

**ESAME DI STATO DI ISTITUTO TECNICO INDUSTRIALE  
INDIRIZZO: ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI  
SESSIONE ORDINARIA 2003  
TEMA DI: ELETTRONICA**

**ESAME DI STATO DI ISTITUTO PROFESSIONALE  
INDIRIZZO: TECNICO DELLE INDUSTRIE ELETTRONICHE  
SESSIONE ORDINARIA 2003  
TEMA DI: ELETTRONICA, TELECOMUNICAZIONI E APPLICAZIONI**

Un sistema elettronico di registrazione e visualizzazione dell'attività elettrica del cuore è realizzato secondo lo schema a blocchi riportato in figura.



Il segnale elettrico, proveniente dai due elettrodi applicati al paziente, si presenta all'amplificatore in modo differenziale ed ha valore compreso fra  $-0,8$  mV e  $+0,8$  mV con componenti armoniche significative in banda  $0,1 \div 40$  Hz. Detto segnale è disturbato dalla tensione di rete a 50 Hz presente nell'ambiente.

Il candidato, fatte le ipotesi aggiuntive ritenute necessarie:

1. spieghi il funzionamento di ciascun blocco dello schema;
2. dimensiona l'amplificatore e determini i parametri di funzionamento del filtro, in modo che sia eliminato il disturbo di rete e all'ingresso del convertitore A/D vi sia un segnale compreso fra  $-5$ V e  $+5$ V;
3. determini la frequenza di campionamento necessaria per la corretta acquisizione del segnale;
4. indichi il tipo e le caratteristiche di un convertitore A/D adeguato all'impiego nel sistema;
5. identifichi la strumentazione e la modalità con cui collaudare il funzionamento dei primi due blocchi costituenti il sistema;
6. esprima le proprie considerazioni sul tipo di alimentazione necessaria per il funzionamento del sistema.

## ANALISI DEL TESTO E SOLUZIONE DI FILIPPO SPADARO

Pubblicata su l'Elettronica Applicazioni – Enrico Ambrosini, Ippolito Perlasca - volume TS734IA - Ed. Tramontana - gennaio 2006. Ad uso esclusivo dei miei alunni.

### 1° Quesito

Il segnale elettrico fornito dagli elettrodi deve essere opportunamente trattato per essere adattato alle specifiche d'ingresso del convertitore A/D. Per questo è necessario utilizzare circuiti di condizionamento che assicurino un buon trasferimento del segnale proveniente dal trasduttore al convertitore, e che eliminino nel contempo gran parte dei disturbi ad esso associati.

L'amplificatore riceve in ingresso un segnale differenziale di debole entità proveniente dagli elettrodi, da amplificare senza caricare la sorgente. Si richiede quindi che sia di tipo differenziale e che presenti un'elevata resistenza d'ingresso, idealmente tendente all'infinito.

Inoltre i fili provenienti dagli elettrodi possono raccogliere, per induzione, disturbi rispetto a massa. L'amplificatore deve quindi avere un elevato rapporto di reiezione del modo comune, idealmente tendente all'infinito, per essere insensibile alla componente di segnale comune presente contemporaneamente ai due ingressi, amplificando solo il segnale differenza.

Secondo quanto esposto, si ritiene quindi opportuno utilizzare un amplificatore per strumentazione, che garantisce un alto valore di CMRR e un'elevata resistenza di ingresso.

Considerando che all'ingresso dell'A/D devono arrivare segnali fra  $-5 \div 5$  V, a fronte di una variazione del segnale d'ingresso tra  $-0,8 \div 0,8$  mV, segue che l'amplificazione totale deve essere:

$$A_T = \frac{\Delta V_{ADC}}{\Delta V_{ELETTRODI}} = \frac{10V}{1,6 \cdot 10^{-3} V} = 6250 \quad (1)$$

Data l'elevata amplificazione richiesta e per meglio adattare i vari blocchi alle realizzazioni circuitali richieste, si propone di ripartire l'amplificazione  $A_T$ , assegnando al blocco amplificatore un guadagno pari a  $A_A = 625$  e al blocco filtro il rimanente guadagno di  $A_F = 10$ .

