



UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI TRIESTE
FACOLTA' DI INGEGNERIA

Misure Elettroniche

Relazione di progetto dell'EOG

A.A. 2014 - 2015

Studenti:

Pasquale Naclerio

Salvatore Tarantino

1. INTRODUZIONE

In questa relazione si descrive il lavoro di progettazione di un preamplificatore e della parte atta al condizionamento del segnale di un **elettrooculografo**.

L'occhio è sede di un potenziale elettrico, pressochè indipendente da stimolazioni luminose, la cui origine è attribuita a processi metabolici che avvengono nella retina. Questo potenziale può essere modellato come un dipolo fisso, avente polo positivo sulla cornea e polo negativo sulla retina; la relativa differenza di potenziale è definita come corneo-retinica, ed è dell'ordine di 1 mV .

Mediante una coppia di elettrodi superficiali è possibile misurare un segnale, noto come potenziale elettrooculografico (EOG): i movimenti dell'occhio, sia sul piano orizzontale sia su quello verticale, producono una rotazione del dipolo, che da origine a differenze di potenziale oscillanti, rilevabili superficialmente.

2. ASPETTI GENERALI

I segnali elettrici derivanti dall'attività biologica sono, in generale, caratterizzati da una ampiezza molto piccola, appena superiore al livello di rumore, e sono generati da sorgenti con alta impedenza interna, quindi un ruolo importante, nei sistemi atti alla loro misurazione, è svolto dallo stadio di preamplificazione. In particolare i requisiti che devono essere soddisfatti sono:

- Elevato rapporto di reiezione di modo comune (CMMR) e sua costanza, in modo da minimizzare gli effetti dei disturbi in modo comune che generalmente hanno ampiezza anche molto maggiore del segnale;
- Elevata impedenza d'ingresso, necessaria per evitare l'effetto di carico tra elettrodi ed amplificatore, altrimenti causa di distorsione del segnale;
- La banda passante deve amplificare solo in corrispondenza delle frequenze in cui è presente il segnale;
- Basso rumore generato internamente rispetto al segnale utile;
- Elevata dinamica del preamplificatore;
- L'amplificatore deve guadagnare in modo appropriato per elevare il segnale ad una ampiezza adatta agli stadi successivi;

Queste specifiche devono essere soddisfatte tenendo conto del particolare segnale in esame.

3. SPECIFICHE TECNICHE

Per quanto riguarda il segnale elettrooculografico esso generalmente viene prelevato con l'utilizzo di elettrodi superficiali del tipo Ag – AgCl che vengono posizionati vicino all'occhio del paziente e forniscono in uscita segnali così caratterizzati:

- Ampiezza: 10 μ V – 1 mV (con circa 17 μ V per grado di rotazione dell'occhio, con una rotazione di $\pm 70^\circ$)
- Banda: 0,1¹ – 100 Hz (dipendente dal tipo di movimento dell'occhio)

Quindi il sistema da sviluppare dovrà rispettare le seguenti specifiche:

- Banda utile: 0,1 – 100 Hz
- Guadagno totale: 1000 entro la banda utile
- CMRR > 80 dB sull'intera banda utile
- Risoluzione di 1°
- Sistema isolato dalla rete elettrica
- Tempo di assestamento minore di 3 s
- Introduzione minima di rumore

¹ In teoria quando l'occhio è fermo e centrato presenta una componente continua, ma dato che è molto difficile realizzare questa condizione per via dei movimenti oculari involontari si considera

4. ELETTRODI

Una coppia di elettrodi, che permetta di applicare un segnale biologico all'ingresso di un amplificatore, costituisce la forma più semplice di traduttore e rientra nella categoria dei sensori, che costituiscono il legame con il sistema biologico esplorato. L'evento biologico, la sua natura, le caratteristiche e la disposizione anatomica vincolano la geometria dell'elettrodo, dalla quale dipende l'impedenza di ingresso dell'amplificatore. Gli elettrodi superficiali, in genere, sono elettrodi ad area larga, con impedenza di ingresso moderatamente elevata. Questi ultimi non vengono posti a diretto contatto con la pelle ma attraverso uno strato di pasta o gelatina elettrolitica.

L'impedenza del sistema elettrodo-corpo-elettrodo è influenzata in maniera irrilevante dalla distanza degli elettrodi, ovvero dal tessuto interessato alla conduzione, mentre rimane fortemente caratterizzata dalle giunzioni elettrodo-elettrolita (sono determinanti ai fini della trasduzione del segnale biologico) ed elettrolita-pelle.

