



Termometro 0÷100 °C

(Tratto da "Transducer interfacing handbook", Analog Devices)

Costruire un termometro a basso costo e con sensore remoto a 100 m, per la misura della temperatura da 0 a 100 °C, uscita 0÷1 V, precisione 1 °C. La temperatura ambiente nelle vicinanze dello strumento è di 25 ± 15 °C.

SOLUZIONE

La distanza suggerisce l'uso di un sensore con uscita in corrente, per evitare errori dovuti alle cadute di tensioni in linea e alle tensioni indotte di rumore, per esempio l'AD590, con uscita 1 µA/K e 273,2 µA a 0 °C.

Lo schema proposto (fig. 1) comprende, oltre alla sonda, un IA (AD521, $A_v = R_5/R_4$) e un generatore di riferimento (AD580) da 2,5 V.

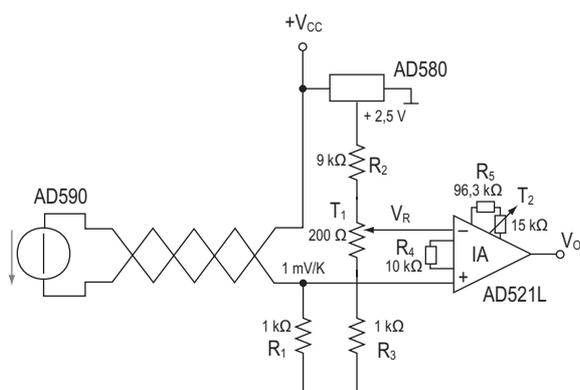


Fig. 1. Termometro remoto con AD590.

La corrente del sensore fluisce in una resistenza R_1 da 1 kΩ, fornendo una caduta di 1 mV/K. La tensione di riferimento (V_R) derivata dal partitore di tensione R_2, T_1, R_3 , fornisce i 273,2 mV di offset da sottrarre alla tensione di segnale.

In corrispondenza di un salto termico di 100 °C, l'escursione di tensione in ingresso vale 100 mV, perciò il guadagno di tensione dell'IA deve essere:

$$A_v = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} = \frac{1 V}{0,1 V} = 10$$

$$R_5 + T_2 = 100 k\Omega, R_4 = 10 k\Omega$$

Tab. 1 – Parametri principali dei componenti scelti

Parametri	Condizioni	Valori
AD 580 - 2,5 V Voltage reference		
Temperature sensitivity	0 to 70 °C	61 ppm/°C max, 25 ppm/°C tip
AD 590 - 1 µA/K Temperature trasducer		
Output current nominal	25 °C	298,2 µA
Calibration error	25 °C, $V_s = 5V$	±5 °C max
Linearity error two trims	0 to 100 °C	0,3 °C max
Power supply rejection	$5 V < V_s < 15 V$	0,2 µA/V
AD 521L - Differential instrumentation amplifier		
Gain equation	nominal	$G = R_s / R_6$
Error from equation	untrimmed	(±0,25 - 0,004 · G)%
Nonlinearity	±9 V output	0,1% max
Gain tempco	0 to 70 °C	±3 ppm/°C
CMRR	$G=10$, DC to 60Hz	94 dB min
Bias current	25 °C	40 nA max
Bias current tempco	0 to 70 °C	500 pA/°C
Voltage offset		input 1 mV max, output 100 mV max
Voltage offset tempco	0 to 70 °C	input 2 µV/°C max, output 75 µV/°C max

Calcolo degli errori

La taratura dello zero (T_1) oltre a calibrare il sensore, compensa tutti gli errori statici del sistema: imprecisione delle resistenze, errore di guadagno dell'amplificatore AD581L, tensioni di offset, effetti delle IB, della IOS, ed errore di tensione dell'AD580L. La taratura del guadagno (T_2) compensa le imprecisioni di R_4 e R_5 .

Il massimo errore di non linearità dell'AD590J garantito sul range di temperatura 0÷100 °C, con due trimmer di taratura dell'offset e del guadagno, è di 0,3 °C. Rimangono quindi 0,7 °C per tutti gli altri errori (se ciò non bastasse si può ricorrere all'AD590M con un errore minore di 0,05 °C).

L'AD590 presenta una reiezione alle variazioni della tensione di alimentazione $PSR = 0,2 \mu A/V$ per tensione compresa tra 5 e 15 V.

