

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE
CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA

**PROGETTO E REALIZZAZIONE DI UN
SENSORE ELETTROMIOGRAFICO**

Relatore:

Prof. MATTEO MENEGHINI

Laureando:

MATTIA BEVILACQUA

MATRICOLA N. 1224709

Anno accademico 2021/2022

Abstract

The subject of this paper is the realization of an EMG sensor, which produces a signal that shows how the contraction strength of the muscle varies. To that extent, it is foreseen needed the knowledge of the main, non-theoretical characteristics on which the EMG signal is based upon. Thus, the first step of the realization is designing a pre-amplifier stage, in order to read those characteristics. The second step is to use all the data collected from the previous reading with the intention to clear the signal from all the background noise and to design a rectifier stage which doesn't allow the signal to take on values below zero. The third and final step is adapting the output signal and making it readable by a microcontroller. However, the design deals with some issues, such as the maximum power source allowed by the components, the offset voltage and current of the operational amplifiers, and the value range that all components can assume. Once the sensor is done, it comes to the digital elaboration of the signal, which is read by an analog-to-digital converter, that is a functional part of the used microcontroller. In doing so, the signal is also transmitted through USB to the computer, which displays a real-time plot of the output of the EMG sensor. The walked design path and the obtained results lead to the conclusion that greater performance can be achieved by replacing the general-purpose operation amplifiers with other ad-hoc designed ones and by better evaluating the value of some components.

Ringraziamenti

Prima della trattazione dell'argomento, vorrei dedicare alcune righe per ringraziare tutte quelle persone che mi hanno accompagnato nel mio percorso di studio.

Vorrei ringraziare il professor Meneghini, il quale mi ha pazientemente seguito nello sviluppo del progetto. Vorrei ringraziare i miei amici e compagni di collegio, coi quali ho affrontato questi tre anni di università. Vorrei ringraziare i miei nonni e zii, i quali hanno sempre cercato di aiutarmi nel miglior modo a loro concesso.

Da ultimo, ma certamente non per importanza, vorrei ringraziare i miei genitori e mia sorella, che mi hanno sempre appoggiato in ogni decisione e senza i quali non sarei arrivato dove sono ora.

Indice

1	Introduzione	9
1.1	L'elettromiografia	9
1.2	Metodi di lettura del segnale	10
1.3	Il segnale Elettromiografico (o EMG)	12
2	Il sensore e le sue componenti	15
2.1	Stadio di pre-amplificazione	16
2.1.1	Analisi dell'INA	16
2.1.2	Analisi del segnale EMG	19
2.1.3	Dimensionamento dei componenti	20
2.2	Rettificazione e filtraggio del segnale	22
2.2.1	Isolamento della banda del segnale	22
2.2.2	Rettificazione del segnale	24
2.2.3	Estrazione del valore medio	26
2.2.4	Dimensionamento dei componenti	27
2.3	Stadio di adattamento del segnale	28
2.4	Assemblaggio e test del sensore	28
3	Elaborazione digitale del segnale	33
3.1	Implementazione del microcontrollore	33
3.2	Implementazione script Python	35
4	Conclusioni	37
4.1	Commenti	37
4.2	Miglioramenti futuri	38
5	Bibliografia	41

Capitolo 1

Introduzione

L'obiettivo di un sensore elettromiografico, o sensore EMG, è quello di fornire indicazioni relative all'attività elettrica che concerne il funzionamento dei muscoli. Il segnale derivante viene poi interpretato, da un operatore umano o non, per capire il funzionamento del muscolo interessato. Con le tecnologie odierne, la realizzazione del sensore è mista, ovvero si ricorre ad una circuiteria analogica per la lettura del segnale e a un controllore digitale per l'analisi del segnale. In particolare, la parte analogica si occupa di amplificare il segnale e condizionarlo, in modo tale da renderlo leggibile da un convertitore analogico-digitale, o ADC, mentre il controllore si occupa di tutta l'analisi, quindi del filtraggio e della lettura delle caratteristiche principali. Tale compito può essere assolto anche da della circuiteria analogica, lasciando al controllore solo la parte di lettura del segnale.

In questo elaborato viene proposta una soluzione analogica per la realizzazione del sensore EMG, il quale fornisce in uscita l'andamento medio dell'attività muscolare, con una semplice post-elaborazione digitale del segnale. Lo scritto è suddiviso in quattro capitoli. Il primo capitolo fornisce al lettore una conoscenza base sui concetti di elettromiografia, elettrodi e segnale EMG, atti a semplificare la comprensione delle scelte circuitali effettuate successivamente. Il secondo capitolo offre un'analisi approfondita della circuiteria implementata nel sensore e affronta l'intero processo di progettazione dello stesso. Il terzo capitolo spiega come il segnale uscente dal sensore è stato elaborato per poter essere visualizzato tramite un codice termometrico e contemporaneamente tramite un grafico in tempo reale dal computer. Il quarto capitolo tratta invece dei vari problemi riscontrati durante la progettazione e quali metodi sono stati adottati per risolverli, traendo poi le conclusioni.

1.1 L'elettromiografia

L'elettromiografia, o EMG, è una tecnica diagnostica funzionale atta a valutare l'attività che concerne la contrazione dei muscoli. In particolare offre uno strumento di analisi del biopotenziale di attivazione del muscolo durante il suo funzionamento. L'EMG si suddivide principalmente in tre differenti gruppi applicativi, quali quelli relativi ai tempi di attivazione del muscolo, quelli relativi al legame forza/segnale e quelli relativi all'utilizzo del segnale EMG come indice di fatica. In questo elaborato è stato realizzato un sensore inerente al secondo gruppo applicativo descritto. Trova impiego nell'analisi diagnostica di patologie riguardanti il sistema muscolare e neuro-motorio, nella riabilitazione di sog-

getti uscenti da traumi muscolari, nello sport e nella realizzazione di oggetti con design ergonomico.

1.2 Metodi di lettura del segnale

Per effettuare la misurazione si ricorre ad un particolare tipo, anche se sarebbe meglio definirla famiglia, di sensori. Esistono infatti due differenti tipologie di sensori, chiamati elettrodi. Gli elettrodi si suddividono in superficiali, così chiamati perchè impiegati sulla superficie della cute (in questo caso si parla di elettromiografia superficiale, o EMGs), e inframuscolari, così chiamati perchè a diretto contatto con il muscolo. A seconda della necessità di misura, viene impiegato una delle due tipologie elencate. In Figura 1.1 sono



Figura 1.1: Elettrodi superficiali passivi. Questa tipologia di elettrodo è stato impiegato nella realizzazione del sensore.

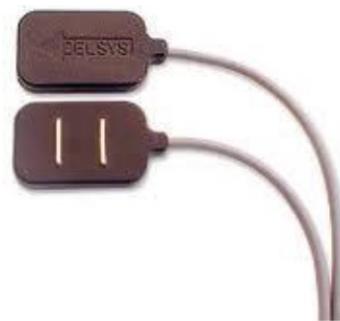


Figura 1.2: Elettrodi superficiali passivi.



Figura 1.3: Elettrodi inframuscolari.

rappresentati degli elettrodi superficiali passivi, mentre in Figura 1.2 sono rappresentati degli elettrodi attivi. La differenza tra i due è un semplice stadio di amplificazione presente nel secondo gruppo, in grado di fornire un'amplificazione primaria del segnale prelevato da ciascuno degli elettrodi impiegati. La misura effettuata da questi elettrodi, sebbene abbiano dalla loro parte una semplicità di utilizzo molto elevata, è affetta da tutti i rumori presenti nella prossimità dell'area in cui è posizionato l'elettrodo e risentono dello strato di tessuto presente tra il muscolo e l'elettrodo (lo strato in questione si comporta da filtro passa basso). Nella 1.3 sono invece riportati degli elettrodi inframuscolari. Tali elettrodi forniscono una misura più accurata e precisa, poichè a diretto contatto con il muscolo. Non risentono dell'effetto passa basso della pelle, ma risentono invece del rumore presente nel muscolo. L'elettromiografia effettuata mediante l'impiego di questi ultimi risulta più

invasiva rispetto a quella effettuata con gli elettrodi superficiali, ma permette di isolare il comportamento anche di una singola fibra muscolare (in questo caso di parla di elettro-neurografia, o ENG). A fini progettuali, e quindi per analizzarne poi il comportamento, è utile schematizzare gli elettrodi secondo una rappresentazione di Thevenin. In Figura 1.4 viene riportata la schematizzazione degli elettrodi passivi superficiali, in quanto quelli utilizzati in questo elaborato. A seconda del numero di elettrodi impiegati, si distinguono

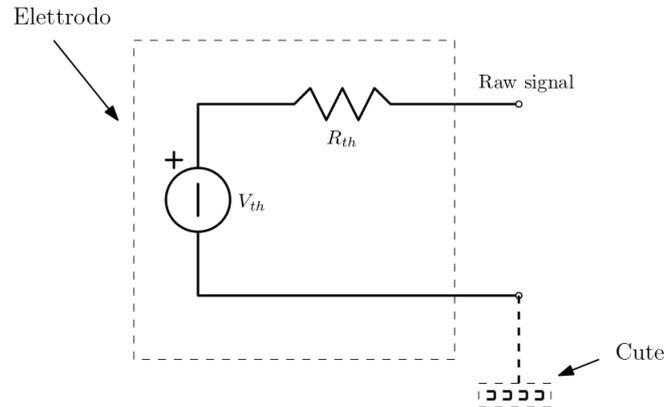


Figura 1.4: Schematizzazione secondo Thevenin di un elettrodo passivo.

tre differenti topologia di misura, ovvero misura monopolare, misura bipolare e misura multipolare.

Misura monopolare Questa tipologia di misura è privilegiata per la sua semplicità. Utilizzando solamente un solo elettrodo (più uno di riferimento) si semplifica notevolmente lo stadio di pre-amplificazione del segnale, in quanto non è necessario un amplificatore differenziale. La misura ottenuta risulta, però, molto influenzata da tutti i disturbi presenti nell'area circostante all'elettrodo. Tali disturbi vengono poi amplificati nello stadio di pre-amplificazione. Nella Figura 1.5 è rappresentato il metodo di cui sopra.

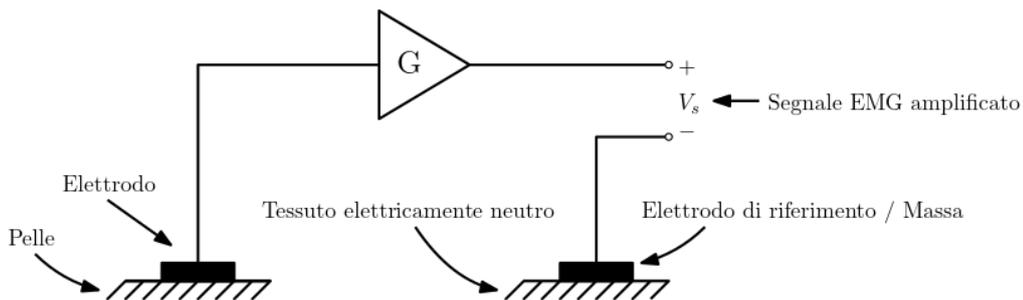


Figura 1.5: Schema circuitale di principio del metodo monopolare.

Misura bipolare Questo metodo di misura offre una lettura del segnale molto più pulita, se comparato al metodo monopolare, ma il circuito necessario ad adempiere a tale scopo è più complesso. Si necessita quindi un amplificatore differenziale. Con l'implementazione di quest'ultimo, eventuali disturbi comuni presenti nei vari elettrodi vengono annullati, in quanto sottratti tra di loro. È facile capire che, nel caso siano presenti rumori non condivisi da entrambi gli elettrodi, all'uscita dell'amplificatore viene registrata una tensione do *offset* non voluta. Descrivendo un ottimo compromesso tra qualità della lettura e complessità circuitale, è il metodo impiegato nella realizzazione del progetto.