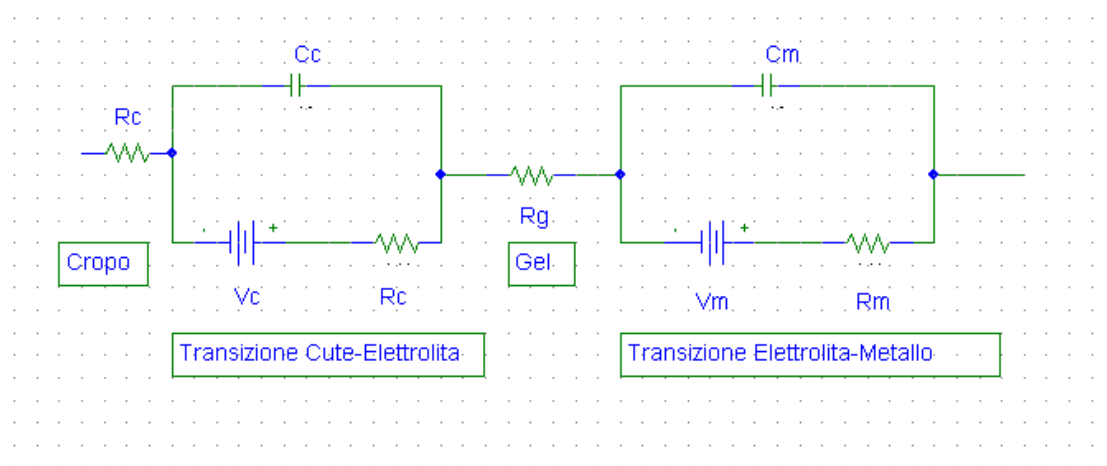


Fig. 1 Modello elettrico del sistema corpo – elettrolita - elettrodo

Gli elettrodi scelti sono i monouso F9079P in gel solido con sensore in argento argento/cloruro e clip in acciaio.

Caratteristiche tecniche		
Dimensioni	32 mm x 36 mm (ovale)	
Caratteristiche elettriche	Valore massimo	Risultato dei test
Impedenza della singola coppia	3 K Ω	75 Ω
Instabilità dell'offset combinata con il rumore intrinseco	150 μ V	3,0 μ V
Variatione della polarizzazione	1 mV/s	0,7 mV/s
Tolleranza sulla corrente di Bias (DC voltage offset)	100 mV	16,1 mV

In questa tabella sono stati riportati i parametri di interesse, relativi ad una temperatura di 20 ± 1 °C.

5. FRONT - END

Il segnale da amplificare, che è dato dalla differenza di due segnali, risulta essere molto piccolo, dell'ordine dei microvolt con ampiezza massima di circa ± 1 mV, occorre perciò disporre di :

1. Amplificatore con ingresso differenziale
2. Elevata impedenza di ingresso
3. Guadagno elevato e noto con precisione
4. Bassissima tensione e corrente di offset

La scelta progettuale è stata quella di inserire due condensatori in serie agli elettrodi (uno per ogni ingresso), in modo da eliminare l'offset introdotto dalle differenze di potenziale continuo che si generano nel contatto tra pelle del paziente e gli elettrodi, nonché differenze di potenziale superficiale. Dopo il condensatore è stata inserita una resistenza (tramite un interruttore) a riferimento, che ha la funzione di "circuito di zero", e di scaricare il condensatore eventualmente carico. In questo modo viene introdotto un polo in bassa frequenza e uno zero nell'origine. Il problema che si presenta a questo punto è la dimensione della costante di tempo; per ovviare a ciò vengono utilizzati due diodi in opposizione, che introducono delle non linearità, in modo da diminuire il tempo che il segnale impiega per stabilizzarsi.

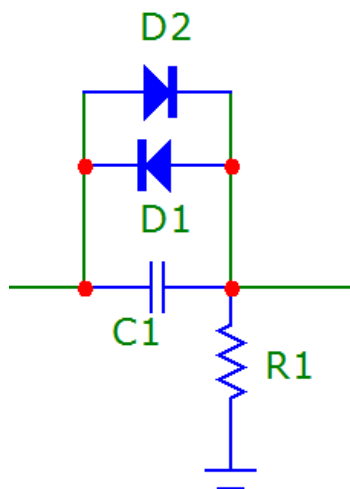


Fig.2 Schema del filtro passa-alto in ingresso

Funzione di trasferimento:

- $$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{sC_1R_1}{sC_1R_1 + 1}$$

Successivamente i segnali giungono ad uno stadio che ha il compito di amplificare, selezionare la banda utile e fare la differenza dei due segnali. Per fare questo si è scelto di utilizzare una configurazione a tre operazionali (3OP) :

