentono il passaggio della grandezza elettrica dalla sorgente al modulo senza connessione fisica, utilizzando tecniche di accoppiamento a **trasformatore**, **ottiche** o **capacitive**. I sistemi di isolamento sono particolarmente utili anche nella reiezione di disturbi di modo comune [13] di elevata entità, potenzialmente dannosi per il modulo, che potrebbero accoppiarsi alla grandezza elettrica da misurare a seguito di forti campi elettromagnetici presenti nell'ambiente del sensore. Apparati di condizionamento dei segnali possono trovarsi su dispositivi separati come il National Instruments SCXI (*Signal Conditioning eXtension for Instrumentation*). Il fine è sempre quello di adeguare il segnale alla scheda DAQ.

Nella tabella 4.4 sono riportati i tipi di condizionamento a cui devono essere sottoposti i vari trasduttori analizzati in precedenza.

<b>Tipo di trasduttore</b>	<b>Caratteristiche elettriche</b>	<b>Condizionamento necessario</b>
Termocoppia	Bassa tensione di uscita Bassa sensibilità Uscita non lineare	Compensazione Alta amplificazione Linearizzazione
RTD	Bassa resistenza Bassa sensibilità Uscita non lineare	Eccitazione in corrente Configurazione a ponte Linearizzazione
Termistore	Estremamente non lineari	Linearizzazione
Potenziometro	Componente resistivo	Alimentazione
LVDT	Uscita in AC	Eccitazione AC Demodulazione uscita Linearizzazione
Estensimetri e piezoresistori	Bassa resistenza Bassa sensibilità Uscita non lineare	Eccitazione in corrente Configurazione a ponte Linearizzazione

**Tabella 4.4** Tipi di trasduttori, loro caratteristiche elettriche e condizionamenti necessari.

#### 4.5.1 Tipi di condizionamento

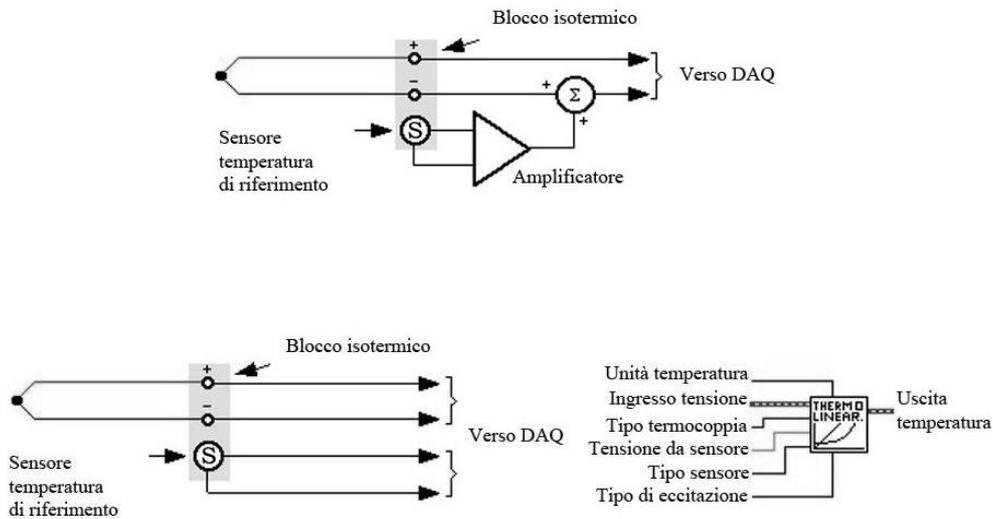
Il condizionamento dei segnali provenienti dai trasduttori può essere effettuato in due modi:

- a livello *hardware*
- a livello *software*

❖ Nei trasduttori di temperatura a termocoppia è fondamentale condizionare il segnale generato tramite la compensazione della giunzione di riferimento.

La compensazione hardware prevede l'aggiunta di una tensione "correttiva" che si somma al segnale misurato. Ciò viene realizzato mediante l'uso di un apposito circuito integrato, contenente un generatore di tensione e un dispositivo di misura della temperatura, posto sul blocco dei giunti di riferimento, che genera una *f.e.m* uguale ed opposta a quella termoelettrica parassita. Eliminato il contributo della giunzione, il segnale che rimane è solo relativo alla temperatura del giunto sottoposto a misurazione. Il grande svantaggio che presenta tale metodo riguarda il costo di realizzazione: per ogni tipologia di termocoppia deve essere inserito un circuito di compensazione separato, in grado di aggiungere la tensione appropriata. La compensazione hardware è in genere meno accurata rispetto a quella software.

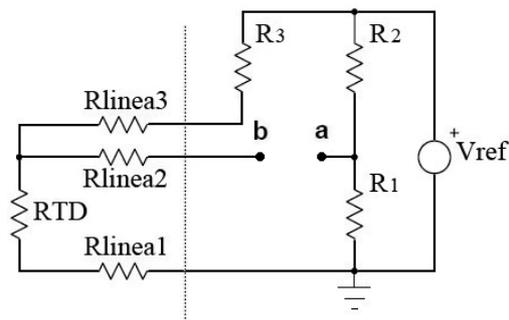
Nella compensazione software il modulo DAQ rileva la temperatura del giunto di riferimento tramite un sensore posto sul blocco isotermico: dall'analisi di tale dato viene aggiunto, a livello di programma, un valore di tensione adeguato a quello misurato per eliminare l'effetto parassita della termocoppia. In sintesi la scheda DAQ misura la temperatura ambiente tramite il sensore, converte tale temperatura in tensione mediante il polinomio caratteristico della termocoppia e somma suddetto valore a quello misurato dalla termocoppia. Dalla tensione ottenuta si può ricavare la temperatura di interesse tramite la relazione funzionale che esiste tra tensione e temperatura. Per svolgere tale operazione si può usare, ad esempio, LabVIEW, software di National Instruments (che presenteremo in seguito) che disponendo di *widget* dedicati al condizionamento dei segnali, permette di svolgere automaticamente tutte le operazioni descritte.



**Figura 4.14** Compensazione di una termocoppia: in alto, metodo hardware; in basso, metodo software con relativo widget di LabVIEW.

Oltre alla compensazione, le termocoppie necessitano di amplificazione e filtraggio, considerata la loro bassissima sensibilità. È consigliabile posizionare il circuito amplificatore e di filtraggio vicino alla termocoppia per aumentare il SNR.

Il condizionamento dei trasduttori RTD consta nell'utilizzare una configurazione che permetta di enfatizzare la loro piccola variazione di resistenza al cambiare della temperatura, eliminando le resistenze parassite dei contatti e dei cavi. Esistono varie configurazioni circuitali per effettuare misure con RTD, la seguente è quella più semplice e diffusa nei processi di controllo:



**Figura 4.15** Configurazione a tre collegamenti per misura con RTD.

Si tratta di un ponte a tre connessioni, dove a sinistra della linea verticale si trova la struttura di conversione, con RTD ed i cavetti di collegamento, mentre a destra è situato il blocco di misura, insieme al generatore di alimentazione. Analizzando lo schema circuitale risulta:

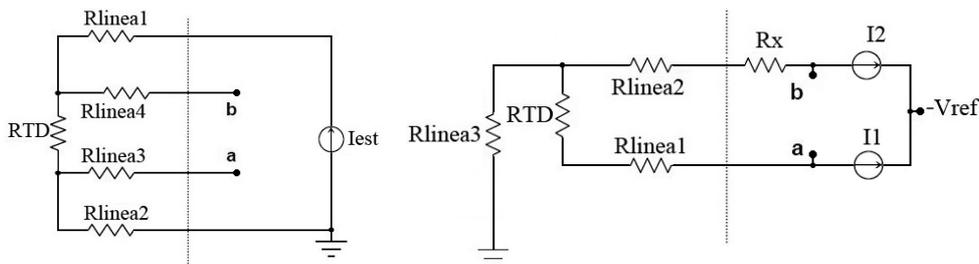
$$V_{ba} = V_b - V_a = V_{ref} \left( \frac{R_0 + \Delta R + R_{l1}}{R_3 + R_{l3} + R_0 + \Delta R + R_{l1}} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \quad (4.36)$$

$$R_{RTD} = R_0 + \Delta R \quad R_1 = R_2 = R_3 = R_0 \quad R_{l1} = R_{l2} = R_{l3} = R_l \Rightarrow \quad (4.37)$$

$$V_{ba} = V_{ref} \left( \frac{R_0 + \Delta R + R_l}{2R_0 + \Delta R + 2R_l} - \frac{1}{2} \right) = \frac{V_{ref}}{2} \left( \frac{\Delta R}{2R_0 + \Delta R + 2R_l} \right) \quad (4.38)$$

$R_0$  è la resistenza a  $0^\circ\text{C}$  del RTD,  $\Delta R$  il suo incremento o decremento alla temperatura da rilevare. Si nota chiaramente che la tensione misurata è una funzione non lineare di  $\Delta R$  e dipende anche dalle resistenze dei cavetti di collegamento, quindi tale configurazione è consigliata su brevi distanze tra luogo di rilievo e stazione di misura; condizione nella quale le resistenze dei collegamenti sono trascurabili rispetto alle altre dell'espressione trovata (4.38).