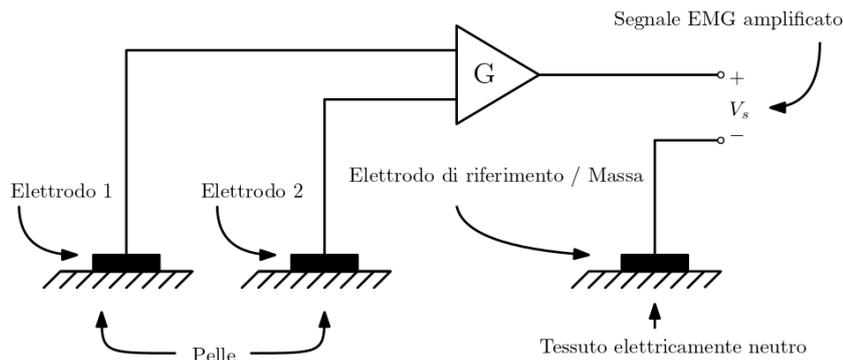


Figura 1.6: Schema circuitale di principio del metodo bipolare.

Misura multipolare Realizzato impiegando più elettrodi, offre una lettura il cui rumore è ulteriormente ridotto rispetto al metodo precedente. Il circuito necessario a leggere il segnale è, però, assai più complesso.

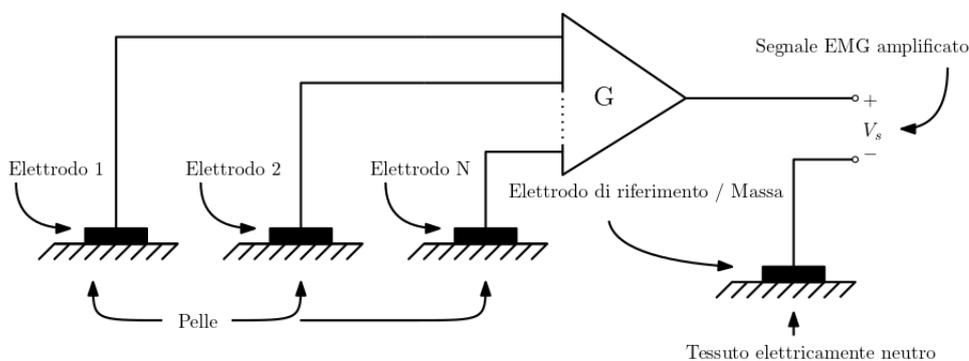


Figura 1.7: Schema circuitale di principio del metodo multipolare.

1.3 Il segnale Elettromiografico (o EMG)

Il segnale elettromiografico è il segnale che concerne l'attività muscolare. È, infatti, la sovrapposizione dei biopotenziali di attivazione relativi ad ogni fibra muscolare contenuta nella superficie dell'elettrodo a contatto con la cute. L'ampiezza del segnale è influenzata da molti fattori, tra cui il posizionamento degli elettrodi: posizionando quest'ultimi parallelamente alla direzione delle fibre muscolari si otterrà un segnale di ampiezza maggiore rispetto ad un posizionamento perpendicolare. La velocità media di propagazione del segnale all'interno del muscolo è $v_m \sim 4m/s$, mentre le ampiezze del segnale sono valutate, in modulo, inferiori ai $5mV$. Caratteristica particolare del segnale è nel range di frequenze occupato. In base all'unità motoria impiegata si notano frequenze di attivazione differenti, ad esempio le unità motorie a contrazione lenta hanno un range di frequenze tale che, definita f_A la frequenza di attivazione, $20Hz \leq f_A \leq 125Hz$ (queste unità motorie sviluppano elevata forza). Le unità motorie a contrazione veloce, la cui forza è nettamente inferiore, hanno frequenze di attivazione f_A tali che $126Hz \leq f_A \leq 250Hz$. Lo spettro del segnale ha una banda passante B di incirca $440Hz$, sebbene le informazioni principali siano trasportate nel range che varia tra $20Hz$ e $150Hz$. Analizzando lo spettro si distinguono due parti: una dovuta al reclutamento delle unità motorie più grandi, reclutate per ultime, che generano picchi in bassa frequenza ($10Hz \div 40Hz$), un'altra relativa alla

forma dei biopotenziali di attivazione, che lavorano in alta frequenza ($50Hz \div 100Hz$). In Figura 1.8 è raffigurato un tipico tracciato EMG, mentre in Figura 1.9 è rappresentato lo spettro del segnale.

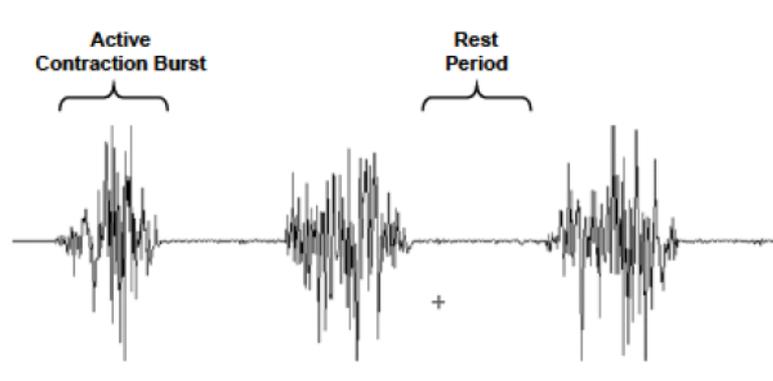


Figura 1.8: Tracciato EMG relativo alla contrazione di un muscolo. Si possono facilmente distinguere i burst di attivazione (*Active Contraction burst*) dai periodi di riposo (*Rest Period*).

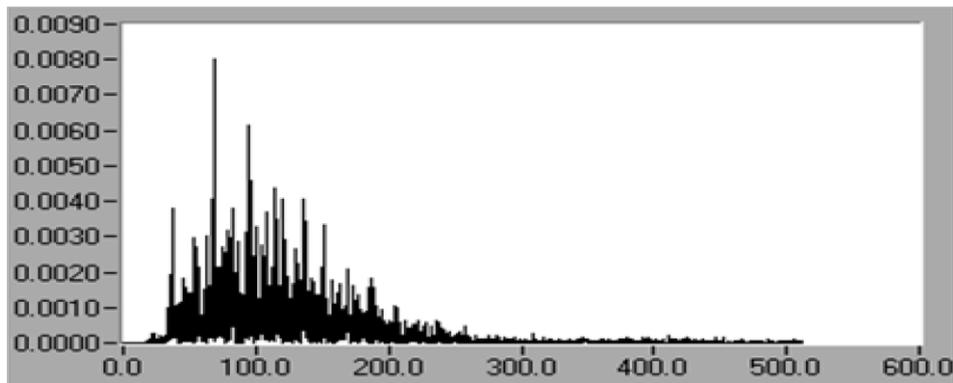


Figura 1.9: Spettro del segnale EMG.

Capitolo 2

Il sensore e le sue componenti

Il sensore elettromiografico è la circuiteria atta alla lettura ed alla trasformazione del segnale EMG. Il *Raw Signal* (inteso come differenza del biopotenziale di attivazione rilevato dai due elettrodi) viene amplificato, in quanto di ampiezza troppo piccola per essere apprezzato da un qualsiasi convertitore analogico-digitale, pulito, poichè ha una banda passante definita, ed infine adattato, in modo tale da poter essere letto ed elaborato da un microcontrollore. In Figura 2.1 è stato riportato uno schema a blocchi che identifica le trasformazioni a cui il segnale EMG deve essere sottoposto per passare dal *Raw Signal* V_{rs} al segnale finale V_{out} . Il sensore è composto da tre stadi principali, dei quali verrà ora data una breve descrizione.

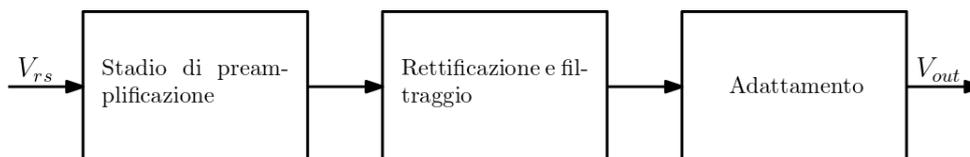


Figura 2.1: Schema a blocchi del sensore EMG.

Stadio di pre-amplificazione In questo stadio viene amplificata la differenza dei biopotenziali letti dai due elettrodi. Il segnale differenziale da amplificare V_{rs} è caratterizzato da ampiezze, in modulo, non superiori ai $5mVpk$ e frequenze caratteristiche comprese tra i $10Hz$ ed i $450Hz$. Nella progettazione di questo stadio bisogna prestare attenzione al guadagno da imporre, poichè un guadagno troppo elevato potrebbe generare un segnale d'uscita tale per cui l'operazionale satura.

Stadio di rettificazione e filtraggio In questo stadio il segnale amplificato viene pulito e rettificato. In particolare vengono selezionate le frequenze caratteristiche del segnale, in modo da rimuovere eventuali disturbi e/o *offset*. Viene poi rettificato in modo tale da invertire le semionde negative, visto che il segnale è caratterizzato da ampiezze sia positive sia negative. In fine viene estratto il valore medio del segnale ottenuto, in modo tale da valutare poi l'andamento medio del biopotenziale di attivazione del muscolo.

Stadio di adattamento In questo stadio, il segnale pulito e rettificato viene adattato ad una lettura digitale, ovvero le sue ampiezze vengono rese tali da non danneggiare un eventuale ADC, il quale solitamente lavora con ampiezze massime comprese tra i $3.3V$ ed i $5.5V$.

2.1 Stadio di pre-amplificazione

Nella realizzazione dello stadio di pre-amplificazione è stato scelto l'amplificatore per strumentazione, più comunemente chiamato INA, in quanto le caratteristiche che lo contraddistinguono sono ottime per la prima amplificazione del *Raw Signal*. Infatti tale configurazione è caratterizzata da una resistenza di ingresso (vista dai generatori V_1 e V_2 , che di fatto sono poi gli elettrodi) molto elevata, idealmente infinita. Presenta inoltre un CMRR molto elevato. In Figura 2.2 è riportata la configurazione INA realizzata con tre operazionali.

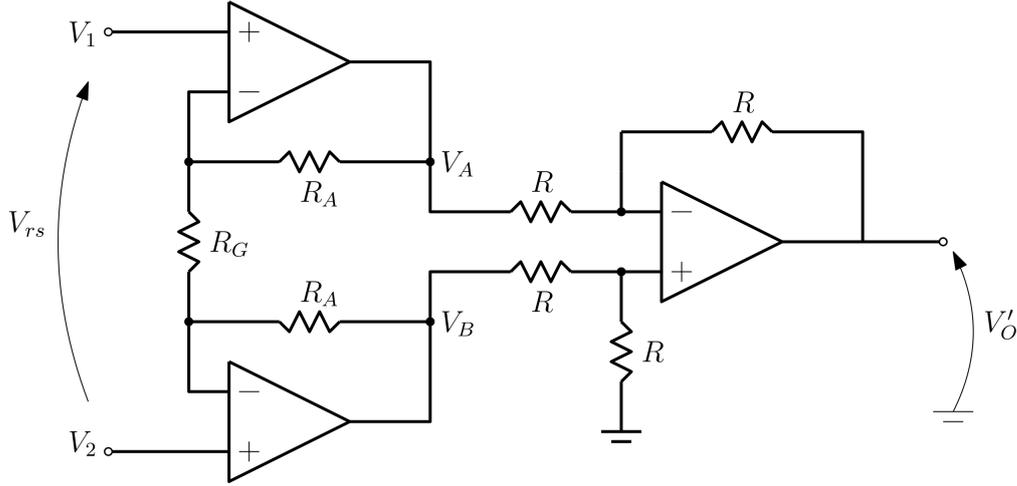


Figura 2.2: Schema dell'amplificatore per strumentazione.

