



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

Corso di Laurea in Ingegneria dell'Informazione

**ACQUISIZIONE FILTRAGGIO E INTERPRETAZIONE
DI SEGNALI MIOELETTRICI PER IL CONTROLLO DI
PROTESI MECCANICHE**

Laureando

Marco Calenda

Relatore

Gaudenzio Meneghesso

ANNO ACCADEMICO 2012/2013

A Elisa, il mio futuro
A Matteo, il mio passato
A tutti i miei Amici, il mio presente

Ogni tecnologia sufficientemente avanzata è indistinguibile dalla
magia

Arthur Charles Clarke

Contents

1	Introduzione	1
2	Il segnale mioelettrico	3
3	Acquisizione	5
3.1	Amplificatore Differenziale	5
3.2	Amplificatore differenziale da strumentazione	7
3.3	Sistemi per ridurre il modo comune	9
3.3.1	Massa Comune	11
3.3.2	Driver Gamba Destra	12
3.3.3	Stabilità Driver Gamba Destra	16
4	Filtraggio	19
4.1	Filtro Analogico Anti-Aliasing	20
4.2	Campionamento	21
4.2.1	Oversampling	21
4.3	Filtro Digitale FIR	22
5	Interpretazione e Conclusioni	25
6	Appendice A - Implementazione software oversampling e filtro FIR digitale	29
7	Appendice B - Schematici	33
	Bibliography	37

Sommario

Un esoscheletro è costituito per definizione da uno scheletro, da una muscolatura artificiale e da un sistema di controllo, detto di feedback, che servirà ad armonizzare i movimenti della macchina con quelli dell'utilizzatore. Le tecnologie attuali permettono di realizzare strutture estremamente leggere e resistenti, adempiendo perfettamente al compito di realizzare uno scheletro "vestibile" da un essere umano, tuttavia non sono ancora abbastanza avanzate da fornire muscoli artificiali compatti ed efficienti o sistemi di controllo abbastanza evoluti da potersi interfacciare direttamente con l'utilizzatore.

Chapter 1

Introduzione

Nel mondo della biomedica l'acquisizione di segnali mioelettrici dal corpo umano ha sempre richiesto uno sforzo ingegneristico non indifferente. Tale pratica, chiamata elettromiografia (EMG), ha riscontri pratici in una miriade di campi, dalla diagnosi di deficit neuromuscolari allo studio dell'apparato nervoso periferico. Tuttavia fino a pochi decenni addietro l'uso di elettrodi impiantati direttamente in-loco era lo standard de facto, rendendo il suddetto esame invasivo e problematico. Parallelamente all'EMG negli ultimi anni si va sviluppando una nuova promettente tecnica, denominata sEMG, che mira all'acquisizione del segnale mioelettrico mediante elettrodi di superficie. La semplicità dell'esame (un semplice elettrodo appoggiato sulla pelle) ha reso la tecnica vettore di nuove applicazioni al di fuori del campo diagnostico, rendendo lo studio (e la realizzazione in alcuni casi¹) di interfacce uomo-macchina e di protesi robotizzate molto più attuale rispetto un tempo. Nel presente trattato approfondiremo l'acquisizione, il filtraggio e in parte l'interpretazione di un segnale EMG superficiale relativo al bicipite al fine di pilotare una protesi al gomito motorizzata. Tale approccio richiede una misurazione meno precisa dell'effettivo segnale mioelettrico rispetto ad una misurazione a fini diagnostici, tuttavia l'ambiente dove verrà utilizzata l'apparecchiatura (ambiente non controllato e ricco di rumore elettrico di fondo) e la non stabilità del sensore dovuta al movimento del braccio renderanno lo studio di un adeguato sistema di filtraggio indispensabile. Ai fini di una migliore descrizione dell'apparato lo stesso è stato realizzato e studiato in laboratorio, per avere un feedback pratico alle tematiche trattate.

¹<http://www.cyberdyne.jp/english/robotsuithal/>

Chapter 2

Il segnale mioelettrico

Quando un muscolo scheletrico deve compiere un movimento il cervello invia un impulso elettrico che tramite i nervi raggiunge le fibre muscolari interessate al movimento. Questo impulso, detto in gergo segnale mioelettrico, ha un range di frequenze variabile fra pochi hertz a circa $300Hz$, e ampiezza variabile fra circa $10\mu V$ e $1mV$. Da un punto di vista pratico un muscolo può essere in prima approssimazione considerato un dipolo elettrico immerso in un materiale parzialmente conduttivo. Possiamo quindi immaginare il corpo umano come costituito da numerose "unità motorie" alle quali è associato un dipolo elettrico rappresentante il muscolo. A questo punto risulta chiaro il vero problema dell'elettromiografia di superficie rispetto ad una normale elettromiografia con elettrodi intramuscolari. Nel caso di una EMG il segnale mioelettrico registrato è quasi totalmente quello del muscolo interessato, mentre nel caso dell>sEMG il segnale mioelettrico registrato è la composizione di tutti i segnali mioelettrici generati dalle unità motorie attive al momento della registrazione (fig. 2.1). Se si volesse eseguire un'analisi matematica rigorosa del segnale sEMG si dovrebbe in qualche modo scindere il segnale raw in una somma di segnali rappresentati l'attività mioelettrica delle singole unità motorie. Nonostante siano stati effettuati passi importanti in questo campo, soprattutto grazie alla potenza di calcolo disponibile per l'elaborazione del segnale, nel presente trattato non verrà analizzata approfonditamente questa tematica, visto che, come già è stato menzionato, al fine di pilotare una protesi non è necessario un segnale sEMG perfetto, bensì un segnale subottimale. Ci concentreremo quindi nell'acquisizione del segnale mioelettrico e al filtraggio dello stesso, lasciando alla sezione dedicata all'interpretazione l'eventuale isolamento dell'effettivo segnale del muscolo interessato.

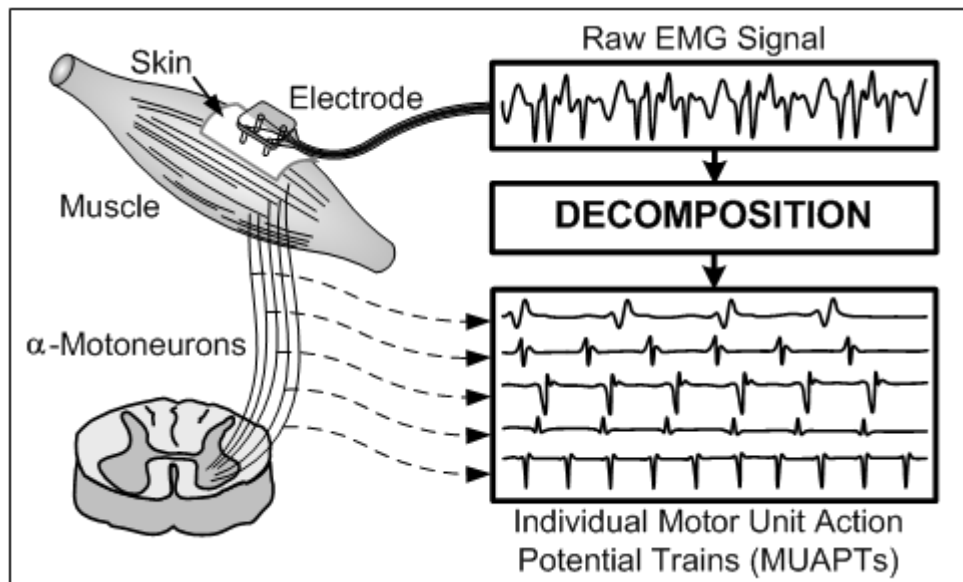


Figure 2.1: Rappresentazione schematica del segnale sEMG

Chapter 3

Acquisizione

Il corpo umano è essenzialmente un conduttore, e come tale è soggetto a differenze di potenziale più o meno rilevanti a seconda dell'ambiente dove si trova. Ne consegue che per registrare un segnale di pochi microvolt è indispensabile adottare un approccio differenziale, al fine di eliminare il potenziale al quale si trova il corpo (che da ora in poi chiameremo modo comune) dall'effettivo segnale mioelettrico (che da ora in poi chiameremo modo differenziale). Per fare questo verranno applicati due elettrodi ai capi dell'unità motoria da studiare. La formula che regola un'amplificazione di tipo differenziale è la seguente:

$$V_{\text{out}} = A_d(V_{\text{in}}^+ - V_{\text{in}}^-) + A_c \left(\frac{V_{\text{in}}^+ + V_{\text{in}}^-}{2} \right) \quad (3.1)$$

dove A_d viene detta *Amplificazione a modo differenziale* e A_c *Amplificazione a modo comune*. Idealmente vorremmo avere A_d molto grande e A_c molto piccolo, e vedremo in seguito come questo rapporto, detto *reiezione di modo comune* (CMRR), sarà di primaria importanza per avere un buon segnale sEMG. Da una semplice analisi si può vedere come un eventuale segnale a modo comune verrà amplificato solo da A_c e non da A_d , visto che si presenterebbe identico ai due elettrodi. Mentre il segnale mioelettrico verrà amplificato anche da A_d essendo localizzato tra i due elettrodi. Analisi simile può essere fatta con il rumore elettrico di fondo, dato che buona parte dello stesso può essere eliminato assieme al segnale di modo comune (essendo localizzato al di fuori della coppia di elettrodi) .

