

**PROBLEMA 2****Quadro dei dati****Strain gauges:**

Resistenza  $R_S = 200 \Omega$

Gauge factor  $G = 4$

massima potenza dissipata  $P_{dmax} = 10 \mu W$

Coefficiente di temperatura  $\alpha = \frac{\Delta R_S}{R_{S0}} = 4 \cdot 10^{-3} C^{-1}$

Tra sensore attivo (sensore di deformazione) e sensore di compensazione vi è una differenza di temperatura non controllabile  $\Delta T$  che può arrivare a  $\Delta T_{max} \approx \pm 2 C$ .

**Preamplificatore:**

densità efficace unilatera di rumore di tensione riferito all'ingresso  $S_v^{1/2} = 10 \text{ nV/Hz}^{1/2}$

con  $f_{cv} = 32 \text{ kHz}$

densità efficace unilatera di rumore di corrente riferito all'ingresso  $S_i^{1/2} = 5 \text{ pA/Hz}^{1/2}$

$f_{ci} = 32 \text{ kHz}$

Banda larga  $f_p > 100 \text{ MHz}$

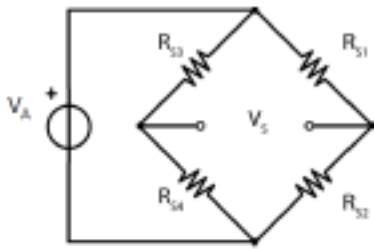
**Deformazione**

$\varepsilon = \frac{\Delta l}{l}$  misurata in microstrain  $\frac{\Delta l}{l} = 10^{-6} = 1 \cdot \mu\text{strain}$

Il pezzo meccanico da monitorare può essere soggetto a deformazioni di ampiezza quasi statiche (cioè variabili su tempi lunghi  $> 10\text{s}$ ) e a deformazioni dinamiche, cioè a vibrazioni con andamento sinusoidale oppure a singoli impulsi con andamento rettangolare nel tempo.

**(A) Configurazione, fattore di trasduzione ed effetto della temperatura**

Strain gauges in configurazione standard a ponte di Wheatstone con un ramo contenente il sensore di deformazione e il sensore di compensazione per le variazioni termiche.



Con alimentazione continua  $V_A$  del ponte la limitazione è

$$\left(\frac{V_A}{2}\right)^2 \frac{1}{R_S} < P_{d\max} \quad \text{cioè} \quad V_A < 2\sqrt{P_{d\max} R_S} \approx 90mV$$

con alimentazione alternata la stessa limitazione si applica al valore efficace

$$V_{A,ef} = V_A / \sqrt{2} \quad \text{quindi} \quad V_A < \sqrt{2} V_{A,ef} \approx 125mV$$

Deviazione del ponte

$$V_S = \frac{V_A}{4} \cdot \frac{\Delta R_S}{R_S} = \frac{V_A}{4} \cdot G\varepsilon = 90mV \cdot \varepsilon \quad \text{con alimentazione continua a } V_A = 90mV$$

$$V_S = \frac{V_A}{4} \cdot \frac{\Delta R_S}{R_S} = \frac{V_A}{4} \cdot G\varepsilon = 125mV \cdot \varepsilon \quad \text{con alimentazione alternata a } V_A = 125mV$$

il fattore di trasduzione risulta quindi

$$\frac{dV_S}{d\varepsilon} = \frac{V_A}{2} \cdot G = \frac{90mV}{\text{strain}} = \frac{90nV}{\mu\text{strain}} \quad \text{in continua}$$

$$\frac{dV_S}{d\varepsilon} = \frac{V_A}{2} \cdot G = \frac{125mV}{\text{strain}} = \frac{125nV}{\mu\text{strain}} \quad \text{in alternata}$$

Le temperature del sensore di deformazione (sensore attivo) e del sensore di compensazione differiscono in modo non controllabile, con una differenza  $\Delta T$  che può arrivare a  $\Delta T_{\max} \approx \pm 2 C$ .

