

Misure di temperatura

Premessa

I trasduttori più comunemente impiegati per eseguire misure di temperatura sono le termocoppie, le resistenze variabili con la temperatura (RTD, *Resistance Temperature Detector*), i termistori e i sensori integrati monolitici (*IC sensors*).

Nel seguito verranno esaminati il principio di funzionamento di ciascuno di essi e gli usuali sistemi di condizionamento del segnale; inoltre daremo alcune indicazioni sui dispositivi commerciali disponibili, con i loro campi di funzionamento e alcune specifiche.

1 - Le termocoppie

Effetto Seebeck

Le termocoppie sono trasduttori attivi, in quanto generano una tensione per effetto termoelettrico. Le termocoppie sono realizzate tramite la giunzione di metalli diversi.

Sperimentalmente si osserva che in un circuito formato da due metalli diversi *A* e *B* le cui giunzioni si trovano a temperature diverse T_1 e T_2 si instaura la circolazione di una corrente *I* (Fig.1.1).

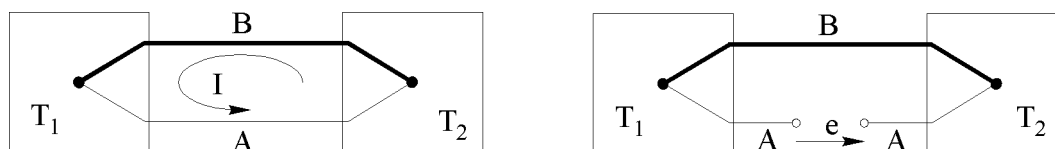


Fig.1.1 - Schema per una termocoppia.

Se il circuito viene aperto, si manifesta ai suoi capi una differenza di potenziale e che dipende dalla differenza di temperatura delle giunzioni, attraverso un coefficiente di proporzionalità, detto coefficiente di *Seebeck*:

$$e = S_{AB}(T_1 - T_2) \quad (1.1)$$

Il coefficiente di Seebeck S_{AB} dipende dai due metalli e, in realtà, non è costante ma risulta a sua volta funzione della temperatura (per gli scopi pratici, la caratteristica di una termocoppia viene opportunamente linearizzata).

Misura della tensione di una termocoppia

Per misurare la tensione prodotta da una termocoppia faremo uso di un voltmetro ad alta impedenza, come rappresentato nello schema della Fig.1.2A. Nella figura osserviamo che la termocoppia (*A-B*) ha una giunzione J_x alla temperatura incognita T_x mentre l'altra giunzione

J_{ref} si trova alla temperatura di riferimento T_{ref} . La tensione ai terminali della termocoppia sarà dunque: $e = S_{AB}(T_x - T_{ref})$ e la misureremo portando i terminali del metallo A sulle boccole di ingresso (Hi e Lo) del voltmetro. Poiché, le boccole e i circuiti interni dello strumento sono realizzati in rame si formeranno in ingresso allo strumento due nuove giunzioni J_{Hi} e J_{Lo} , di tipo $Cu-A$, necessarie ma indesiderate, che potrebbero introdurre tensioni spurie.

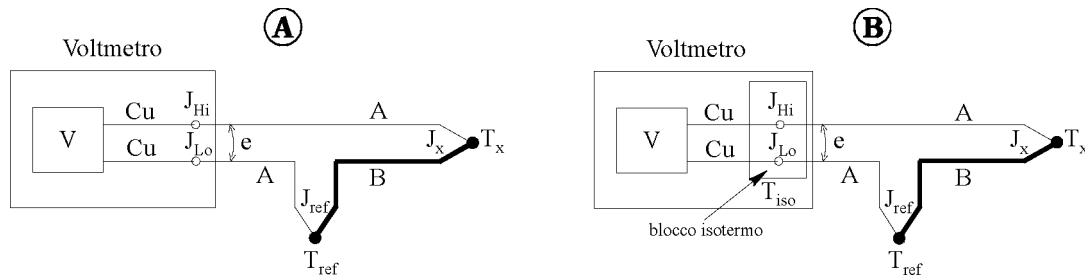


Fig.1.2 - Misura della tensione termoelettrica.