Il filtro deve permettere il passaggio inalterato delle componenti di segnale fino alla frequenza di 40 Hz, e deve inoltre eliminare il disturbo di rete a 50 Hz.

Si propone quindi una soluzione in due stadi in cascata, composta da un filtro attivo passa basso VCVS a guadagno unitario, del secondo ordine, per il filtraggio del segnale utile, con frequenza di taglio a 40 Hz, seguito da un filtro notch (elimina-banda) con frequenza centrale 50 Hz e banda stretta, così da avere una forte attenuazione alla frequenza di rete che, essendo a soli 10 Hz da quella di segnale utile, non potrebbe essere bloccata dal passa basso. Al filtro notch si farà seguire un amplificatore non invertente per portare l'intero guadagno del blocco filtro al valore desiderato  $A_F = 10$ .

Il convertitore A/D riceve un segnale compreso fra  $-5 \div 5$  V, proveniente dall'amplificatore e opportunamente filtrato in banda fino a 40 Hz, e lo converte in digitale. Essendo la velocità con cui varia il segnale al massimo pari a:

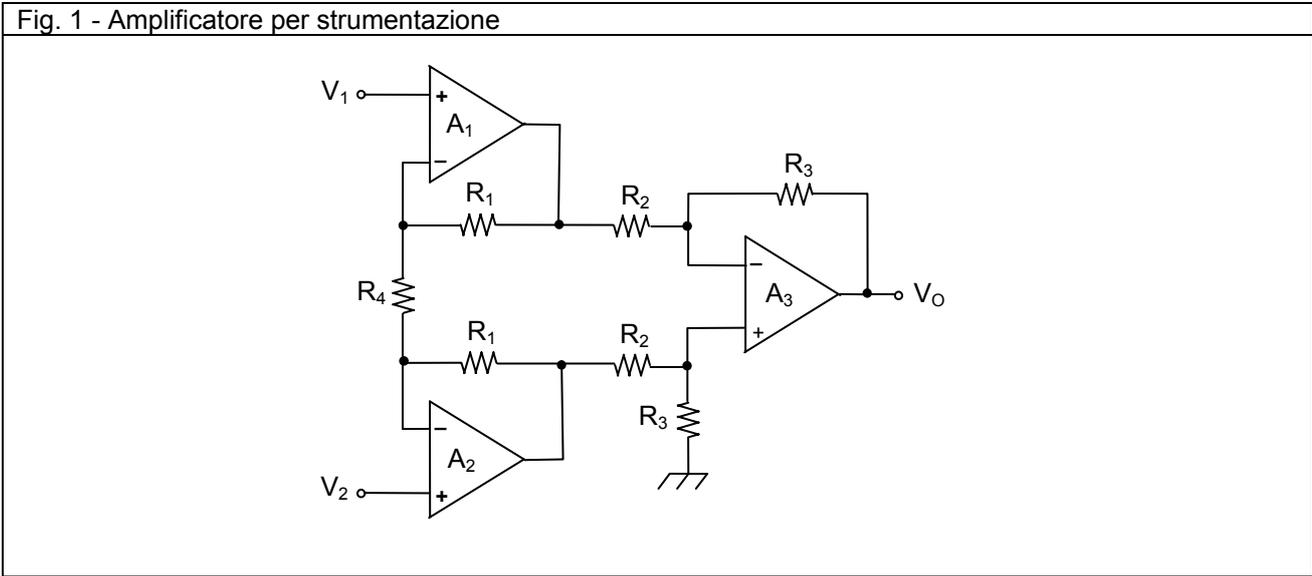
$$T = \frac{1}{40\text{Hz}} = 25\text{ms} \quad (2)$$

le prestazioni richieste al convertitore A/D non sono critiche in quanto la frequenza di campionamento dell'ADC potrà essere non eccessivamente alta.

