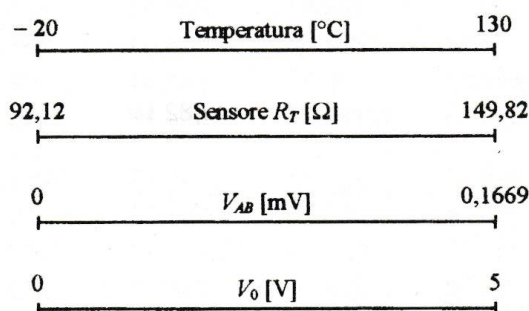


Ponendo  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ , si ricava  $R_3$ :

$$R_3 = 29,95 \cdot 10 \cdot 10^3 = 299,5 \text{ k}\Omega \quad (\text{Val. comm.: } 270 \text{ k}\Omega + 47 \text{ k}\Omega)$$

In figura 1.13 sono riportati sia i dati del testo che quelli ricavati.

Fig.1.13 - Dati riassuntivi dell'esempio 1.



### Esempio 2

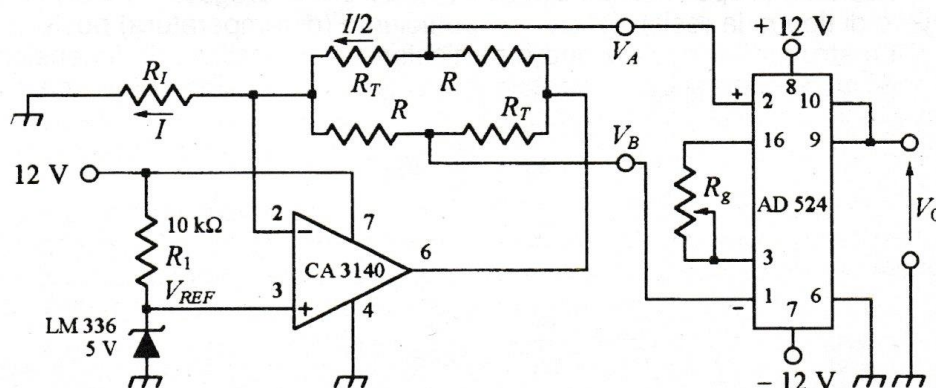
Per linearizzare la caratteristica  $T \Rightarrow V$  dell'esempio 1 si può utilizzare lo schema proposto in figura 1.14 costituito dal ponte con due termoresistenze, da un circuito per la formazione della tensione di riferimento  $V_{REF}$  e dall'amplificatore AD524 della ANALOG DEVICES.

L'integrato AD 524 ha le seguenti caratteristiche:

- tensione di offset e deriva di scostamento garantite;
- elevata soppressione di modo comune;
- elevata linearità;
- basso rumore;
- elevatissima impedenza d'ingresso ( $10^9 \Omega$ );
- alimentazione duale  $\pm 6 \div \pm 18 \text{ V}$ ;
- guadagni fissi (1, 10, 100, 1000) senza componenti esterni;
- guadagni compresi tra 1 e 1000 con l'utilizzo di un resistore esterno;
- costo contenuto.

Supponendo che l'intensità della corrente uscente dall'operazionale sia di 2 mA, ogni ramo del ponte è attraversato da una corrente d'intensità di 1 mA, che non autoriscalda le termoresistenze.

Fig.1.14



Dal circuito di figura 1.14 si ricava, supponendo l'A.O.CA3140 ideale:

$$R_I = \frac{V_{REF}}{I} = \frac{5}{2 \cdot 10^{-3}} = 2500 \, \Omega$$

La termoresistenza PT 100 assume i seguenti valori per  $T = -20^\circ\text{C}$  (ponte bilanciato) e  $T = 130^\circ\text{C}$ :

$$R = R_T(-20^\circ\text{C}) = 92,12 \, \Omega$$

$$R_T(130^\circ\text{C}) = 149,82 \, \Omega$$

La variazione di resistenza  $\Delta R$ , per il range di temperatura  $-20^\circ\text{C} \div 130^\circ\text{C}$ , risulta:

$$\Delta R = R_T(130^\circ\text{C}) - R_T(-20^\circ\text{C}) = 57,66 \, \Omega$$

Per la [1.6] la tensione  $V_{AB}$ , per la temperatura di  $130^\circ\text{C}$ , risulta:

$$V_{AB}(T = 130^\circ\text{C}) = \frac{\Delta R}{2} \cdot \frac{V_{REF}}{R_I} = \frac{57,66}{2} \cdot \frac{5}{2500} = 57,66 \, \text{mV}$$

