

PROBLEMA 2

Quadro dei dati

TERMOCOPPIA

V_T tensione della termocoppia,
 $dV_T/dT = 11 \mu V/^\circ C$ termocoppia di tipo R (cioè Pt-Pt/Rh)
 Fili da $25 \Omega/m$ e $50 \Omega/m$

CABINA DI CONTROLLO ELETTRONICA

$L=20$ m distanza dal termostato
 $V_{CM} \approx 40$ V differenza di potenziale di massa tra termostato e cabina di controllo
 Il riferimento di temperatura è a $T=25^\circ C$ e viene monitorato con accuratezza $\pm 0,2^\circ C$
 La temperatura della cabina di controllo elettronica può variare fino a $\pm 4^\circ C$

OPERAZIONI DI MISURA

$T_C = 30$ min durata di un ciclo di misura
 $T_I = 3$ min intervallo di riposo tra cicli successivi
 Durante il ciclo di misura la temperatura del forno è variabile tra $200^\circ C$ e $400^\circ C$
 Occorre rilevare le variazioni di temperatura del forno che avvengono su tempi di 1s o più lunghi.

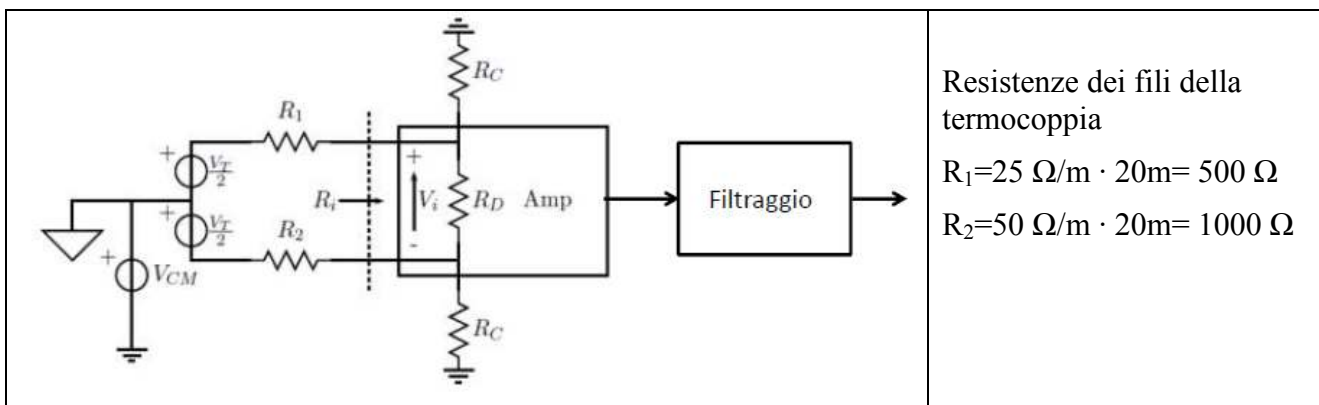
PREAMPLIFICATORE

Rumore riferito all'ingresso:
 $\sqrt{S_V} = 20$ nV/Hz^{1/2} bianca unilatera e componente 1/f con frequenza d'angolo $f_{cv} = 1$ MHz
 $\sqrt{S_i} = 0,02$ pA/Hz^{1/2} bianca unilatera e componente 1/f trascurabile

Le altre caratteristiche del preamplificatore soddisfano le specifiche determinate nello svolgimento dei punti A) e B)

SUGGERIMENTO: per spiegazioni più dettagliate su questi argomenti si può vedere anche la spiegazione del Problema 2 nella prova scritta dell'appello 13 febbraio 2013

(A) Configurazione circuitale di sensore ed elettronica



Occorre rilevare la differenza di potenziale tra i terminali della termocoppia, quindi occorre usare un preamplificatore differenziale.