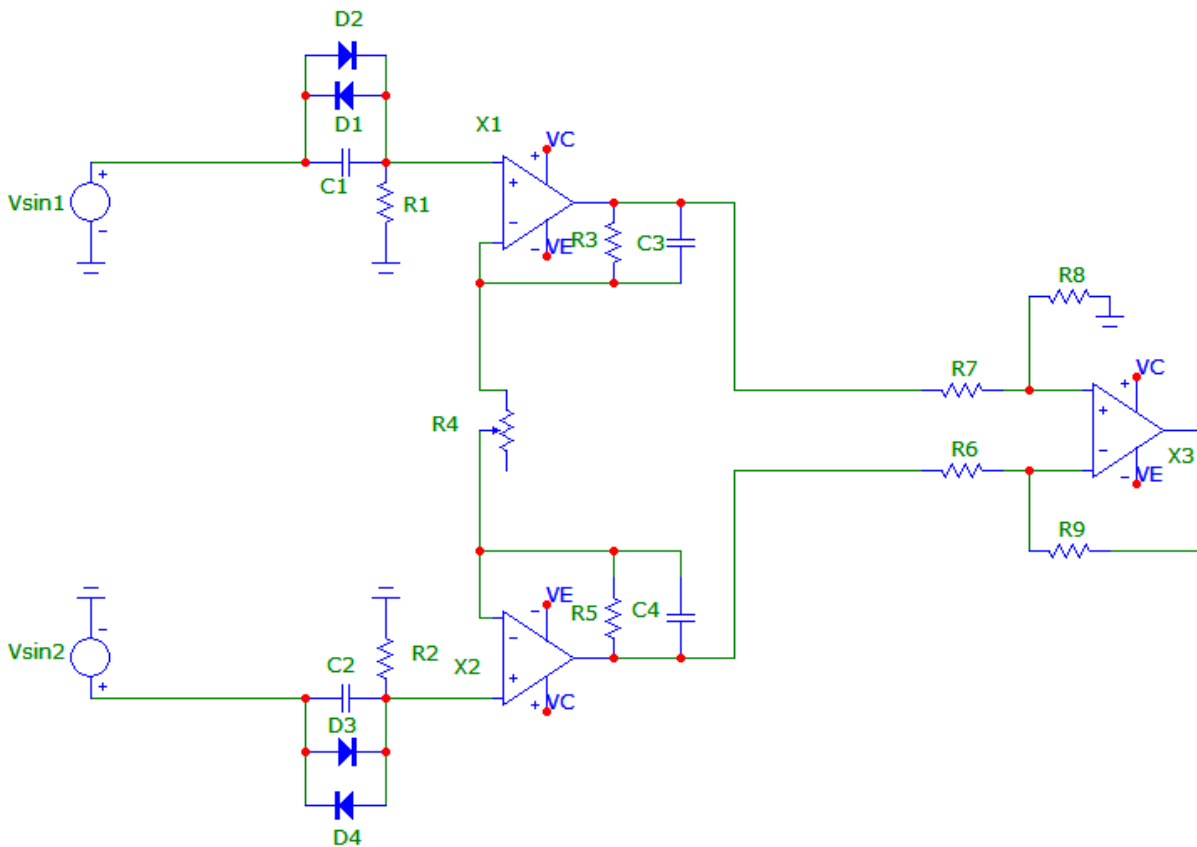


Fig.3 Front – End

Come si può vedere dallo schematico la prima coppia di operazionali amplifica in configurazione non invertente. Il condensatore inserito in parallelo alla resistenza funziona da filtro passa basso e il terzo operazionale in configurazione differenziale amplifica ed effettua la differenza dei segnali. L'amplificazione viene così suddivisa tra lo stadio non invertente e quello differenziale, idealmente si vorrebbe ottenere la massima amplificazione possibile sullo stadio non invertente, per ridurre il più possibile l'influenza del rumore introdotto dal resto del circuito.

Ponendo:

$$R_3 = R_5, R_7 = R_6, R_8 = R_9$$

$$C_3 = C_4$$

Funzione di trasferimento:

- $$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_8}{R_7} \left(1 + 2 \frac{R_3}{R_4} \frac{1}{sC_3R_3 + 1} \right)$$

Di seguito vengono riportati i valori, nominali, delle resistenze e dei condensatori utilizzati.

- I condensatori utilizzati (della Parasonic, tipo ECQE(F)), con dielettrico in poliestere, hanno una tolleranza di $\pm 5\%$ dopo 1000 ore di lavoro (esistono anche delle serie speciali di elevata precisione $\pm 1\%$). I valori sono riferiti alla temperatura ambiente di $20 \pm 1\text{ }^\circ\text{C}$, alla pressione da 86 a 106 KPa ed a un'umidità relativa da 63 % a 67 %.
- I resistori utilizzati sono del tipo a strato metallico - ossido e presentano una tolleranza del 1 %, mentre il trimmer ha una tolleranza di $\pm 10\%$. I valori sono riferiti alla temperatura di $20 \pm 1\text{ }^\circ\text{C}$, alla pressione da 86 a 106 KPa ed a un'umidità relativa da 63 % a 67 %.

C1, C2	100 nF
R4 (trimmer)	5 K Ω
R1, R2	100 M Ω
R8, R9	2 K Ω
R3, R5	560 K Ω
R6, R7	1 K Ω
C3, C4	1,5 nF
D1, D2, D3, D4	1N4148

Come si può vedere dai valori si è deciso di amplificare di 560 volte allo stadio non invertente e di solo 2 volte allo stadio differenziale, in modo da ottenere un guadagno di 1120 (circa).

Subentrano a questo punto le problematiche legate al CMRR, che dipende fortemente dallo sbilanciamento della simmetria del circuito (dovuto alle tolleranze degli elementi passivi). Per come è strutturato lo stadio, se viene applicato un segnale di modo comune agli ingressi questo viene riportato all'uscita e non viene amplificato.