**2° Quesito**

L' amplificatore per strumentazione di figura 1 ha tensione d'uscita data da:

$$V_O = (V_2 - V_1) \cdot \frac{R_3}{R_2} \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_4}\right) \quad (3)$$



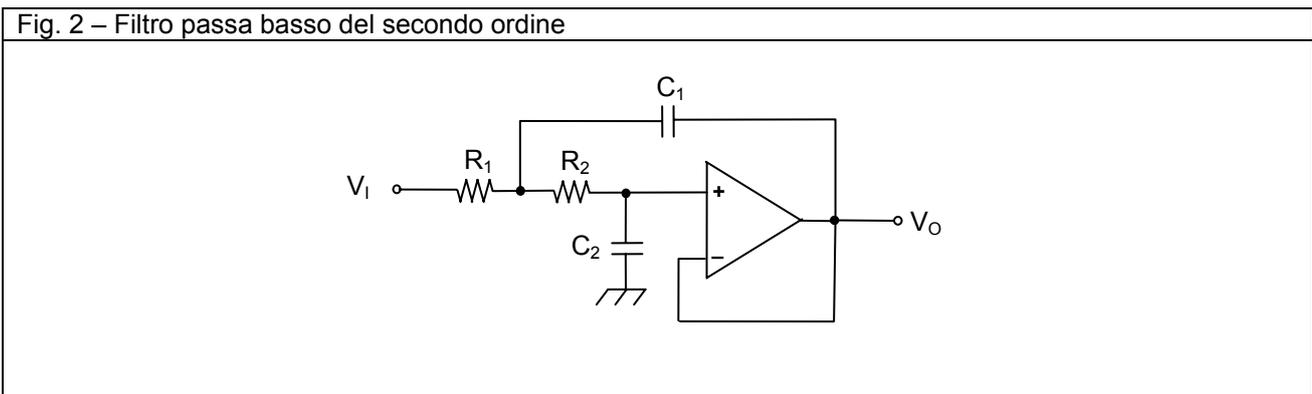
Avendo scelto per questo blocco un guadagno pari a  $A_A = 625$ , sviluppiamo la  $\Sigma$  in due parti, attribuendo all'amplificatore differenziale con operazionale  $A_3$  un guadagno 10 e lasciando allo stadio di ingresso con  $A_1$  e  $A_2$  un guadagno 62,5. Scegliendo  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$  si ottiene:

$$R_3 = 10 \cdot R_2 = 100 \text{ k}\Omega$$

Scegliendo  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ , si ricava:

$$R_4 = \frac{2 \cdot R_1}{62,5 - 1} \approx 325 \Omega$$

ottenibile mediante un trimmer da  $1 \text{ k}\Omega$ , in modo da poter regolare con precisione il guadagno dell'amplificatore per strumentazione. Inoltre, per un migliore CMRR dello stadio, dato che non è possibile avere coppie di resistori perfettamente uguali, questi vanno scelti con bassa tolleranza, tipo  $\pm 0,5\%$  o  $\pm 1\%$ , e limitato coefficiente di temperatura.