Con riferimento a questo aspetto, vale la seguente regola empirica:

Legge dei metalli intermedi

Inserendo nel circuito della termocoppia ($A-B$) un terzo metallo (il rame Cu , nel circuito di Fig.1.2A), se le due nuove giunzioni ($Cu-A$) si trovano entrambe alla stessa temperatura, allora la tensione totale e della termocoppia rimane invariata, essendo i due contributi in tensione uguali ed opposti. Tale proprietà consente di inserire il voltmetro nel circuito della termocoppia, senza modificarne le condizioni.

Uno schema che traduce in pratica quanto detto può essere visto in Fig.1.2B, dove è stato realizzato il blocco isoterma che racchiude le due giunzioni (J_{Hi} e J_{Lo}) alla temperatura T_{iso} .

Il blocco isoterma

Lo schema di misura riportato in Fig.1.2 fornisce un'indicazione della temperatura incognita T_x riferita alla temperatura T_{ref} . Se volessimo riferire rispetto allo zero ($0^\circ C$) le temperature misurate, si dovrebbe immergere la giunzione di riferimento a T_{ref} in un recipiente contenente il ghiaccio fondente. Ma ciò non è pratico e si adottano tecniche di compensazione del giunto freddo. Prima si discutere queste tecniche, osserviamo che il blocco isoterma sui morsetti in ingresso al voltmetro si trova normalmente alla temperatura ambiente ($T_{iso} = T_a$).

Dunque, se portiamo anche la giunzione di riferimento J_{ref} sul blocco isoterma (vedi Fig.1.3A), allora la temperatura incognita T_x risulta riferita alla temperatura $T_{iso} = T_a = T_{ref}$.

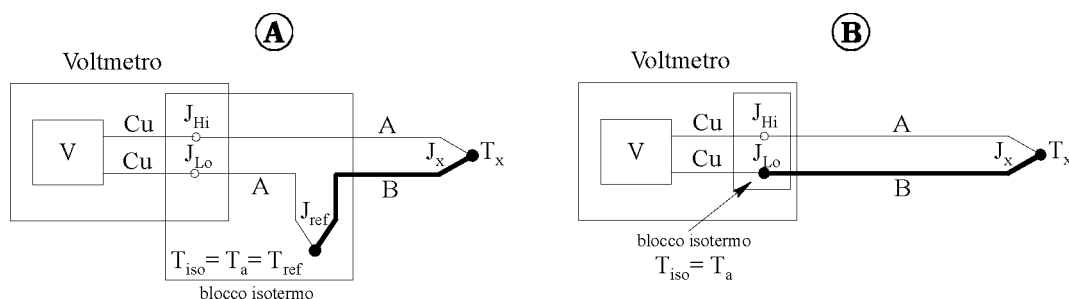


Fig.1.3 - Schema per il blocco isoterma.

D'altra parte, ci troviamo nella situazione in cui sia la giunzione J_{Lo} ($Cu-A$) sia la giunzione

$J_{ref} (A-B)$ si trovano alla stessa temperatura. In queste condizioni, il loro contributo complessivo in tensione (per estensione della legge empirica dei metalli intermedi) risulta pari a quello della giunzione $(Cu-B)$ alla temperatura $T_{iso} = T_a$.
 Conseguenza che il circuito di Fig.1.3A è equivalente a quello di Fig.1.3B.

La compensazione del giunto freddo

Rimane da discutere la possibilità di fare le misure riferite allo zero (0°C).

Si è detto che l'indicazione in tensione della termocoppia è proporzionale a una differenza di temperatura e, per avere indicazioni di temperatura riferite allo zero, bisognerebbe che il giunto freddo fosse alla temperatura del ghiaccio fondente (0°C).

Abbiamo anche detto che si può ottenere un risultato equivalente impiegando le tecniche di compensazione del giunto freddo, assai più pratiche.

Queste tecniche di compensazione si basano su un'altra regola empirica:

Legge delle temperature intermedie

Si consideri una termocoppia $(A-B)$, che sviluppa la tensione e_{12} quando le giunzioni si trovano alle temperature T_1 e T_2 mentre sviluppa la tensione e_{23} quando le giunzioni si trovano alle temperature T_2 e T_3 . Allora, quando le due giunzioni si trovano alle temperature T_1 e T_3 la tensione misurata risulta $e_{13} = e_{12} + e_{23}$.

A rigore, tale regola vale solo se, nel campo delle variazioni di interesse per le temperature, si può ritenere costante il coefficiente di Seebeck S_{AB} .