Nel caso ideale valgono queste equazioni (dove A è l'amplificazione della prima parte del circuito):

- $V_{out\ 1} = V_{cm} + A V_{dm}/2$
- $V_{out\ 2} = V_{cm} - A V_{dm}/2$

Pertanto per il calcolo del CMRR introduciamo uno sbilanciamento (che dovrebbe riunire tutti i contributi) sulla resistenza R8 scrivendo $R8(1 - \epsilon)$, così facendo le amplificazioni diventano:

- $A_{dm} = \frac{R_8}{R_7} \left(1 - \frac{R_7 + 2R_8}{R_7 + R_8}\right) \frac{\epsilon}{2}$
- $A_{cm} = \frac{R_8}{R_7 + R_8} \epsilon$
- $A = 1 + 2 \frac{R_3}{R_4}$

Quindi:

- $CMRR = 20 \log A + 20 \log \left(\frac{A_{dm}}{A_{cm}}\right)$

Sostituendo i valori, in modo da avere una stima numerica del CMRR, e considerando che le resistenze utilizzate sono a 1% di tolleranza, poniamo ϵ uguale a quattro volte la tolleranza.

$$\text{Con } \epsilon = \frac{1}{25}$$

- **CMRR \cong 92 dB**

Questo valore in realtà potrebbe essere inferiore, a causa di ulteriori sbilanciamenti.

Per la realizzazione fisica si è scelto di utilizzare il TL084C, in quanto :

- Gli ingressi utilizzano la tecnologia J-FET, e questo garantisce un'alta impedenza di ingresso (10^{12}) e piccole correnti di bias
- Il CMRR è costante all'aumentare della temperatura
- Largo guadagno di banda
- Un rumore $1/f$ di $18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (a 1 KHz)
- Ai fini della prova è un componente di facile reperibilità e di basso costo

Lo svantaggio principale è la diminuzione del guadagno all'aumentare della temperatura.

LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION versus FREE AIR TEMP.

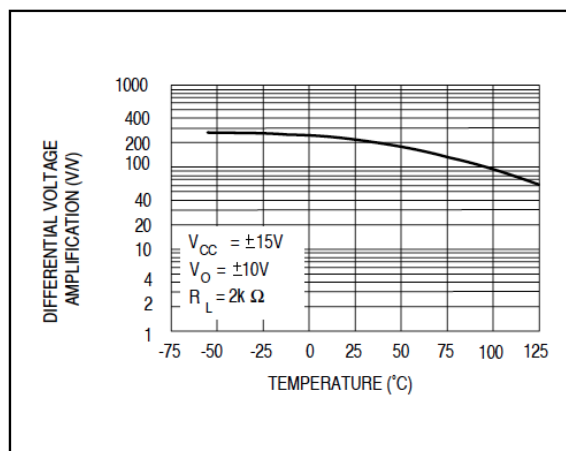


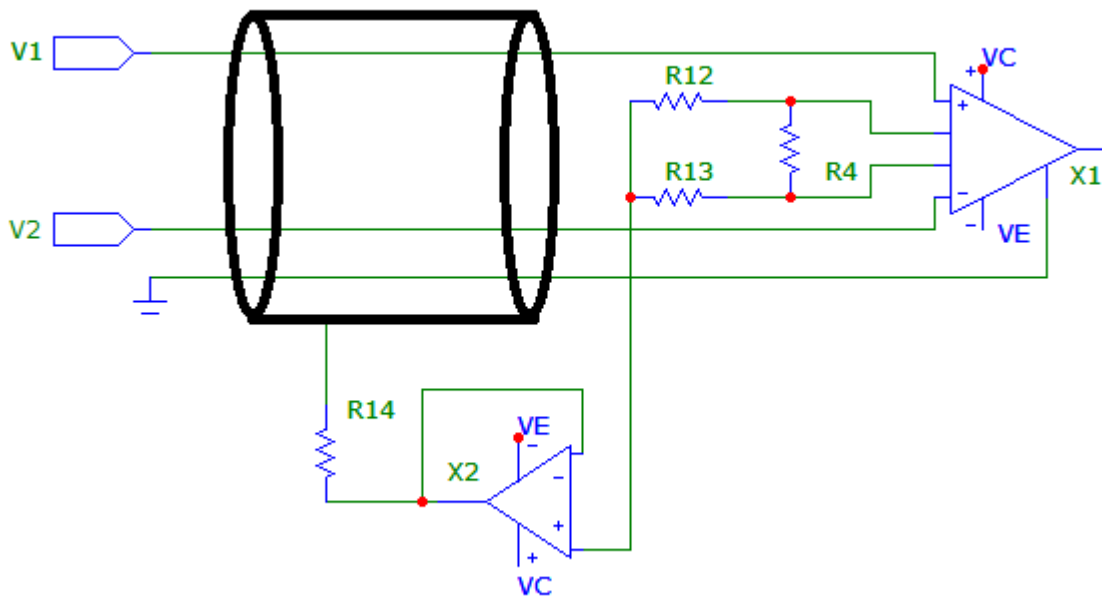
Fig.4 Andamento dell'amplificazione con la temperatura

Per ridurre il problema si potrebbero utilizzare dei componenti con tecnologia CMOS, che sono molto più stabili in temperatura e presentano altre caratteristiche migliori.