3.1 Amplificatore Differenziale

Incominceremo la trattazione dell'amplificatore differenziale utilizzato nel progetto dal suo elemento costitutivo di base, ovvero l'amplificatore op-

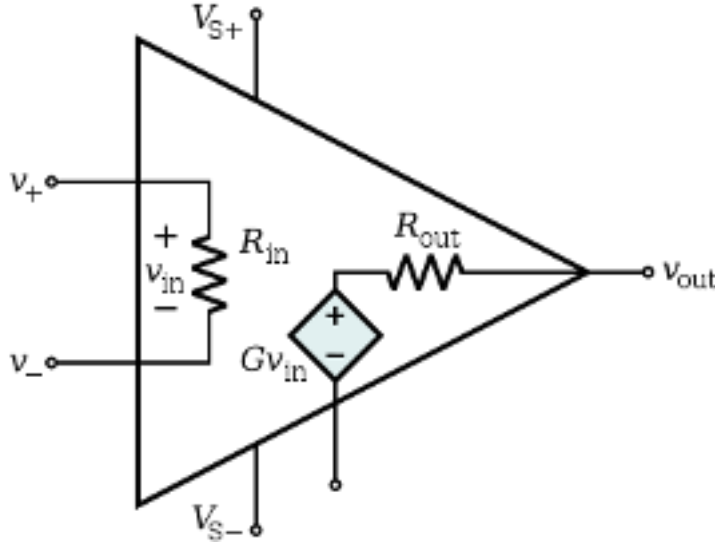


Figure 3.1: Un amplificatore operazionale

erazionale. Un amplificatore operazionale (in inglese operational amplifier oppure op-amp fig3.1) è un amplificatore differenziale caratterizzato da un guadagno di tensione idealmente infinito, una resistenza d'ingresso idealmente infinita, e una resistenza d'uscita idealmente nulla.

Da tali ipotesi discendono due proprietà ideali fondamentali: la differenza tra le tensioni applicate in ingresso è nulla (se la retroazione è negativa), e le correnti di ingresso sono nulle. Ne consegue che idealmente un op-amp ha guadagno a modo comune nullo e guadagno a modo differenziale infinito.

Nella realtà le due ipotesi sopra citate non sono rispettate; il guadagno A_d , seppur molto elevato (nell'ordine 10^4 nei dispositivi integrati¹), non è infinito e il guadagno A_c non è nullo. Inoltre l'amplificatore necessita di una tensione tra V_{in}^+ e V_{in}^- per portare V_{out} a zero, detta tensione di offset, non nulla.

Analizzando l'op-amp tenendo conto della sua non idealità otterremmo una formula nella forma

$$V_{out} = A_d(V_{in}^+ - V_{in}^-) + A_c \left(\frac{V_{in}^+ + V_{in}^-}{2} \right) \quad (3.2)$$

permettendoci di definire un parametro indispensabile per valutare la bontà di un amplificatore differenziale, il *Rapporto di reiezione di modo comune* (*common-mode rejection ratio CMRR*).

¹http://it.wikipedia.org/wiki/Amplificatore_operazionale

Il CMRR, misurato in decibel positivi, è definito dalla seguente equazione:

$$\text{CMRR} = 20 \log_{10} \left(\frac{A_d}{A_s} \right) \quad (3.3)$$

in cui A_d è il guadagno differenziale e A_s è il guadagno di modo comune.

Il 741, un chip OP-AMP comune, ha il CMRR di 90dB e offset variabile tra $\pm 10\text{mV}^2$.

Nel nostro caso, avendo a che fare con segnali così piccoli, non basta un CMRR così basso. Inoltre la non idealità dell'amplificatore operazionale si traduce anche in tensioni di offset generalmente maggiori della tensione tipica di un impulso sEMG (anche di un ordine di grandezza), rendendo l'utilizzo di un circuito alternativo indispensabile. L'approccio più usato è quello di utilizzare una particolare forma circuitale chiamata *Amplificatore Differenziale da Strumentazione* che al tempo stesso aumenta il CMRR portandolo a valori accettabili (ma non ideali come vedremo più avanti) e risolve il problema delle tensioni di offset.

3.2 Amplificatore differenziale da strumentazione

La struttura dell'amplificatore da strumentazione in figura 3.2 può pensarsi derivata dall'amplificatore differenziale in figura 3.3: rispetto a questo presenta due operazionali in più che migliorano (aumentandola) l'impedenza di ingresso e permettono di variare l'amplificazione del segnale differenziale d'ingresso V_{in} variando un solo componente R_{gain} . Normalmente viene fornito come un unico chip con due pin a cui va connesso il resistore R_{gain} .

Analizzando nel dettaglio l'amplificatore da strumentazione otteniamo una caratteristica di uscita descritta dalla seguente formula:

$$V_{out} = \left(1 + \frac{2R_1}{R_{gain}} \right) \left(\frac{R_3}{R_2} \right) (-V_{in}) \quad (3.4)$$

Ai fini progettuali si è optato per l'amplificatore da strumentazione INA128PA (figura 3.4) per l'ottima tensione di offset e il costo contenuto. Infatti il suddetto chip presenta una $V_{offset} = \pm 25\mu\text{V}$ e un $\text{CMRR} = 93\text{dB}^3$.

Tra i parametri del circuito l'unico che risulta troppo carente per la nostra analisi è proprio il CMRR.

Sembra un controsenso che un CMRR di circa 100dB sia basso, tuttavia basti

²LM741 Datasheet <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm741.pdf>

³INA128PA Datasheet http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheets/270/255497_DS.pdf

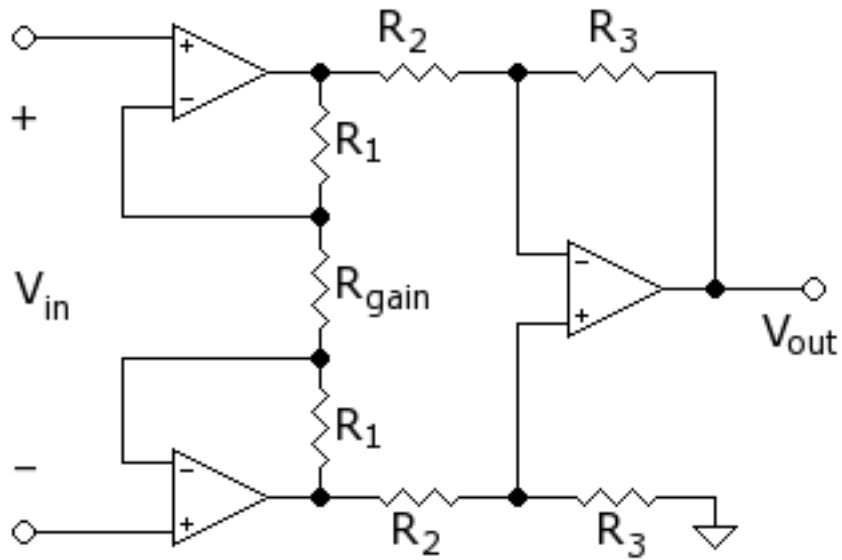
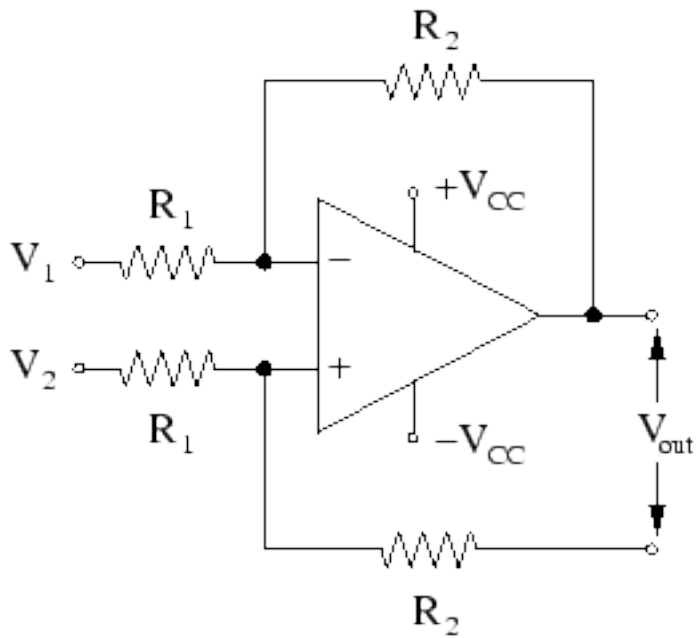


Figure 3.2: Un amplificatore differenziale da strumentazione

Figure 3.3: Un amplificatore differenziale $V_{out} = (\frac{R_2}{R_1})(V_2 - V_1)$