In tale ipotesi, risulta allora possibile fare misure di temperatura riferite allo zero, anche se la giunzione fredda si trova alla temperatura ambiente T_a .

La compensazione può essere realizzata sia con tecniche hardware che software.

Compensazione hardware

Esistono molti tipi di circuiti che possono essere impiegati per realizzare la compensazione hardware del giunto freddo. Uno molto semplice è quello riportato in Fig.1.4A, che fa uso di uno schema a ponte. Il ponte è costituito da una tensione di alimentazione E , da tre resistenze uguali di valore R e da una resistenza di compensazione R_t che varia con la temperatura del blocco isoterma $T_{iso} = T_a$.

Il ponte introduce nel circuito di misura una tensione di compensazione e_c che dipende dalle condizioni di squilibrio prodotte dalla resistenza R_t .

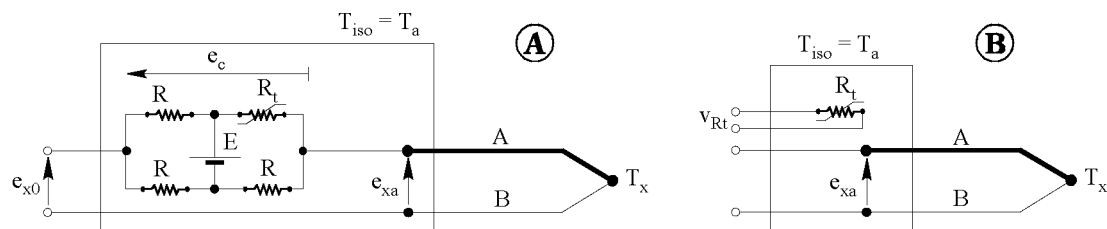


Fig.1.4- Compensazione della giunzione fredda: A) hardware; B) software.

La tensione della termocoppia alla temperatura ambiente T_a risulta: $e_{xa} = S_{AB} [T_x - T_a]$.

Se facciamo in modo che la tensione di compensazione sia: $e_c = S_{AB} [T_a - 0^\circ\text{C}]$, allora la tensione totale a vuoto del sistema risulta:

$$e_{x0} = e_{xa} + e_c = S_{AB} [T_x - T_a] + S_{AB} [T_a - 0^\circ\text{C}] = S_{AB} [T_x - 0^\circ\text{C}] \quad (1.2)$$

In tal modo la tensione e_{x0} totale corrisponde alla temperatura T_x riferita allo zero (0°C).

La resistenza di compensazione R_t (Fig.1.4A) è variabile con la temperatura ambiente T_a e pertanto il circuito può provvedere a compensare automaticamente anche le variazioni della temperatura ambiente. La resistenza R_t è a sua volta un sensore di temperatura, che può essere realizzato impiegando, per esempio, un termistore oppure un sensore integrato monolitico.

Questi sensori saranno esaminati più avanti. Non viene usato direttamente il termistore oppure il sensore integrato monolitico, per misurare la temperatura T_x , in quanto il loro campo di lavoro è molto diverso da quello delle termocoppie.

Bisogna infine osservare che le tecniche di compensazione hardware sono veloci (come in genere tutte le elaborazioni analogiche), tuttavia il circuito che le realizza deve essere modificato e adattato per ciascuno dei numerosi tipi di termocoppia.

Compensazione software

Con i sistemi automatici di acquisizione dati, si preferisce fare la compensazione del giunto freddo mediante procedure software, sfruttando le potenzialità di calcolo dei PC.

Questo metodo di compensazione risulta molto più flessibile in quanto, essendo programmabile, si adatta facilmente a tutte le termocoppie e consente anche di tener conto della non linearità del loro comportamento.

Nella pratica si impiegano dei legami funzionali noti, sia diretto che inverso, fra la tensione e della termocoppia e la temperatura T riferita a 0°C .

Queste funzioni (diretta e inversa) sono date con opportuni sviluppi polinomiali:

$$T(e) = a_0 + a_1e + a_2e^2 + \dots + a_n e^n \quad ; \quad e(T) = c_0 + c_1T + c_2T^2 + \dots + c_n T^n \quad (1.4)$$

I coefficienti a_k e c_k che vi compaiono si trovano pubblicati a cura del NIST (National Institute of Standards and Technology) e sono diversi per i vari tipi di termocoppie.