Pertanto la compensazione delle variazioni termiche non è completa: le variazioni di temperatura causano uno squilibrio delle resistenze del ponte che produce in uscita del ponte con alimentazione in continua una tensione con andamento eguale a quello della differenza di temperatura  $\Delta T$ , quindi lentamente variabile

$$V_{ST} = \frac{V_A}{4} \cdot \frac{\Delta R_S}{R_S} = \frac{V_A}{4} \cdot \alpha \cdot \Delta T$$

che simula un segnale dovuto a una deformazione  $\varepsilon_T$  tale che

$$V_{ST} = \frac{V_A}{4} \cdot G \varepsilon_T$$

cioè

$$\varepsilon_T = \frac{\alpha \cdot \Delta T}{G}$$

Pertanto nella misura delle deformazioni statiche o lentamente variabili si aggiunge un segnale spurio lentamente variabile che porta un errore notevole, che può arrivare a

$$\varepsilon_{T \max} = \frac{\alpha \cdot \Delta T_{\max}}{G} = \pm 2 \cdot 10^{-3} \text{ strain} = \pm 2 \text{ mstrain}$$

Questo segnale spurio rappresenta un notevole problema nella misura di deformazioni quasi statiche, ma può essere bene individuato e discriminato nella misura di deformazioni dinamiche.

Questa conclusione è valida anche nel caso di alimentazione del ponte in alternata, in cui la differenza di temperatura genera in uscita dal ponte un segnale sinusoidale con ampiezza modulata con andamento lentamente variabile, eguale a quello della differenza di temperatura

### **(B) Misura di vibrazione con sensori polarizzati in continua.**

Il pezzo è ora soggetto a una vibrazione meccanica sinusoidale con

frequenza  $f_0 = 100 \text{ Hz}$

ampiezza  $\varepsilon_d$  che dobbiamo misurare

È disponibile un segnale ausiliario di riferimento che ha frequenza e fase eguali alla vibrazione.

Il contributo del rumore di corrente risulta trascurabile

$$S_v \gg S_i R_s^2$$

Nel rumore di tensione

$$S_n = S_v + S_v \frac{f_c}{f}$$

alla frequenza  $f_0$  la densità spettrale della componente  $1/f$  è molto maggiore della componente bianca  $S_v$

$$S_v \frac{f_c}{f_0} = 320 \cdot S_v \gg S_v$$

$$\text{Pertanto } S_n(f_o) \cong S_v \frac{f_c}{f_o} = 320 \cdot S_v$$

Misura effettuata con un lock-in amplifier (LIA) utilizzando come riferimento il segnale ausiliario sinusoidale sincrono alla vibrazione

Impiegando come riferimento il segnale ausiliario sinusoidale detto otteniamo in uscita dal lock-in un segnale continuo con ampiezza determinata dalla componente fondamentale della vibrazione.

Se il segnale ausiliario è in fase con la componente fondamentale della vibrazione, lo si utilizza come riferimento così come è. Se invece questo non è certo, occorre utilizzare il variatore di fase del riferimento (normalmente disponibile negli amplificatori lock-in) per modificare la fase del riferimento fino ad azzerare il suo sfasamento  $\varphi$  rispetto alla fondamentale. Questo si ottiene semplicemente osservando l'ampiezza in uscita mentre si varia la fase, dato che l'uscita ha ampiezza proporzionale a  $\cos\varphi$ .

Con  $\varphi=0$  il rapporto  $(S/N)^2$  ottenuto in uscita dal lock-in è dato dal rapporto tra:

- la potenza del segnale sinusoidale  $\frac{V_s^2}{2}$
- la metà (la parte mediamente in fase con il riferimento) della potenza media di rumore entro una banda centrata sulla frequenza del riferimento  $f_o$  e con ampiezza  $\Delta f_L = 2 f_L$  definita dal filtro passabasso utilizzato entro il lock-in (indicando con  $f_L$  la frequenza di taglio del rumore del passabasso) e cioè  $S_n(f_o) \cdot f_L$

Dunque si ha

$$\left(\frac{S}{N}\right)^2 = \frac{V_s^2}{2 \cdot S_n(f_o) \cdot f_L}$$

e pertanto

$$V_{S_{\min,L}} = \sqrt{2 \cdot S_n(f_o) \cdot f_L} = \sqrt{2 \cdot 320 \cdot S_v \cdot f_L}$$