Il guadagno  $G$  dell'amplificatore per strumentazione risulta:

$$G = \frac{V_0}{V_{AB}} = \frac{5}{57,66 \cdot 10^{-3}} = 86,71$$

La resistenza  $R_g$  (vedi data sheet), risulta:

$$R_g = \frac{40 \, \text{k}\Omega}{G - 1} = \frac{40 \cdot 10^3}{85,71} = 466,69 \, \Omega \quad (\text{Val. comm.: } 390 \, \Omega + \text{trimmer } 100 \, \Omega)$$

### 1.3.2 - Il sensore KTY al silicio.

I sensori di tipo KTY sono costruiti con il silicio drogato. Se il drogaggio è di tipo  $n$ , la resistività ha un coefficiente (di temperatura) positivo.

La struttura di costruzione è particolare. Il dispositivo, di dimensioni molto piccole, presenta una totale metallizzazione su una faccia, mentre su quella opposta ne viene metallizzata una piccola porzione, ottenendo una struttura a tronco di piramide sì da ottenere tolleranze molto contenute.

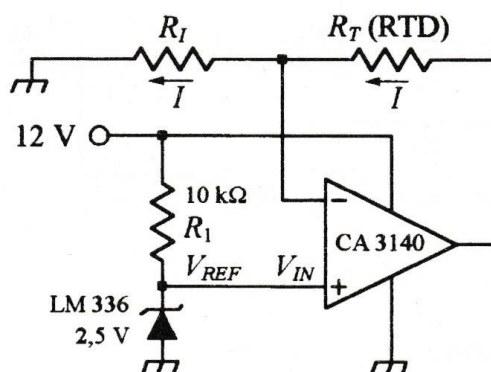
La legge di variazione  $R \Rightarrow T$ , per le sue caratteristiche, dipende dal verso della corrente. Per eliminare tale inconveniente, la casa costruttrice PHILIPS ha prodotto alcune serie di sensori detti *doppi*, costituiti da due sensori semplici collegati in serie ma in opposizione (struttura a doppio tronco di piramide).

La legge di variazione della resistenza  $R_T$  in funzione della temperatura  $T$  è una relazione del tipo:



L'intensità della corrente che scorre nella termoresistenza  $R_T$  coincide con quella che scorre nella resistenza  $R_I$ . Nello schema di figura 1.8 è proposto un generatore di corrente costante completo di tensione di riferimento ottenuta dall'integrato LM336-2,5 V per produrre la tensione d'ingresso  $V_{IN}$  rigorosamente costante.

Fig.1.8 - Generatore di corrente costante con A.O. e tensione di riferimento.



Essendo la  $V_{IN} = 2,5 \text{ V}$ , dalla [1.4] si ricava il valore della resistenza  $R_I$  per una corrente  $I = 1 \text{ mA}$ . Si ha:

$$R_I = \frac{2,5}{10^{-3}} = 2500 \, \Omega \text{ (Val. comm.: } 2200 \, \Omega + 470 \, \Omega \text{)}$$

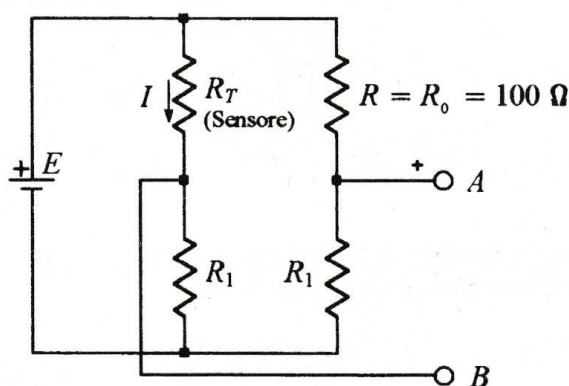
Se  $T = 40^\circ\text{C}$ , essendo  $R_T = 115,54 \, \Omega$  (tab. 1.1) e  $I = 1 \text{ mA}$ , la tensione d'uscita risulta  $V_0 = 115,54 \text{ mV}$ .