2.1.1 Analisi dell'INA

Per prima cosa è stato valutato il guadagno del circuito in Figura 2.2:

$$\begin{aligned}
 V_A &= V_1 \left(1 + \frac{R_A}{R_G} \right) - V_2 \frac{R_A}{R_G} \\
 V_B &= V_2 \left(1 + \frac{R_A}{R_G} \right) - V_1 \frac{R_A}{R_G} \\
 V'_O &= -V_A \frac{R}{R} + V_B \frac{R}{R+R} \left(1 + \frac{R}{R} \right) \\
 &= V_2 \left(1 + 2 \frac{R_A}{R_G} \right) - V_1 \left(1 + 2 \frac{R_A}{R_G} \right) \\
 &= (V_2 - V_1) \left(1 + 2 \frac{R_A}{R_G} \right) \\
 &= -V_{rs} \left(1 + 2 \frac{R_A}{R_G} \right)
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Poichè il segnale viene successivamente rettificato, è più semplice definire il modulo del guadagno, che risulta:

$$|G_{rs}| = \left| \frac{V'_O}{V_{rs}} \right| = \left(1 + 2 \frac{R_A}{R_G} \right) \tag{2.2}$$

L'espressione di uscita riportata dalla 2.1 non è veritiera, in quanto nello svolgimento dei calcoli gli amplificatori operazionali sono stati considerati ideali, trascurando le varie non idealità degli stessi, come correnti di bias e/o tensioni di *offset*, riportate nello schema di Figura 2.3.

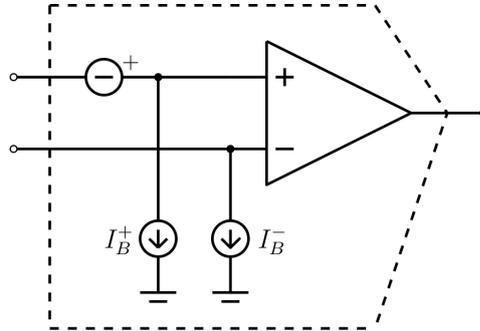


Figura 2.3: Modello dell'amplificatore operazionale adottato nell'analisi dell'INA.

Valutazione degli effetti della tensione di *offset*

Gli amplificatori operazionali hanno tabulata una tensione di *offset* V_{os} , dovuta principalmente alle tecniche tecnologiche adottate nella realizzazione degli stessi. Tale tensione è la differenza di potenziale tra i due morsetti di ingresso, che idealmente dovrebbe essere nulla. Per considerare questa tensione viene solitamente posto, sul morsetto non invertente, un generatore di tensione pari a V_{os} (generalmente con polo positivo orientato verso il morsetto). Questa tensione si traduce con un'uscita non nulla in caso di segnale nullo in ingresso ai due morsetti:

$$\begin{aligned} V_A^{(V_{os})} &= V_{os1} \left(1 + \frac{R_A}{R_G} \right) - V_{os2} \frac{R_A}{R_G} = V_{os1} + \frac{R_A}{R_G} (V_{os1} - V_{os2}) = V_{osA} \\ V_B^{(V_{os})} &= V_{os2} \left(1 + \frac{R_A}{R_G} \right) - V_{os1} \frac{R_A}{R_G} = V_{os2} + \frac{R_A}{R_G} (V_{os2} - V_{os1}) = V_{osB} \end{aligned} \quad (2.3)$$

La tensione V_{os} viene amplificata nello stadio differenziale del circuito di Figura 2.2. Si nota infatti che l'amplificazione viene annullata solo nel caso in cui $V_{os1} = V_{os2}$. Valutando l'effetto della tensione V_{os} sull'uscita dell'amplificatore differenziale si ottiene, considerando V_A e V_B nulle:

$$V_O^{(V_{os})} = V_{os3} \left(1 + \frac{R}{R} \right) = 2V_{os3} \quad (2.4)$$

che, come si vede, è un'amplificazione della tensione V_{os} . Inserendo ora la 2.3 e la 2.4 nella 2.1, si ottiene:

$$\begin{aligned} V_A &= V_1 \left(1 + \frac{R_A}{R_G} \right) - V_2 \frac{R_A}{R_G} + V_{osA} \\ V_B &= V_2 \left(1 + \frac{R_A}{R_G} \right) - V_1 \frac{R_A}{R_G} + V_{osB} \\ V_O &= -V_{rs} \left(1 + 2 \frac{R_A}{R_G} \right) + 2V_{os3} + V_{osB} - V_{osA} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Solo nel caso in cui $V_{osA} = V_{osB}$ si ha l'annullamento dei contributi delle tensioni di *offset* del primo stadio differenziale, ovvero relativo a V_A e V_B . Nel caso in cui tale condizione non si verifichi, all'uscita V'_O potrebbe risultare sommata una tensione di *offset* non trascurabile. Esplicando infatti il termine $V_{osB} - V_{osA}$ si ottiene:

$$\begin{aligned} V_{osB} - V_{osA} &= (V_{os2} - V_{os1}) + 2\frac{R_A}{R_G}(V_{os2} - V_{os1}) \\ &= (V_{os2} - V_{os1})\left(1 + 2\frac{R_A}{R_G}\right) \end{aligned} \quad (2.6)$$

che equivale ad una amplificazione del segnale di *offset* pari a quella implementata per il *Raw Signal*.

Valutazione degli effetti delle correnti di bias

Una caratteristica degli amplificatori operazionali reali è che i morsetti di ingresso assorbono una corrente, solitamente non superiore al μA nei casi peggiori, dovuta alle correnti di polarizzazione dei transistor/mosfet di cui è composto l'operazionale. Per tener conto degli effetti di questa corrente, detta corrente di bias, solitamente vengono posti dei generatori di corrente ideali tra i morsetti e massa (si faccia riferimento alla Figura 2.3). Di seguito verranno indicate con I_B^+ la corrente di bias dell'ingresso non invertente e con I_B^- la corrente di bias dell'ingresso invertente. Le due correnti precedentemente elencate non sono uguali, per questo conviene definire la corrente $I_{os} = I_B^- - I_B^+$. Analizzando lo stadio differenziale si ottiene:

$$\begin{aligned} V_A^{(I_B^+, I_B^-)} &= -R_{th}I_B^+\left(1 + \frac{R_A}{R_G}\right) + R_{th}I_B^+\frac{R_A}{R_G} + R_AI_B^- \\ V_B^{(I_B^+, I_B^-)} &= -R_{th}I_B^+\left(1 + \frac{R_A}{R_G}\right) + R_{th}I_B^+\frac{R_A}{R_G} + R_AI_B^- \end{aligned} \quad (2.7)$$

Con R_{th} si indica la resistenza equivalente della schematizzazione secondo Thevenin degli elettrodi. I contributi delle correnti di bias nello stadio di amplificazione differenziale posso essere valutati come:

$$\begin{aligned} V_O^{(I_B^+)} &= -I_B^+\frac{R^2}{R+R}\left(1 + \frac{R}{R}\right) = -I_B^+R \\ V_O^{(I_B^-)} &= I_B^-R \end{aligned} \quad (2.8)$$

Inserendo ora la 2.7 e la 2.8 nella 2.1 si ottiene:

$$\begin{aligned} V_A &= V_1\left(1 + \frac{R_A}{R_G}\right) - V_2\frac{R_A}{R_G} - R_{th}I_B^+ + R_AI_B^- \\ V_B &= V_2\left(1 + \frac{R_A}{R_G}\right) - V_1\frac{R_A}{R_G} - R_{th}I_B^+ + R_AI_B^- \\ V'_O &= -V_{rs}\left(1 + 2\frac{R_A}{R_G}\right) - I_B^+R + I_B^-R \\ &= -V_{rs}\left(1 + 2\frac{R_A}{R_G}\right) + I_{os}R \end{aligned} \quad (2.9)$$

Infine, per valutare gli effetti complessivi delle non idealità dell'amplificatore operazionale si possono mettere assieme la 2.1, la 2.5 e la 2.9, ottenendo l'espressione della tensione di uscita effettiva V'_O :

$$\begin{aligned} V'_O &= -V_{rs} \left(1 + 2 \frac{R_A}{R_G} \right) + 2V_{os} + (V_{osB} - V_{osA}) + I_{os}R \\ &= -V_{rs} \left(1 + 2 \frac{R_A}{R_G} \right) + V'_{O_{os}} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Si nota che gli effetti delle correnti di bias relative alle tensioni V_A e V_B si annullano. Nei calcoli effettuati sia le correnti relative ad ogni operazionale, sia le resistenze equivalenti relative ad ogni elettrodo sono state considerate uguali, in quanto i valori sono relativamente piccoli in proporzione ai valori delle tensioni di *offset*, e per questo trascurate.

Commenti

Le valutazioni dei vari effetti delle non idealità sono state effettuate imponendo V_1 e V_2 nulli. Dalle valutazioni effettuate si nota che nello stadio differenziale iniziale i contributi delle tensioni di *offset* si annullano solo se $V_{os1} = V_{os2}$. In tutti gli altri casi si ottiene una tensione di *offset* che, nel caso di un guadagno G_{rs} molto elevato, non può essere trascurata, in quanto successivi stadi di amplificazione potrebbero portare alla saturazione degli amplificatori operazionali. La tensione in uscita V'_O è influenzata anche dalle correnti di bias e dalla tensione di *offset* V_{os3} relativa all'operazionale dell'ultimo stadio di amplificazione. Queste tensioni possono essere trascurate, in quanto si tratta di tensioni nell'ordine dei mV , quindi piccole se messe a confronto con l'escursione del segnale in uscita.