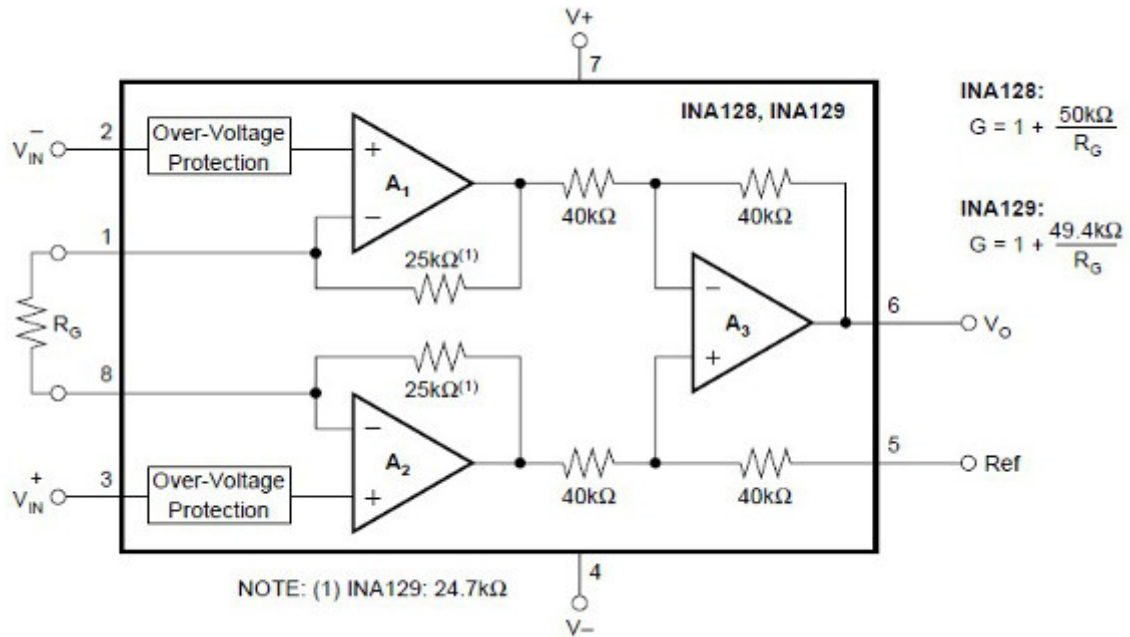


Figure 3.4: Lo schema dell'amplificatore da strumentazione INA28PA

pensare che 100dB equivalgono a circa 10^5 .

Questo implica che il guadagno a modo comune A_c è 10^5 volte più piccolo del guadagno differenziale A_d . Tuttavia un segnale tipico di modo differenziale derivante da un impulso sEMG è di circa $10\mu V$ contro le decine di volt del segnale di modo comune, per un rapporto pari a 10^6 . Ne consegue che nonostante il segnale di modo comune sia amplificato 10^5 volte meno rispetto a quello di modo differenziale risulta comunque in uscita dall'amplificatore 10 volte più grande di quello derivante dall'impulso sEMG. Ovviamente questo non è accettabile. Oltre tutto non va dimenticato che l'amplificatore verrà utilizzato in un'applicazione pratica dove, per esempio, è impossibile che gli elettrodi cutanei siano perfettamente simmetrici. Questo, unito ad altri innumerevoli problemi *pratici* non fa altro che peggiorare ancora di più la situazione, rendendo segnali che in teoria sarebbero di modo comune, di modo differenziale.

3.3 Sistemi per ridurre il modo comune

Negli anni sono stati pensati innumerevoli sistemi per aumentare il CMRR di un amplificatore differenziale fino a valori accettabili.

Al fine di un'analisi agevole delle varie metodologie è utile utilizzare un mod-

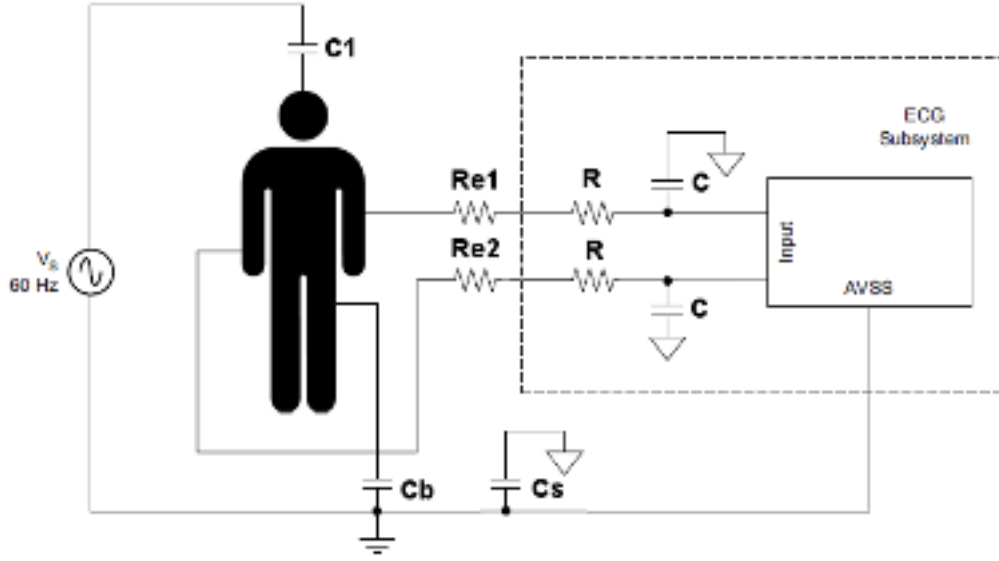


Figure 3.5: Modello equivalente corpo umano

ello equivalente del corpo umano (figura 3.5) che schematizza il comportamento dello stesso sollecitato da una tensione di modo comune V_s sinusoidale. Essendo il segnale di modo comune tipico di un circuito sEMG causato dalla tensione di alimentazione dello stesso possiamo immaginare V_s come sinusoidale con frequenza di oscillazione di circa $60Hz$.

Dal circuito si può estrapolare l'effettivo valore del segnale di modo comune, V_c , calcolando un semplice partitore di tensione nel seguente modo:

$$V_c = \frac{Z_g}{Z_g + \frac{1}{sC}} * V_s \quad (3.5)$$

con:

$$Z_c \approx [(\frac{1}{sC_b}) || (\frac{1 + sRC}{2sC}) || (C_s)] \quad (3.6)$$

Dal circuito si può anche notare come un semplice mismatch delle resistenze di elettrodo (R_{e1} e R_{e2}) causi un degradamento del CMRR trasformando segnale di modo comune in modo differenziale.

Passiamo ora alla descrizione delle varie tecniche atte a migliorare il CMRR del nostro circuito:

1. Gabbia di Faraday:

In realtà questo sistema non agisce sul CMRR dell'apparato, bensì mira a ridurre il segnale di modo comune in modo da alleggerire le restrizioni sul CMRR. Infatti abbassando il potenziale di modo comune il rapporto

tra lo stesso e il segnale utile cala, permettendo all'apparecchiatura una lettura più pulita. Inoltre protegge il dispositivo di acquisizione da interferenze esterne di natura elettromagnetica.

2. Capacità d'isolamento:

Un altro sistema per aumentare il CMRR è quello di isolare la tensione di riferimento dell'apparato da quella di terra del paziente. Questo, unito all'utilizzo di apparecchiature a batteria è sufficiente per raggiungere un CMRR adeguato alla misurazione. Tuttavia spesso questo sistema viene affiancato da un sistema a feedback come quelli che vedremo in seguito, al fine di rendere tutto l'apparato più robusto al rumore.

3. Post-elaborazione del segnale:

Con l'aumentare della potenza di calcolo disponibile, molte elaborazioni che dovevano essere effettuate prima di campionare il segnale possono essere effettuate dopo mediante l'uso di algoritmi operanti nel dominio discreto del tempo. Questo permette di eliminare il segnale di modo-comune residuo mediante filtri FIR (*finite-impulse response*). Per esempio in applicazioni dove l'apparato è alimentato con tensione di linea è molto comodo in post-elaborazione eliminare, tramite un filtro elimina-banda, le armoniche a 50Hz o 60Hz, in modo da eliminare il segnale di modo comune causato dalla natura ondulatoria della tensione di linea. Queste elaborazioni verranno approfondite nel capitolo dedicato al Filtraggio del segnale.

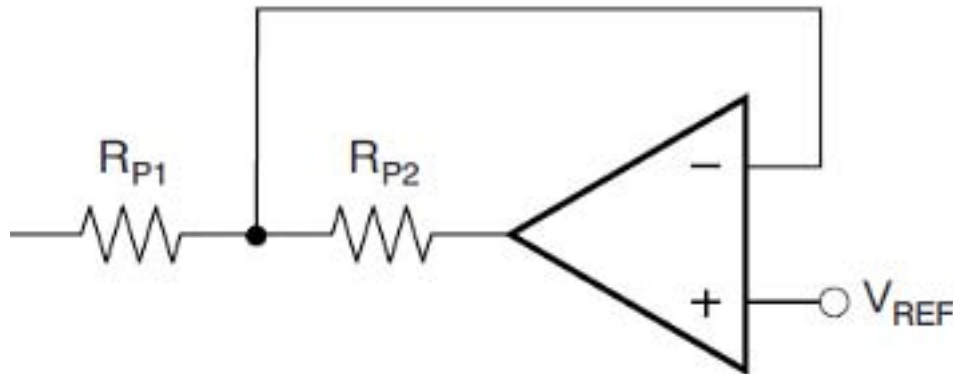
4. I restanti due sistemi, quello della Massa Comune e quello del Driver Gamba destra meritano una sezione apposita, richiedendo una trattazione più dettagliata.