Circuiti idonei per misure più accurate o su lunghe distanze sono i seguenti:



**Figura 4.16** Circuiti di condizionamento per misure con RTD: a sinistra ponte a quattro connessioni ed eccitazione in corrente, a destra circuito di misura con generatori di corrente.

Nello schema a sinistra la tensione misurata è una funzione lineare e dipende unicamente dalla corrente erogata dall'alimentatore e dalla resistenza del RTD:

$$V_{ba} = I_{est} (R_0 + \Delta R) \quad (4.39)$$

l'espressione (4.39) è valutata considerando nulle le correnti che scorrono attraverso  $R_{linea4}$  e  $R_{linea3}$ ; situazione verosimile date le alte resistenze di ingresso dei DMM o delle schede DAQ ( $\approx 10 \text{ G}\Omega$ ). Il circuito a destra è un'ulteriore evoluzione che, sotto opportune condizioni (4.42), fornisce un'uscita derivante solo dalla componente variabile della resistenza del rivelatore di temperatura:

$$V_b = -R_{l3}(I1 + I2) - (R_{l2} + R_x)I2 \quad (4.40)$$

$$V_a = -R_{l3}(I1 + I2) - (R_0 + \Delta R + R_{l1})I1 \quad (4.41)$$

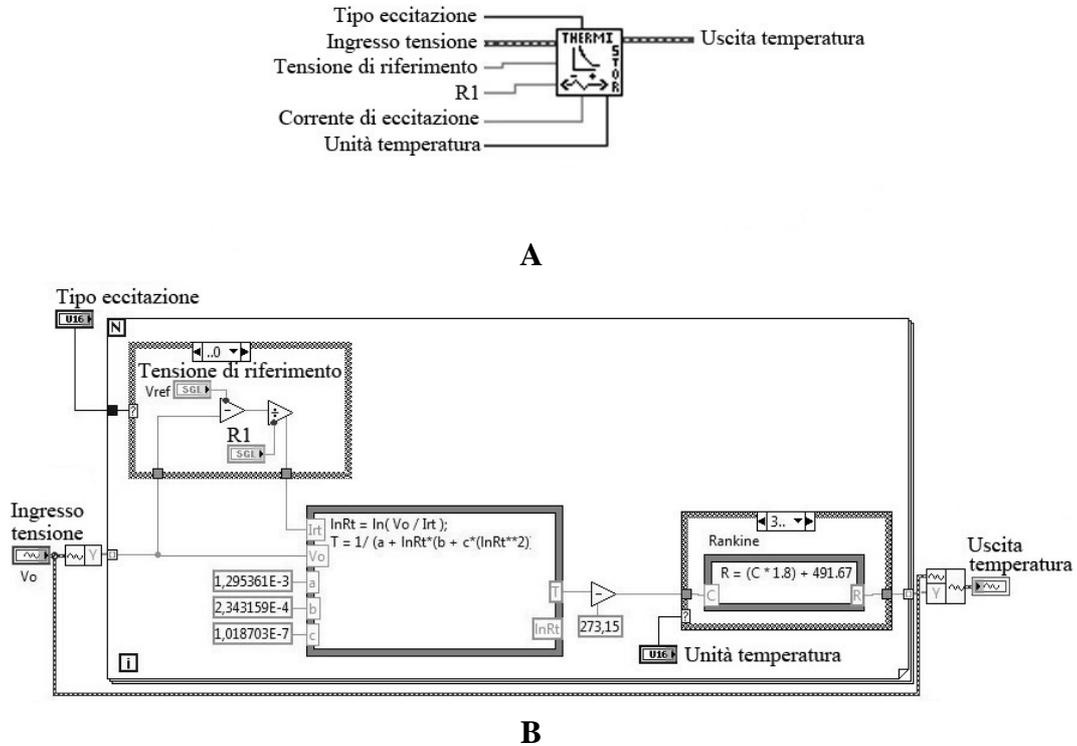
$$I1 = I2 = I \quad R_x = R_0 \quad R_{l1} = R_{l2} = R_{l3} = R_l \quad (4.42)$$

$$V_{ba} = I_{est} \Delta R \quad (4.43)$$

Anche in tal caso può essere necessario filtrare ed amplificare il segnale da inviare al modulo DAQ, un filtro attivo ad alto guadagno rappresenta l'ideale per una necessità del genere. Se si vuole linearizzare a livello software il segnale di uscita si può usare nuovamente LabVIEW che nel menu funzioni del diagramma a blocchi offre un *widget* apposito. Poiché la variazione di resistenza dei termistori è molto accentuata, le resistenze dei collegamenti non costituiscono un problema, quindi in genere non si usa la configurazione a ponte. In caso contrario basta una configurazione simile a quelle analizzate per gli RTD. Il modellamento del segnale in uscita dai termistori richiede la conoscenza dei coefficienti del polinomio caratteristico da poter essere usati dal programma per modellare l'uscita.

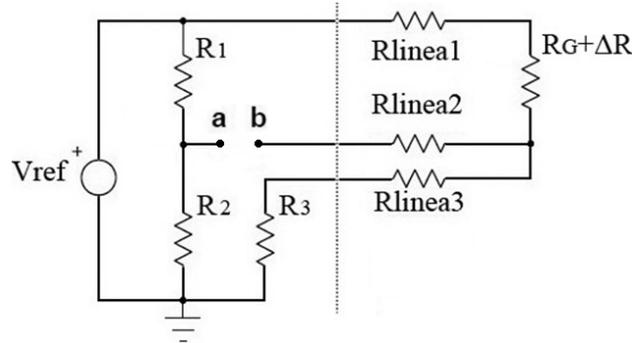
Tali coefficienti si trovano nei fogli tecnici del dispositivo e possono essere usati per creare un algoritmo che ricavi la temperatura, nota la tensione, oppure inseriti nel subVI del relativo *widget* di LabVIEW come mostrato in figura 4.17.

❖ Nell'utilizzo dei potenziometri come trasduttori di posizione si devono avere alcuni accorgimenti per il loro inserimento nella catena di misura. E' necessario alimentarli con una sorgente di corrente estremamente stabile in temperatura e di bassa entità, in modo da ridurre l'effetto dell'auto riscaldamento. E' importante anche adottare una configurazione che elimini le resistenze di contatto, nel caso in cui queste non siano trascurabili rispetto alle altre di interesse (configurazioni a ponte), ed isoli il segnale dalla componentistica a valle del trasduttore.



**Figura 4.17** Condizionamento a livello software per misure con termistori: A) widget di LabVIEW, B) subVI del widget; si possono notare i coefficienti del polinomio all'ingresso della struttura *formula node*.

❖ Per piccoli sforzi è consigliato l'uso degli estensimetri in configurazione a ponte, poiché è il metodo più accurato per valutare la loro piccola variazione di resistenza. Il sistema più comune, non compensato in temperatura, prevede il loro inserimento in un ramo del ponte di Wheatstone creando una configurazione a quarto di ponte, con un estensimetro a tre cavetti di connessione, come mostrato nella seguente immagine:



**Figura 4.18** Configurazione a ponte di Wheatstone per misure con estensimetri.

Per compensare l'offset iniziale del ponte, cioè la tensione  $V_{ba}$  non nulla a causa delle tolleranze dei resistori e delle resistenze dei collegamenti, si può misurare la stessa tensione con estensimetro a riposo e sollecitato. Da tali valori si può dedurre la sollecitazione a cui è sottoposto il trasduttore.

In alternativa è possibile eliminare la tensione di offset inserendo un potenziometro nel circuito di figura 4.18, collegando i terminali ai capi di  $V_{ref}$  ed il cursore a  $V_a$ , regolandolo per portare l'uscita a zero. Lo stesso compito può essere svolto da un circuito esterno che generi una tensione uguale ed opposta a quella di offset.

Un circuito migliore, che aumenta la sensibilità del ponte e permette la compensazione in temperatura dell'estensimetro, è la struttura a mezzo ponte, particolarmente usata per valutare la flessione di barre metalliche. Il circuito è analogo a quello di figura 4.18, ma con un ulteriore estensimetro al posto di  $R_3$ , che viene sollecitato in modo opposto rispetto a quello soprastante (un estensimetro è sottoposto a trazione mentre l'altro a compressione). I due estensimetri vengono incollati sui lati della barra sottoposta a sollecitazione, uno sul lato superiore ed uno su quello inferiore.

Analogamente al caso precedente si può dedurre lo sforzo a cui è sottoposta la barra, nota la tensione di offset e la resistenza dei collegamenti:

$$V_{basol} - V_{barip} = \left( \frac{V_{ref}}{2(R_l + R_G)} (R_l + R_G - \Delta R) - \frac{V_{ref}}{2} \right) +$$

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

Ricordando che  $GF = \frac{\Delta R/R_G}{\varepsilon}$ , quindi  $\Delta R = \varepsilon \cdot GF \cdot R_G$  e indicando con  $V_r = \frac{V_{basol} - V_{barip}}{V_{ref}}$ , otteniamo:

$$\varepsilon = -\frac{2V_r (R_l + R_G)}{GF R_G} \quad (4.44)$$

dove sono state assunte  $R_1 = R_2 = R_G$ ,  $R_{linea1} = R_{linea2} = R_{linea3} = R_l$  e  $R_3 = R_G - \Delta R$  poiché lavora in senso opposto a  $R_4$ ,  $V_{basol}$  è la tensione all'uscita del ponte quando gli estensimetri sono sollecitati,  $V_{barip}$  la tensione di uscita del ponte con estensimetri a riposo,  $\varepsilon$  è lo *strain* ( $\Delta L/L$ ).