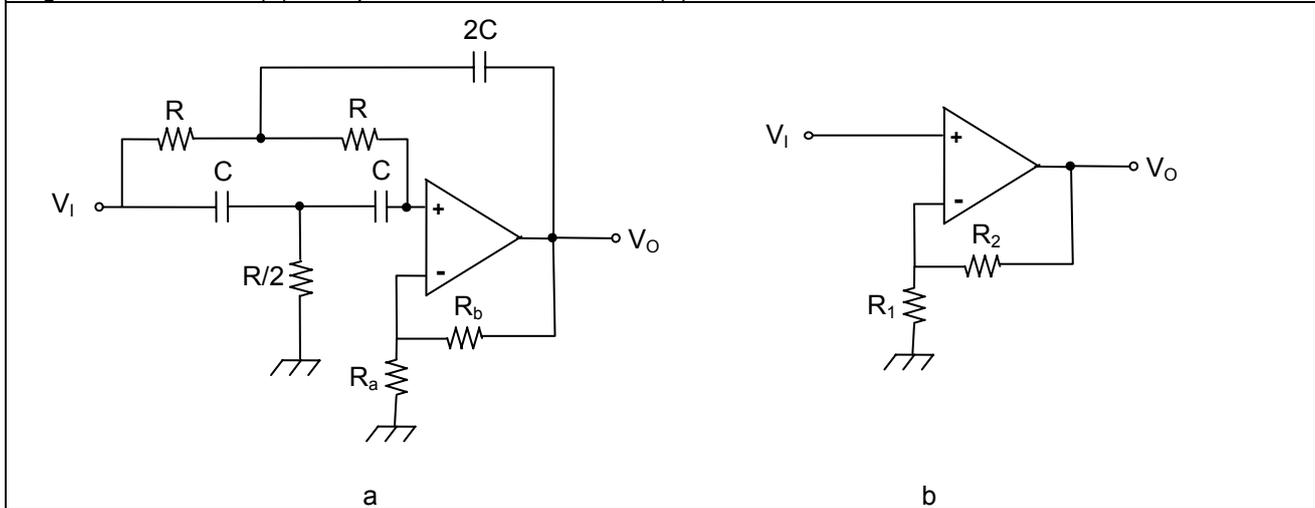


Un filtro attivo passa basso VCVS del secondo ordine (pendenza 40dB/dec) per il filtraggio del segnale utile è rappresentato in figura 2. Si considera l'approssimazione Butterworth ponendo la frequenza di taglio  $f_1$  a -3dB coincidente con la  $f_n$  e il fattore di smorzamento  $\xi = Q = 0,707$  e il guadagno statico  $A_{v0} = 1$ . Si usano le relazioni:

$$\omega_n^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad \frac{\omega_n}{Q} = \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1 - A_{v0}}{R_2 C_2} \quad \frac{C_2}{C_1} \leq A_{v0} + \frac{1}{4Q^2} - 1 \quad (4)$$

Affinché sia verificata la terza delle 4 per la quale si ottiene  $C_2/C_1 \leq 0,5$  si scelgono  $C_1 = 200 \text{ nF}$  e  $C_2 = 100 \text{ nF}$ . Applicando la prima e la seconda delle 4 si ricava  $R_1 = 27,7 \text{ k}\Omega$  (27 k $\Omega$  commerciale) e  $R_2 = 28,6 \text{ k}\Omega$  (27 k $\Omega$  commerciale).

Fig. 3 – Filtro notch (a) e amplificatore non invertente (b)



Il filtro notch a doppio T a reiezione di banda in figura 3a viene dimensionato considerando che la banda del segnale arriva sino a 40 Hz e che il disturbo alla tensione di rete è a  $f_n = 50 \text{ Hz}$ , occorre quindi che la banda del notch sia  $B \leq 20 \text{ Hz}$  per escludere influenze tra le due bande.

Si riporta la funzione di trasferimento e le relazioni fondamentali che derivano dalla sua analisi:

$$G(s) = \frac{A_v(s^2 + \frac{1}{R^2C^2})}{s^2 + \frac{2(2-A_v)}{RC}s + \frac{1}{R^2C^2}} = \frac{A_v(s^2 + \omega_n^2)}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n^2} \quad \omega_n^2 = \frac{1}{R^2C^2} \quad \frac{\omega_n}{Q} = \frac{2(2-A_v)}{RC} \quad (5)$$

Nota la relazione che esprime la banda passante per un filtro elimina-banda:

$$B = \frac{f_n}{Q}$$

e considerata  $B = 20 \text{ Hz}$ , si determina la selettività  $Q = 2,5$ .