### Circuito con ponte di Wheatstone.

In figura 1.9 si ripropone un circuito a ponte di Wheatstone con collegamento a due fili (già proposto nel primo volume), ipotizzando che il sensore RTD non sia lontano dal circuito di utilizzazione. La  $R_T$  del sensore può essere espressa dalla relazione:

$$R_T = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot T) = R_0 + R_0 \cdot \alpha \cdot T = R_0 + \Delta R$$

Fig.1.9 - Conversione  $T \Rightarrow V$  con ponte di Wheatstone.



Poiché si bilancia il ponte a  $0^\circ\text{C}$ , essendo  $R_T = R_0 = R$ , si ha:

$$R_1 \cdot R_T = R_1 \cdot R$$

Limitando l'intensità della corrente nel sensore a 3 mA per non auto-riscaldarlo e assumendo  $R_1 = 3900\ \Omega$ , si ha:

$$3 \cdot 10^{-3} = \frac{E}{100 + 3900} = \frac{E}{4000}$$

$$E = 3 \cdot 10^{-3} \cdot 4 \cdot 10^3 = 12\text{ V}$$

Dalla figura 1.9, essendo  $R = R_0 = 100\ \Omega$ , si ricava:

$$V_A = \frac{R_1}{R_1 + R_0} \cdot E$$

$$V_B = \frac{R_1}{R_1 + R_T} \cdot E$$

$$V_{AB} = V_A - V_B = \left( \frac{R_1}{R_1 + R_0} + \frac{R_1}{R_1 + R_T} \right) \cdot E = R_1 \cdot \left( \frac{R_T - R_0}{(R_1 + R_0) \cdot (R_1 + R_T)} \right) \cdot E$$

Sostituendo  $R_T$  con  $R_0 + \Delta R$ , si ha:

$$V_{AB} = \frac{\Delta R}{R_1 + 2 \cdot R_0 + \Delta R + \frac{R_0}{R_1} \cdot (R_0 + \Delta R)} \cdot E \quad [1.5]$$

La tensione d'uscita  $V_{AB}$  dipende dalla variazione di resistenza del sensore dovuta alle variazioni di  $\Delta R$  e quindi dalla temperatura  $T$ . La [1.5] è una equazione non lineare con una non linearità molto contenuta.

Sostituendo nella [1.5] il valore di  $R_T$  per la temperatura  $T$  di  $100^\circ\text{C}$  ( $138,50\ \Omega$ ), e fissando  $R_1 = 4375\ \Omega$ , si ottiene una  $V_{AB}$  pari a  $0,1000\text{ V}$ .

Supponendo il range di funzionamento da  $0^\circ\text{C}$  a  $100^\circ\text{C}$  si ha una sensibilità di  $1\text{ mV}/^\circ\text{C}$ . Con un multimetro ad alta impedenza d'ingresso si può misurare la tensione  $V_{AB}$  e realizzare un termometro analogico con lettura numerica.