L'espressione (4.44) è usata anche da LabVIEW per tenere in considerazione la tensione a riposo del ponte nella stima dello sforzo. I metodi hardware per compensare l'offset sono i medesimi considerati nel caso del quarto di ponte.

Sempre in riferimento alla figura 4.18, l'ultima variante nel collegamento degli estensimetri è la configurazione a ponte intero, che massimizza la sensibilità della struttura. Al posto di  $R_1$  e  $R_3$  vengono posizionati in modo opportuno due estensimetri operanti nella stessa condizione (compressione oppure trazione) e altri due sul lato opposto, costituendo  $R_2$  ed  $R_4$  (funzionanti in trazione oppure compressione). Lo sforzo misurato è:

$$\varepsilon = -\frac{V_r}{GF} \quad (4.45)$$

In alternativa, anche in questi due ultimi casi è possibile annullare la tensione di offset mediante potenziometro o generatore di tensione.

Nel caso dei piezoresistori abbiamo problematiche a livello di tensione di offset e deriva in temperatura analoghe a quelle trattate con gli estensimetri: generalmente, data la natura integrata di tali sensori, sullo stesso chip viene creato un ponte di Wheatstone completo per aumentare la sensibilità e ridurre derivate termiche, alimentato da specchi di corrente per avere alta stabilità.

## 4.6 Moduli DAQ multifunzione

Il modulo DAQ rappresenta l'elemento fondamentale di tutto il sistema di acquisizione: la riduzione del suo costo e l'incremento prestazionale dei

computer desktop negli ultimi anni ha accentuato l'interesse da parte degli utilizzatori e dei produttori verso tale dispositivo.

In passato per realizzare sistemi di acquisizione dati ad alta velocità era necessario usare *workstation* in grado di gestire grandi quantità di dati in tempo reale e con sufficiente potenza di calcolo per eseguire controlli e l'interfaccia operatore. Ciò costituiva un notevole investimento in termini di risorse umane ed economiche.

Ogni costruttore produceva moduli e software per sistemi di fascia alta non intercambiabili con quelli di altri costruttori andando così a "monopolizzare" determinati ambiti applicativi. Anche l'installazione dei componenti non era molto semplice, l'utente doveva avere cognizioni basilari sui tipi di risorse di sistema come IRQ, indirizzi I/O, canali DMA e regioni di memoria. Infatti per assegnare le risorse hardware necessarie ad ogni scheda, era fondamentale posizionare dei *jumper* sulle schede di espansione; essendo un'operazione molto "delicata" c'era il rischio di portare più schede a tentare di utilizzare le stesse risorse, andando così incontro a frequenti conflitti hardware.

Con l'introduzione, nel 1990, della tecnologia *plug and play* (collega ed usa) i nuovi moduli hanno cominciato a sostituire le vecchie schede a configurazione manuale. Il *plug and play* ha permesso di facilitare l'installazione delle periferiche, rendendo automatici il caricamento dei driver e l'allocazione delle risorse, semplificando quindi l'interazione con l'hardware da parte dell'utente, che non deve necessariamente avere una profonda conoscenza del sistema che usa. Tali fattori hanno contribuito ad una diffusione su larga scala di schede per PC di vario formato abbattendo anche i costi di produzione e offrendo al consumatore un'ampia scelta di prodotti per le sue esigenze. E' in tale contesto che si è avuta una notevole diffusione di moduli DAQ per controlli e misure, in processi industriali e laboratori di ricerca.

Per la scelta del modulo DAQ da inserire in un sistema di acquisizione dati si devono considerare alcuni fattori:

- **Numero dei segnali da acquisire e loro tipologia**
- **Banda del segnale a spettro più ampio**
- **Entità della più piccola variazione che si vuole rilevare**
- **Numero di eventuali segnali di uscita per pilotare attuatori o altro**
- **Velocità di trasferimento dei dati dal modulo all'elaboratore**

Tali parametri si traducono a livello di caratteristiche del modulo DAQ in:

- **Numero di ingressi analogici e digitali**
- **Frequenza massima di campionamento**
- **Profondità di codice (funzione di amplificazione, portata, numero di bit dell'ADC)**
- **Numero di uscite analogiche e digitali**
- **Tipo di bus del modulo**

Il **numero di ingressi** è utile per capire su quale modulo orientarsi, generalmente essi dispongono di  $N$  ingressi analogici *single-ended* e  $N/2$  differenziali per misure di tensioni di piccola entità.

La **frequenza massima di campionamento** è associata al tempo di conversione dell'ADC, infatti minore è tale tempo e maggiore sarà la frequenza alla quale è possibile campionare il segnale, potendo così, rispettando il teorema di Shannon, campionare anche i segnali a banda più ampia.

La **profondità di codice** (*Code Width*) è una caratteristica che indica la più piccola variazione di segnale che il modulo può rilevare ed è data dalla seguente espressione:

$$prof. di codice = \frac{portata}{amplificazione \times 2^{bit\ di\ risoluzione}} \quad (4.46)$$

essa rappresenta la risoluzione del modulo DAQ.

Si potrebbe avere la necessità di pilotare un dato numero di attuatori oppure degli inverter, ad esempio, per controllare un motore elettrico: in tal caso si deve scegliere un modulo che presenti un certo **numero di uscite analogiche e digitali**.

Il **tipo di bus** influisce sulla velocità di trasferimento dei dati dal modulo all'elaboratore. Nella tabella 4.5 sono elencati i bus attualmente più comuni (2011) e le relative velocità di trasferimento.

Tipo di bus	Definizione bus	Velocità (Mbit/s)
USB 1.0	Universal Serial Bus versione 1.0	1.5
USB 1.1 o 2.0 Full Speed	Universal Serial Bus 1.1 o 2.0	12
USB 2.0 High Speed	Universal Serial Bus 2.0 high-speed	480

USB 3.0	Universal Serial Bus 3.0	4800
PCI Express 1.0x1÷x16	Peripheral Component Interconnect Express versione 1.0 (1÷16 canali)	2000÷32000
PCI Express 2.0x1÷x16	Peripheral Component Interconnect Express versione 2.0 (1÷16 canali)	4000÷64000
PCMCIA Type I-II	Personal Computer Memory Card International Association Tipo I-II	10-20
Wi-Fi 802.11n-g-b	Marchio inventato da Interbrand	100-54-11
PXI	PCI eXtension for Instrumentation	1056
PXI Express x1÷x32	PCI eXtension for Instrumentation Express (1÷32 canali)	2000÷64000

**Tabella 4.5** Tipi di bus e relative velocità di trasferimento.

Esistono molte aziende che producono moduli DAQ, una delle più rilevanti è *National Instruments* (NI) che ha sede in Texas. La società offre una vasta gamma di moduli multifunzione dotati dei bus commerciali più diffusi come USB, PCI, PCI Express, wireless ed Ethernet e di PXI e PXI Express per le piattaforme industriali. NI ha catalogato i suoi dispositivi in sei grandi famiglie:

- Serie S
- Serie X
- Serie M
- Serie E
- Serie R
- Serie B

La **serie S**, particolarmente indicata per analisi di segnali transitori, misure radar e sonar, offre modelli che hanno fino a 8 ingressi analogici con campionamento simultaneo, frequenze di campionamento da 250 *kS/s* a 10 *MS/s*, risoluzioni da 12 a 16 bit ed un massimo di 24 terminali digitali di ingresso-uscita sui quali sono presenti anche 2 contatori. I modelli sono disponibili su bus PCI o PXI.

I dispositivi della **serie X**, la serie più performante su bus PCI Express 1.0x1 o PXI Express, offrono fino a 32 ingressi analogici multiplexati, 4 canali di uscita e 48 linee digitali di I/O e un massimo di quattro contatori. La risoluzione dell'ADC interno ai moduli è di 16 bit, la frequenza di origine è 100 *MHz* e quella di campionamento varia da 250 *kS/s* a 2 *MS/s* in

base al modello. Consentono di effettuare misure di tensione, frequenza, conteggio impulsi e generazione segnali.

I dispositivi della **serie M**, disponibili per PCI, PCI Express 1.0x1, PXI e USB 2.0, sono quelli a più canali basati su PC, possiedono fino a 80 ingressi analogici multiplexati, 4 uscite analogiche, 48 I/O digitali e 2 contatori. Le frequenze di campionamento vanno da 250  $kS/s$  a 1,25-1  $MS/s$ <sup>10</sup> e la risoluzione dell'ADC da 16 a 18 bit.

I dispositivi della **serie E**, introdotti nel 1985, offrono fino a 64 ingressi analogici, 2 uscite analogiche, 32 canali I/O digitali e 2 contatori. Sono presenti modelli su bus PCI, PCMCIA e PXI con frequenze di campionamento che variano tra 20  $kS/s$  e 1,25  $Ms/s$  e risoluzioni da 12 a 16 bit.