Applicando la terza delle 5 si ricava il guadagno del notch  $A_v = 1,8$ . Noto che il guadagno vale:

$$A_v = 1 + \frac{R_b}{R_a}$$

e scelta  $R_a = 30 \text{ k}\Omega$  (commerciale), si ottiene  $R_b = 24 \text{ k}\Omega$  (commerciale).

Fissata poi  $C = 47 \text{ nF}$ , applicando la seconda delle 5 si ricava  $R = 67,7 \text{ k}\Omega$  (68 k $\Omega$  commerciale).

Per avere una buona attenuazione centrata alla frequenza desiderata di 50Hz si devono usare componenti a bassa tolleranza e ad alta stabilità termica.

Per portare l'intero guadagno del blocco filtro al valore desiderato  $A_F = 10$  si rende necessario inserire in cascata al notch un amplificatore non invertente (figura 3b) di guadagno:

$$A_1 = \frac{10}{1,8} = 5,6 \quad A_1 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Si dimensionano i componenti passivi: scegliendo  $R_1 = 15 \text{ k}\Omega$  si ricava  $R_2 = 69 \text{ k}\Omega$  (68 k $\Omega$  commerciale più un trimmer da 2 k $\Omega$ ).

### 3° Quesito

Per il teorema di Shannon la frequenza di campionamento  $f_C$  deve essere  $f_C \geq 2f_{MAX}$  essendo  $f_{MAX} = 40\text{Hz}$  la massima frequenza dello spettro del segnale. In pratica per avere un buon campionamento, preservandolo da aliasing è preferibile una  $f_C$  consistentemente maggiore del doppio della banda del segnale. Per la registrazione dell'attività elettrica del cuore si può assumere  $f_C = 500\text{ Hz}$ .

#### 4° Quesito

Il testo non specifica nulla in merito alla precisione dell'ADC. Ipotizziamo che si vogliono misurare variazioni di 1  $\mu\text{V}$  del segnale proveniente dagli elettrodi. Ciò comporta suddividere l'intervallo di valori positivi tra 0 ÷ 0,8 mV in un numero di livelli di quantizzazione pari a

$$N = \frac{0,8\text{mV}}{1\mu\text{V}} = 800 \quad (6)$$

Nota la relazione:

$$N = 2^n \quad (7)$$

per l'intervallo di valori positivi tra 0 ÷ 0,8 mV saranno necessari un numero di bit pari a:

$$n \geq \lceil \lg_2 N \rceil = \lceil \lg_2(800) \rceil = \lceil 9,64 \rceil = 10\text{bit} \quad (8)$$

E considerando 1 bit per il segno, saranno necessari 11 bit per la codifica del segnale, quindi bisognerà utilizzare un ADC commerciale a 12 bit. L'ADC dovrà inoltre permettere un ingresso analogico tra -5 ÷ 5 V come richiesto dal testo.

Il teorema di Shannon enuncia con quale frequenza campionare un segnale per non perdere informazioni sul suo andamento, quindi avendo assunto  $f_c = 500$  Hz, basta reperire un ADC con un tempo di conversione:

$$t_{\text{conv}} \leq \frac{1}{f_c} = 2\text{ms}$$

cosa per nulla difficile, in quanto gli ADC in commercio permettono tempi di conversione inferiori. Tuttavia questa valutazione vale solo nell'ipotesi di segnali lentamente variabili nel tempo, ovvero che subiscono variazioni trascurabili per tutta la durata del tempo di conversione del convertitore. Se invece il segnale varia troppo velocemente va valutata una limitazione più stringente sul tempo di conversione dell'ADC ed eventualmente anche l'introduzione di un Sample & Hold.

Si può intuire che, se la variazione del segnale d'ingresso durante il tempo di conversione è limitata entro un intervallo di quantizzazione (1 LSB), l'ADC rileverà un dato che differirà dal valore iniziale dell'ingresso entro lo stesso errore  $\varepsilon = \pm 1/2$  LSB. Invece, se avviene che il segnale di ingresso varia durante la conversione oltre 1 LSB, l'uscita dell'ADC sarà errata.