3.3.1 Massa Comune

Con questa tecnica, una resistenza di piccolo valore R_p viene utilizzata per collegare la tensione di riferimento dell'apparato al corpo mediante un elettrodo posizionato sulla gamba destra.

In realtà vedremo che l'utilizzo della gamba destra è arbitrario, e deriva dal fatto che gli studi su questi apparati sono stati fatti in maniera intensiva per circuiti dedicati alla registrazione di segnali cardiaci (ECG).

La gamba destra venne scelta perchè sufficientemente lontana dal cuore, in modo da minimizzare il rischio di elettroshock del paziente. Tornando all'analisi del circuito intuitivamente la resistenza R_p si colloca tra la massa del paziente e quella del circuito. Essenzialmente questo modifica l'effettivo

Figure 3.6: R_p con buffer di tensione

valore della Z_g nella formula 3.5, essendo la R_p in parallelo alla Z_g . Ne consegue che la tensione di modo comune dell'intero circuito cala al diminuire della R_p . Tuttavia la R_p non può essere arbitrariamente diminuita, infatti in accordo con lo standard IEC⁴ solo $50\mu A$ di corrente possono scorrere attraverso il corpo del paziente. La R_p va quindi dimensionata in modo da non superare tale limite in caso di guasto. Per esempio in un apparato alimentato con una tensione di $5V$ la R_p non può essere scelta più piccola di $100k\Omega$, valore che si riduce a $60k\Omega$ in caso di alimentazione di $3V$ ⁵.

Il CMRR del sistema può essere ulteriormente aumentato abbandonando un approccio puramente passivo e adottandone uno attivo che fa uso di un op-amp (figura 3.6). L'effettiva R_p vista dal circuito è la somma di R_{p1} e R_{p2} , tuttavia ai fini del calcolo del CMRR solo la R_{p1} va considerata (essendo l'op-amp in configurazione di buffer di tensione). Si può quindi dimensionare R_{p1} a piacere per ottenere un CMRR adeguatamente alto e lasciare alla R_{p2} il compito di limitare la corrente in caso di guasto.

3.3.2 Driver Gamba Destra

Trattiamo infine l'ultimo sistema per aumentare il CMRR di un amplificatore differenziale, ovvero il Driver di Gamba Destra (*RLD Right Leg Driver* figura 3.9). Questo sistema, oltre ad essere il più usato, è anche quello che è stato scelto per la realizzazione dell'apparato. Al fine di analizzare questo circuito utilizzeremo un modello simile a quello proposto in figura 3.5, estendendolo con un collegamento aggiuntivo (figura 3.7), quello della gamba destra per l'appunto, e ne analizzeremo il comportamento utilizzando il suo equivalente a

⁴Safe current limits for electromedical apparatus. ANSI/AAMI ES1-1993.

⁵Venkatesh Acharya , Improving Common-Mode Rejection Using the Right-Leg Drive Amplifier , 2011, pag.4

modo comune in figura 3.8. La coppia di resistenze R_a e R_a stimano il valore della tensione di modo comune (V_c) applicata al circuito. A_3 amplifica e inverte questa tensione e la applica alla gamba destra del paziente. In questo modo, tramite quella che a tutti gli effetti è una retroazione negativa, si riduce la V_c fino ad annullarla. Analizzando nel dettaglio il circuito equivalente in figura 3.8 possiamo notare come il corpo sia attraversato da un corrente i_d causata dalla tensione V_s . Questa corrente si divide in due parti, la prima, che chiameremo i_{d1} , che fluisce direttamente a terra attraverso la capacità C_b , la seconda, che chiameremo i_{d2} , che invece fluisce nel driver di gamba destra:

$$i_{d2} = i_d \frac{C_s}{C_s + C_b} \quad (3.7)$$

Notiamo che la V_c si ripropone all'uscita del buffer di tensione A_1, A_2 e quindi in ingresso all'operazione A_3 in configurazione invertente. Ne consegue che la tensione V_o assume valore pari a:

$$V_o = -GV_c \quad G = \left(\frac{2R_f}{R_a} \right) \quad (3.8)$$

oppure considerando la maglia a sinistra dell'op-amp A_3 :

$$V_o = V_c - (R_{e1})i_{d2} \quad (3.9)$$

uguagliando le due:

$$-GV_c = V_c - R_{e1}i_{d2} \Rightarrow V_c = \frac{R_{e1}}{(1 + G)}i_{d2} \quad (3.10)$$

Risulta ora evidente il vantaggio di un RLD rispetto ad un circuito a massa comune. Se avessimo connesso il paziente direttamente alla tensione di modo comune tramite R_p l'effettivo valore di resistenza tra paziente e modo comune sarebbe stata dominata dalla R_{e1} (essendo $R_{e1} \approx 100k\Omega \gg R_p$). Osservando invece la formula 3.10 notiamo come l'effettivo valore di resistenza tra paziente e modo comune in un RLD sia attenuato di un fattore $(G + 1)$. Il circuito inoltre in questa configurazione permette di aumentare R_o a piacere, che come abbiamo visto nel capitolo dedicato alla massa comune, protegge il paziente da eventuali rotture dell'apparato.

Rimane ora da studiare fino a che punto il guadagno G può essere aumentato per ridurre la V_c . Nonostante sia attraente l'idea di aumentarlo il più possibile, bisogna tenere conto del fatto che il circuito in figura contiene elementi in grado di sfasare il segnale anche di -180° , trasformando una retroazione negativa stabile in una retroazione positiva potenzialmente instabile.

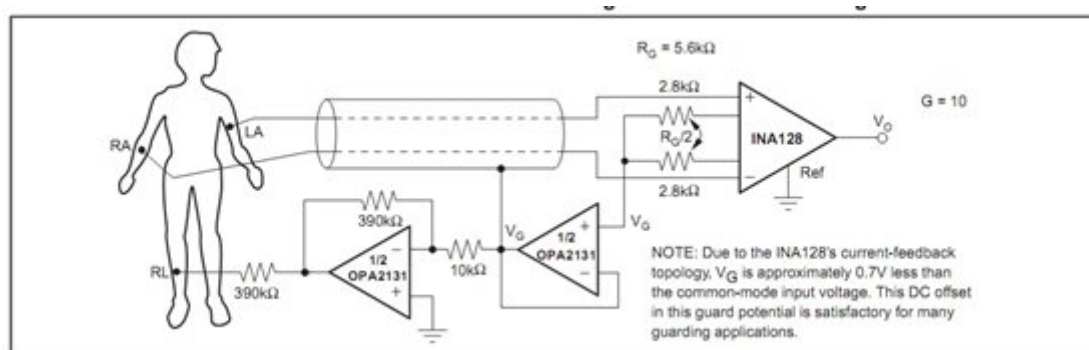


Figure 3.9: INA128 con RLD, immagine originale consultabile al datasheet dell'INA128PA

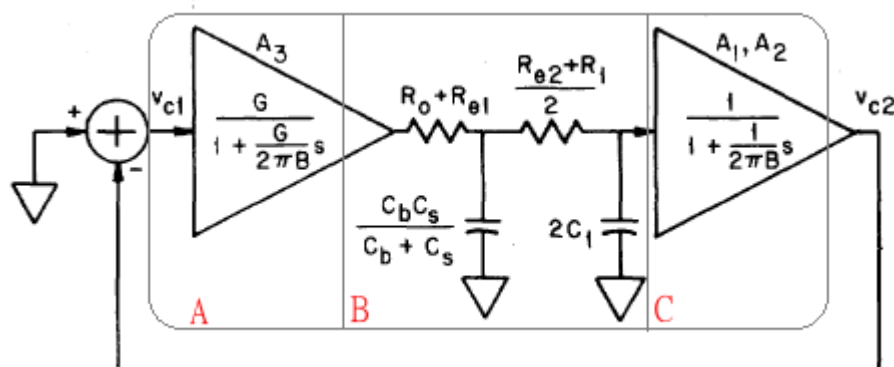


Figure 3.10: Circuito equivalente della figura 3.8 per lo studio della stabilità del sistema.

Notare la formula di amplificazione degli op-amp compensati.

3.3.3 Stabilità Driver Gamba Destra

Al fine di studiare la stabilità del driver di gamba destra ci avvaliamo del circuito in figura 3.10.