2.1.2 Analisi del segnale EMG

Nel valutare l'operazionale da utilizzare e nel dimensionare il circuito di pre-amplificazione bisogna prestare attenzione alle caratteristiche reali del segnale EMG. Con l'ottica di misurare tali caratteristiche è stato allestito lo stadio di pre-amplificazione imponendo una resistenza $R_A = 560k\Omega$ ed una resistenza $R_G = 1k\Omega$ dalle quali, secondo la 2.2, si ottiene un guadagno pari a $G_{rs} = 1121 = 60.99dB$. Tale guadagno è stato calcolato basandosi sia sui dati teorici del segnale EMG, in modo tale da non saturare lo stadio di amplificazione in presenza della massima escursione del segnale, che come è stato descritto in precedenza, vale $5mV$, sia sulla presenza di una eventuale tensione di *offset* che, se amplificata troppo, porterebbe alla saturazione dello stadio. Un'altra restrizione riguardante la definizione del guadagno è rappresentata dal valore delle resistenze; infatti valori troppo elevati di resistenze potrebbero far prevalere effetti di capacità parassite del circuito e quindi portare ad un funzionamento errato dello stesso, mentre valori troppo piccoli potrebbero richiedere correnti che l'operazionale non è in grado di erogare. Con questi dati si ottiene che il possibile valore massimo raggiungibile dal segnale amplificato vale $V'_{O_{max}} = G_{rs}V_{rsmax} = 5.605V$. L'operazionale utilizzato per lo stadio di amplificazione è il TL082, con alimentazione $V_{CC} = \pm 15V$, la cui tensione di clipping è stata misurata a $14V$, quindi ben maggiore della tensione massima teorica del segnale EMG. Il collegamento degli elettrodi è stato effettuato secondo lo schema di Figura 2.4. Come si vede, l'elettrodo di riferimento è stato collegato ad un tessuto elettricamente neutro (rispetto alla zona del bicipite), mentre gli elettrodi atti alla misura differenziale sono stato posizionati sulla

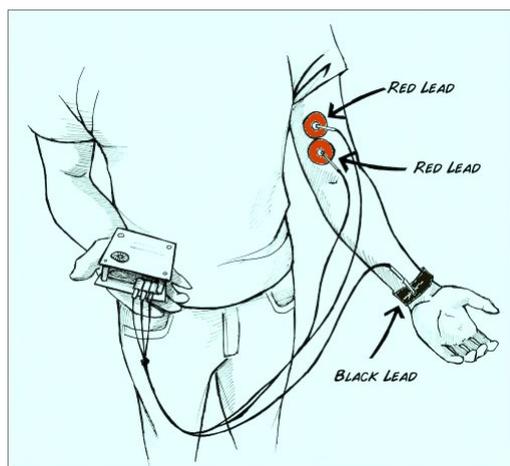


Figura 2.4: Collegamento degli elettrodi nella misurazione del segnale EMG campione.

sommità del muscolo, a distanza qualche centimetro tra di loro. Il segnale poi amplificato è stato misurato tramite l'ausilio di un oscilloscopio. È necessario amplificare il segnale EMG poiché la sua ampiezza massima coincide con la massima risoluzione dell'oscilloscopio, non avendo così la possibilità di osservare variazioni del segnale EMG apprezzabili confrontandole con le variazioni dovute al rumore caratteristico di linea. Nella Tabella 2.1 vengono riportate le caratteristiche del segnale misurato. Si nota che le ampiezze massime

$V'_{rs-Omax}$	$5.1Vpk$
G_{rs}	1121
V_{rsmax}	$4.62mVpk$
V'_{Oos}	$7.55V$
f_{rs}	$(4 \div 200)Hz$

Tabella 2.1: Caratteristiche del segnale EMG campione.

del segnale EMG sono perfettamente confrontabili con quelle teoriche, mentre il range di frequenza è più ristretto rispetto a quello riportato in precedenza. Si nota anche che la tensione in uscita allo stadio di amplificazione riporta un *offset*, dovuto principalmente alle tensioni di *offset* dell'operazionale, come riportato nella 2.6. Tale tensione, denominata in tabella V'_{Oos} , può essere dovuta anche ad un eventuale *offset* del *Raw Signal*. La veridicità di quanto appena detto non può, però, essere verificata con la strumentazione disponibile in laboratorio poiché la risoluzione dell'oscilloscopio è troppo bassa. Si vuole far notare che il valore di picco raggiunto dal segnale vale $V'_{rs-Omax} + V'_{Oos} = 12.65V$, quindi vicino alla tensione di *clipping*. Questa impone una limitazione del guadagno.

2.1.3 Dimensionamento dei componenti

Nella realizzazione circuitale dello stadio di pre-amplificazione è stato deciso di mantenere le resistenze calcolate precedentemente. È stato aggiunto invece un filtro passa alto con l'obiettivo di eliminare l'*offset*. Per tale compito è semplicemente stato implementato un filtro passivo del primo ordine con frequenza di taglio $f_{T1} \leq 1Hz$. Nella figura 2.5 è riportato lo schema di realizzazione del filtro utilizzato. Da un'analisi dello schema

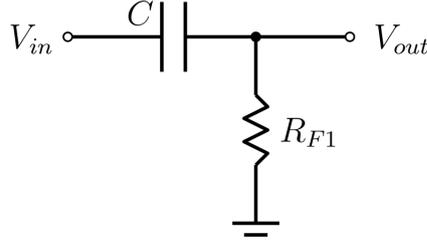


Figura 2.5: Filtro passivo passa alto.

riportato si deduce:

$$\begin{aligned}
 V_{out} &= V_{in} \frac{sR_{F1}C}{1 + sR_{F1}C} \\
 H(s) &= \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{s\tau_{T1}}{1 + s\tau_{T1}} \\
 f_{T1} &= \frac{1}{2\pi R_{F1}C}
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

ove una possibile soluzione si ottiene implementando nel circuito un condensatore $C = 220nF$ ed una conseguente resistenza $R_{F1} = 680k\Omega$. L'eliminazione della componente continua si capisce meglio se si guarda alla funzione $H(s)$. In particolare, definendo $s = j\omega = j2\pi f$, si conclude che, nel caso del segnale continuo, $f = 0$, definendo così $H(s) = H(0) = 0$. In cascata al filtro passa alto è stato aggiunto inoltre un buffer di tensione per disaccoppiare possibili effetti di partizione dovuti alla resistenza di ingresso dello stadio successivo. Nella Tabella 2.2 sono riportati i valori dei componenti utilizzati, mentre nella figura 2.6 è riportato lo schema finale effettivamente implementato. L'espressione della

R_G	$1k\Omega, 0.25W$
R_{A1}, R_{A2}	$560k\Omega, 0.25W$
R_1, R_2, R_3, R_4	$10k\Omega, 0.25W$
V_{CC}	$\pm 15V$
R_{F1}	$680k\Omega, 0.25W$
C	$220nF$
G_{rs}	$60.99dB$
Operazionale	TL082

Tabella 2.2: Componenti utilizzati.

tensione V'_O della figura 2.6 si può ricavare combinando i vari effetti delle 2.11 e 2.10, ottenendo così:

$$V'_O = \left[-V_{rs}(t) \left(1 + 2\frac{R_A}{R_G} \right) + V_{O'os} \right] * h(t) \tag{2.12}$$

Nell'equazione 2.12 è stata enfatizzata la dipendenza dal tempo del segnale EMG, per distinguerlo dalla tensione $V'_{O'os}$, la quale è un segnale costante. Lo scopo del filtro passa alto è infatti quello di attenuare significativamente la tensione $V'_{O'os}$, "lasciando passare" invece il segnale EMG. $h(t)$ è infatti la funzione di trasferimento del filtro passa basso nel dominio del tempo. L'operazione sottintesa dall'operatore '*' indica una convoluzione.

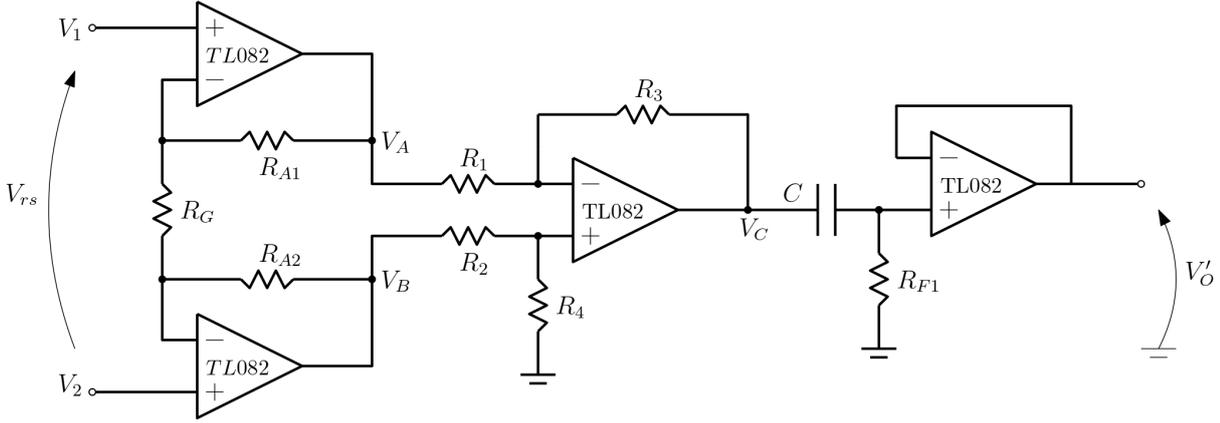


Figura 2.6: Schema circuitale implementato per la realizzazione dello stadio di pre amplificazione.

2.2 Rettificazione e filtraggio del segnale

Il segnale ottenuto tramite lo stadio descritto nella sezione precedente è l'amplificazione pura del *Raw Signal* con l'eliminazione dell'*offset*. Questo segnale presenta ancora disturbi in alta frequenza ed in bassa frequenza, infatti il filtro impiegato per eliminare l'*offset* è del primo ordine (quindi non attenua in modo pronunciato i vari eventuali disturbi a bassa frequenza). Il segnale in questione presenta inoltre delle ampiezze negative, che risultano illeggibili tramite un ADC.

2.2.1 Isolamento della banda del segnale

Il segnale, come riportato nella Tabella 2.1, ha una banda passante caratteristica $B = f_H - f_L$, ove con f_L si intende la frequenza minore e con f_H la frequenza maggiore registrate. Poichè è già stato inserito un filtro passa basso atto alla rimozione dell'*offset*, è stato implementato un filtro passa banda del primo ordine. Si ottiene così un sistema di filtraggio complessivo relativo al filtro passa alto del secondo ordine. In modo analogo verrà effettuato il filtraggio delle basse frequenze. Infatti verrà aggiunto un filtro passa basso in uscita al rettificatore per estrarre il valore medio del segnale rettificato. Nello svolgimento dei calcoli l'amplificatore operazionale è stato considerato reale. Infatti le tensioni di *offset* e le correnti di bias produrrebbero effetti trascurabili, in quanto valori a frequenza nulla.

Il filtro passa banda

In Figura 2.7 è riportato lo schema del filtro passa banda attivo del primo ordine. Analizzando il circuito riportato in tale figura si ottiene:

$$\begin{aligned}
 Z_L &= R_L + \frac{1}{sC_L} = \frac{1 + sR_L C_L}{sC_L} \\
 Z_H &= \frac{R_H \cdot \frac{1}{sC_H}}{R_L + 1 + \frac{1}{sC_L}} = \frac{R_H}{1 + sR_H C_H} \\
 V_{out} &= -V_{in} \frac{Z_H}{Z_L} = -V_{in} \frac{sR_H C_L}{(1 + sR_H C_H)(1 + sR_L C_L)} = H(s)V_{in}
 \end{aligned} \tag{2.13}$$

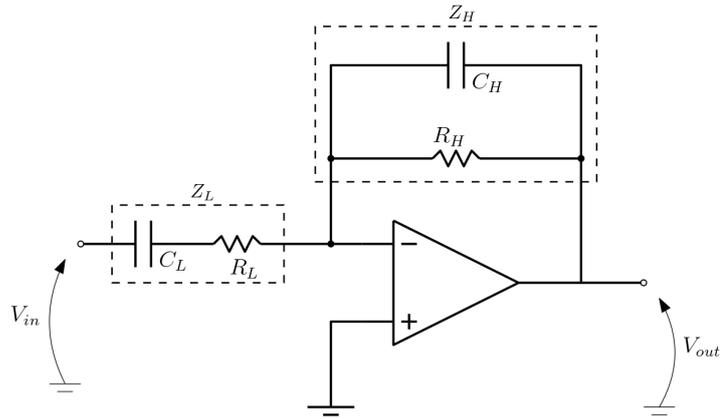


Figura 2.7: Schema circuitale del filtro attivo passa banda di primo ordine.