Se quindi si desidera un'accuratezza di  $1/2$  LSB, il limite del tempo di conversione dell'ADC è calcolabile mediante la relazione:

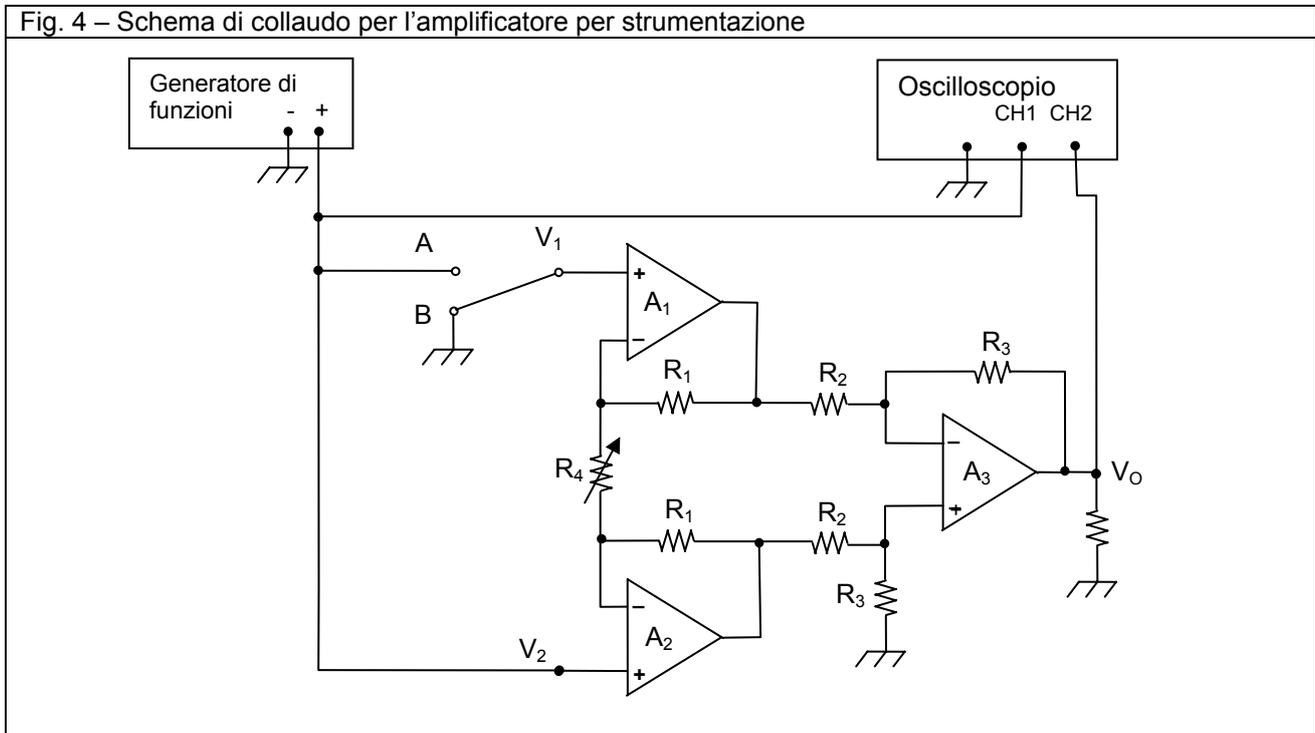
$$t_{\text{conv}} \leq \frac{2}{(2^{n+1} - 1) \cdot \pi \cdot f_{\text{MAX}}} = \frac{2}{8191 \cdot \pi \cdot 40} = 1,79\mu\text{s} \quad (9)$$

Mettendosi nell'ipotesi di segnali lentamente variabili nel tempo può essere impiegato egregiamente il convertitore A/D dell'Analog Devices AD574A, del tipo ad approssimazioni successive a 12 bit, con un tempo di conversione massimo pari a 35  $\mu\text{s}$  e la possibilità di impostare un range di ingresso bipolare tra -5 ÷ 5 V. È dotato di sorgente di riferimento e generatore di clock interni, e buffer three-state in uscita.