Possiamo ora isolare i 3 stadi del circuito in catena aperta, e ricavarne le funzioni di trasferimento. Nello stadio A:

$$G_A = \frac{G}{1 + \frac{s}{2\pi f_a}} \quad (3.11)$$

$$f_a = \frac{B^6}{G} \quad (3.12)$$

$$G = \frac{2R_f}{R_a} \quad (3.13)$$

Nello stadio B:

$$G_B = \frac{1}{[1 + \frac{ks}{2\pi f_n}][1 + \frac{s}{2\pi k f_n}]} \quad (3.14)$$

$$f_n = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\tau_1\tau_2)}} \quad (3.15)$$

$$k = \xi + \sqrt{\xi^2 - 1} \quad (3.16)$$

$$\xi = (\tau_1\tau_2\tau_3)\pi f_n \quad (3.17)$$

$$\tau_1 = (R_0 + R_{e1}) \frac{C_b C_s}{C_b + C_s} \quad (3.18)$$

$$\tau_2 = (R_{e2} + R_1)C_1 \quad (3.19)$$

$$\tau_3 = 2(R_{e1} + R_0)C_1 \quad (3.20)$$

Mentre nello stadio C possiamo ignorare il polo in alta frequenza dovuto alla compensazione dell'op-amp:

$$G_C = \frac{1}{1 + \frac{s}{2\pi B}} \simeq 1 \quad (3.21)$$

Ne consegue che la funzione di trasferimento a catena aperta del circuito è:

$$G_{tot} = \frac{G}{[1 + \frac{s}{2\pi f_a}][1 + \frac{ks}{2\pi f_n}][1 + \frac{s}{2\pi k f_n}]} \quad (3.22)$$

L'approccio più semplice per stabilizzare la G_{tot} è di abbassare la frequenza f_a fino ad un valore f_{ac} . Inoltre considerato che non c'è nessuna ragione di

limitare il guadagno in dc, sostituiamo il resistore R_f con un condensatore C_f . Ne consegue che la f_{ac} assume valore:

$$f_{ac} = \frac{1}{\pi G_0 R_a C_f} \quad (3.23)$$

tenendo conto che G_0 è il guadagno in bassa frequenza a catena aperta dell'op-amp $A3$.

Osservando la figura 3.11 notiamo come un margine di fase adeguato (45°) in corrispondenza della frequenza di attraversamento si ha se la f_{ac} viene scelta in modo da ottenere un guadagno unitario in corrispondenza della f_n (il polo dovuto alla rete RC più basso in frequenza). Traducendo in formula:

$$f_{ac} \leq \frac{f_n}{k G_0} \Rightarrow R_a C_f \geq \frac{k}{\pi f_n} \quad (3.24)$$

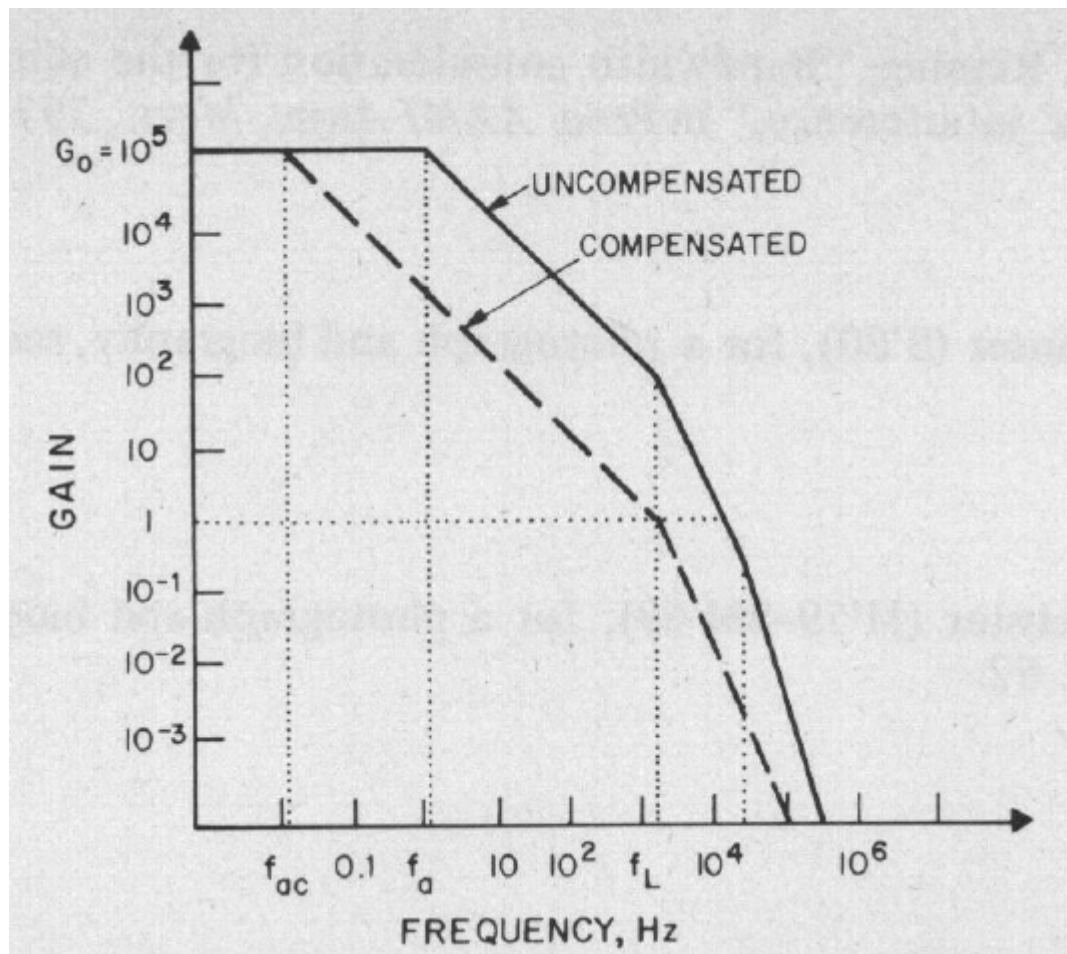


Figure 3.11: Grafico di bode del modulo della G_{tot}

Chapter 4

Filtraggio

Tralasciamo ora le tecniche atte ad acquisire un segnale sEMG ottimale e passiamo a quelle utili a migliorare un segnale sEMG dopo la sua acquisizione. Infatti è praticamente impossibile che il circuito differenziale elimini tutti i disturbi nella fase di lettura, e risulta quindi indispensabile "pulire" eventuale rumore residuo dalla nostra registrazione. Essenzialmente i filtri posso essere divisi in due macro-categorie:

- Filtri Analogici
- Filtri Digitali

Nel presente trattato non discuteremo dei vantaggi e svantaggi delle due famiglie, ma ci limiteremo ad usare l'una o l'altra in base alle necessità.

Nello specifico si è optato per un filtro analogico attivo passa basso come filtro anti-aliasing e amplificatore aggiuntivo, per poi passare ad un filtro FIR digitale implementato su un calcolatore. Le motivazioni della scelta sono puramente progettuali, infatti i filtri digitali permettono una maggiore libertà di movimento rispetto alla loro controparte analogica, ed essendo le variabili del progetto in questione piuttosto casuali era essenziale adottare una soluzione agile ad eventuali cambiamenti. Inoltre i filtri digitali permettono l'eliminazione selettiva di determinate frequenze con una velocità di passaggio da banda passante a banda soppressa estremamente alta.

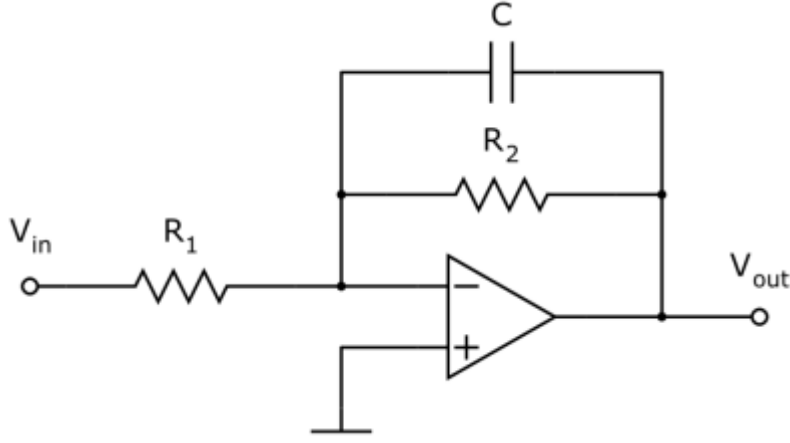


Figure 4.1: Filtro Attivo Passa-Basso

4.1 Filtro Analogico Anti-Aliasing

In figura 4.1 è rappresentato il filtro attivo passa-basso usato nel progetto. La sua funzione di trasferimento è:

$$G = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + sR_2C} \quad (4.1)$$

Come già detto nel Capitolo 2 un tipico segnale mioelettrico ha un range di frequenze compreso tra gli 0 (dc) e i $300Hz$, conviene quindi dimensionare il filtro affinché la sua frequenza di taglio sia uguale a $300Hz$. Non ha senso essere "generosi" e prendere un range di frequenze maggiore, perché oltre al segnale utile stiamo inevitabilmente acquisendo rumore di fondo che ha densità spettrale di potenza costante (rumore bianco). Inoltre stiamo filtrando un segnale che dovrà essere poi campionato, e frequenze di campionamento più basse permettono acquisizioni più precise, facendo magari uso dell'oversampling¹ per aumentare ulteriormente la risoluzione. Ne consegue che:

$$f_c = 300 = \frac{1}{2\pi R_2 C} \quad (4.2)$$

e imponendo $R_2 = 100k\Omega$

$$C = \frac{1}{2\pi R f_c} \simeq 50nF \quad (4.3)$$

Il dimensionamento di R_1 invece viene evitato mediante l'uso di un potenziometro del valore di $10k\Omega$ per permettere una taratura fine in sede di test.