La compensazione software prevede innanzitutto la misura della temperatura ambiente T_a tramite un sensore montato sul blocco isoterma, come indicato in Fig.1.4B.

A tale scopo può essere impiegato ancora un termistore R_t , opportunamente alimentato per ottenere la tensione v_{Rt} da acquisire con la scheda, oppure si può impiegare direttamente un sensore di temperatura integrato (IC *sensor*) con uscita in tensione. La misura della tensione v_{Rt} consente di conoscere il valore della temperatura $T_{iso} = T_a$ rispetto allo 0°C .

Questa temperatura T_{iso} viene convertita dal software nella tensione e_{iso} che avrebbe la termocoppia alla temperatura $T_{iso} = T_a$.

Infine, misurata la tensione della termocoppia e_{xa} e valutata la tensione di riferimento e_{iso} si ricava la tensione totale e_{x0} che la termocoppia avrebbe a 0°C :

$$e_{x0} = e_{xa} + e_{iso} = S_{AB}[T_x - 0^\circ\text{C}] \quad (1.3)$$

Da questa tensione e_{x0} si può ottenere la temperatura T_x , tramite il loro legame funzionale.

Il metodo non è immediato, ma consente la massima accuratezza, soprattutto se è elevato il grado n del polinomio che viene utilizzato.

Inoltre è possibile tener conto anche della non linearità della termocoppia.

Usualmente, le grandezze in gioco sono espresse: e in (mV) e T in ($^\circ\text{C}$) riferita a (0°C).

I metodi di compensazione software sono molto pratici quando si devono fare molte misure di temperatura con molte termocoppie, anche di diverso tipo. In tali casi si portano tutte le termocoppie sulla stessa morsetteria isoterma e, tramite un *multiplexer* o uno *scanner* vengono applicate in successione al voltmetro ad alta sensibilità. Lo scanner è un insieme di interruttori (*switch* a relè) che collegano molti ingressi allo stesso strumento di misura.

Per i casi in cui non si abbia a disposizione un sistema di acquisizione dati con PC, le

termocoppie sono corredate da apposite tabelle fornite dal costruttore, che riportano i rilievi sperimentali della tensione in uscita (in mV) al variare della temperatura del giunto caldo (in °C), avendo posto alla temperatura di 0°C quello freddo.

Queste tabelle corrispondono alla rappresentazione polinomiale del loro comportamento.

Le termocoppie commerciali

Le termocoppie commerciali sono classificate con una designazione *ANSI* di cui si riportano, nella tabella seguente, alcuni esempi:

Tipo	Metalli (Positivo - Negativo)	Coeff. di <i>Seebeck</i> ($\mu\text{V}/^\circ\text{C}$)	NIST Range ($^\circ\text{C}$)
B	Platino (30%Rh) - Platino (6%Rh)	5,96 a 600 °C	0 ÷ 1820
E	Cromel - Costantana	58,67 a 0 °C	-270 ÷ 1000
J	Ferro - Costantana	50,38 a 0 °C	-210 ÷ 1200
K	Cromel - Alumel	39,45 a 0 °C	- 270 ÷ 1372
T	Rame - Costantana	38,75 a 0 °C	- 270 ÷ 400

La Costantana è una lega al 60% Rame e 40% Nickel.

Il Cromel è una lega al 90% di Nickel e 10% Cromo.

L'Alumel è una lega di Nickel con (fino al 5%) Alluminio, Manganese e Silicio,

Come si vede dalla tabella precedente, le tensioni in uscita sono sempre piuttosto piccole, anche per alte temperature.

A titolo d'esempio, consideriamo una termocoppia di tipo K, molto diffusa. Una variazione di temperatura da 0 a 100 °C comporterebbe, trascurando in prima approssimazione le non linearità, una escursione di tensione in uscita di $39,45 (\mu\text{V}/^\circ\text{C}) \cdot 100 (^\circ\text{C}) \approx 4 \text{ mV}$.

Inoltre, se vogliamo apprezzare il decimo di grado (0,1 °C), la risoluzione e l'accuratezza del voltmetro devono essere dell'ordine di 4 μV . Con questi livelli di segnale e di risoluzione, il cablaggio di tutto il sistema deve quindi essere particolarmente accurato per evitare che i disturbi, sempre presenti, compromettano l'integrità del segnale.

2 - RTD (*Resistance Temperature Detector*)

Principio di funzionamento

I metalli presentano la proprietà di aumentare la loro resistenza al crescere della temperatura.