Come si nota nei calcoli sopra riportati, si tratta di una configurazione invertente, cosa che non si traduce necessariamente in uno sfasamento di π all'uscita, poichè il filtro stesso introduce uno sfasamento causato dai componenti attivi, quali i condensatori, che va a sommarsi allo sfasamento introdotto dall'inversione di segno. Nell'analisi di un filtro vengono molto spesso utilizzati i diagrammi di Bode, i quali evidenziano il comportamento del modulo e della fase della f.d.t. (funzione di trasferimento) del sistema, nel nostro caso $H(s)$. Per tracciare tali grafici è necessario definire le pulsazioni di taglio, ovvero $\omega_L = 1/R_L C_L = 1/\tau_L$ e $\omega_H = 1/R_H C_H = 1/\tau_H$, riscrivendo così $H(s)$ nella forma:

$$H(s) = -\frac{R_H}{R_L} \frac{\tau_L s}{(1 + \tau_L s)(1 + \tau_H s)} \quad (2.14)$$

Nella figura di cui sotto sono riportati i diagrammi di Bode di modulo e fase relativi a $H(s)$. Si vuole far notare che nel grafico di Figura 2.8 i riferimenti delle pulsazioni di

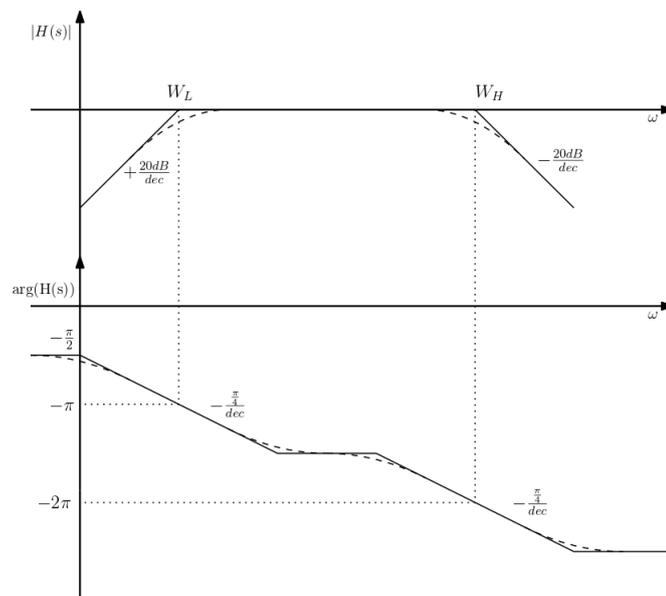


Figura 2.8: Diagrammi di Bode del modulo e della fase di un filtro passa banda.

taglio sono stati riportati solo per scopi esemplificativi, così come il guadagno dello stesso (che è stato rappresentato come unitario), quindi non rappresentano graficamente i valori

che verranno calcolati successivamente. Si distinguono inoltre il grafico asintotico (linea continua) dal grafico reale (linea tratteggiata), infatti in corrispondenza delle pulsazioni di taglio il grafico reale ha un guadagno pari a $-3dB$ rispetto al guadagno in banda passante. Per questo motivo le pulsazioni di taglio sono state scelte in modo tale che la banda passante B sia leggermente maggiore del valore reale.

2.2.2 Rettificazione del segnale

Il segnale filtrato deve ora essere rettificato. Per realizzare questo procedimento è stato scelto di utilizzare un rettificatore di precisione a doppia semionda realizzato con operazionale. Non è stato utilizzato il ponte di Graetz perchè il circuito risente delle cadute di tensione sui diodi, in quanto componenti reali. È stato aggiunto anche un filtro passa basso per estrarre il valore medio ottenuto dalla rettificazione del *Raw Signal* amplificato, filtrato e rettificato. In figura è riportato lo schema del rettificatore di precisione adottato.

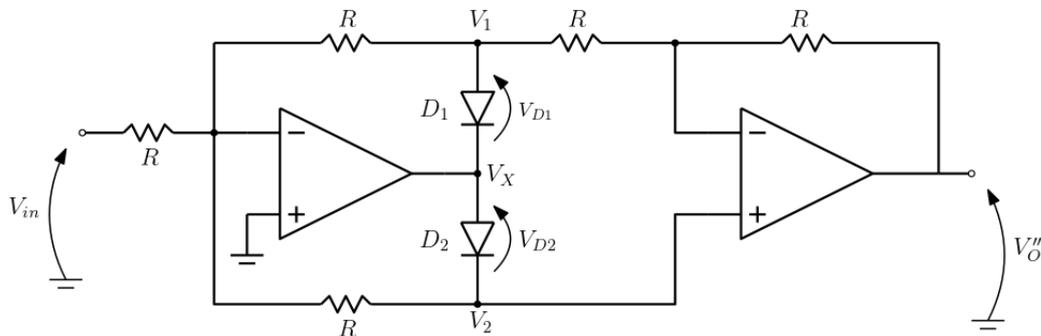


Figura 2.9: Schema circuitale di un rettificatore di precisione a doppia semionda.

È stato scelto un rettificatore a doppia semionda in modo tale da esprimere con maggiore fedeltà l'andamento del biopotenziale di attivazione del muscolo. Nell'analisi che verrà effettuata del circuito si manterranno le ipotesi fatte per l'analisi del filtro, ovvero che l'amplificatore operazionale sia ideale. Non verrà quindi adottato il modello di Figura 2.3. Una differente considerazione è stata effettuata per i diodi, infatti essi sono stati considerati diodi reali a resistenza nulla, quindi quando entrano in conduzione vengono modellati da un generatore di tensione ideale. Queste due ipotesi sono state effettuate valutando le tensioni di *offset* degli operazionali trascurabili rispetto alla tensione V_γ dei diodi, la quale assume valori non trascurabili rispetto all'escursione del segnale di uscita.

Analisi del rettificatore a doppia semionda

Nella Figura 2.9 si nota che il primo amplificatore operazionale è in configurazione comparatore. Questa configurazione porta l'uscita V_X a saturazione non appena la tensione $V^- = V_{in}$ è diversa dalla tensione di riferimento $V^+ = GND$. In particolare V_X si porta alla tensione di saturazione negativa nel momento in cui la tensione V_{in} è leggermente maggiore di GND e, specularmente a quanto appena detto, V_X si porta alla tensione di saturazione positiva quando la tensione V_{in} è leggermente negativa. Questo effetto di saturazione immediata è dovuta al guadagno molto elevato dell'operazionale. Si conclude quindi che i diodi sono entrambi interdetti solamente nel caso in cui la tensione in ingresso risulti nulla.

hp: diodi OFF Come detto precedentemente, tale condizione si verifica solamente quando la tensione in ingresso è nulla. Si conviene che, se la tensione in ingresso è nulla, la tensione in uscita V_O'' sarà anch'essa nulla.

hp: diodo D1 ON Tale condizione si verifica nel caso in cui la tensione V_{in} è maggiore di $0V$. Sostituendo ora un generatore V_γ al diodo D_1 (con polarità concorde alla polarità del diodo) e un circuito aperto al diodo D_2 , si nota che l'ingresso non invertente del secondo amplificatore operazionale è collegato alla massa virtuale del primo, creando così una configurazione di amplificatore invertente. In tal caso la tensione di uscita risulta:

$$V_O'' = -V_1 \frac{R}{R} \quad (2.15)$$

Procedendo ora all'analisi della configurazione del primo operazionale si ottiene:

$$\begin{aligned} V_1 &= V_\gamma + V_X \\ \frac{V_{in}}{R} &= -\frac{V_1}{R} \rightarrow V_1 = -V_{in} \frac{R}{R} \end{aligned} \quad (2.16)$$

ed ora, combinando le due equazioni, si ottiene:

$$V_O'' = -\left(-V_{in} \frac{R}{R}\right) \frac{R}{R} = V_{in} \quad (2.17)$$

hp: diodo D2 ON Tale condizione si verifica solamente nel caso in cui la tensione V_{in} sia minore di $0V$. Sostituendo ora un generatore V_γ al diodo D_2 (con polarità concorde alla polarità del diodo) e un circuito aperto al diodo D_1 , si nota che l'ingresso invertente del secondo amplificatore operazionale è collegato alla massa virtuale del primo, creando così una configurazione di amplificatore non invertente. In tal caso la tensione di uscita risulta:

$$V_O'' = V_2 \left(1 + \frac{R}{2R}\right) = \frac{3}{2} V_2 \quad (2.18)$$

Per l'equipotenzialità dei morsetti dell'amplificatore operazionale, si ha che la resistenza R connessa tra il nodo di V_1 ed il morsetto invertente del secondo operazionale è allo stesso potenziale di V_2 , ottenendo così un cortocircuito virtuale. La configurazione del primo operazionale è quindi una configurazione invertente, con resistenza di retroazione di valore $R_R = R//2R = \frac{2}{3}R$. Si ottiene così:

$$\begin{aligned} V_2 &= V_X - V_\gamma \\ \frac{V_{in}}{R} &= -\frac{V_2}{R_R} \rightarrow V_2 = -V_{in} \frac{R_R}{R} = -V_{in} \frac{2}{3} \end{aligned} \quad (2.19)$$

ed ora, combinando le due equazioni, si ottiene:

$$V_O'' = -\left(V_{in} \frac{2}{3}\right) \frac{3}{2} = -V_{in} \quad (2.20)$$

Si nota che la tensione di uscita dello stadio di rettificazione non è influenzata dal valore di V_γ . Il circuito deve il suo nome proprio a questa caratteristica, che lo rende

ottimo nel caso in si vogliono rettificare segnali con ampiezze relativamente basse, senza che vengano distorti dalla caduta di potenziale sul diodo. In ultimo, viene riportata la transcaratteristica del circuito appena analizzato, la quale soddisfa la seguente funzione a tratti:

$$V_O'' = \begin{cases} V_{in}, & V_{in} \geq 0 \\ -V_{in}, & V_{in} < 0 \end{cases} \quad (2.21)$$

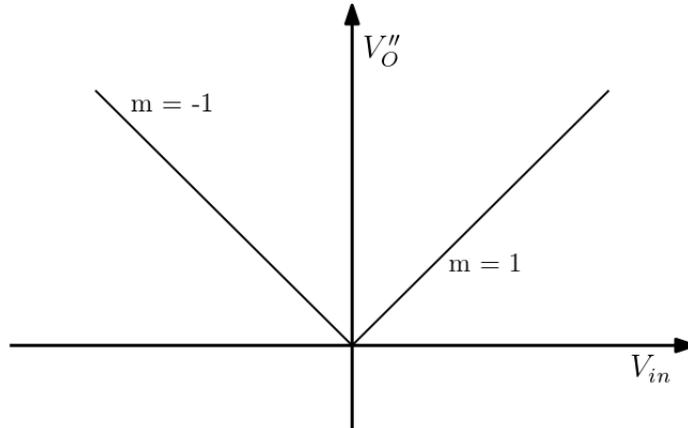


Figura 2.10: Transcaratteristica di un rettificatore di precisione a doppia semionda.