La **serie R** raccoglie dispositivi basati su FPGA, provvisti di linee digitali ingresso-uscita riconfigurabili. Tali schede hanno fino a 8 ingressi analogici con un ADC per canale, 8 uscite analogiche, 96 terminali digitali configurabili come ingressi, uscite o contatori. Le frequenze di campionamento vanno da 200  $kS/s$  a 750  $kS/s$  per ogni canale di ingresso e la risoluzione è pari a 16 bit su tutti i modelli. La logica di tali schede può essere ricablata usando un apposito modulo software di Labview per la programmazione dei *gate array*. Sono ideali per controlli a velocità elevate, in quanto è la logica combinatoria a bordo del dispositivo, configurata dall'utente tramite il diagramma a blocchi creato in LabVIEW con gli appositi widget del *Module FPGA*, a elaborare i segnali digitali, consentendo un controllo immediato sugli stessi. Sono presenti modelli su bus PCI, PCI Express 1.0x1 e PXI.

La **serie B** è la serie più economica di NI ed offre varie funzionalità: fino a 16 ingressi analogici, 2 uscite analogiche, 12 canali digitali e 2 contatori. I moduli, in base al modello, hanno risoluzioni da 12 a 16 bit e frequenze di campionamento da 10 a 200  $kS/s$ . Sono disponibili su bus USB o PCI.

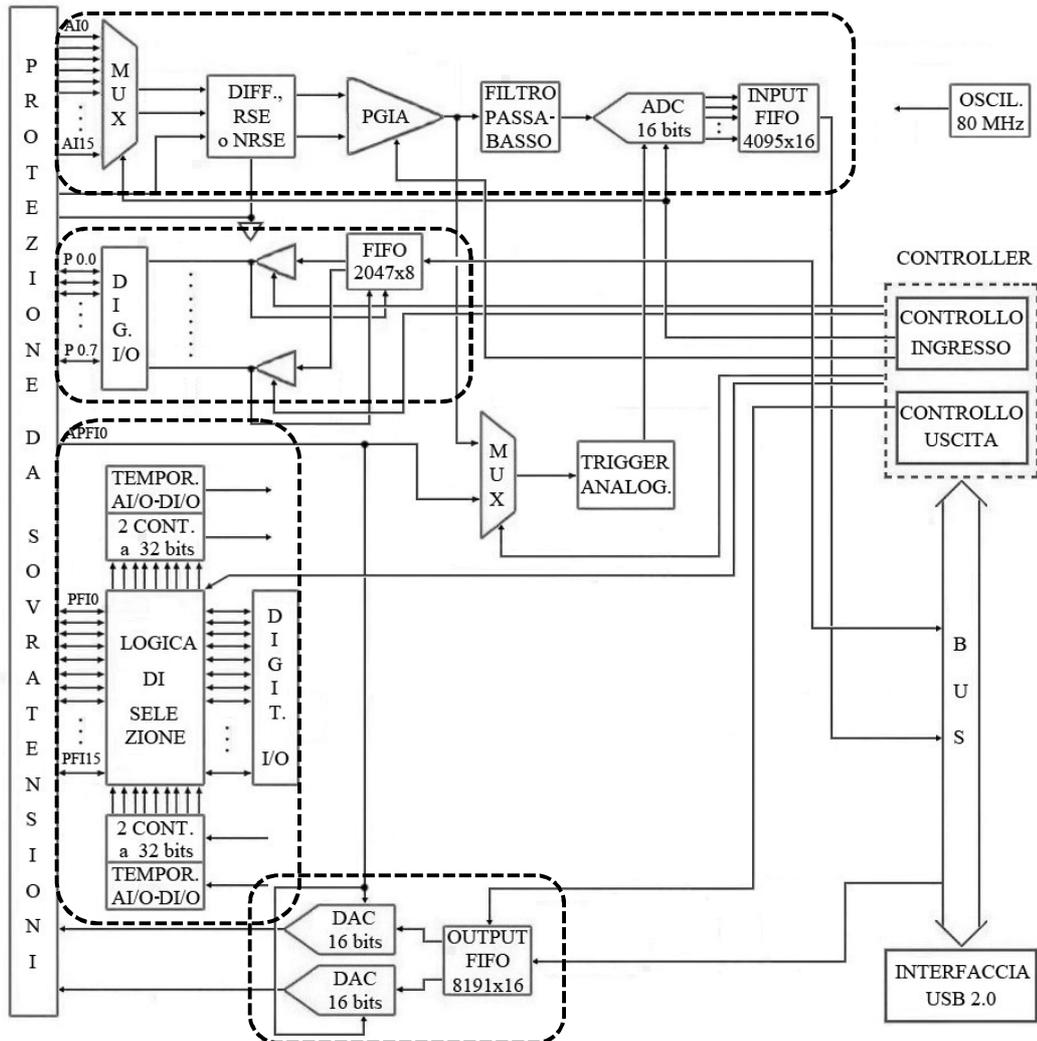
NI mette a disposizione anche un notevole supporto software per i propri prodotti tramite periodiche versioni di LabVIEW, sempre più complete e ricche di widget, operanti su Windows, Linux e Mac OS X.

I moduli di acquisizione multifunzione svolgono diverse operazioni che hanno come peculiarità il segnale in formato digitale. Anche se ne esistono di vari tipi, presentano tutti una architettura di base dove si possono riconoscere dei blocchi fondamentali: un sezione relativa all'acquisizione e

---

<sup>10</sup> Il primo valore si riferisce alla modalità singolo canale, mentre l'altro a quella multicanale.

digitalizzazione dei segnali analogici; una struttura per gestire linee digitali; una per conteggio impulsi, acquisizione e esportazione di temporizzazioni ed un blocco di generazione segnali analogici (vedi figura 4.19).



**Figura 4.19** Schema a blocchi di un modulo DAQ con interfaccia USB, dall'alto verso il basso: sezione di acquisizione ingressi analogici, unità linee digitali I/O, linee PFI e circuiti generazione uscite analogiche.

I circuiti del modulo sono protetti da sovratensioni, sottotensioni e corrente eccessiva da uno stadio posto su ingressi e uscite, per prevenire i danni al dispositivo e all'elaboratore, qualora segnali eccessivamente elevati fossero connessi alle linee.

I vari ingressi analogici AI0-AI15 vengono inizialmente selezionati da un multiplexer e poi inviati ad un blocco configurato da programma per il tipo di misura che si intende effettuare: differenziale, *Referenced Single Ended* (RSE) o *Non Referenced Single Ended* (NRSE). Il modo corretto per configurare il blocco e collegare i terminali della sorgente alla scheda dipende dalla tipologia di sorgente che abbiamo:

- Sorgenti riferite a terra
- Sorgenti floating

Per misurare segnali di sorgenti del primo caso, come ad esempio strumenti da collegare al modulo che presentano uscite non isolate, si può usare un sistema di misura riferito a terra, se il segnale ha un alto livello di tensione e i collegamenti tra sorgente e dispositivo di misura hanno bassa impedenza. In tal caso il "disturbo" generato dall'anello di terra, che può avere componenti sia continue che alternate, è accettabile e non influisce troppo sulla misura.

Nella situazione opposta è necessario usare un sistema di misura differenziale o NRSE<sup>11</sup>.

Per effettuare misure su segnali di sorgenti floating, come ad esempio batterie e termocoppie non collegate a terra, si può usare uno qualsiasi dei tre metodi (differenziale, RSE, NRSE), tuttavia nel caso di misurazione differenziale è opportuno inserire due resistori di polarizzazione su ciascun terminale della sorgente, per consentire al PGIA (*Programmable Gain Instrumentation Amplifier*) di eliminare rumore di modo comune ed assicurare il funzionamento dell'amplificatore all'interno dell'intervallo utile del medesimo. Anche nel caso NRSE si devono mettere i resistori, uno sul canale di ingresso ed uno sul terminale AI SENSE, entrambi verso la terra dello strumento. Le considerazioni descritte sono schematizzate nella tabella 4.6 a pagina successiva.

---

<sup>11</sup> In caso di misure NRSE è necessario usare un ingresso analogico ed il pin "AI SENSE".

Configurazione Ingressi Analogici DAQ	Sorgenti floating	Sorgenti riferite a terra
Differenziale		
Non Referenced Single Ended (NRSE)		
Referenced Single Ended (RSE)		

**Tabella 4.6** Possibili connessioni tra modulo DAQ e sorgenti di segnale. Si noti che l'ultima configurazione è sconsigliata nella maggior parte dei casi poiché somma la tensione spuria  $V_A - V_B$  al segnale di ingresso.

Riprendendo l'analisi di figura 4.19, il segnale viene inviato ad un amplificatore da strumentazione a guadagno programmabile, denominato PGIA. Dopo essere filtrato opportunamente per togliere rumore e repliche spettrali indesiderate, il valore di tensione viene convertito in dato binario da un ADC a 8 o più bit e inserito nella memoria FIFO a bordo del modulo in attesa di essere inviato al PC tramite il bus di comunicazione (in figura e molto utilizzato è l'USB 2.0).