Una legge empirica che può rappresentare il fenomeno fisico è la seguente:

$$R_T = R_0(1 + \alpha T) \quad (2.1)$$

dove:

R_T è la resistenza del sensore alla generica temperatura $T (^\circ\text{C})$;

R_0 è la sua resistenza alla temperatura $T_0 = 0^\circ\text{C}$;

α è il coefficiente di temperatura, alla temperatura $T_0 = 0^\circ\text{C}$.

La relazione precedente è un'approssimazione semplice di un legame polinomiale in genere più complesso, a seconda del tipo di metallo considerato e del *range* di temperatura.

La sonda PT100

Fra i metalli, il Platino (Pt) è quello che presenta riunite tutte le caratteristiche che ne fanno un trasduttore di temperatura eccellente.

La sua resistività è elevata ($10,6 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$) pari a circa 6 volte quella del rame ($1,7 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$). Questa fatto consente di ottenere elevati valori della resistenza R_0 anche con fili di piccola lunghezza, quindi con piccolo ingombro complessivo.

Il suo coefficiente di temperatura è elevato, $\alpha = 0,0039 (\Omega/\Omega)/^\circ\text{C}$ alla temperatura $T_0 = 0^\circ\text{C}$.

In tal modo si ottiene un'alta variazione di resistenza $\delta R = (R_T - R_0) = R_0 \alpha T$ e quindi un'alta sensibilità $\delta R/T = R_0 \alpha$ (in $\Omega/^\circ\text{C}$).

Inoltre, il coefficiente di temperatura del Platino varia poco con la temperatura e in modo praticamente lineare: a $T = 0^\circ\text{C}$, $\alpha = 0,0039 (\Omega/\Omega)/^\circ\text{C}$; a $T = 800^\circ\text{C}$, $\alpha = 0,0029 (\Omega/\Omega)/^\circ\text{C}$.

Infine, il Platino ha un'ottima stabilità chimica.

La sonda al Platino più diffusa è la PT100, con resistenza R_0 pari a 100Ω a $T_0 = 0^\circ\text{C}$.

Pertanto la sonda PT100 ha una variazione di resistenza con la temperatura pari a:

$$\delta R/T = (R_T - R_0)/T = R_0 \alpha = 0,39 \Omega/^\circ\text{C}$$

I primi sensori RTD sono nati con una costruzione a filo avvolto, ma oggi si sono sviluppate e diffuse le versioni realizzate con un film di platino depositato in un substrato ceramico.

Queste realizzazioni risultano più robuste e meno costose. Inoltre, essendo molto piccole, presentano una migliore prontezza nella risposta in transitorio.

Misura della resistenza

Per misurare la variazione di resistenza del sensore $\delta R = (R_T - R_0)$ si può impiegare il metodo a ponte, oppure il metodo di misura con multimetro a 4 morsetti (vedi Fig.2.1 A e B).

Con il metodo a ponte (Fig.2.1A), occorre usare cavetti di estensione che abbiano le resistenze R_c il più possibile uguali, affinché lo sbilanciamento del ponte sia riconducibile solo alla variazione δR del sensore RTD.

Bisogna ancora notare che la tensione rivelata dal voltmetro è proporzionale alla variazione di resistenza δR solo in condizioni di piccolo sbilanciamento.

Allontanandosi da queste condizioni, cominciano a prevalere le nonlinearità, con errori crescenti nella stima della variazione di resistenza δR .

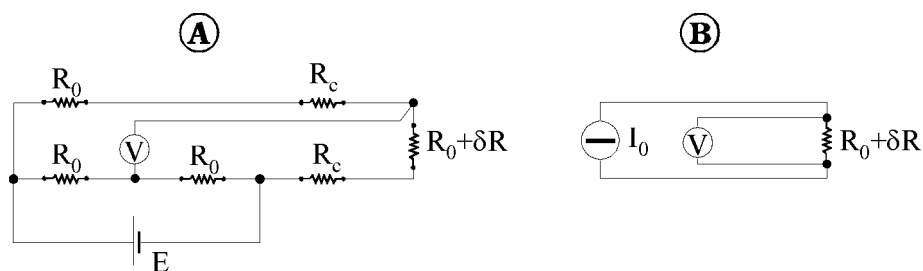


Fig.2.1 - Misura con ponte compensato e con metodo Ω 4 fili.