Il TL084C contiene quattro operazionali e ciò permette di non dover utilizzare altri componenti che per quanto simili presenteranno delle differenze dovute al processo di fabbricazione, inoltre le ridotte dimensioni del circuito lo rendono meno soggetto a disturbi che si presentano con le connessioni.

6. GUARDIA E ACCOPPIAMENTI CAPACITIVI

Si è deciso di utilizzare una tecnica di guardia che consiste nel connettere lo schermo a un potenziale uguale al modo comune del segnale schermato, utilizzando un generatore a bassa impedenza. Questa configurazione limita l'effetto delle capacità parassite, che non sono egualmente distribuite, ed agiscono da partitori della tensione di modo comune. Questo provoca una asimmetria del modo comune all'ingresso che viene amplificata.



Valori nominali (le tolleranze sono state dichiarate nel capitolo precedente):

R4 (trimmer)	5 K Ω
R12	220 K Ω
R13	220 K Ω
R14	100 Ω

A causa delle capacità parassite tra schermo e conduttori interni parte del disturbo generato nello schermo si sovrappone al segnale. Utilizzando un doppino schermato a doppia coppia (dove ogni cavo è schermato singolarmente), una (coppia) per i due segnali e l'altra per il riferimento, si riduce il problema dell'accoppiamento magnetico, e in più i cavi schermati rendono trascurabile gli effetti degli accoppiamenti capacitivi. In questo modo si evita di formare delle spire con i cavi che trasportano il segnale.

Una altro aspetto da prendere in considerazione sarebbe quello della schermatura dell'intero apparato. Su questo problema non è stato condotto uno studio approfondito, e la soluzione proposta prevede di porre uno schermo in materiale ferromagnetico che racchiuda il circuito. Per ridurre poi i problemi legati ai fori per il passaggio dei cavi, si può collegare lo schermo dei cavi per l'intero perimetro dello schermo dell'apparecchiatura.

7. SECONDO STADIO

In cascata allo stadio differenziale si è deciso di inserire un filtro passa basso del secondo ordine in modo da avere un taglio più netto, di 60 dB/decade globale, a 100 Hz.

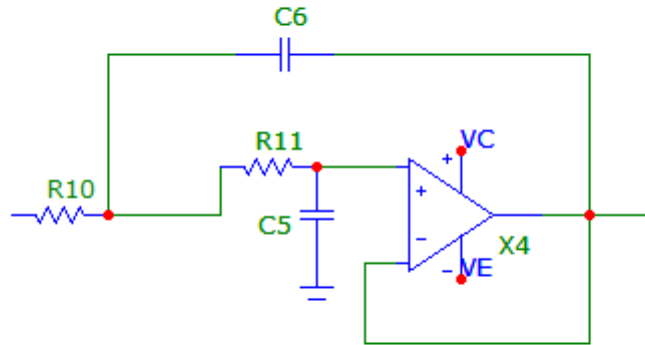


Fig.6 Filtro del secondo ordine

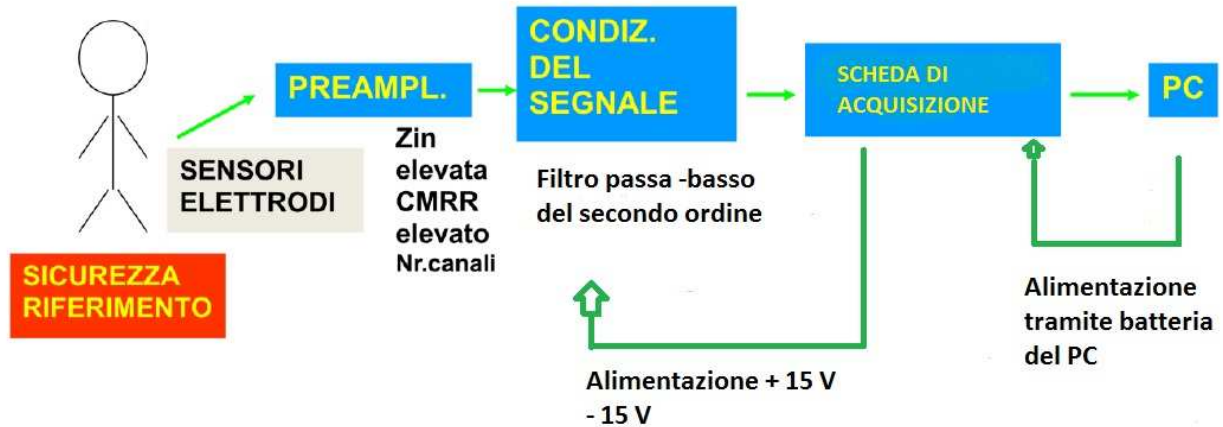
Funzione di trasferimento:

$$\bullet \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{s^2 C_5 C_6 R_{10} R_{11} + s(C_5 R_{10} + C_5 R_{11}) + 1}$$

Valori nominali dei componenti (le tolleranze sono state dichiarate nel capitolo cinque):

R10	20 K Ω
R11	2.2 K Ω
C6	330 nF
C5	47 nF

8. SISTEMA DI MISURA



Per realizzare un sistema flottante, senza collegamenti alla rete elettrica si può far uso di una scheda di acquisizione dati, alimentata dal computer (senza collegamento alla rete), che a sua volta alimenta il circuito.