Sono presenti anche varie linee, sempre identificate in figura 4.19 con P0.0-P0.7, che costituiscono dei canali configurabili singolarmente da programma come ingressi o uscite digitali e dispongono anch'essi di una memoria FIFO su scheda.

In alcuni modelli sono presenti terminali di tipo PFI, acronimo di *Programmable Function Interface* (funzione di interfaccia programmabile) che possono svolgere varie funzioni. Vengono introdotti per consentire

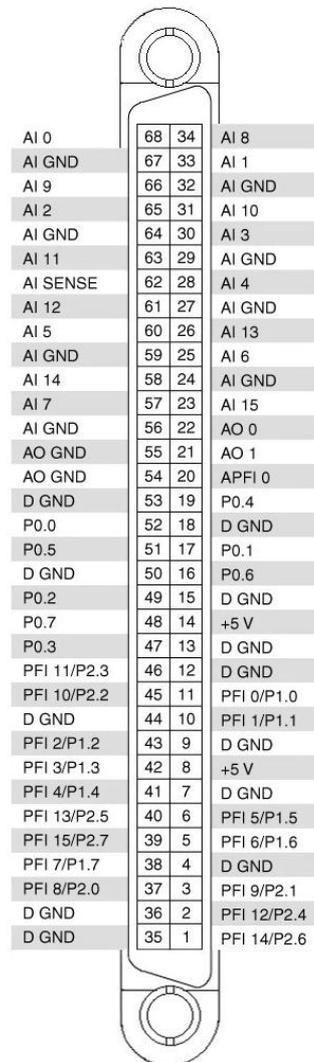
all'utilizzatore una certa flessibilità nella realizzazione del proprio sistema di misura e controllo. Possono essere utilizzati come ingressi o uscite digitali, per contare impulsi mediante contatori, oppure come sorgenti o uscite di temporizzazioni per/dai circuiti AI/O e DIG. I/O. È possibile utilizzare i contatori di tale struttura per effettuare molti tipi di misure tra le quali intervalli di tempo, frequenza, periodo, posizione e posizione angolare con encoder.

Un'altra funzionalità interessante è offerta da ulteriori pin, in genere denominati APFI (*Analog Programmable Function Interface*) che possono servire sia come ingressi per le tensioni di riferimento dei DAC di uscita, sia come ingresso di segnali analogici di trigger. Ad esempio, sempre in riferimento allo schema di figura 4.19, si potrebbe usare la funzione di trigger analogico del pin APFI0 per iniziare l'acquisizione dai canali AIO ad AI15 nel momento in cui un segnale su APFI0 oltrepassa un determinato valore di soglia.

Le schede DAQ multifunzione offrono anche la possibilità di generare segnali analogici: i dati provenienti dall'elaboratore, inviati a "pacchetti" sull'USB, vengono inseriti in una memoria FIFO condivisa tra i canali di uscita e gestita dal controller del modulo. Successivamente i campioni binari vengono trasformati in segnali analogici con frequenza di generazione stabilita dall'utente.

Tutto il processo di scrittura e lettura dati sul modulo è in funzione del bus adottato sulla specifica scheda, molto diffuso è il tipo USB.

Nell'immagine a pagina successiva possiamo osservare il connettore SCSI [16] con mostrate le corrispondenze con i terminali di riferimento.



**Figura 4.20** Pinout del connettore frontale SCSI (68 pin) (Courtesy of National Instruments).

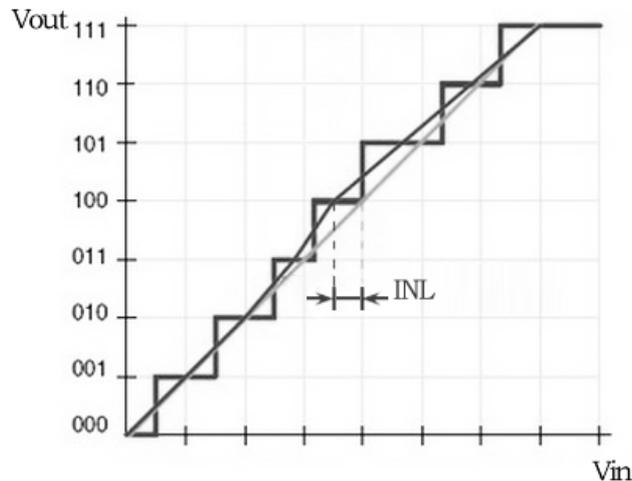
#### 4.7 Incertezza e MAX

Volendo focalizzare la nostra attenzione sul dispositivo fondamentale della catena di acquisizione dati, possiamo affermare che i moduli DAQ sono soggetti a variare i loro parametri caratteristici in funzione di variazioni di temperatura, dell'invecchiamento, degli accoppiamenti elettro-

magnetici e di altri fenomeni. I parametri che maggiormente contribuiscono all'alterazione del valore presente all'ingresso sono:

- Tensione di offset e sua deriva in temperatura;
- Guadagno dell'amplificatore da strumentazione e sua deriva in temperatura;
- Stabilità a lungo termine e deriva in temperatura del riferimento interno per la calibrazione automatica del modulo;
- Stabilità a lungo termine e deriva in temperatura del riferimento esterno per la calibrazione automatica del modulo;
- La non linearità integrale (**INL**);
- La non linearità differenziale (**DNL**);
- Il rumore;
- Il **cross-talk**;
- Il tempo di assestamento dell'amplificatore da strumentazione;
- Il **jitter** di apertura;
- L'errore di quantizzazione dell'ADC.

Il parametro **DNL** rappresenta la media delle differenze di ampiezza dei gradini reali da quelli ideali (1 LSB); **INL** è la massima deviazione, a meno di offset e guadagno, tra l'uscita reale e ideale dell'ADC (vedi grafico seguente):



**Figura 4.21** Grafico con: curva a gradini rappresentante la caratteristica reale di un ADC a 3 bits; retta continua che interpola tale caratteristica (attraversa i punti medi di ciascun gradino); retta relativa alla caratteristica ideale.

Il **jitter** di apertura costituisce un'incertezza sull'istante di campionamento dovuto a piccole variazioni di frequenza e fase del segnale di clock mentre il **cross-talk** è un fenomeno elettrico per il quale un segnale presente su un canale induce disturbi su canali adiacenti a causa di accoppiamenti parassiti di natura capacitiva, induttiva o resistiva tra le linee.

I termini elencati possono essere tenuti in debita considerazione sviluppando un modello che li relazioni con la grandezza di uscita, nel caso specifico, la tensione misurata dal modulo.

Le aziende costruttrici forniscono alcune relazioni per stimare in maniera deterministica l'accuratezza con la quale il proprio modulo effettua le misure e genera i segnali dalle proprie uscite; l'espressione comunemente adottata per valutarla in fase di acquisizione è:

$$Accuracy = \pm (reading \cdot k_{e1} + range \cdot k_{e2} + u_r) \quad (4.47)$$

dove:

$$k_{e1} = k_{e1} residual + A + B \quad (4.48)$$

$$k_{e2} = k_{e2} residual + k_{eINL} + C \quad (4.49)$$

$$u_r = \frac{random\ noise\ (V_{rms})}{\sqrt{100}} \cdot 3 \quad (4.50)$$

$$A = k_{Dguad} (\Delta T \text{ da ultima calibrazione interna}) \quad (4.51)$$

$$B = k_{Drif} (\Delta T \text{ da ultima calibrazione esterna}) \quad (4.52)$$

$$C = k_{Doff} (\Delta T \text{ da ultima calibrazione interna}) \quad (4.53)$$

e si è indicato con:

$k_{e1}$  = costante di errore di guadagno

$k_{e2}$  = costante di errore di offset

$k_{eINL}$  = costante di errore INL

$k_{Dguad}$  = coefficiente di deriva termica del guadagno

$k_{Drif}$  = coefficiente di deriva termica di riferimento

$k_{Doff}$  = coefficiente di deriva termica dell'offset

dove  $\Delta T$  rappresenta la differenza tra temperatura di calibrazione e di utilizzo,  $ke_1 residual$  e  $ke_2 residual$  sono errori residui, rispettivamente sul guadagno e sull'offset, dipendenti solo dalla portata impiegata.

L'incertezza di rumore data dalla (4.50) è dedotta dal prodotto della deviazione standard per un fattore di copertura pari a 3<sup>12</sup>; il rumore casuale viene quantificato dalle varie aziende per ogni tipo di modulo e per ogni portata dello stesso.

Per un'applicazione pratica di quanto esposto, si consideri la soluzione dell'esercizio 2 del presente capitolo, in cui ci si è avvalsi anche delle tabelle 7.6 fornite in appendice e relative al modulo USB-6251 di NI, per valutare l'accuratezza di acquisizione. I valori tabulati riportano i termini e i coefficienti delle principali fonti di incertezza per ogni portata del dispositivo di acquisizione.