¹<http://en.wikipedia.org/wiki/Oversampling>

4.2 Campionamento

Il campionamento del segnale viene effettuato utilizzando un ADC a $N = 10\text{bit}$ e fondoscala pari a $V_{ref} = 5V$. Ne consegue che il quanto di campionamento vale:

$$Q = \frac{V_{ref}}{2^N} \simeq 5mV \quad (4.4)$$

La scelta della frequenza di campionamento (f_s) potrebbe seguire banalmente il criterio di Nyquist:

$$f_s = 2f_M = 600Hz \quad (4.5)$$

tuttavia essendo la f_M piuttosto bassa ($300Hz$) possiamo sfruttare l'oversampling.

4.2.1 Oversampling

Per applicare l'oversampling, la frequenza di campionamento deve essere almeno 4 volte la frequenza di Nyquist:

$$f_s > 4 * 2f_M \quad (4.6)$$

Quindi più bassa è la frequenza massima del segnale da campionare, maggiori saranno i margini di applicabilità dell'oversampling.

I vantaggi di un simile approccio sono essenzialmente due:

- Riduzione del rumore:
La riduzione del rumore del segnale si ottiene applicando semplicemente la media ai segnali acquisiti. E' importante ricordare che la media normale non aumenta la risoluzione di conversione.
- Incremento della risoluzione:
Il miglioramento della risoluzione di un ADC, richiede l'applicazione concomitante della tecnica dell'oversampling e della decimazione². Per aumentare di 1 bit la risoluzione è necessario campionare quattro volte il segnale e dividere il risultato della sommatoria per 2. Generalizzando per incrementare la risoluzione di n bit, le acquisizioni per ogni segnale sono 4^n . Il risultato della sommatoria va diviso per 2^{n3} . In formula:

$$f_s = 4^n 2f_M \quad (4.7)$$

²Appendice A per implementazione software su Arduino UNO

³AVR121: Enhancing ADC resolution by oversampling <http://www.atmel.com/images/doc8003.pdf>



Figure 4.2: Scheda Arduino Uno

$$media\ scalata = \frac{\sum_{i=0}^{2^n-1} data_i}{2^n}. \quad (4.8)$$

Nello specifico si è scelto di utilizzare come convertitore ADC una scheda di sviluppo *Arduino Uno*⁴ (figura 4.2) in quanto l'elaborazione successiva del segnale verrà effettuata a bordo in modo da non richiedere l'uso di un PC.

L'Arduino in questione monta un microcontrollore ATmega328 capace di una $f_{s_{max}} = 15kHz$ ⁵. Banalmente quindi possiamo aumentare la risoluzione del nostro ADC fino a 12bit (incremento di 2bit) campionando ad una frequenza:

$$f_s = 4^2 * 2 * f_M = 9600Hz \quad (4.9)$$

4.3 Filtro Digitale FIR

A questo punto del percorso del nostro impulso sEMG siamo arrivati finalmente in un ambiente digitale con un livello di pulizia dal rumore e precisione del segnale piuttosto elevato. Infatti in laboratorio in sede di test si è potuto constatare che la qualità del segnale era già sufficiente per effettuare delle prime elaborazione per il riconoscimento dell'impulso sEMG.

⁴<http://www.arduino.cc/>

⁵ATmega328 datasheet <http://www.atmel.com/Images/doc8161.pdf>

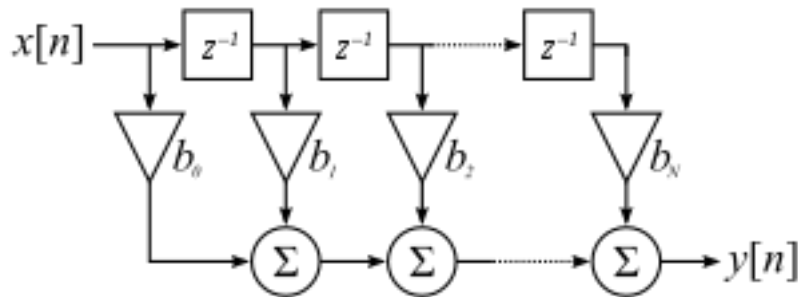


Figure 4.3: Rappresentazione schematica di un filtro FIR

Tuttavia l'uso di un filtro ulteriore, digitale in questo caso, è auspicabile per svariati motivi:

- Non costa nulla.
- Può essere *adaptive*:
La scheda può essere programmata per reagire alle variazioni ambientali tarando in maniera automatica la risposta impulsiva del filtro FIR. L'uso di questo genere di filtri è ormai ampiamente documentato e permette di migliorare il rapporto segnale-rumore anche in maniera significativa⁶.
- Può sopprimere il rumore residuo localizzato a 60Hz (50Hz in Europa) causato dall'alimentazione di linea che non è stato filtrato dal driver di gamba destra.

Nel nostro caso si è optato per un filtro FIR elimina banda centrato a 50Hz proprio per eliminare il rumore di linea residuo⁷. Nello specifico il filtro FIR in questione è caratterizzato da risposta in frequenza visibile in figura 4.4

⁶http://www.ingbiomedica.unina.it/studenti/ingbio/elati/esb/Filtri_dattativi.pdf

⁷Appendice A per implementazione software su Arduino UNO

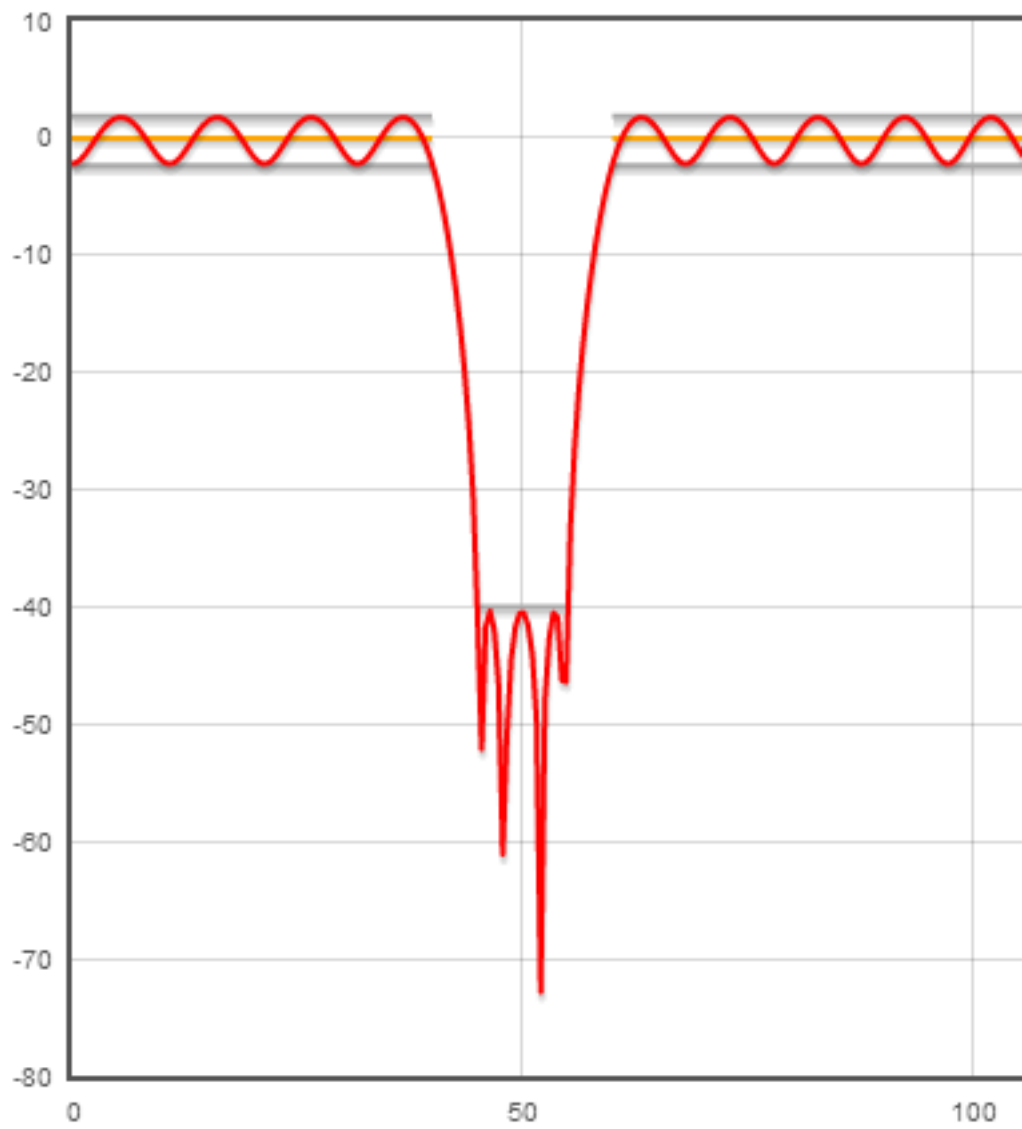


Figure 4.4: Risposta in frequenza del filtro FIR elimina banda

Chapter 5

Interpretazione e Conclusioni

Il segnale ottenuto a questo punto (figura 5.1) deve essere in qualche modo utilizzato, non dimentichiamo infatti che il fine ultimo di questa acquisizione è ottenere un segnale in grado di pilotare una protesi.