Una possibile alternativa al metodo a ponte è costituita dal metodo di misura con un multimetro dotato di ohmmetro a 4 morsetti (Fig.2.1B). In tal caso, i cavetti di *sensing* che portano al voltmetro con alta impedenza non sono percorsi da corrente, superando il problema della caduta nella loro resistenza. Inoltre, la tensione misurata è realmente proporzionale alla resistenza $R_T = (R_0 + \delta R)$ del sensore RTD, senza i problemi di non linearità del ponte.

La scelta definitiva sarà una soluzione di compromesso, da valutare caso per caso.

Un aspetto da non trascurare, nell'uso dei sensori RTD, è quello dell'autoriscaldamento provocato dalle correnti che dobbiamo immettere per ottenere una tensione utile.

L'effetto Joule RI^2 , prodotto da tali correnti, determina un pur piccolo incremento della

temperatura del sensore. Tipicamente, in aria libera, si può rilevare un errore di 0,5 °C per un milliwatt di potenza dissipata. Viceversa, in aria con velocità di 1 m/s, si può rilevare un errore di 0,1 °C per un milliwatt.

3 - I termistori

Tipi disponibili

Anche i termistori sono dispositivi che hanno la proprietà di variare la loro resistenza in funzione della temperatura. Tuttavia la legge di variazione della resistenza con la temperatura può essere con andamento sia crescente (*Positive Temperature Coefficient, PTC*) che decrescente (*Negative Temperature Coefficient, NTC*).

I dispositivi NTC sono ottenuti per sinterizzazione di ossidi metallici drogati. I dispositivi PTC sono ottenuti con silicio drogato. In pratica, per le misure di temperatura, sono più diffusi i termistori con coefficiente di temperatura negativo.

Il maggior pregio dei termistori è la loro sensibilità, che risulta molto maggiore di quella ottenibile con le termocoppie e i sensori RTD. Questo fatto consente di superare i limiti nell'uso del ponte di misura e dell'ohmmetro a 4 morsetti, svincolando l'impiego dei termistori dall'esigenza di un'elettronica analogica sofisticata e immune dai disturbi.

Caratteristiche

La variazione di resistenza con la temperatura è fortemente non lineare. Una formula approssimata, valida per un campo ristretto (dell'ordine di 50 °C), può essere la seguente.

$$R_T = R_0 \exp \left[B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right] \quad (3.1)$$

dove:

R_T è la resistenza del sensore alla temperatura T (K);

R_0 è la sua resistenza alla temperatura di riferimento; per esempio a 25°C: $T_0 = (273,16+25)K$;

il coefficiente B è un parametro caratteristico del materiale, dipendente dalla temperatura.

Il campo di lavoro di un termistore è limitato a 100÷200 °C; assai più piccolo di quello delle termocoppie e dei sensori RTD.

Tipicamente un termistore può avere una resistenza R_0 di 5000 Ω a 25 °C e una variazione di tale resistenza dell'ordine del 4%/°C.

Quindi, un grado di variazione di temperatura provoca una variazione di resistenza pari a $0,04(\Omega/\Omega)/^\circ C \cdot 5000\Omega \cdot 1^\circ C = 200 \Omega$. Non ci sono problemi a rilevarla.

Ancora: se utilizziamo in serie dei cavetti di estensione che abbiano una resistenza, poniamo, di 10 Ω, l'errore corrispondente in termini di temperatura è di $10\Omega/200(\Omega/^\circ C) = 0,05 \text{ }^\circ C$. Assolutamente trascurabile.

Per concludere, osserviamo che il termistore deve essere alimentato, per poterne misurare la variazione di resistenza, e pertanto anch'esso è soggetto al fenomeno dell'autoriscaldamento per effetto Joule, che va quindi debitamente contenuto.

I termistori, essendo economici e versatili, trovano numerose applicazioni nel controllo negli impianti industriali e nei settori di produzione dei beni di largo consumo come, ad esempio, quello *automotive* e degli elettrodomestici.

4 - Sensori integrati monolitici

Principio di funzionamento

I sensori di temperatura integrati basano il loro funzionamento sulla proprietà dei semiconduttori, e in particolare delle giunzioni P-N e dei transistori, di variare il loro comportamento con la temperatura. Infatti la tensione base-emettitore V_{BE} di un transistor bipolare dipende dalla temperatura assoluta T (in kelvin) secondo la relazione:

$$V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_C}{I_{Sat}} \quad (4.1)$$

dove: $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K è la costante di Boltzmann e $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C è la carica dell'elettrone; I_C è la corrente di collettore e I_{Sat} è la corrente di saturazione.