2.2.3 Estrazione del valore medio

In analogia a quanto fatto per l'eliminazione dell'*offset*, per estrarre il valore medio del segnale rettificato è stato inserito un filtro passa basso. Tale ragionamento trova spiegazione nel momento in cui si analizza lo spettro del segnale, nel quale si trova, in corrispondenza dell'origine degli assi (nell'asse delle ascisse si trovano le frequenza/pulsazioni e nell'asse delle ordinate si trovano le ampiezze), il valore medio. Per l'estrazione del valore medio è stato utilizzato un filtro passa basso passivo, riportato in Figura 2.11. Non è stato utilizzato alcun buffer poichè la resistenza di ingresso dello stadio seguente è (idealmente) infinita. Calcolando ora la f.d.t. dello schema della Figura 2.11, si ottiene:

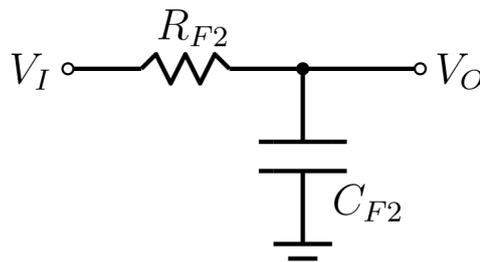


Figura 2.11: Filtro passa basso utilizzato per estrarre il valore medio del segnale rettificato.

$$V_O = \frac{1}{1 + sC_{F2}R_{F2}}V_I = V_I H(s) \quad (2.22)$$

ove, ponendo sempre $s = j\omega$ si nota che $H(s)$ ha modulo unitario nel caso in cui la frequenza del segnale risulti nulla, mentre ha guadagno nullo nel caso in cui la frequenza risulti molto elevata. Questo ragionamento si traduce, nella pratica, ad un'attenuazione molto elevata di frequenze elevate, mentre frequenze molto basse non vengono toccate.

2.2.4 Dimensionamento dei componenti

Per la valutazione dei valori dei componenti del filtro passa banda sono state imposte delle condizioni da rispettare, quali il guadagno e le frequenze di taglio dello stesso. In particolare è stato imposto un guadagno $G = 1$, cosa che impone, dalla 2.14, ad avere $R_H = R_L$. Considerando anche i possibili valori di condensatori, si sono valutati i valori $R_L = 680k\Omega$ e $R_H = 680k\Omega$. Nella valutazione dei condensatori si sono valutate le frequenze di taglio come $f_L = f_{T1}$ e $f_H \geq 200Hz$. Si ottengono così i seguenti valori di condensatori:

$$C_H = \frac{1}{2\pi f_H R_H} \rightarrow C_H = 1nF$$

$$C_L = \frac{1}{2\pi f_L R_L} \rightarrow C_L = 220nF$$
(2.23)

Per assicurarsi che le correnti erogate dagli amplificatori operazionali siano adeguate, è stato scelto di porre le resistenze relative al rettificatore ad un valore pari a $10k\Omega$. I valori dei componenti relativi al filtro passa basso sono stati imponendo una frequenza di taglio $f_T \sim 0.5Hz$, ottenendo così i valori di resistenza e condensatore utilizzati nel filtro passa alto utilizzato nell'eliminazione dell'*offset*. In Tabella 2.3 sono riportati i componenti utilizzati nella realizzazione di questo stadio, mentre in figura 2.12 è riportato il circuito implementato nella realizzazione dello stesso.

R_{F2}	$680k\Omega, 0.25W$
C_{F2}	$220nF$
R_5, R_6, R_7, R_8, R_9	$10k\Omega, 0.25W$
V_{CC}	$\pm 15V$
R_L	$680k\Omega, 0.25W$
R_H	$680k\Omega, 0.25W$
C_L	$220nF$
C_H	$1nF$
G	$0dB$

Tabella 2.3: Componenti utilizzati.

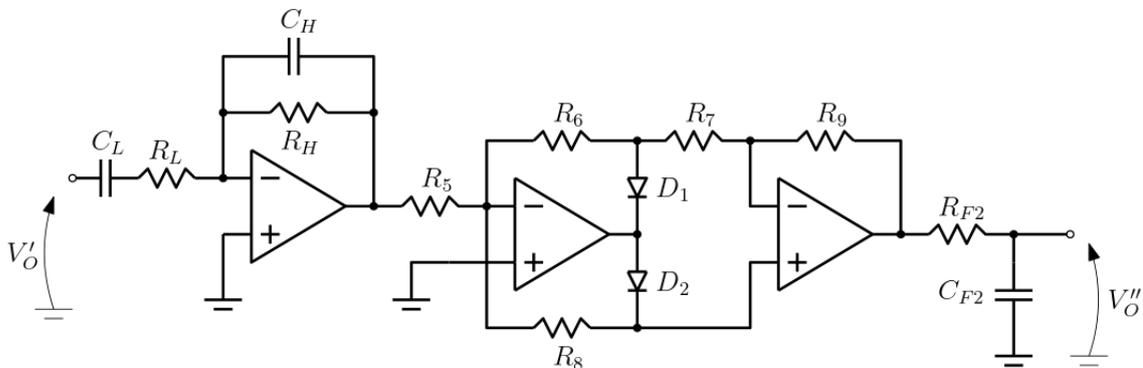


Figura 2.12: Schema circuitale implementato per la realizzazione del secondo stadio di condizionamento del segnale EMG.

2.3 Stadio di adattamento del segnale

Dai dati sperimentali ottenuti fino ad ora, i quali verranno poi discussi nella sezione "Assemblaggio e test del sensore", è stata ottenuta una ampiezza di picco massima di $5.1V$. Come è stato discusso nel capitolo precedente, il segnale EMG è caratterizzato da un *burst* di impulsi, ovvero un susseguirsi di impulsi di tensione. Tale caratteristica porta ad avere un valore medio estratto molto minore della tensione massima registrata. Nel condizionamento del segnale EMG, dal *Raw Signal* fino all'uscita dallo stadio di rettificazione e filtraggio non si è posta attenzione alle caratteristiche che il segnale pulito e filtrato, d'ora in avanti denominato *Final Signal*, deve avere per poter essere letto da un ADC. Infatti, tali circuiti lavorano con tensioni di fondoscala generalmente comprese tra i $3.3V$ ed i $5.5V$. È stato dunque implementato un amplificatore in configurazione non invertente, con l'ottica di avere un guadagno minimo unitario. L'espressione della tensione di uscita V_O''' si ricava facilmente e risulta:

$$V_O''' = V_O'' \left(1 + \frac{R_T}{R_{10}} \right) \quad (2.24)$$

Il guadagno risulta quindi dipendente esclusivamente da R_T . Il guadagno è stato imposto $< 12dB \sim 4$, da cui si ottiene che il rapporto R_T/R_{10} deve essere minore o uguale di 3. I valori scelti per le resistenze sono riportati nella Tabella 2.4. Nella Figura 2.13 è riportato

R_T	$10k\Omega, 0.25W$
R_{10}	$3.3kk\Omega, 0.25W$
V_{CC}	$\pm 15V$
Operazionale	TL082

Tabella 2.4: Componenti utilizzati.

lo schema implementato per la realizzazione dello stadio.

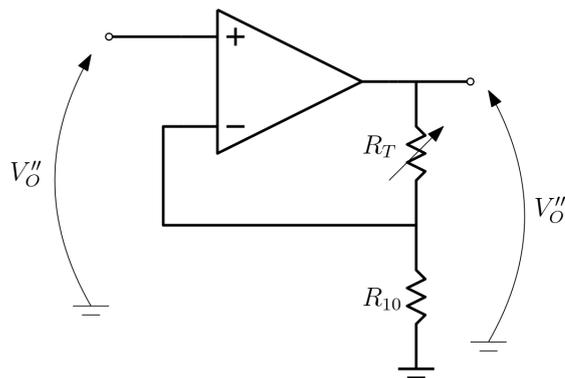


Figura 2.13: Schema circuitale implementato per la realizzazione del terzo stadio di condizionamento del segnale EMG.

2.4 Assemblaggio e test del sensore

Il sensore è stato poi assemblato e testato, misurando le forme d'onda ottenute e confrontandole coi dati ipotizzati nelle sezioni precedenti. In particolare sono state prese in

considerazione la tensione V'_O , la tensione in uscita al circuito rettificatore e la tensione V''_O . Tali segnali sono riportati nella Figura 2.14. Si distinguono infatti 3 segnali:

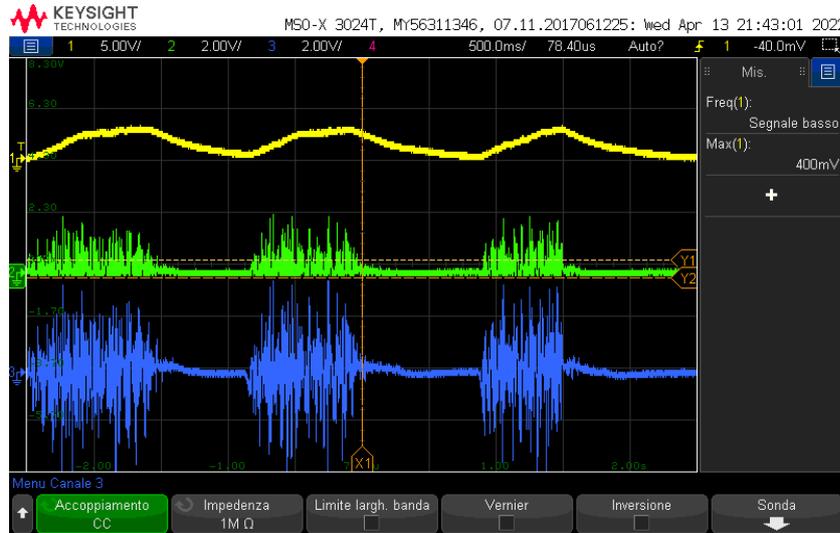


Figura 2.14: Forme d'onda ottenute dai test point inseriti nel circuito di prova.

- *Raw Signal*: in figura rappresentato dal primo segnale partendo dal basso, rappresenta il segnale EMG amplificato. Notando la scala adottata nell'oscilloscopio, si valutano picchi di tensione di $\sim 4V$. Tali valori sono confrontabili coi valori rilevati nella Sezione 2.1.2. Sono inoltre distinguibili i *burst*, ovvero i periodi di tempo ove il muscolo risulta contratto, dai momenti di riposo.
- *Rectified Signal*: in figura rappresentato dal segnale centrale, rappresenta il segnale in uscita al circuito rettificatore. È quindi il segnale pulito da eventuali disturbi non appartenenti alla banda passante del segnale. Si nota che i picchi di tensione sono nettamente minori del *Raw Signal*: il filtro passa banda attenua infatti le alte frequenze, le quali sono caratteristiche di tali picchi.
- *Final Signal*: in figura rappresentato dal primo segnale partendo dall'alto, è il segnale in uscita allo stadio di adattamento. Tale segnale rappresenta il valore medio estratto dal segnale rettificato offre un indice di misura sulla forza applicata alla contrazione del muscolo.

Come è stato visto, sono state implementate delle resistenze con valori piuttosto elevati. Tipicamente si utilizzano resistenze R tali che $R_{out} \ll R \ll R_{in}$, questo per garantire limiti in corrente e l'esclusione delle capacità parassite nel funzionamento del circuito. Con R_{out} ed R_{in} si intendono rispettivamente le resistenze di ingresso ed uscita dell'amplificatore operazionale. Da *datasheet* la resistenza di ingresso vale $R_{in} = 10^{12}\Omega$, mentre il valore di resistenza più elevato riportato nel circuito è $R_{F1} = R_{F2} = 680k\Omega$. La relazione riportata così è stata soddisfatta.

Grazie al CAD di progettazione *Ultiboard* è stato creato un layout del sensore, il quale è stato poi realizzato fisicamente ed assemblato. Nella Figura 2.16 è riportato lo schema circuitale completo del sensore realizzato nel quale si possono distinguere facilmente i tre stadi di cui esso è composto. Nella Figura 2.15 è stato invece riportato il layout creato

del sensore. Da ultimo, nella Tabella 2.5 sono riportati i componenti utilizzati per la realizzazione del sensore.