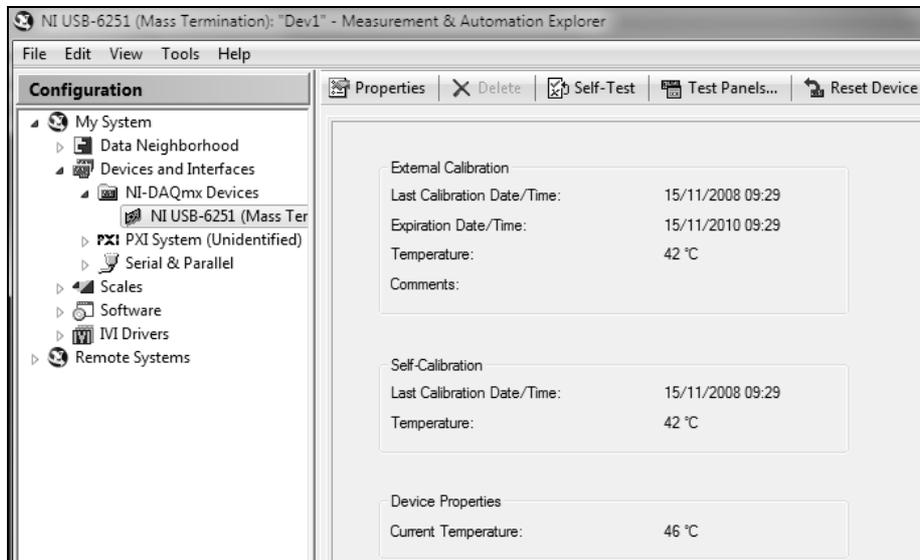
La periodica procedura di calibrazione può essere realizzata mediante sorgente interna ed esterna. Con quella interna, il dispositivo assume una propria sorgente di tensione come riferimento e, tramite un software in dotazione al dispositivo, viene generato un polinomio di ordine elevato per correggere l'errore introdotto dall'offset, dal guadagno del PGIA e da INL.

La calibrazione esterna si rende necessaria ogni 2 anni poiché anche le sorgenti interne alla scheda sono affette da invecchiamento, pertanto non affidabili a lungo termine. Per eseguire tale calibrazione è necessario avere un riferimento di tensione, continua e stabile, da collegare agli ingressi del dispositivo.

Ad esempio, i moduli prodotti da National Instruments usano *MAX* (Measurement and Automation eXplorer) o apposito widget di LabVIEW per effettuare la procedura di calibrazione. *MAX* è indispensabile in molte altre utili applicazioni, soprattutto nei menu *Test Panels*, che lasciamo alla curiosità e all'interesse del lettore. Nell'immagine seguente si può osservare i report di *MAX* della calibrazione del modulo National Instruments in nostro possesso:

---

<sup>12</sup> Come abbiamo visto in tabella 2.1, nel caso di distribuzione normale si ottiene un livello di confidenza di 99.73 %.



**Figura 4.22** Visualizzazione in MAX del report di calibrazione.

#### 4.8 LabVIEW nell'ottica di GUI personalizzate

LabVIEW [11], *Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench*, è un ambiente di sviluppo creato da *National Instruments* basato su un linguaggio di programmazione grafico.

Il software presenta due finestre alternabili tramite la pressione dei tasti CTRL+E: una finestra, chiamata *Block Diagram*, utile per la definizione di strutture dati ed algoritmi tramite icone e altri oggetti grafici; una finestra denominata *Front Panel* dove si possono inserire controlli ed indicatori realizzando il pannello frontale dello strumento virtuale. Tale linguaggio viene definito a *flusso di dati* perché la sequenza di esecuzione viene definita attraverso fili monodirezionali che collegano vari blocchi. Considerato che i dati possono anche scorrere attraverso i blocchi in strutture parallele, il linguaggio realizza il multithreading senza bisogno di chiara gestione da parte del programmatore. La programmazione risulta quindi intuitiva, perché basata su diagrammi di flusso, e semplificata, grazie alla varietà di blocchi messi a disposizione del programmatore.

I programmi in LabVIEW sono chiamati strumenti virtuali o *Virtual Instrument* (VI) perché nell'aspetto e nel funzionamento sono simili a strumenti fisici, come oscilloscopi e multimetri. I VI constano di tre componenti principali:

- Il *Front Panel*
- Il *Block Diagram*
- Il riquadro connettori

Il **Front Panel**, che costituisce l'interfaccia utente, viene realizzato con numerosi controlli, cioè i terminali di ingresso, ed indicatori, ovvero i terminali d'uscita. I controlli possono essere tabelle, manopole, matrici, pulsanti, potenziometri e apparati simili; riproducono i dispositivi d'ingresso degli strumenti e inviano i dati allo schema a blocchi del VI. Gli indicatori sono grafici, tabelle, led e termometri; riproducono i dispositivi d'uscita degli strumenti e visualizzano i dati acquisiti o generati.

Nel **Block Diagram** viene realizzato il diagramma di flusso che rappresenta il codice sorgente. Gli oggetti di controllo e gli indicatori del pannello frontale appaiono come terminali di ingresso o uscita nello schema a blocchi. Tra gli oggetti figurano:

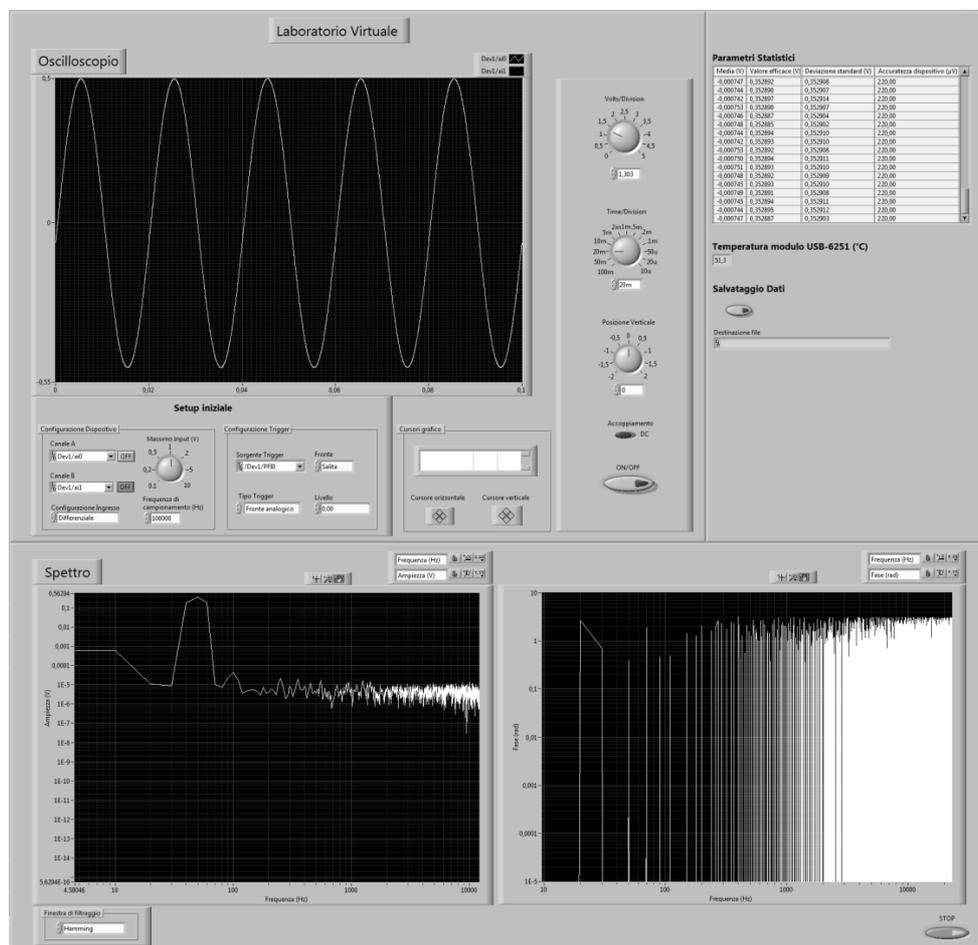
- terminali
- funzioni
- costanti
- strutture
- chiamate ad altri VI (subVI)
- fili di collegamento
- commenti testuali

Le funzioni, anch'esse dei VI, possono avere un numero indeterminato di ingressi e di uscite. Sono presenti in forma grafica tutte le strutture tipiche del linguaggio C, ad esempio il ciclo *for* è raffigurato da un contenitore quadrato che ripete *N* volte la parte di schema a blocchi che si trova al suo interno: il numero di iterazioni da effettuare viene stabilito collegando una costante o un controllo di tipo intero a *N*; l'icona *i*, se collegata ad un indicatore, mostra il numero dell'*i*-esimo ciclo che si sta eseguendo. I fili di collegamento possono trasportare dati di vario tipo, anche *bundle* (aggregati) definiti dal programmatore. Dati di tipo diverso sono identificati da fili di colore diverso: gli interi procedono su fili blu, le stringhe su fili rosa, i dati booleani su fili verdi e i float su fili color arancio.

E' possibile fare anche il *debug* dello schema a blocchi tramite il comando *Highlight Execution*, in tal modo viene visualizzata un'animazione del movimento dei dati lungo i fili e il loro valore momentaneo.

Il **riquadro connettori**, situato in alto a destra del pannello frontale, serve per stabilire l'aspetto del VI e le sue funzionalità. L'immagine dell'icona può essere modificata ma soprattutto, premendo il tasto destro del mouse sulla stessa e scegliendo l'opzione *Show connector*, si possono associare controlli agli ingressi dell'icona e indicatori alle uscite della stessa.