Consideriamo ora due transistori T_1 e T_2 . La differenza fra le loro tensioni V_{BE} sarà:

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \frac{I_{Sat2}}{I_{Sat1}} \quad (4.2)$$

Sensore con uscita in corrente

Supponiamo che i due transistori T_1 e T_2 (per esempio di tipo NPN) formino il circuito di principio rappresentato in Fig.4.1A e siano attraversati dalla stessa corrente di collettore (quindi $I_{C1} = I_{C2} = I_C$), ottenuta tramite due generatori di corrente.

Supponiamo ancora che per ciascuno dei due transistori T_1 e T_2 si possa ritenere che la corrente di emettitore I_E sia praticamente uguale alla corrente di collettore I_C . Questo fatto corrisponde a dire che I_B sia trascurabile e dunque il parametro $\beta = I_C / I_B$ sia molto alto.

Con tali ipotesi, se la giunzione base-emettitore (EBJ) di T_2 ha un'area che è pari a N volte quella di T_1 , allora anche la corrente di saturazione I_{Sat2} risulta N volte la corrente I_{Sat1} .

Si ottiene dunque:

$$V_{BE1} = V_{BE2} + RI_C \Rightarrow I_{out} = 2I_C = 2 \cdot \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{R} = \frac{2}{R} \cdot \frac{kT}{q} \ln N \quad (4.3)$$

Il sensore ha un'uscita in corrente, proporzionale alla temperatura assoluta in kelvin (sensori PTAT, *proportional to absolute temperature*).

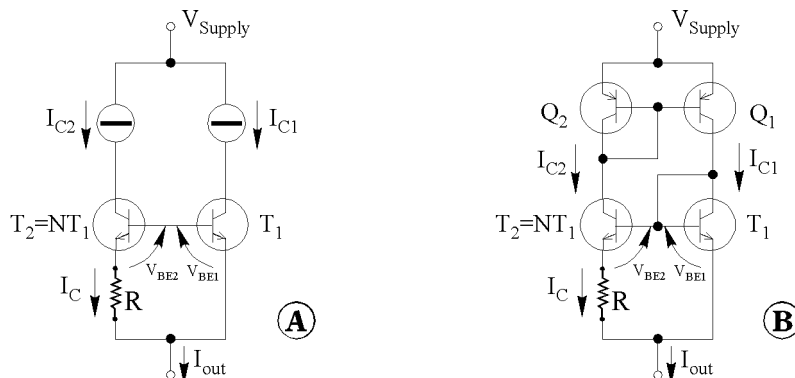


Fig.4.1 - Schemi per un sensore di temperatura con uscita in corrente.

Nella Fig.4.1B è riportato uno schema circuitale più realistico, dove si nota che i generatori delle uguali correnti ($I_{C1} = I_{C2}$) sono stati realizzati con un *current mirror*, formato con i due

transistori identici di tipo PNP Q_1 e Q_2 . Il transistor Q_2 ha la base direttamente connessa al collettore e pertanto si comporta come un semplice diodo (giunzione diretta emettitore-base). La corrente I_{C2} risulta dunque determinata dalla restante parte del circuito in serie: il transistor T_2 e la resistenza R .

D'altra parte entrambi i transistori Q_1 e Q_2 hanno la stessa tensione emettitore-base e dunque, se Q_1 lavora in zona lineare, deve avere la stessa corrente di collettore di Q_2 .

In ciò consiste appunto l'effetto di *current mirror* ($I_{C1} = I_{C2}$).

Infine si noti, nello schema di Fig.4.1B, la connessione fra il collettore di T_1 e la base comune di T_1 e T_2 necessaria per la opportuna polarizzazione.

Sensore con uscita in tensione

Una modalità di funzionamento sostanzialmente analoga a quella vista può essere ottenuta impiegando i due transistori T_1 e T_2 identici (quindi $I_{Sat1} = I_{Sat2}$) ma facendoli funzionare con un rapporto costante per le correnti di collettore (per esempio $I_{C1} = N \cdot I_{C2}$).