V_T è circa proporzionale alla differenza tra temperatura del forno T e temperatura di riferimento T_R , quindi varia tra $V_{Tmin} = 1925 \mu V$ per $T=200^\circ C$ e $V_{Tmax} = 4125 \mu V$ per $T=400^\circ C$

Errore di temperatura di $\pm 0,5^\circ C$ corrisponde a errore $\Delta V = \pm 5,5 \mu V$ in V_T

La temperatura di riferimento è quella dei contatti di ingresso del preamplificatore.

(B) Cause di errore nella misura di temperatura, a parte il rumore

B1) Valore finito della resistenza di ingresso differenziale R_D del preamplificatore.

Il segnale V_i all'ingresso differenziale è minore del segnale V_T della termocoppia a causa della partizione di tensione nella maglia R_1 , R_2 e R_D , con $R_D \gg R_1 + R_2$. La perdita di segnale è

$$\frac{\Delta V}{V_T} = \frac{V_T - V_i}{V_T} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_D} \quad \text{quindi per limitare } \Delta V = \frac{R_1 + R_2}{R_D} V_{T_{\max}} \leq 5,5 \mu V$$

occorre un preamplificatore con resistenza di ingresso differenziale

$$R_D \geq (R_1 + R_2) \frac{V_{T_{\max}}}{5,5 \mu V} = 1,125 M\Omega$$

B2) Deriva termica dV_o/dT dello offset di tensione di linea di base del preamplificatore

Lo offset di tensione di linea di base del preamplificatore viene azzerato all'inizio del ciclo di misura, tuttavia durante il ciclo la temperatura del circuito può variare fino a $\Delta T = \pm 4^\circ C$ e perciò deve essere limitata la corrispondente deriva termica dell'offset

$$\frac{dV_o}{dT} \cdot \Delta T \leq 5,5 \mu V \quad \text{quindi occorre che il preamplificatore abbia } \frac{dV_o}{dT} \leq \frac{5,5 \mu V}{\Delta T} = 1,4 \mu V / C$$

B3) Differenza di potenziale di massa V_{CM} e valore finito del CMRR

La tensione V_{CM} causa in uscita un segnale equivalente a un segnale differenziale in ingresso

$$\Delta V = \frac{V_{CM}}{CMRR} \quad \text{quindi per limitare } \Delta V \leq 5,5 \mu V \quad \text{occorre avere}$$

$$CMRR \geq \frac{V_{CM}}{5,5 \mu V} = 7,3 \cdot 10^6 = 137 dB$$

B4) Differenza di potenziale di massa V_{CM} e resistenza R_C verso massa di ciascun ingresso.

La differenza di potenziale di massa V_{CM} genera un falso segnale differenziale perchè porta tensioni diverse sui due terminali di ingresso del preamplificatore. Infatti V_{CM} è applicata a due diversi partitori di tensione che portano ai due ingressi, rispettivamente:

R_1 ed R_C per l'ingresso +

R_2 ed R_C per l'ingresso -

Dato che $R_C \gg R_1$ ed $R_C \gg R_2$, nelle resistenze R_1 e R_2 scorre praticamente uguale corrente $I_C = V_{CM} / R_C$. Le due resistenze però sono diverse e quindi le cadute di tensione sono diverse. La loro differenza costituisce un segnale differenziale spurio all'ingresso del preamplificatore

$$\Delta V \approx I_C (R_2 - R_1) = V_{CM} \frac{R_2 - R_1}{R_C} \quad \text{quindi per limitare } \Delta V \leq 5,5 \mu V \quad \text{occorre avere}$$

$$R_C \geq (R_2 - R_1) \frac{V_{CM}}{5,5 \mu V} = 3,64 G\Omega$$

Riassunto delle specifiche determinate per il preamplificatore differenziale.