Per la gestione del modulo è possibile realizzare un applicativo personalizzato con LabVIEW 2010. La realizzazione di applicativi personalizzati è fondamentale per risolvere problemi specifici; in questo caso legati all'analisi dei segnali, alla loro visualizzazione e memorizzazione. Nella figura seguente possiamo notare un pannello frontale di uno degli applicativi realizzati nel nostro laboratorio:

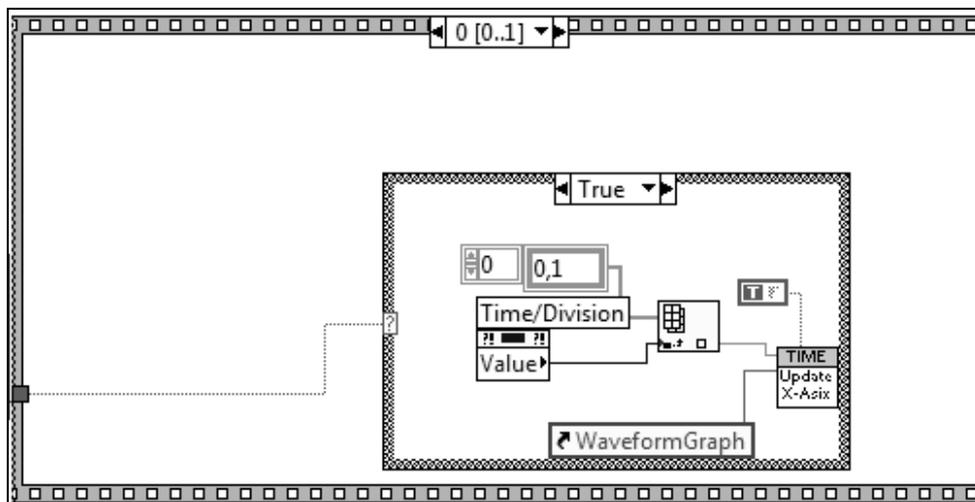


**Figura 4.23** Pannello frontale del software realizzato in LabVIEW 2010.

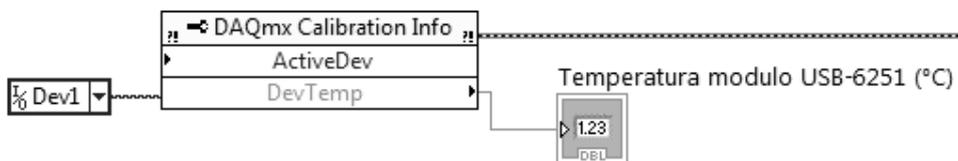
Nell'immagine si può osservare la parte relativa alla visualizzazione del segnale nel dominio del tempo, con tutte le funzionalità dell'oscilloscopio, tra cui: trigger APFI, accoppiamento diretto o in alternata; manopole time/division e volts/division; offset e cursori. In alto a destra si è introdotta la sezione relativa all'analisi statistica dei dati: media, valore efficace, deviazione standard, incertezza ed accuratezza dispositivo. Sotto è riportata la temperatura del modulo e la funzione di salvataggio dati.

In basso è presente la sezione di visualizzazione nel dominio della frequenza del segnale, con grafici di modulo e fase, e funzione di selezione della finestra di filtraggio.

In figura 4.24 si possono notare alcune strutture usate nel diagramma a blocchi:



A



B

**Figura 4.24** A) Struttura *sequence* con all'interno *switch-case* per l'aggiornamento della traccia dell'oscilloscopio, B) blocco per il controllo della temperatura del modulo di acquisizione.

#### 4.9 Esercizi relativi al capitolo 4

1. Si ricavi, partendo dal circuito elettrico, l'espressione (4.23)
2. Si è stabilito di fare acquisizioni di tensione ai capi di un resistore per effettuare una misura indiretta di potenza. I dati prelevati con il modulo, di cui si conosce il numero di osservazioni 2 525 001, valore atteso 3.929 130 V e  $\sigma$  di 540  $\mu V$ , siano usati per fare una stima della potenza dissipata sul resistore con il metodo probabilistico di propagazione delle incertezze (GUM) e mediante simulazione MCM, per fare successivamente un confronto tra i risultati ottenuti. I valori relativi alla tensione sono stati acquisiti nelle seguenti condizioni:
  - frequenza di campionamento del modulo 50 kHz
  - range [-5÷5] V
  - temperatura dell'ASIC<sup>13</sup> del modulo compresa tra 41°C e 43°C, corrispondente a circa 50 secondi di acquisizione

Il resistore impiegato, di valore nominale dedotto dal codice dei colori di 120 k $\Omega$  e tolleranza 5%, è stato sottoposto a varie misure: il valore letto dal multimetro, in configurazione a due morsetti, si è assestato su 119.006 k $\Omega$ . L'accuratezza è:

$$Accuracy = \pm(0.010 \% \text{ reading} + 0.001 \% \text{ range})$$

$$range = 1M\Omega$$

Ci si avvalga inoltre dell'espressione (4.47) e dei valori riportati in appendice 7.6.

3. Si voglia valutare la distanza tra due oggetti all'interno di un fluido con un sistema ad ultrasuoni con la misura del tempo di volo. Si consideri la velocità del suono nel fluido in questione pari a  $v = (550 \pm 1) \text{ m/s}$  e si siano misurati i seguenti tempi di volo:  $t_1=205 \text{ ms}$ ,  $t_2=195 \text{ ms}$ ,  $t_3=200 \text{ ms}$ ,  $t_4=197 \text{ ms}$ ,  $t_5=203 \text{ ms}$ . Si consideri inoltre un'ulteriore causa di incertezza legata all'invecchiamento del sensore che incide per l'1% sulla misura in questione.

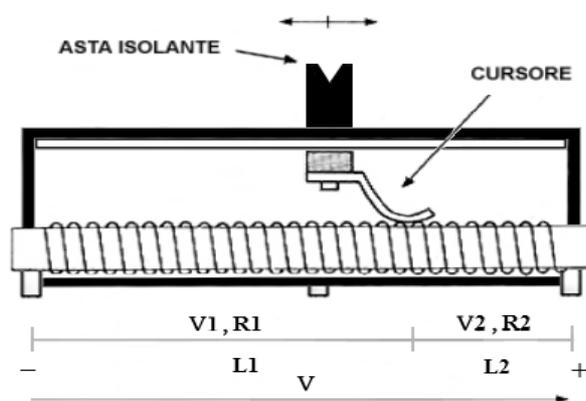
---

<sup>13</sup> E' l'acronimo di *Application Specific Integrated Circuit*, cioè circuito integrato per applicazione specifica, nel nostro caso ci riferiamo al circuito integrato progettato e sviluppato da NI sede dei blocchi necessari per l'acquisizione e conversione del segnale in ingresso.

4. Determinare l'incertezza del rapporto di attenuazione  $K$  ottenuto con un partitore di tensione formato da due resistori  $R_1 = 9900 \Omega \pm 1\%$  ed  $R_2 = 100 \Omega \pm 1\%$  connessi in serie dove l'uscita del partitore è presa ai capi del resistore  $R_2$ . Determinare l'incertezza anche nel caso di  $R_1 = 100 \Omega \pm 1\%$  ed  $R_2 = 9900 \Omega \pm 1\%$ .
5. Si determini l'espressione, al secondo ordine, della caratteristica per un RTD (Pt100) nel campo di temperature  $(0-100)^\circ\text{C}$ , noti i seguenti valori di resistenza, ottenuti con un multimetro di cui trascuriamo l'accuratezza:
  - a  $0^\circ\text{C}$  si misura  $100 \Omega$
  - a  $50^\circ\text{C}$  si misura  $220.3 \Omega$
  - a  $100^\circ\text{C}$  si misura  $237.8 \Omega$
6. Si ricavi l'espressione (4.45) a partire dalla configurazione estensimetrica a ponte intero e dalle considerazioni fatte nel relativo paragrafo.
7. Misurate, con un sensore a termocoppia ideale ( $b=0$ ) che andrà disegnato, il valore efficace della tensione in uscita al giunto freddo, ottenendo i seguenti valori di lettura delle differenze di temperatura tra giunto caldo e giunto freddo  $\Delta T$  ( $^\circ\text{C}$ ): 101, 98, 104, 103, 99. Se per la coppia bimetallica utilizzata stimate il coefficiente di sensibilità pari a  $(a=45 \pm 5) \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ , quale sarà la misura di detta tensione? Inoltre che problemi sarete preparati ad affrontare nel caso reale?
8. Determinare il valore e l'incertezza di un resistore ottenuto dalla serie di 2 resistori da  $1 \text{ M}\Omega$ . Quale sarebbero stati invece il valore e l'incertezza sul parallelo dei due resistori? E infine quale il valore e l'incertezza del rapporto di attenuazione  $K$  ottenuto con un partitore di tensione costruito utilizzando le due resistenze? Si ipotizzi di utilizzare dei resistori con accuratezza non inferiore all'1%.
9. Mediante un multimetro numerico si esegue una lettura della resistenza  $R$  di un termistore con valore di resistenza che dipende dalla temperatura secondo la relazione  $R=R_0[1+\alpha(T-T_0)]$  con  $R_0=100 \Omega \pm 1\%$ ,  $\alpha = 0.05 \text{ }^\circ\text{C}^{-1} \pm 2\%$  e  $T_0=0^\circ\text{C}$  (costante definita senza incertezza). Sapendo che mediante un termometro digitale con risoluzione di  $1 \text{ }^\circ\text{C}$  si è misurata una temperatura ambiente di  $20 \text{ }^\circ\text{C}$  si calcoli il valore di  $R$ , la sua incertezza assoluta e relativa. Si indichi inoltre quale fra i contributi di incertezza di misura

contribuisce maggiormente alla determinazione dell'incertezza calcolata e si proponga una soluzione per ridurla.