Dato che l'ampiezza dell'oscillazione varia lentamente, su tempi più lunghi di 10 s, scegliamo  $f_L = 1$  Hz e otteniamo

$$V_{S_{\min,L}} = 253 \text{ nV}$$

e quindi una deformazione minima misurabile

$$\varepsilon_{d,\min} = \frac{V_{S\min,L}}{\frac{dV_S}{d\varepsilon}} \cong 2,8 \mu\text{strain}$$

### (C) Misura di singolo impulso di deformazione

Il pezzo è ora soggetto a una deformazione impulsiva con andamento a rettangolo con

Durata  $T_p = 10 \text{ ms}$

ampiezza  $\varepsilon_p$  (costante in  $T_p$ ) che dobbiamo misurare

Per misurare l'ampiezza  $\varepsilon_p$  della deformazione impulsiva occorre escludere dalla misura la linea di base del segnale di uscita del ponte, che contiene il segnale continuo eventualmente dovuto a deformazioni quasi statiche e il segnale continuo spurio dovuto alla inadeguata compensazione della temperatura. Ciò si può ottenere con un filtraggio passa-alto, utile anche per ridurre il contributo del rumore  $1/f$ .

È preferibile utilizzare un BaseLine Restorer (BLR, differenziatore commutato) anziché un differenziatore CR a parametri costanti, perché si ha così un filtraggio passalto che agisce sulla linea di base e sul rumore a bassa frequenza, ma non sul segnale impulsivo. In questo modo si evita di ridurre il segnale e quindi si evita una corrispondente diminuzione del rapporto segnale/rumore. Il taglio del rumore alle basse frequenze è equivalente a quello di un differenziatore CR a parametri costanti con costante di tempo circa eguale a quella del BLR. Dalla trattazione del BLR sappiamo che questa costante di tempo di differenziazione va scelta poco più lunga della durata

dell'impulso  $T_p$ . Avremo così per il rumore  $1/f$  un taglio passa-alto a frequenza  $f_i \approx \frac{1}{2\pi T_p}$ .

-----

Nota: questo filtraggio si può ottenere anche con altri tipi di circuito, ad esempio utilizzando un Gated Integrator (GI) ed ottenendo il risultato come differenza tra due misure, una effettuata sull'impulso e una seconda effettuata poco prima (o poco dopo) l'impulso. Il taglio passalto in questo caso è circa eguale a quello di un CR con costante di tempo eguale all'intervallo di tempo tra i centri dei due intervalli di integrazione.

-----

Il filtraggio del rumore si completa con un filtraggio passabasso che taglia le frequenze di rumore più alte di quelle del segnale. A questo scopo si può usare un GI **dopo** il BLR (e NON prima!!) con durata di integrazione  $T_G$  eguale a quella dell'impulso  $T_p$ .

Il rumore limitato dai due filtri in prima approssimazione può essere stimato

$$\sqrt{v_n^2} \approx \sqrt{\int_{f_i}^{f_s} S_v f_c \frac{df}{f}} \approx \sqrt{S_v f_c} \sqrt{\ln\left(\frac{f_s}{f_i}\right)} = \sqrt{S_v} \sqrt{f_c \ln\left(\frac{2\pi T_p}{2T_p}\right)} \approx 1914 \text{ nV}$$

Quindi si ha minimo segnale misurabile

$$V_{p,\min} = \sqrt{v_n^2} = 1914 \text{ nV}$$

Corrispondente a minima ampiezza dell'impulso di deformazione

$$\varepsilon_{p,\min} = \frac{V_{p,\min}}{\frac{dV_s}{d\varepsilon}} \cong 21,3 \mu\text{strain}$$

-----

Nota: usando il BLR, in alternativa al GI si può usare un filtro passabasso **a parametri costanti** posto prima o dopo il BLR.

Usando invece del BLR il GI con sottrazione di due misure, il filtraggio passabasso si ottiene semplicemente usando durata di gate  $T_G$  eguale a quella dell'impulso  $T_p$ .