### 5° Quesito

L'analisi statica dell'amplificatore per strumentazione consiste nel verificare ad alimentazione inserita, che quando è nullo il segnale in ingresso  $V_1 = 0$  V la tensione in uscita deve risultare nulla, o comunque misurare valori molto vicini a 0 V. In caso contrario si avrebbe un errore di offset in tensione.

Valutando l'uscita dell'operazionale  $A_3$ , qualora si avesse un errore di offset bisognerebbe correggerlo mediante un trimmer posto tra i pin dell'operazionale previsti per tale scopo. Ad esempio, nel caso di un  $\mu A741$  si inserisce un trimmer da 10 k $\Omega$  tra i piedini 1 e 5 dell'integrato variando la posizione del cursore fino a quando  $V_O = 0$  V.



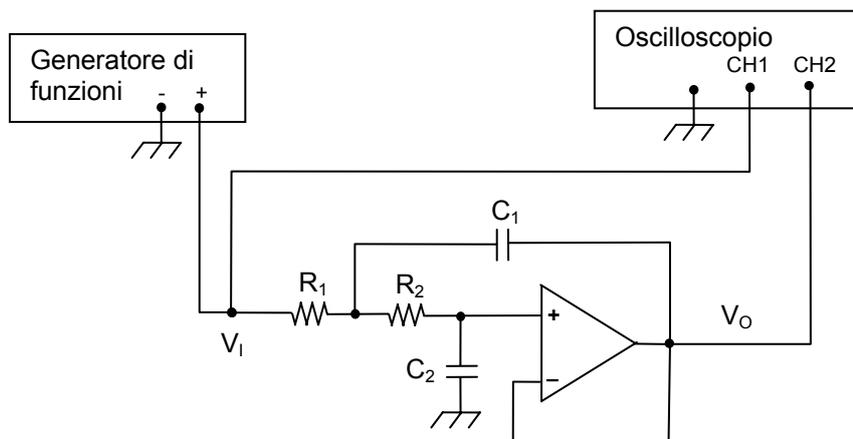
Il collaudo dinamico dell'amplificatore per strumentazione consiste nella misura del CMRR, secondo lo schema di figura 4.

Con il deviatore in B è possibile calcolare il guadagno differenziale  $A_d$ . Mediante il generatore di funzioni si simula un segnale d'ingresso sugli elettrodi, regolandolo su onde sinusoidali alle frequenze tra 0,1 ÷ 40 Hz e livello del segnale 0,8 mV.

Con la sonda del canale CH2 dell'oscilloscopio posta sull'uscita dell'operazionale  $A_3$  viene valutata la forma d'onda dell'uscita la cui tensione picco-picco deve valere 10 V. Per settare con precisione il guadagno dell'amplificatore per strumentazione si agisce sul trimmer  $R_4 = 1$  k $\Omega$ , valutando il livello di tensione in uscita in rapporto al segnale d'ingresso.