Non alimentando il circuito dalla rete si elimina il problema dei disturbi condotti, cioè quando la trasmissione dell'interferenza avviene attraverso i cavi. In questo caso il disturbo è fisicamente rappresentato da tensioni e correnti che viaggiano lungo i collegamenti.

9. SCHEDA DI ACQUISIZIONE DATI

Come scheda di acquisizione si utilizza la IN myDAQ della National Instruments.



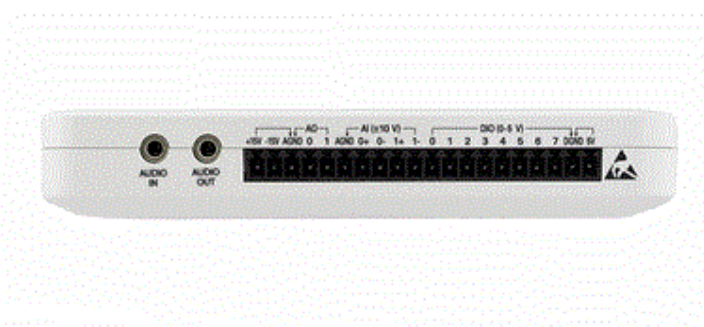
La myDAQ è un dispositivo di acquisizione dati portatile, che opera in abbinamento ad un PC, ed è in grado di utilizzare strumenti software sviluppati in tecnologia LabVIEW, consentendo di misurare e analizzare i segnali elettrici provenienti da circuiti reali. Se si vuole analizzare un circuito questo va realizzato su una piastra breadboard a parte. MyDAQ dispone di :

- Nove strumenti integrati (oscilloscopio, alimentatore, generatore di funzioni, generatore di forme d'onda arbitrarie, multimetro, analizzatore di segnali, generatore digitale e lettore digitale, Bode-plotter) con i relativi pannelli visualizzati sullo schermo del PC;
- Due ingressi analogici di tipo differenziale;
- Due uscite analogiche;
- Otto I/O digitali;
- Un ingresso e un'uscita audio.

Per funzionare, il myDAQ deve essere collegato al PC tramite una porta USB e fornisce tensione sufficiente per alimentare circuiti semplici e sensori. Dispone di tre alimentatori che forniscono diverse tensioni:

- +15 V e -15 V, che possono essere utilizzati per alimentare componenti analogici e di potenza, come amplificatori operazionali.
- +5 V, può essere utilizzato per alimentare componenti digitali, come ad esempio dispositivi logici.

Queste alimentazioni, insieme alle relative masse, analogica AGND e digitale DGND, sono prelevabili dal



connettore con 20 terminali a vite presenti sul dispositivo.

I due canali analogici differenziali di ingresso, AI, permettono alla scheda di acquisire segnali dall'esterno, ciascuno di questi canali può essere configurato come ingresso di tensione differenziale ad alta impedenza. I due ingressi analogici sono multiplexati verso un unico convertitore analogico-digitale, con velocità di acquisizione pari a 200 kS/s (KSamples/secondo, vuol dire migliaia di campioni al secondo) per canale. In modalità di impiego generale, si possono acquisire segnali nell'intervallo tra ± 10 V.

10. CONCLUSIONI

Durante la realizzazione di questo progetto sono state riscontrate diverse problematiche che hanno reso necessario effettuare delle scelte, che verranno ora riepilogate e confrontate con altre soluzioni prese in considerazione durante lo sviluppo.

- Stadio Iniziale.

Rispetto alla soluzione proposta in questo progetto, una configurazione presa in considerazione è stata la seguente :