- resistenza di ingresso differenziale $R_D \geq 1,125 M\Omega$
- deriva dello offset di tensione di linea di base $\frac{dV_o}{dT} \leq 1,4 \mu V / C$
- common mode rejection ratio $CMRR \geq 7,3 \cdot 10^6 = 137 dB$
- resistenza R_C verso massa di ciascun ingresso $R_C \geq 3,64 G\Omega$

C) Filtraggio del rumore bianco

Per ora non si considera la componente $1/f$ del rumore.

Il sensore è una resistenza metallica $R_T = R_1 + R_2 = 1500 \Omega$ quindi ha rumore Johnson

$$\sqrt{S_{VR}} = \sqrt{4kTR_T} \approx 4,9 nV/\sqrt{Hz}$$

che risulta trascurabile rispetto al rumore bianco di tensione del preamplificatore

$$\sqrt{S_V} = 20 nV/\sqrt{Hz}.$$

Il rumore di corrente del preamplificatore ha effetto trascurabile rispetto a quello di tensione

$$\sqrt{S_i(R_1 + R_2)} \ll \sqrt{S_V}$$

Pertanto il rumore di tensione S_V del preamplificatore risulta dominante. Per limitarlo possiamo usare un filtraggio passabasso con frequenza di taglio superiore a quella del segnale, che è approssimativamente 1Hz (variazioni su tempi di 1s o più lunghi). Scegliamo quindi frequenza di taglio passabasso $f_s = 10 Hz$.

Il contributo del rumore bianco è

$$\sqrt{n_B^2} = \sqrt{S_V} \sqrt{f_s} \approx 63 nV$$

e quindi porta un errore del tutto trascurabile nella misura

D) Filtraggio del rumore 1/f

D1) Misura effettuata con filtraggio passabasso e CDS

In una misura effettuata con il filtraggio visto in (B), l'effetto del rumore $1/f$ può essere limitato effettuando un CDS (correlated double sampling) con misura della linea di base effettuata nell'intervallo di riposo tra i cicli. Il filtraggio passabasso così ottenuto ha frequenza di taglio f_i data dal reciproco dell'intervallo di tempo tra le due misure di cui si fa la sottrazione. Facciamo una stima di prima approssimazione del rumore assumendo $f_i \approx 0,001 Hz$.

Dato che $f_s \gg f_i$ si può valutare il contributo del rumore $1/f$ con l'approssimazione a taglio netto in frequenza, tenendo conto del raddoppio del rumore in banda tipico del CDS,

$$\sqrt{n_f^2} = \sqrt{2S_V f_{cv}} \sqrt{\ln\left(\frac{f_s}{f_i}\right)} \approx 86 \mu V$$

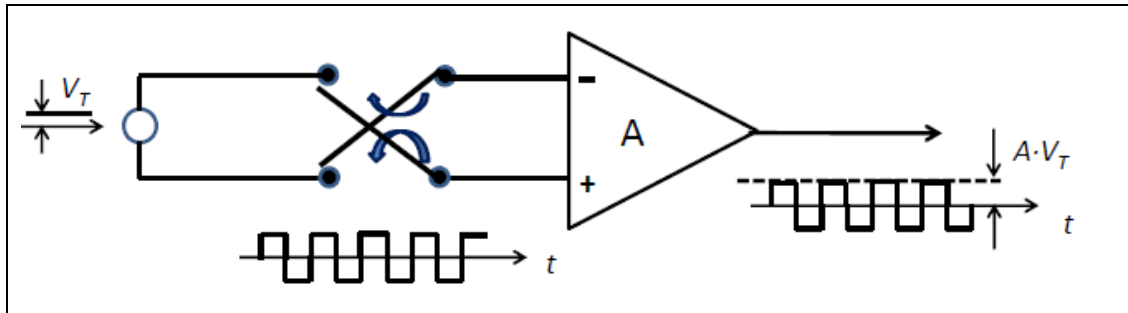
Il filtraggio risulta nettamente insufficiente per limitare il rumore entro i limiti richiesti e questo perchè la frequenza di taglio passabasso risulta molto bassa e quindi poco efficace.