Con riferimento allo schema di principio di Fig.4.2A, si ha:

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = \frac{kT}{q} \ln N \tag{4.4}$$

Pertanto, misurando la differenza fra le tensioni base-emettitore ΔV_{BE} , si ha un'indicazione proporzionale alla temperatura assoluta T (in kelvin). Il sensore ha un'uscita in tensione.

Nella Fig.4.2B è riportato un possibile schema circuitale. La generazione delle correnti con rapporto costante ($I_{C1} = N \cdot I_{C2}$) è affidata ai due transistori Q_1 e Q_2 . In particolare, questi hanno la stessa tensione base-emettitore e basterebbe che il transistor Q_1 fosse costituito dal parallelo di N transistori tutti uguali a Q_2 perché la sua corrente di collettore I_{C1} fosse uguale a N volte la corrente I_{C2} del transistor Q_2 . Lo stesso risultato si ottiene, nei circuiti integrati, facendo Q_1 con un'area pari a N volte quella di Q_2 .

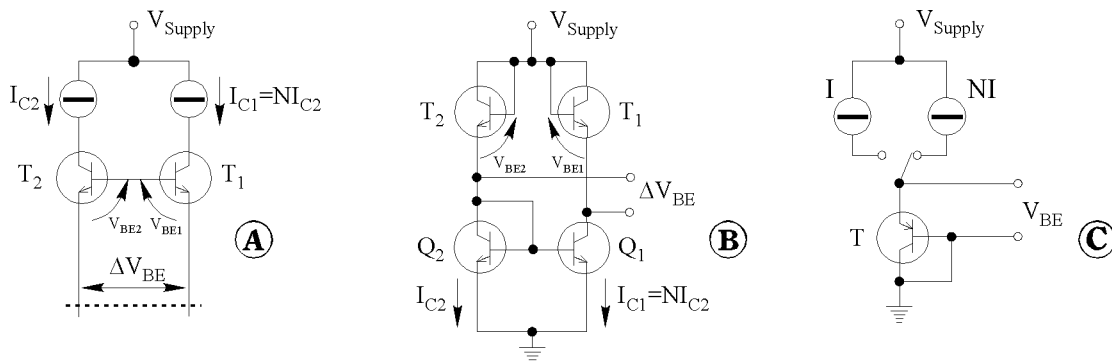


Fig.4.2 - Schemi per un sensore di temperatura con uscita in tensione.

La temperatura da misurare è applicata alla coppia dei due transistori identici T_1 e T_2 .

La tensione di interesse ΔV_{BE} viene prelevata con un opportuno amplificatore.

Alcuni sensori con uscita in tensione, per superare le inevitabili differenze costruttive e di comportamento fra i due transistori T_1 e T_2 (che dovrebbero essere identici), impiegano un solo transistor T che viene fatto attraversare dapprima da una corrente I e successivamente da una corrente $N \cdot I$, con una certa frequenza di commutazione (vedi Fig.4.2C).

Il risultato è equivalente: tuttavia la tensione V_{BE} rilevata in uscita deve essere filtrata in modo da ottenere solo le variazioni ΔV_{BE} e deve essere amplificata con maggior cura.

Alcuni sistemi di monitoraggio delle temperature nelle CPU dei computer si basano su questi

dispositivi (TDM, *thermal diode monitor*).

In conclusione, sulla base delle modalità di funzionamento brevemente descritte, si realizzano sensori integrati con uscita in corrente o in tensione.

I sensori con uscita in corrente possono avere, tipicamente, sensibilità dell'ordine di $1 \mu\text{A}/\text{K}$.

Per esempio, a 25°C la corrente d'uscita è pari a $273+25=298 \mu\text{A}$.

I sensori con uscita in tensione possono dare un segnale con sensibilità dell'ordine di $10 \text{mV}/\text{K}$. Entrambi i tipi hanno bisogno di una tensione di alimentazione V_s .

Tutti sensori di temperatura integrati hanno campi di funzionamento non troppo estesi, per esempio $0^\circ\text{C} \div 100^\circ\text{C}$, ma presentano l'uscita lineare con la temperatura e questo fatto li rende piuttosto semplici da usare. Spesso il circuito integrato consente delle opzioni di *signal conditioning* direttamente sul chip, come per esempio il convertitore AD per ottenere la lettura diretta della temperatura in formato digitale, oppure la possibilità di presentare la temperatura in gradi Centigradi o Fahrenheit.