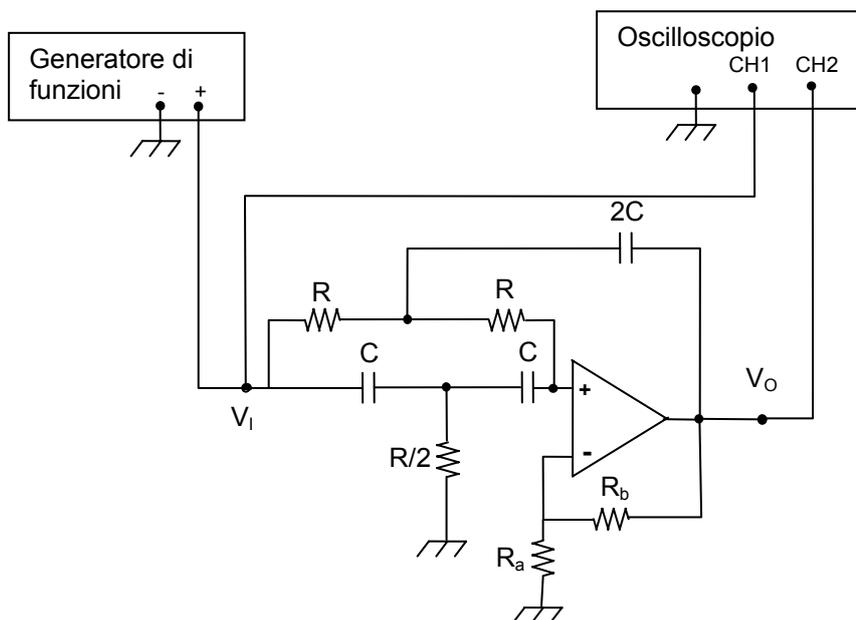
Con il deviatore in A è possibile invece calcolare il guadagno di modo comune  $A_{cm}$ , applicando lo stesso segnale a entrambi gli ingressi. Un buon amplificatore differenziale deve presentare il più piccolo valore possibile del guadagno di modo comune, per avere quindi un alto valore del CMRR, ottenibile solo impiegando resistenze a bassissima tolleranza.

Fig. 5 – Schema di collaudo per il filtro passa basso



Il collaudo del passa basso consiste nel determinare se fa passare solo i segnali in banda tra  $0,1 \div 40$  Hz e blocca il resto dello spettro di frequenze. Usando il circuito di figura 5 si può procedere regolando il generatore di funzioni su un segnale sinusoidale di ampiezza 1 V di picco. Si traccia il diagramma di Bode del guadagno del filtro, facendo variare le frequenze tra  $0,1 \div 400$  Hz e rilevando le tensioni di uscita. Dalla verifica si deve rilevare alla frequenza di taglio di 40 Hz un'attenuazione del guadagno di 3 dB rispetto al valore della banda passante, e in banda oscura una pendenza di  $-40$  dB/dec.

Fig. 6 – Schema di collaudo per il filtro notch



L'efficacia del notch va valutata realizzando un circuito come in figura 6, simulando mediante un generatore di funzioni un segnale di ingresso a 50Hz e verificando se questo viene bloccato dal filtro.

### 6° Quesito

Tutti gli amplificatori operazionali utilizzati nel progetto operano con doppia alimentazione  $\pm 12\text{ V}$ . Il circuito in figura 7 permette di ottenere una tensione stabilizzata  $V_O$  e simmetrica rispetto a massa per alimentare gli operazionali, impiegando due regolatori di tensione: uno della serie 7812 per le tensioni positive e un 7912 per quelle negative. Per questi regolatori viene fornita una tensione di dropout pari a 2 V, che indica la minima differenza accettabile tra la tensione di ingresso IN e quella di uscita OUT. Per una buona regolazione di linea conviene comunque mantenere una differenza un po' piú grande, almeno 3 V. Ciò comporta che il trasformatore a presa centrale, seguito da raddrizzatore a ponte, devono fornire una tensione continua in uscita  $V_{CC} = \pm 15\text{ V}$ .

Anche il convertitore A/D può essere alimentato a +12V, in genere questi dispositivi permettono un certo range di tensioni di alimentazione. In alternativa bisogna alimentarlo usando un regolatore di tensione della serie 78XX, sfruttando anche in questo caso la tensione da 15 V fornita dal trasformatore.

In particolare, se si è scelto di impiegare l'AD574A questo richiede 3 alimentazioni:  $\pm 12\text{ V}$  per la parte analogica e +5 V per quella digitale.