Come citato ad inizio trattato ultimamente in questo campo sono stati fatti passi da gigante ^{1 2}, tuttavia l'uso di algoritmi così complessi non è richiesto vista la pulizia del segnale (figura 5.1).

L'algoritmo proposto in questo trattato è il seguente.

- Vengono registrate varie contrazioni del bicipite del paziente con intensità via via crescente, per ogni contrazione viene calcolata l'energia massima raggiunta dall'impulso sEMG.
- Da queste registrazioni viene creata una mappa per legare l'energia dell'impulso sEGM con la corrispettiva contrazione muscolare.
- Il segnale viene normalizzato a 100 in modo da essere facilmente interpretabile.

Termina così l'elaborazione del segnale sEMG che lo ha portato da un semplice impulso mioelettrico ad un vero e proprio segnale di controllo per una protesi. Abbiamo dimostrato come l'uso di segnali differenziali sia indispensabile nelle prime fasi dell'acquisizione per riuscire a rilevare un segnale tipico sEMG (molto piccolo in ampiezza e spesso nascosto da rumore elettrico

¹ Zeeshan O Khokhar, Zhen G Xiao, Carlo Menon, Surface EMG pattern recognition for real-time control of a wrist exoskeleton, <http://www.biomedical-engineering-online.com/content/pdf/1475-925X-9-41.pdf>

²Carlo J. De Luca, Alexander Adam,Robert Wotiz,L. Donald Gilmore,and S. Hamid Nawab, Decomposition of Surface EMG Signal, 2006, <http://jn.physiology.org/content/96/3/1646.full.pdf+html>

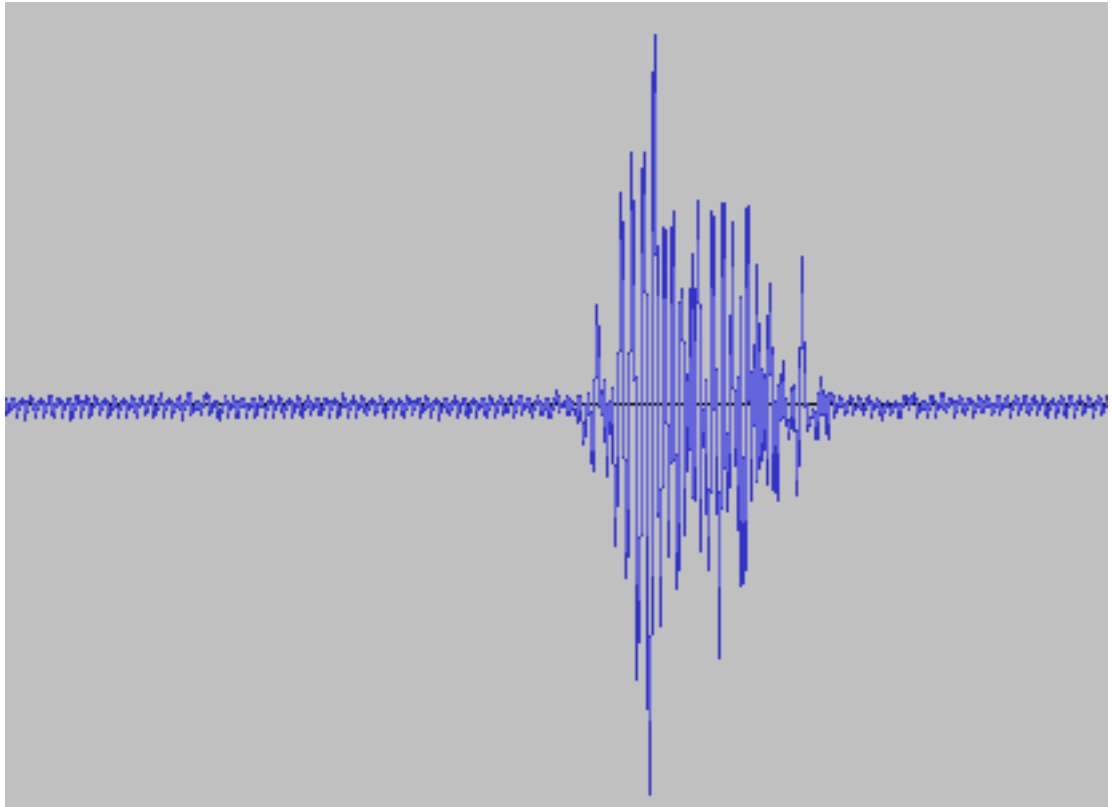


Figure 5.1: Segnale ottenuto dopo il filtraggio software. Si può chiaramente notare il picco di contrazione del bicipite.

di fondo). Successivamente abbiamo enunciato alcune metodologie (RLD) atte a massimizzare il CMRR del nostro sistema di acquisizione. Infine il segnale è stato filtrato prima nel dominio analogico e successivamente in quello digitale. Possibili miglioramenti futuri:

- Realizzazione del circuito su pcb con maglia di schermatura per ridurre il rumore in alta frequenza.
- Analisi dettagliata del segnale amplificato prima del filtraggio per una taratura più precisa del guadagno e del filtro analogico anti-aliasing
- Utilizzo di un convertitore analogico-digitale più preciso e eliminazione della componente continua della tensione *prima* della conversione in modo da utilizzare un valore di fondoscala più piccolo e quindi un quanto di campionamento più piccolo.

Chapter 6

Appendice A - Implementazione software oversampling e filtro FIR digitale

```
template <int num_coeffs, const FloatType* coeffs>
class FirFilter {
public:

    FirFilter():
    current_index_(0) {
        for(int i = 0; i < num_coeffs; ++i)
            history_[i] = 0.0;
    }

    void put(double value) {
        history_[current_index_++] = value;
        if(current_index_ == num_coeffs)
            current_index_ = 0;
    }

    double get() {
        /*
         * Convoluzione
         */
        double output = 0.0;
        int index = current_index_;
        for(int i = 0; i < num_coeffs; ++i) {
            if(index != 0) {
                —index;
            }
            else {
                index = num_coeffs - 1;
            }
        }
    }
};
```

```

        }
        output += history_[index] * coeffs[i];
    }
    return output;
}

private:
    double history_[num_coeffs];
    int current_index_;
};

#define filter_length 17
/*
    Filtro FIR
*/
double filter_coeffs[filter_length] = {
    -0.010912989451365322,
    -0.017840142357000547,
    -0.01860533288778352,
    -0.001915952975800508,
    0.03828592752113896,
    0.09867599930793801,
    0.16515540180668756,
    0.21729724297676248,
    0.23706906827519325,
    0.21729724297676248,
    0.16515540180668756,
    0.09867599930793801,
    0.03828592752113896,
    -0.001915952975800508,
    -0.01860533288778352,
    -0.017840142357000547,
    -0.010912989451365322
};

const int oversampling = 16;
const int analogInPin = A0;
FirFilter<filter_length, filter_coeffs> filter;
void setup() {
}

void loop() {
    /*
        Lettura dato oversampled
    */
    int analog_read = oversampled_read();
    /*
        Filtraggio dato oversampled
    */
    filter.put(analog_read);
    int analog_filtered = filter.get();
}

```

```
/*  
Elaborazioni con dato filtrato  
*/  
...  
}  
  
int oversampled_read(){  
    int sensor_value = 0;  
    /*  
    Applicazione algoritmo formula 4.7 e 4.8  
    */  
    for(int i=0;i<oversampling;i++){  
        sensor_value += analogRead(analogInPin);  
    }  
    return int(sensor_value/pow(2,2)) ;  
}
```