D2) Modulazione del segnale di termocoppia e misura del segnale modulato

Si può limitare l'effetto del rumore $1/f$ anzitutto modulando il segnale di termocoppia prima del preamplificatore che contiene la sorgente di rumore $1/f$ e poi filtrando a banda stretta centrata sulla frequenza di modulazione.

Dato che il segnale prima del preamplificatore è piccolo, per modularlo occorre utilizzare dispositivi che non abbiano al loro interno sorgenti di rumore $1/f$ di intensità significativa. Vanno quindi evitati i circuiti moltiplicatori analogici, è preferibile utilizzare schemi di modulazione basati su interruttori (switch). Gli switch meccanici hanno rumore $1/f$ del tutto trascurabile, ma la loro frequenza di commutazione è limitata a qualche 100Hz. Gli switch a semiconduttore con struttura MOSFET hanno componenti di rumore $1/f$ che non sono nulle, ma sono molto minori di quelle riscontrate nei dispositivi amplificatori MOSFET polarizzati in zona attiva e di fatto in vari casi portano contributi di rumore trascurabili. Gli switch a semiconduttore possono quindi essere impiegati per ottenere commutazioni per modulazione a frequenza molto più alte, anche a MHz.

Nella figura è schematicamente illustrata una possibile realizzazione. Azionando gli switch in modo da invertire periodicamente i collegamenti tra i due terminali della termocoppia e i due terminali del preamplificatore si modula il segnale a onda quadra.



La modulazione così ottenuta trasforma il segnale di tensione continua V_T della termocoppia in un segnale di tensione a onda quadra oscillante a frequenza f_m tra ampiezza V_T positiva e ampiezza $-V_T$ negativa. Mentre il segnale V_T originale ha banda stretta (circa 1Hz) centrata sulla continua ($f=0$), il segnale modulato ha eguale banda stretta centrata sulla frequenza di modulazione f_m (e sulle sue armoniche dispari). Utilizzando frequenza di modulazione abbastanza elevata, ad esempio $f_m = 1\text{MHz}$, si può portare il segnale in una zona spettrale dove il rumore $1/f$ è assai meno intenso. Infatti il rumore $1/f$ viene generato all'interno del preamplificatore e perciò non viene modificato dalla modulazione effettuata prima del preamplificatore.

Per filtrare il segnale estraendolo efficientemente dal rumore occorre un filtraggio passabanda centrato sulla frequenza di modulazione f_m e con larghezza di banda Δf_F dimensionata in modo da passare tutte le componenti di frequenza che ci interessano del segnale della termocoppia. È conveniente ed efficiente utilizzare un Lock-in amplifier (LIA) con demodulazione a onda quadra e con filtro passabasso avente limite di banda $f_s = 10\text{ Hz}$ eguale a quello già usato per la misura di V_T continua. Indicando con $S_n(f)$ lo spettro di rumore di tensione totale

$$S_n(f_m) = S_V + S_V f_C \frac{1}{f}$$

Il S/N così ottenuto è

$$\frac{S}{N} = \frac{V_T}{\sqrt{S_n(f_m) f_s}}$$

e tenendo conto che abbiamo scelto la frequenza di modulazione f_m eguale alla frequenza d'angolo del rumore $1/f$, cioè $f_m = f_{CV} = 1\text{MHz}$, abbiamo

$$S_n(f_m) = S_V + S_V f_{CV} \frac{1}{f_m} \approx 2S_V$$

e quindi

$$\frac{S}{N} \approx \frac{V_T}{\sqrt{2S_V f_s}}$$

Il rumore totale in questo caso risulta poco maggiore di quello valutato per la sola componente bianca in (C) e quindi del tutto trascurabile nella misura

$$\sqrt{n_m^2} \approx \sqrt{2S_V f_s} \approx 90\text{nV}$$