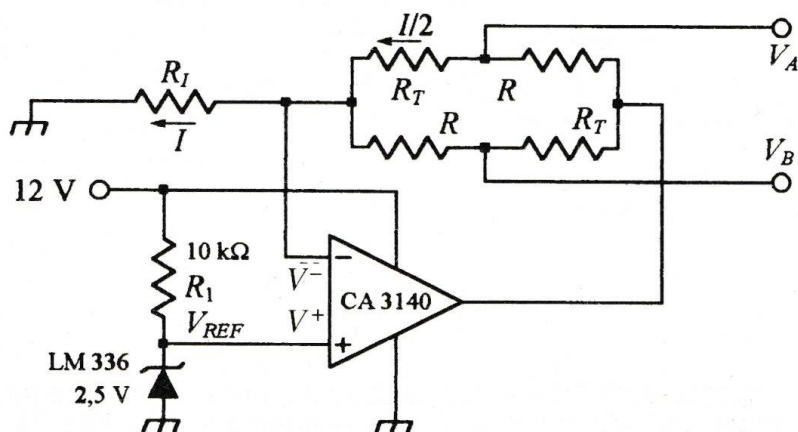


Fig.1.10 - Schema per la conversione  $T \Rightarrow V$  con due termoresistenze RTD.



Lo schema proposto nella figura 1.10 fornisce invece in uscita una risposta lineare, ma richiede l'uso del generatore di corrente costante, del ponte di Wheatstone e di due termoresistenze RTD.

Se l'operazionale è ideale risulta  $V^+ = V^-$ . Si ha:

$$I = \frac{V_{REF}}{R_I}$$

Ricordando che  $R_T = R_0 + \Delta R$ , poiché  $R = R_0$ , si ricava:

$$V_A = R_I \cdot I + (R_0 + \Delta R) \cdot \frac{I}{2}$$

$$V_B = R_I \cdot I + R \cdot \frac{I}{2}$$

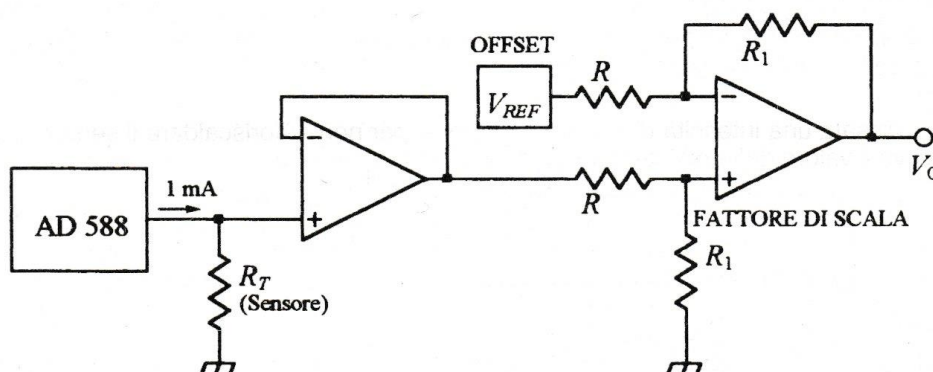
$$V_{AB} = V_A - V_B = \frac{\Delta R}{2} \cdot I = \frac{\Delta R}{2} \cdot \frac{V_{REF}}{R_I} \quad [1.6]$$

Sebbene la [1.6] sia lineare del tipo  $V_{AB} = m \cdot \Delta R$ , la caratteristica  $V_{AB} \Rightarrow T$ , ottenuta dallo schema di figura 1.10, è affetta dalla non linearità propria del sensore PT 100, che può essere ridotta utilizzando campi di funzionamento contenuti o provvedendo a linearizzare la risposta del sensore.

### Circuiti di condizionamento.

La ANALOG DEVICES consiglia di utilizzare l'AD588 e l'1B41, integrati specifici per il sensore PT 100: il primo, AD588, è utilizzato come sorgente di corrente di precisione di 1,0 mA (0,01%) per alimentare la termoresistenza PT 100 (fig. 1.11), mentre il secondo, 1B41 (Isolated RTD Signal Conditioner), è un integrato specifico per una soluzione completa di condizionamento del segnale di termoresistenze al platino a due e a quattro fili.

Fig.1.11 - Condizionamento segnale mediante l'integrato AD588.



La compensazione interna permette di ottenere un'uscita in tensione lineare anche per l'intero range di funzionamento ( $-50 \div 500^\circ\text{C}$ ), men-