Chapter 7

Appendice B - Schematici

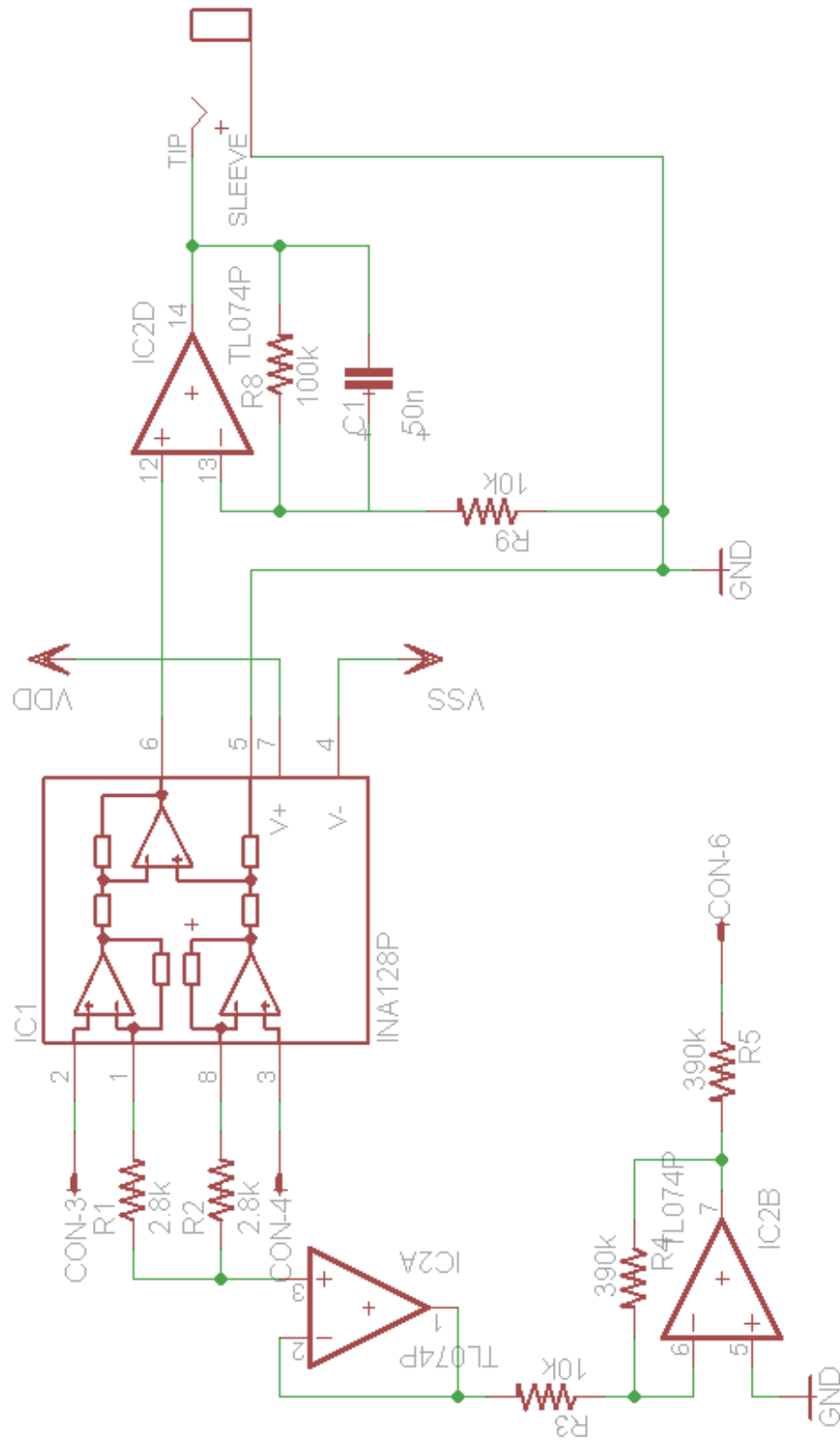
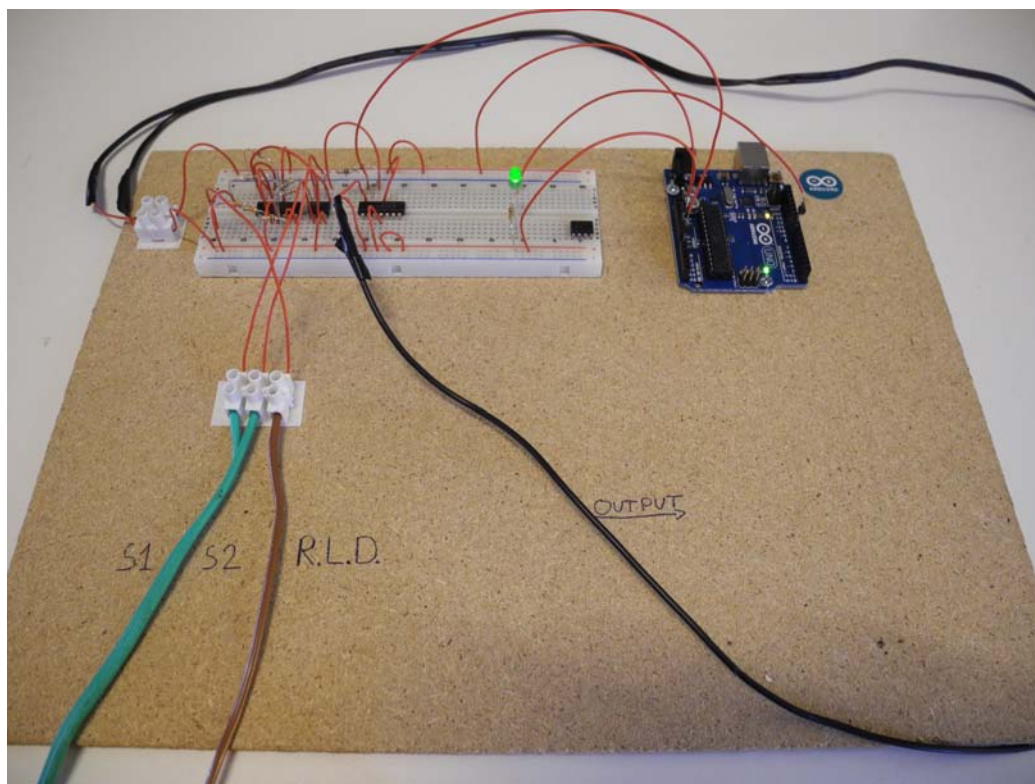
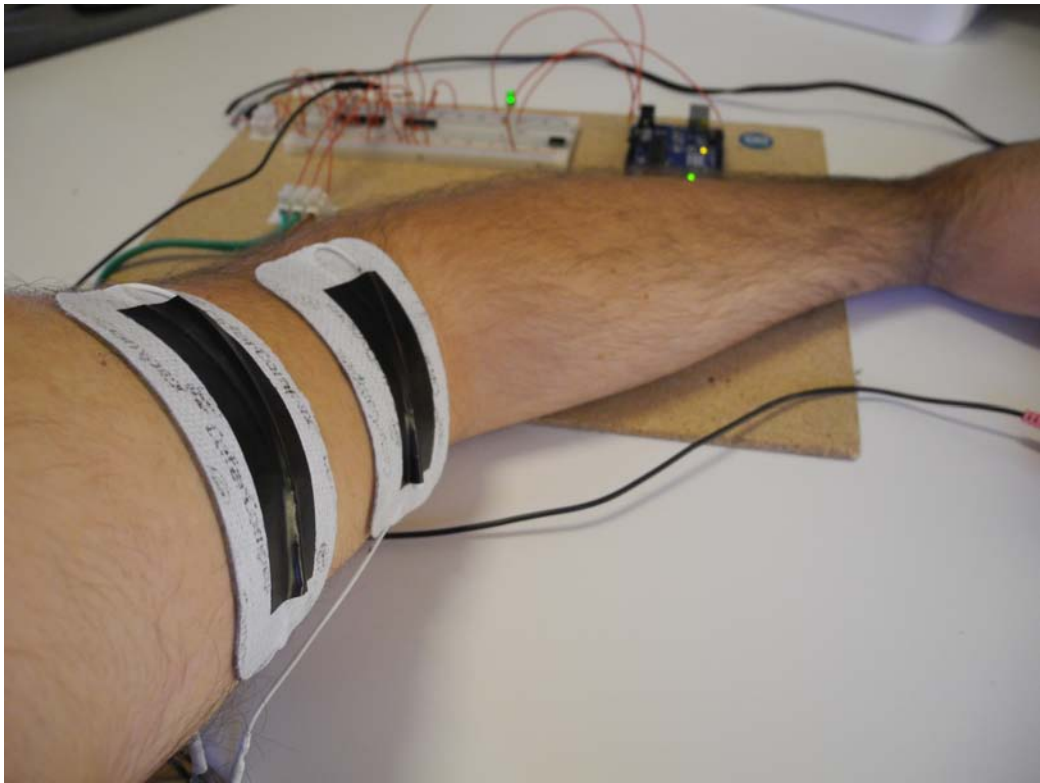


Figure 7.1: Circuito di acquisizione EMG





Bibliography

[Libro] Decomposition of Surface EMG Signals, Carlo J. De Luca, Alexander Adam, Robert Wotiz, L. Donald Gilmore, and S. Hamid Nawab, Boston university, Boston, Massachusetts Submitted 4 January 2006; accepted in final form 25 May 2006

[Datasheet] Improving Common-Mode Rejection Using the Right-Leg Drive Amplifier, Venkatesh Acharya

[Articolo] Driven-Right-Leg Circuit Design, BRUCE B. WINTER AND JOHN G. WEBSTER, IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING, VOL. BME-30, NO. 1, JANUARY 1983