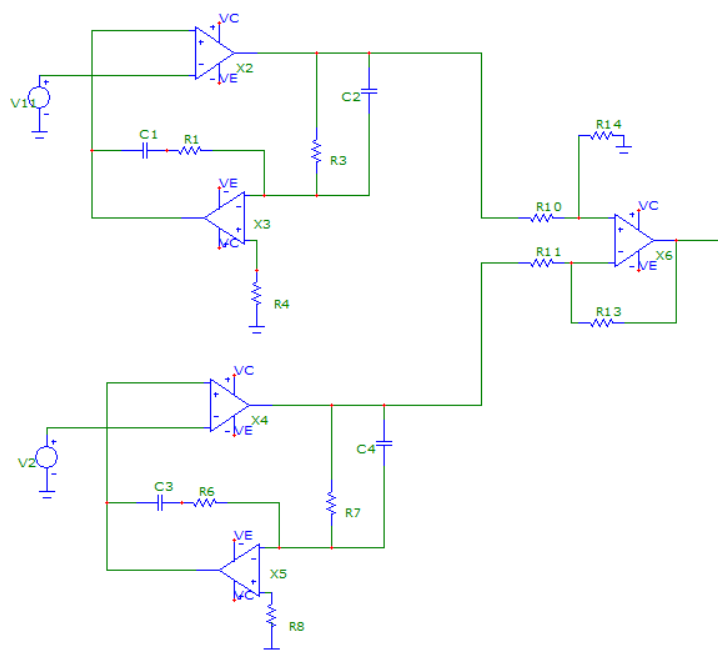


Fig.6 Schema della seconda soluzione

In questo caso i filtri passivi sugli ingressi sono stati sostituiti con un filtraggio attivo inserito nella catena di reazione di entrambi gli operazionali. Questa soluzione però avrebbe portato all'introduzione di ulteriori componenti attivi, quindi di rumore all'interno della banda utile del segnale; non avrebbe permesso di ottenere un'amplificazione elevata, in quanto cambiando il valore delle resistenze avrebbe portato ad uno spostamento dei poli del sistema, e infine ci sarebbe stata l'amplificazione della tensione di modo comune.

La scelta di inserire un filtro passa – alto prima dell’ingresso degli operazionali ha portato però ad un peggioramento della dinamica del sistema, in quanto il polo inserito è in bassa frequenza (0,1 Hz). Quanto appena detto è dimostrato nella simulazione di figura 7.

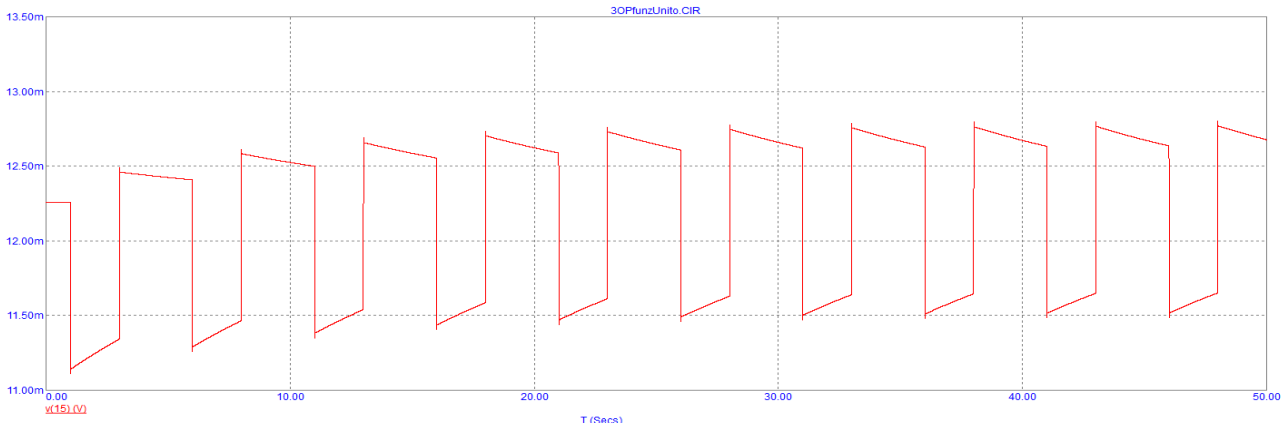


Fig.7 Risposta all’impulso, senza l’uso dei diodi

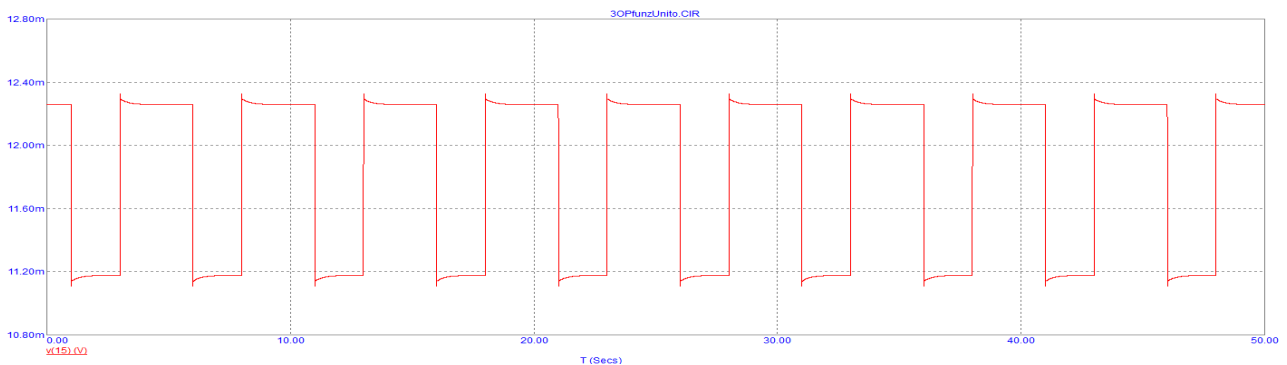


Fig.8 Risposta all’impulso, con i diodi

Per risolvere questo problema sono stati utilizzati due diodi in opposizione, i quali migliorano notevolmente la risposta al gradino (Fig.8).