Componente	Codice costruttore / Valore
4x Amplificatore operazionale doppia uscita	TL082CP
R_G	$1k\Omega$, 0.25W
R_{A1} , R_{A2}	$560k\Omega$, 0.25W
R_1 , R_2 , R_3 , R_4	$10k\Omega$, 0.25W
R_{F1}	$680k\Omega$, 0.25W
C_{F1}	$220nF$, film
R_5 , R_6 , R_7 , R_8 , R_9	$10k\Omega$, 0.25W
R_L	$680k\Omega$, 0.25W
R_H	$680k\Omega$, 0.25W
C_L	$220nF$, film
C_H	$1nF$, ceramico
R_{F2}	$680k\Omega$, 0.25W
C_{F2}	$220nF$, film
Potenzimetro R_T	$10k\Omega$, 0.25W
R_{10}	$3.3k\Omega$, 0.25W

Tabella 2.5: Componenti utilizzati per realizzare il sensore.

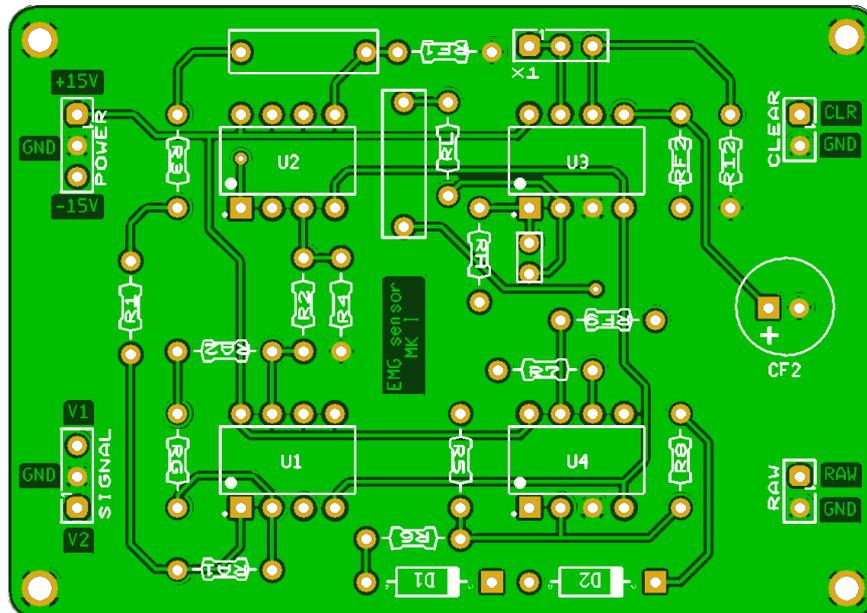


Figura 2.15: Layout del sensore EMG.

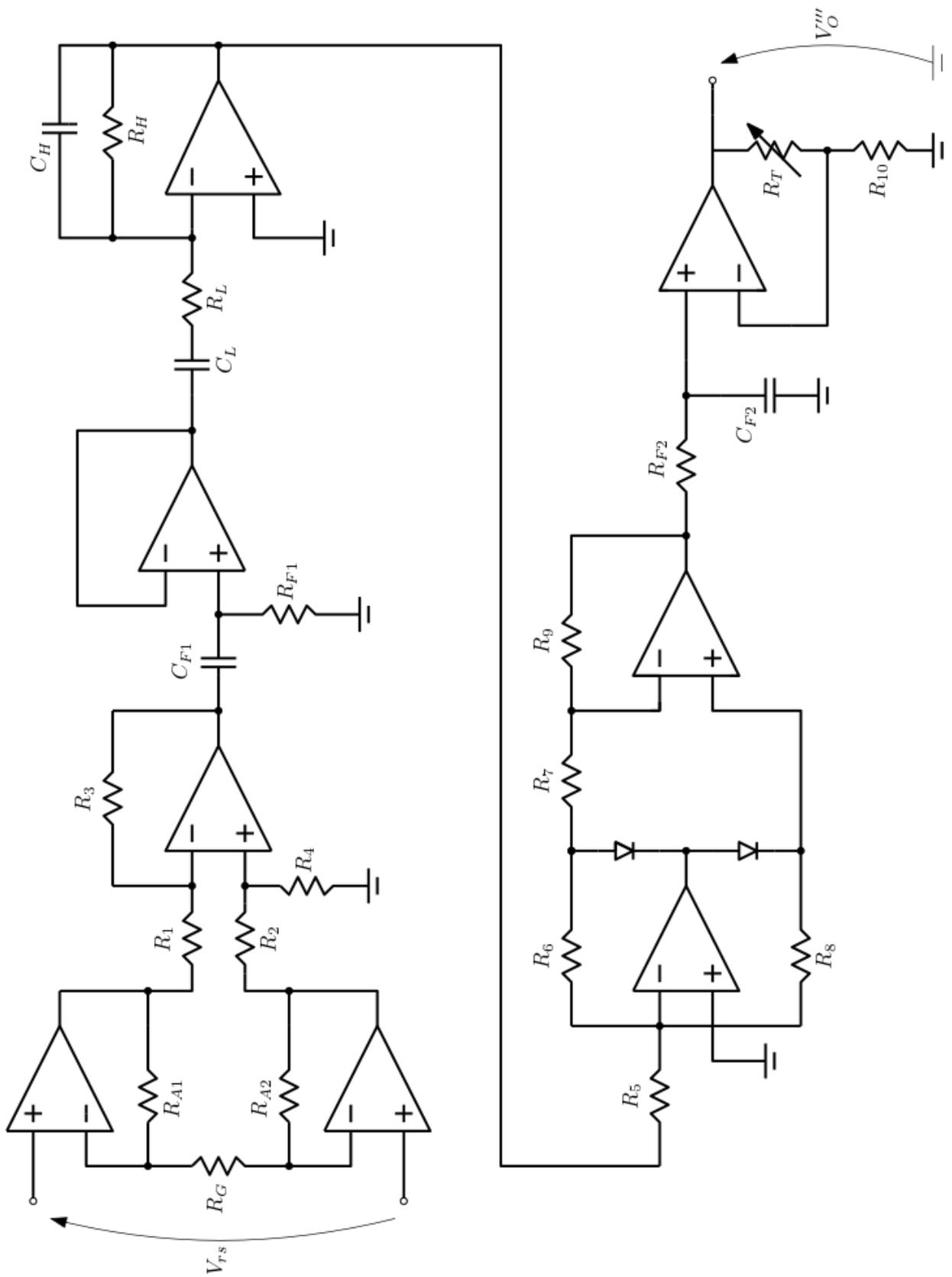


Figura 2.16: Schema circuitale completo implementato per la realizzazione del sensore EMG.

Capitolo 3

Elaborazione digitale del segnale

In questo capitolo verrà riportato un esempio di elaborazione digitale del *Final Signal* in uscita al sensore. In particolare il segnale verrà elaborato da un microcontrollore che, tramite un ADC, convertirà il segnale in un codice termometrico. Tale codice verrà poi visualizzato da una serie di 8 LED, in modo tale da avere una misura visiva dell'intensità del segnale. Il segnale letto dal microcontrollore viene inoltre inviato tramite seriale al computer, il quale visualizzerà un grafico in tempo reale dell'andamento dello stesso.

3.1 Implementazione del microcontrollore

Il microcontrollore adottato per l'elaborazione del segnale è l'ATmega328P a *8bit*, della casa ATmel. Per l'implementazione del microcontrollore è stata utilizzata una scheda di espansione contenente varie periferiche, tra le quali i LED utilizzati per la visualizzazione del segnale termometrico. Le specifiche che riguardano il convertitore analogico digitale sono riportate nella Tabella 3.1. Dai dati riportati si ottiene che la massima ampiezza

FSR	5V
F_{CPU}	16MHz
bit	8 ÷ 10
N_{clk-in}	25
N_{clk}	13
F_C 8 bit	$\geq 200kHz$
F_C 10 bit	50kHz ÷ 200kHz

Tabella 3.1: Caratteristiche del convertire analogico digitale dell'ATmega328P.

del segnale V_O''' non deve essere superiore al valore del fondoscala utilizzato, ovvero FSR. Un altro importante dato da impostare è la frequenza di campionamento del segnale. Secondo il teorema di Shannon, definita F_S la frequenza del segnale da campionare, deve essere soddisfatta la relazione $F_A = 2F_S$, ove F_A è la frequenza di campionamento. Tale teorema si applica principalmente a segnali di natura periodica, quale non è il segnale in uscita dal sensore. Trattandosi di un convertitore ad approssimazioni successive, non si può impostare la frequenza di conversione, ma viene settata la frequenza a cui opera il convertitore stesso. Dalla Tabella 3.1 si ricava che il tempo di conversione richiesto è pari a $T_C \cdot N_{clk}$, ove T_C è il periodo del convertitore (ovvero l'inverso della frequenza di lavoro F_C). La frequenza di campionamento dipende inoltre dal numero di bit implementati per

la conversione. Nella realizzazione del progetto è stata utilizzata la modalità 8 bit. La frequenza conseguentemente scelta vale $F_C = 250kHz$. Si ottiene così una frequenza di conversione pari a $F_A = F_C/N_{clk} \sim 19kHz$. Per quanto riguarda l'invio dei dati tramite seriale, è stato scelto di utilizzare il protocollo USART con *baudrate* di *9600baud*. Nella scheda ove il controllore è montato, è presente un convertitore che traduce i messaggi da protocollo USART a protocollo USB, semplificando notevolmente l'invio dei dati.

Realizzazione del codice

Il codice tramite il quale viene detto al controllore cosa fare è, generalmente, suddiviso in tre parti principali, ovvero l'inizializzazione di librerie, variabili e funzioni, l'inizializzazioni dei registri relativi alle periferiche utilizzate e il *loop* di controllo. Nel codice scritto, le periferiche utilizzate sono il convertitore ADC, per la lettura del segnale, il Timer, per la temporizzazione degli eventi e la gestione del *debounce*, e il protocollo USART, per l'invio dei dati. È stato quindi necessario inizializzare i registri di tutte e tre le periferiche.

La parte principale nella realizzazione del codice è la conversione dal valore letto dal microcontrollore al codice termometrico. Vale la pena ricordare che il segnale letto dal convertitore è convertito a sua volta in un valore digitale (esadecimale o binario, a seconda della rappresentazione adottata), poichè unici valori che un microcontrollore è in grado di elaborare. Tale conversione avviene tramite la seguente relazione:

$$VAL_{ADC} = x \cdot \frac{2^b - 1}{FSR} \quad (3.1)$$

ove b rappresenta il numero di bit adottati nel convertitore, in questo caso $b = 8$. Si deduce che il massimo valore digitale rappresentabile vale $VAL_{ADC} = (255)_{10} = (11111111)_2 = (FF)_{16}$. A sua volta, il valore letto dal convertitore viene convertito in un codice termometrico a 8 bit. La codifica termometrica si definisce con la seguente relazione:

$$Therm(n) = \begin{cases} 0, & n = 0 \\ Therm(n - 1) + 2^{n-1}, & n > 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

Per realizzare questa conversione è stato creato un vettore `vect[] = {0x00, 0x01, 0x03, 0x07, 0x0F, 0x1F, 0x3F, 0x7F, 0xFF}` contenente i primi 8 con elementi del codice termometrico. Parte cruciale dell'implementazione del codice è la realizzazione della conversione. Per far ciò è stato suddiviso VAL_{ADC} in $n = 8$ intervalli, ognuno dei quali corrisponde ad un elemento del vettore `vect`. Il codice risultante è stato riportato sotto.

```
void therm(uint8_t data)
{
    uint8_t tmp = 0;
    uint8_t vect[] = {0x00, 0x01, 0x03, 0x07, 0x0F, 0x1F, 0x3F, 0x7F, 0xFF};
    tmp = (uint16_t)(data * 8) / 255;

    PORTB = vect[tmp] & 0x0F;
    PORTD = vect[tmp] & 0xF0;
}
```

Il codice di cui sopra riporta la funzione implementata per la conversione in codice termometrico. Tale funzione scrive direttamente nel registro di output delle porte utilizzate per il pilotaggio dei LED. Il valore convertito viene inoltre inviato al computer, con un

intervallo di $200mS$ (valori troppo piccoli non permettono la visualizzazione del grafico da computer), tramite comunicazione seriale. I bit adibiti a tale comunicazione fanno parte della porta di I/O PORTD e pertanto inutilizzabili ai fini del pilotaggio dei LED. Il problema è stato ovviato scomponendo il codice termometrico su due differenti porte porte di I/O, come riportato nelle ultime due righe del codice, tramite l'operatore AND aritmetico. L'invio del segnale letto dall'ADC è comandato dall'azionamento di un pulsante, opportunamente gestito mediante l'utilizzo di un sistema di *debounce* software.