Supponendo di avere una alimentazione da 5V con una variazione dell'1%, il contributo all'errore vale:

$$\varepsilon_{PSR} = \frac{0,1}{100} \cdot 0,2 \frac{\mu A}{V} \cdot 5 V = 0,01 \mu A$$

pari a 0,01 °C.

Per la resistenza R_1 , dato che l'errore relativo al suo valore assoluto è annullato durante l'operazione di taratura del guadagno, rimane da valutare l'errore dovuto al coefficiente di temperatura. Data l'importanza della stabilità di R_1 nella catena, si può pensare a una resistenza con basso coefficiente termico, ad esempio 10 ppm/°C.

Supponendo che la taratura del guadagno sia fatta alla temperatura ambiente di 25 °C, il massimo errore si ha a 100 °C e vale:

$$373,2 \mu A \cdot 10^{-5} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1} \cdot 15 \text{ } ^\circ\text{C} = 0,06 \mu A$$

pari a 0,06 °C.

Per il voltage reference AD580L, il coefficiente di temperatura tipico vale 25 ppm/°C e massimo 61 ppm/°C sul range termico 0÷70 °C. Poiché il range del problema è limitato attorno ai 25 °C, è ragionevole fare i conti con il valore tipico; esso dà un contributo di:

$$273,2 \text{ mV} \cdot 25 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1} \cdot 15 \text{ } ^\circ\text{C} = 0,1 \text{ mV}$$

cioè 0,1 °C.

La variazione della tensione di riferimento dovuta alla variazione delle resistenze R_2 ed R_3 con la temperatura, usando resistenze da 10 ppm/°C vale:

$$273,2 \text{ mV} \cdot 10 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1} \cdot 15 \text{ } ^\circ\text{C} = 0,04 \text{ mV}$$

cioè 0,04 °C.

Rimangono ora gli errori introdotti dall'amplificatore AD521L.

L'errore dovuto al CMRR (94 dB minimo per $G = 10$) è trascurabile, infatti:

$$\frac{273 \text{ mV}}{50.000} = 5 \mu V$$

$V_{OS \text{ drift}}$ (deriva dell'offset) è definito in due parametri:

input offset tempco $2 \mu V/^\circ C$, e output offset tempco $75 \mu V/^\circ C$ ($7,5 \mu V/^\circ C$ riportato in ingresso); l'errore totale perciò è di:

$$(7,5 + 2) \frac{\mu V}{^\circ C} \cdot 15 \text{ } ^\circ\text{C} = 143 \mu V$$

cioè 0,14 °C.

La deriva delle I_B (500 pA/°C) provoca un offset:

$$500 \frac{\text{pA}}{^\circ\text{C}} \cdot 15 \text{ } ^\circ\text{C} \cdot 1 \text{ k}\Omega = 7,5 \mu V$$

cioè 0,01 °C.

Il guadagno dell'amplificatore, tarato a 25 °C, presenta una deriva tipica con la temperatura di 3 ppm/°C; il valore massimo non è specificato ma può essere considerato dieci volte più grande; sommando anche il contributo delle resistenze (10 + 10 ppm/°C) si ottiene un errore in uscita:

$$(30 + 20) \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1} \cdot 15 \text{ } ^\circ\text{C} = 75 \mu V$$

cioè 0,075 °C.

La non linearità dell'AD521 è fornita dal costruttore 0,1% per $\pm 9 V$ output swing. Per una dinamica di uscita di 1 V, come in questo caso, è ragionevole un miglioramento di un fattore 10, cioè di valore 1 mV, equivalente a 0,1 °C.

L'errore totale vale quindi 0,83 °C, minore di 1 °C per ogni misura, per qualunque temperatura ambiente di lavoro compresa tra 10 e 40 °C, una volta che il sistema sia stato calibrato a 0 °C e a 100 °C.

Con un AD590M, la precisione sarebbe stata di 0,25 °C.

Naturalmente occorre cautelarsi contro il rumore con schermi e masse.

Le principali sorgenti di rumore sono la rete a 50 Hz e i segnali radio AM; entrambi questi disturbi vengono catturati dai fili del doppino di collegamento mediante le capacità distribuite e amplificati dall'IA. Una schermatura corretta elimina il disturbo a 50 Hz, mentre il segnale a radiofrequenza può essere eliminato da un condensatore di by-pass in parallelo a R_1 . Considerando il minimo valore della portante a radio frequenza 550 kHz, basta un $C = 33 \mu F$ ($X_C = 0,88 \Omega$).