Per evitare di trasportare anche i disturbi presenti al di fuori della banda utile si è deciso di inserire da subito due condensatori, in parallelo rispettivamente alle resistenze R3 ed R5. Un’altra possibile soluzione sarebbe stata quella di inserire un filtro del terzo ordine all’uscita del differenziale.

La configurazione utilizzata è uno standard per quanto riguarda le apparecchiature biomedicali, esistono infatti dei componenti che la presentano al loro interno in forma di circuito integrato. Questi componenti hanno delle caratteristiche e delle prestazioni migliori rispetto al sistema realizzato in forma discreta. Per un confronto si può prendere ad esempio la famiglia INA ed in particolare il componente INA111. Questo componente è uno dei più economici e con le prestazioni più basse della sua famiglia.

Riportiamo alcuni valori:

- Per un guadagno di $A = 1000$ il CMRR minimo è intorno ai 106 dB
- Rumore $1/f$ alla frequenza di 1KHz è di $10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Impedenza di ingresso di $10^{12} \Omega$

- Corrente di bias max è di 20 pA

La scelta di alimentare tutto l'apparato tramite una batteria ha permesso di risolvere almeno in parte il problema della sicurezza del paziente e dei disturbi di rete. Se il sistema fosse stato progettato in modo da essere alimentato dalla rete sarebbe stato necessario provvedere all'isolamento galvanico del paziente, ad esempio tramite un circuito optoaccoppiatore che permette una separazione fisica del paziente dal circuito. Per quanto riguarda i disturbi della rete un ulteriore passo sarebbe quello di inserire, sempre dopo lo stadio differenziale, un filtraggio elimina banda per la frequenza di rete e la prima armonica.

Qui di seguito viene riportata la risposta in frequenza del sistema

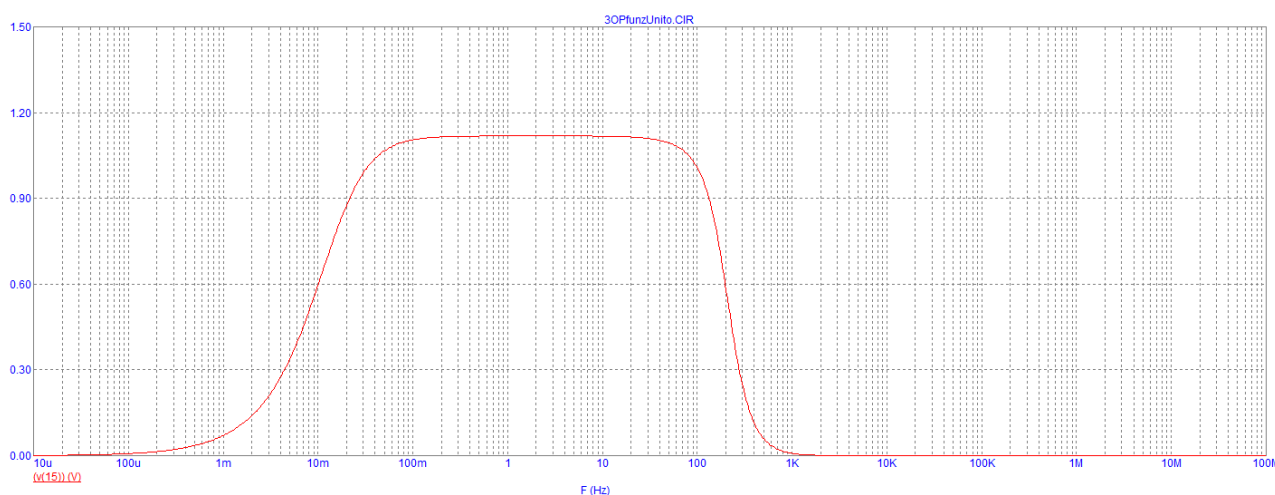


Fig.9 Risposta in frequenza del circuito

- Note di utilizzo

Nell'utilizzo di questa apparecchiatura ci sono degli accorgimenti da prendere, in modo da ridurre ulteriormente l'effetto dei disturbi.

- Il paziente possibilmente deve trovarsi su una struttura che lo isoli dalla terra.
- La parte del corpo su cui vanno posizionati gli elettrodi deve essere accuratamente pulita.
- Il paziente deve stare fermo il più possibile, per ridurre gli artefatti da movimento
- Prima di porre gli elettrodi sul paziente fare in modo di eliminare possibili cariche elettrostatiche.

Si conclude dicendo che le specifiche del progetto, basandosi sulle simulazioni, risultano essere rispettate. Il sistema è stato anche realizzato fisicamente, su una breadboard, ma non con tutti gli accorgimenti descritti, pertanto il risultato di alcune prove realmente eseguite non ci permette di affermare che il funzionamento sia quello atteso.

BIBLIOGRAFIA:

- Sergio Franco, *Amplificatori operazionali e circuiti integrati analogici*, Hoepli Editore, Milano, 1992.
- John G. Webster, *Strumentazione biomedica. Progetto e applicazioni*, Edises Editore, 2010.
- C.R Paul, *Compatibilità elettromagnetica*, Hoepli Editore, Milano, 1995.