3.2 Implementazione script Python

Il segnale inviato tramite seriale è stato poi utilizzato per la realizzazione di un grafico in tempo reale mediante l'implementazione di uno script *Python*. A tal fine è stata utilizzata la libreria *matplotlib*, per la creazione del grafico, e la libreria *pyserial*, per la lettura e decodifica dei dati inviati tramite standard USB. Essendo i dati codificati su un formato

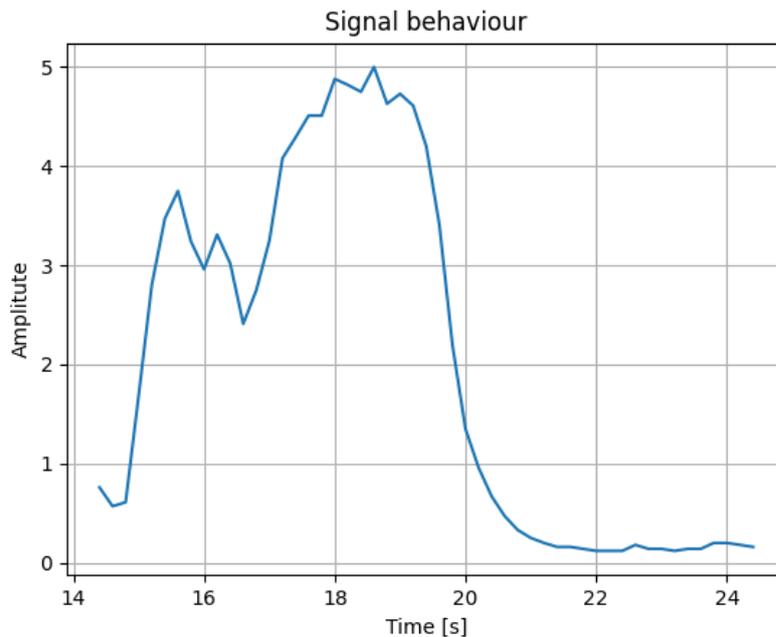


Figura 3.1: Grafico in tempo reale del segnale inviato dal microcontrollore al computer.

esadecimale ad 8 bit, per indicare il livello di tensione all'ingresso del controllore, è stata implementata una conversione secondo la seguente equazione:

$$y = \frac{x}{2^8} \cdot 5 \quad (3.3)$$

ove x rappresenta il valore inviato attraverso il protocollo USB. In Figura 3.1 è riportato un intervallo di tempo rappresentate il valor medio relativo ad un *burst* del segnale EMG, ovvero relativo ad un periodo di contrazione del muscolo. Il grafico risulta più spezzato rispetto alla corrispondente visualizzazione sull'oscilloscopio, fatto spiegabile nel momento in cui si ricorda l'intervallo con cui il grafico viene aggiornato, ovvero $200mS$. Tempi minori, infatti, non permetterebbero alla libreria di aggiornare il grafico in modo fluido.

Capitolo 4

Conclusioni

Il principale scopo del progetto è stato quello di sviluppare e realizzare un sensore elettromiografico in grado di fornire in uscita l'andamento medio del biopotenziale di attivazione muscolare e del segnale che caratterizza la contrazione del muscolo stesso. L'analisi del segnale EMG è stata effettuata mediante lo stadio di preamplificazione, interamente progettato sulla base di dati teorici e, solo successivamente all'analisi del segnale, è stato scelto di mantenere tali specifiche. Diversamente è avvenuto per i successivi stadi e filtri. Infatti per progettare tali circuiti è necessaria la conoscenza delle caratteristiche reali del segnale. Vengono ora elencati i principali problemi affrontati. I risultati ottenuti hanno permesso di vedere il legame tra forza di contrazione e attività muscolare: ad una maggiore forza di contrazione applicata durante lo svolgimento di un esercizio corrisponde una conseguente attività muscolare più marcata, con picchi di attivazione di valore più elevato. È stato possibile ottenere anche una stima del processo che si innesca quando il muscolo viene stressato troppo, ovvero quando è stanco. In tal caso è stato notato che i picchi di attivazione sono notevolmente ridotti rispetto al caso in cui il muscolo sia perfettamente riposato, evento che si traduce in un'attività muscolare minore.

4.1 Commenti

Nell'analisi del segnale EMG campione, sebbene fosse stato previsto un valore di *offset*, non era stata quantificata la portata di tale segnale. Infatti il progetto iniziale prevedeva una $R_G = 560\Omega$, la quale avrebbe portato ad un guadagno in tensione di $66dB$. Con un valore di guadagno così elevato l'operazionale ha saturato non appena sono stati collegati gli elettrodi, impossibilitando così la lettura del segnale. Per ovviare ciò, la resistenza R_G è stata cambiata finché il segnale visualizzato fosse quello effettivamente relativo al muscolo, eventualmente sommato ad un *offset*, portando ad utilizzare il valore adottato. È stato poi quantificato il segnale di *offset* che è risultato non trascurabile rispetto al segnale di uscita, in quanto pari all'incirca al 50% della massima escursione possibile. Un possibile miglioramento consiste nella sostituzione degli amplificatori operazionali utilizzati per lo stadio di preamplificazione con degli amplificatori progettati per l'elaborazione di piccoli segnali e nella sostituzione della resistenza R_G con una resistenza di precisione variabile, così da poter regolare in modo preciso il guadagno di tale stadio. Anche l'alimentazione può essere cambiata, poiché nel test del prototipo è stato riscontrato un palpabile aumento della temperatura di lavoro degli amplificatori. Tale cambiamento comporta ovviamente ad un nuovo dimensionamento per le resistenze R_G e R_{10} .

Per l'isolamento della banda passante è stata necessaria la conoscenza dell'effettiva banda del segnale. Infatti, basandosi solamente sui dati teorici, si sarebbe giunti ad un dimensionamento errato dei componenti implementati nel filtro. Quest'ultimo può essere sostituito con un filtro attivo del secondo ordine, in modo da avere una maggior efficienza di filtraggio.

Inizialmente, nella progettazione dello stadio di adattamento del segnale, era stata imposta una $R_{10} = 4.7k\Omega$, in modo tale da avere un guadagno di $\sim 10dB$. tuttavia, nel test del sensore tale resistenza è stata sostituita da un'altra di valore $3.3k\Omega$, poiché il segnale di uscita risultava troppo piccolo nelle ampiezze per poter sfruttare appieno il convertitore ADC adottato successivamente nel microcontrollore. Una resistenza di valore minore portava ad avere un segnale molto più grande del valore di fondo scala FSR dell'ADC, risultando quindi dannoso per il controllore.

La parte del circuito più soggetta ai disturbi, senza dubbio, è quella relativa agli elettrodi. In condizioni perfette, ovvero con la pelle messa a contatto con gli elettrodi pulita ed asciutta, sono soggetti ad una vasta gamma di disturbi e a un'attenuazione intrinseca dovuta alla costituzione della pelle stessa. Poiché non sempre è possibile effettuare misurazioni in condizioni perfette, oltre all'attenuazione introdotta dalla pelle, si osservano attenuazioni dovute allo strato di accumulo che si crea tra la superficie dell'elettrodo e la pelle. Questo fenomeno si traduce in una diminuzione delle ampiezze massime del segnale EMG. Un'altro fenomeno che incide sulle ampiezze del segnale è il muscolo stesso: se il muscolo risulta più provato rispetto al normale la forza di contrazione risulta minore.

4.2 Miglioramenti futuri

Possibili migliorie possono essere apportate in ambito dinamico, ovvero relativo alla velocità di risposta del sistema. Prendendo in esempio il filtro passa basso riportato in uscita allo stadio di rettificazione, si ottiene che la risposta al gradino del sistema risulta:

$$Y(s) = \frac{1}{\tau s(\frac{1}{\tau} + s)}, \quad \tau = R_{F2}C_{F2} \sim 0.15 \quad (4.1)$$

dalla quale, scomponendo in fratti semplici ed antitrasformando secondo Laplace si ottiene la corrispondente risposta nel dominio del tempo:

$$y(t) = (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})\delta_{-1}(t) \quad (4.2)$$

la quale impiega un tempo pari a $t_r \sim 340mS$ per raggiungere il 90% del valore a regime. Questo tempo di assestamento è relativamente piccolo se confrontato con tempi di risposta umani, ma abbastanza grande nel caso in cui il sensore voglia essere utilizzato per il controllo di un attuatore in tempo reale. lo scalino utilizzato come segnale di test rappresenta una qualsivoglia variazione repentina del valore medio, mentre l'uscita $y(t)$ rappresenta l'uscita effettiva del circuito filtrante. t_r rappresenta invece il ritardo con il quale l'uscita raggiunge il 90% del valore a regime rispetto a quando è stato raggiunto dall'ingresso. Per aumentare la velocità bisogna quindi diminuire il prodotto $\tau = R_{F2}C_{F2}$, cosa che corrisponderebbe ad aumentare la frequenza di taglio del filtro passa basso. Aumentando tale frequenza si perde però l'obiettivo del filtro, ovvero l'estrazione del valor medio.

Per quanto riguarda l'elaborazione del segnale, l'estrazione del valore medio può essere implementata digitalmente. Tale modifica permette di sviluppare notevolmente il progetto realizzato, in quanto si potrebbero implementare digitalmente molti algoritmi

in grado di fornire informazioni importanti del segnale, oltre al semplice valore medio. Utilizzando un microcontrollore a 32bit, quindi con potenza ed accuratezza di calcolo molto maggiori del microcontrollore implementato, è possibile realizzare il filtraggio digitalmente. Applicando una FFT, *Fast Fourier Transform*, è possibile identificare le fasce muscolari coinvolte nella contrazione del muscolo, coerentemente con quanto illustrato nella descrizione del segnale EMG. È possibile quindi estendere il campo applicativo del sensore, ricavando informazioni relative al tempo di propagazione del segnale, quantificando la stanchezza del muscolo in maniera digitale, senza dover progettare un circuito eccessivamente complesso. La parte analogica del sensore, in questo caso, dovrebbe solamente occuparsi di amplificare il segnale e renderlo leggibile al un convertitore analogico digitale de controllore.

Capitolo 5

Bibliografia

1. Microelettronica: Richard C. Jaeger, Travis N. Blalock.
2. Circuiti per la microelettronica: Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith.
3. Gianmaria Paucci, *L'elettromiografia: principio di funzionamento e applicazioni in ambito sportivo*