10. Dopo aver chiarito il funzionamento del sensore mostrato in figura, indicando le principali caratteristiche metrologiche anche nel caso reale, valutare la tensione  $V_1$  se l'alimentazione è pari a  $(1.500 \pm 0.001) V$ , il cursore del potenziometro fornisce una lettura di  $3.1 \text{ cm}$  e il fondo scala di  $10 \text{ cm}$ . Cosa sono e come vanno valutate eventuali componenti "soggettive di incertezza" come errori di lettura e di parallasse?



11. Per una termocoppia rame-costantana vale  $\alpha = 45 \mu V / ^\circ C$ . Siano date inoltre le seguenti 10 letture:

	$T_1 (^\circ C)$	$T_2 (^\circ C)$
1	25.6	320.1
2	25.4	319.9
3	25.5	320.3
4	25.4	320.2
5	25.6	320.5

Determinare l'incertezza estesa nella misura di  $V_u$  ponendo  $k = 1$ . (**Suggerimento:** E' possibile risolvere l'esercizio in 2 modi, sia costruendo un'ulteriore colonna che mostri la differenza delle temperature tra giunto caldo e giunto freddo, sia misurando indirettamente la tensione in uscita in funzione delle due temperature distinte. Provare a risolvere l'esercizio in entrambi i modi valutando e commentando eventuali soluzioni differenti tra loro).

12. Si voglia valutare l'incertezza nella misura indiretta di resistività o di resistenza adottando uno dei due modelli di riferimento per i sensori ad effetto termoresistivo visti al capitolo 4 (PTC o NTC), se si hanno le 10 letture di temperatura in °C: 51.8, 52.0, 52.3, 52.2, 51.9, 52.0, 52.1, 51.9, 52.0, 52.2.
13. Supponiamo di aver misurato la temperatura di un gas all'interno di un condotto mediante l'utilizzo di una termocoppia ferro-costantana e di aver riportato i seguenti risultati, dove nella prima colonna sono riportate le temperature al giunto caldo mentre nella seconda è riportata la differenza di potenziale al giunto freddo:

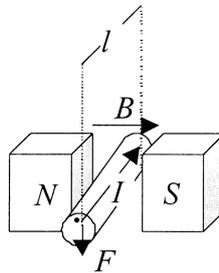
°C	mV
-20	-0.995
-10	-0.501
0	0.000
10	0.507
20	1.019
30	1.537

Dopo aver illustrato il funzionamento di tale sensore e il suo utilizzo per questo tipo di misura, chiarire le principali caratteristiche metrologiche. Determinare inoltre la sensibilità di tale dispositivo sapendo che la temperatura al giunto freddo è pari a 0 °C.

14. Dopo aver confrontato pregi, difetti e caratteristiche metrologiche nell'utilizzo di un sensore a termoresistore oppure di uno a termocoppia per la misura di temperatura, risolvere gli esercizi seguenti:
- Termocoppia con coefficiente *Seebeck* pari a  $\alpha = 58 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$  e tensione al giunto freddo  $V_{out}$  pari a 23mV; temperatura al giunto freddo  $T_{ref}$  mantenuta a 22°C. Qual è la temperatura misurata al giunto caldo  $T_{GC}$ ? Termoresistore *Pt100* con coefficiente  $\alpha = 0.00392 \Omega/\Omega/^\circ\text{C}$  e con una resistenza nominale ( $R_0$ ) pari a 100  $\Omega$  (a 0°C). Calcolare la sua resistenza a 460 °C e a quale temperatura presenta una resistenza di 133.5  $\Omega$ ? Come valutare l'incertezza se quella su  $R_0$  è dello 0.1%?
15. Sia dato lo schema costruttivo del sensore mostrato in figura seguente e conoscendo il modello  $F = BII$  dove:

- $F [N]$ : forza meccanica generata
- $B [T]$ : campo magnetico ( $0.5 T$ , incertezza trascurabile)
- $l [m]$ : lunghezza del conduttore ( $1 cm$ , incertezza trascurabile)
- $I [A]$ : intensità di corrente

Dopo aver spiegato il funzionamento di tale sensore chiarire sensibilità, comportamento energetico e linearità. Se mediante un amperometro con accuratezza del 2.5% e si rilevano le seguenti 7 letture in ampere:  $3.04 - 2.97 - 3.00 - 2.98 - 3.03 - 2.98 - 3.00$  - determinare la forza a cui è sottoposto il conduttore.



16. Con un termometro sono state rilevate le seguenti 10 letture di temperatura:  
 $T_1=25.2\text{ }^\circ\text{C} - T_2=25.1\text{ }^\circ\text{C} - T_3=25.8\text{ }^\circ\text{C} - T_4=25.5\text{ }^\circ\text{C} - T_5=24.6\text{ }^\circ\text{C}$   
 $T_6=25.9\text{ }^\circ\text{C} - T_7=24.8\text{ }^\circ\text{C} - T_8=25.1\text{ }^\circ\text{C} - T_9=24.9\text{ }^\circ\text{C} - T_{10}=24.8\text{ }^\circ\text{C}$   
 Sia  $R=R_0 e^{k(1/T)}$  il modello che lega la variazione di resistenza alla variazione di temperatura in un sensore (termistore) con  $k=I$  costante dimensionale ed  $R_0=840\ \Omega \pm 1\%$ . Trovare la misura di  $R$ . Inoltre descrivere e caratterizzare metrologicamente tale sensore.
17. Si hanno due resistori campioni con resistenze nominali di  $(1000 \pm 0.1)\ \Omega$ . Trovare valor medio e incertezza della loro serie, del loro parallelo e del rapporto di attenuazione che si realizza con tali resistenze (partitore di tensione) quando in ingresso abbiamo una tensione nota.
18. Nella misura della resistenza nominale  $R_N$  di un sensore ad effetto termoresistivo si utilizzano due multimetri numerici entrambi a tre cifre e mezza e con fondo scala pari a  $199.9\ \Omega$  e le cui accuratezze possono esprimersi nel modo seguente:

$$a_1 = \pm(0.05\% \text{ reading} + 1 \text{ count}) \quad a \ 25^\circ\text{C}$$

$$a_2 = \pm(0.05\% \text{ reading} + 0.03\% \text{ full scale}) \quad a \ 25^\circ\text{C}$$

Entrambi mostrano una lettura di  $100.0 \Omega$  alla temperatura di riferimento di  $25^\circ\text{C}$ . Dopo aver valutato quale dei due strumenti è il più accurato, utilizzarlo per la misura della resistenza  $R_T$  del sensore ad una temperatura di  $T=450^\circ\text{C}$  sapendo che il modello del sensore utilizzato è  $R_T = R_N(1+aT)$  dove  $a = 0.00392^\circ\text{C}^{-1}$ . A quale temperatura si raggiunge una resistenza di  $142.6 \Omega$ ? Descrivere inoltre in modo teorico il funzionamento e le principali caratteristiche metrologiche di tale dispositivo.

19. Assumiamo una termocoppia in cui il coefficiente che regola l'effetto *Seebeck* sia pari a  $58.5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$  e presenti un'uscita di  $(24 \pm 1) \text{ mV}$  quando il giunto di riferimento (freddo) è tenuto a temperatura ambiente ( $21 \pm 1^\circ\text{C}$ ). Qual è la temperatura a cui si trova il giunto caldo? Descrivere brevemente l'effetto in questione e le caratteristiche metrologiche di tale sensore.
20. Dopo aver descritto con lo schema elettrico e costruttivo il funzionamento di un sensore potenziometrico e chiarito le sue più importanti caratteristiche metrologiche quali, ad esempio, linearità, risoluzione, effetto di carico, rumore, fattori ambientali e comportamento energetico, supponete che un potenziometro lineare abbia un range di misura di  $10 \text{ cm}$  con resistenza a fondo scala pari a  $R = (10000 \pm 1) \Omega$ . Se per misurare la variazione di resistenza corrispondente ad un certo spostamento utilizzate un multimetro numerico che vi fornisce una lettura pari a  $r = 2.998 \text{ k}\Omega$  con accuratezza pari a  $1 \text{ count}$ , trovare la misura di tale spostamento.
21. Per estendere superiormente il campo dei valori massimi di resistenza misurabili con un multimetro numerico si ponga in parallelo alla resistenza incognita  $R_X$  una resistenza nota  $R_N = (998 \pm 1) \Omega$ . Se il risultato della misura di tale parallelo è pari a  $R_M = (997 \pm 1) \Omega$  quale sarà la misura di  $R_X$ ?