



**UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA**



DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA BIOMEDICA

**“DISPOSITIVI WEARABLE PER LA RILEVAZIONE E L'ELABORAZIONE
DEL SEGNALE ELETTROCARDIOGRAFICO”**

Relatore: Prof. Erseghe Tomaso

Laureanda: Da Villa Chiara

ANNO ACCADEMICO 2021 – 2022

Data di laurea 19/07/2022

DISPOSITIVI WEARABLE PER LA RILEVAZIONE E L'ELABORAZIONE DEL SEGNALE ELETTROCARDIOGRAFICO

SOMMARIO

TABELLA DI ACRONIMI E SIMBOLI.....	2
ABSTRACT	3
INTRODUZIONE	4
1. ATTIVITÀ ELETTRICA CARDIACA E TRACCIATO ECG.....	5
1.1. ELETTOFISIOLOGIA CARDIACA	5
1.2. LA CONDUZIONE NEL CUORE	8
1.3. VETTORE CARDIACO ED ELETTRODI.....	9
1.4. DESCRIZIONE E ANALISI DEL TRACCIATO ECG	12
2. DISPOSITIVI WEARABLE	17
2.1. WET ELECTRODES	17
2.2. DRY ELECTRODES	20
2.3. CAPACITIVELY COUPLED ELECTRODES	27
2.4. E-TEXTILES.....	28
3. RUMORI E ARTEFATTI: SIGNAL PROCESSING	37
3.1. SPETTRO SEGNALE ECG E DIGITAL SIGNAL PROCESSING	37
3.2. FILTRI FIR E IIR.....	39
3.3. BASELINE WANDER	43
3.4. POWERLINE INTERFERENCE.....	47
3.5. METODI COMUNI DI INCREMENTO CMRR.....	54
3.6. INTERFERENZE BIOLOGICHE	58
3.7. ARTEFATTO DA MOVIMENTO	65
4. CASE STUDIES: REALIZZAZIONE DI FILTRI TRAMITE MATLAB	69
4.1. FILTRO MA PER RIMOZIONE RUMORE EMG	69
4.2. FILTRO HPF PER RIMOZIONE RUMORE BLH	72
5. CONCLUSIONI	76
BIBLIOGRAFIA.....	78
RINGRAZIAMENTI	81

TABELLA DI ACRONIMI E SIMBOLI

ACRONIMO O SIMBOLO	SPIEGAZIONE IN INGLESE	SPIEGAZIONE IN ITALIANO
Na ⁺	Sodium (atom)	Sodio (atomo)
K ⁺	Potassium (atom)	Potassio (atomo)
Ca ⁺	Calcium (atom)	Calcio (atomo)
HCN	Hyperpolarization-activated cyclic nucleotide-gated (channels)	(Canali) attivati da iperpolarizzazione dipendenti da nucleotide ciclico.
P _X	Ion X permeability	Permeabilità allo ione X
ECG	Electrocardiogram, electrocardiographic	Elettrocardiogramma, elettrocardiografico
IoT	Internet-of-things	Internet delle cose
CC-electrodes	Capacitively coupled electrodes	Elettrodi in accoppiamento capacitivo
(nodo) SA		(Nodo) seno-atriale
(nodo, setto) AV		(Nodo, setto) atrio-ventricolare
(elettrodi) Ag/AgCl	(Electrodes) silver/ silver chloride	(Elettrodi) argento/ cloruro d'argento
E _{hc}	Half-cell potential	Potenziale di semicella
E _{se}	Electrolyte gel-skin potential	Potenziale di interfaccia pelle-gel elettrolita
AgNW	Argent nanowires	Nanocavi di argento
PDMS	Polydimethylsiloxane	Polidimetilsilossano
CNT(s)	Carbon nanotube(s)	Nanotubi in carbonio
PCB	Printed circuit board	Scheda a circuito stampato
WT%	Weight percent	Frazione massica
PEDOT: PSS	Poly(3,4-ethylenedioxythiophene) polystyrene sulfonate	Poli-3,4-etilendiossiofene drogato con poli-stirene solfonato
MagIC		Maglietta interattiva computerizzata
LPF	Low pass filter	Filtro passa basso
HPF	High pass filter	Filtro passa alto
ADC	Analog-to-digital converter	Convertitore analogico-digitale
SNR	Signal-to-noise ratio	Rapporto segnale rumore
R _{sq}	Sheet resistivity	Resistenza superficiale
PSD	Power spectral density	Densità spettrale di potenza
Z _G	Zground	Impedenza di terra
DTFT	Discrete-time Fourier Transform	Trasformata di Fourier a tempo discreto
PI	Powerline interference,	Interferenza della linea elettrica
MSE	Mean square error	Errore quadratico medio
MAE	Mean absolute error	Errore assoluto medio
FIR	Finite impulse response	Risposta impulsiva finita
IIR	Infinite impulse response	Risposta impulsiva infinita
DWT	Discrete Wavelet transform,	Trasformata discreta di Wavelet
NLMS	Normalized least mean square	Minimo errore medio normalizzato
DRL (circuit)	Driven-right leg (circuit)	(Circuito) guidato della gamba destra.
V _{cm} , V _c	Common mode voltage	Tensione di modo comune
(S)MA	(Simple) moving average	Media mobile (semplice)

ABSTRACT

L'elettrocardiogramma è la registrazione extracellulare dell'attività elettrica cardiaca ottenuto tramite il posizionamento di elettrodi superficiali. La necessità di monitorare in modo continuo il segnale elettrocardiografico (ECG) per individuare in tempo anomalie cardiache o per memorizzare l'informazione a lungo termine sta portando oggi allo sviluppo di dispositivi ECG wearable. Questi, rispetto agli strumenti elettrocardiografici da laboratorio, devono essere in grado di rilevare il segnale con sistemi sensoristici confortevoli, biocompatibili, di dimensioni ridotte, indossabili a lungo termine ma anche con un buon grado di accuratezza per non alterare il segnale di interesse del potenziale biologico.

Questo biopotenziale è infatti contaminabile da diverse fonti di rumori e artefatti che, in misura diversa e in base alla loro sovrapposizione in frequenza col segnale ECG, hanno come risultato una distorsione del tracciato. In questa tesi vengono analizzate le principali fonti di rumore, ovvero la *baseline wander* (BLH), la *powerline interference* (PI), l'artefatto da movimento e il segnale elettromiografico (EMG), e vengono esposte le rispettive tecniche di rimozione implementate durante le fasi di elaborazione del segnale: il metodo più immediato, fisicamente realizzabile e attualmente preferito è quello del filtraggio.

INTRODUZIONE

Ciò che viene rilevato da un dispositivo elettrocardiografico (ECG) è di fatto un segnale bioelettrico, o biopotenziale, ovvero una variazione transiente del potenziale di membrana prodotta da un cambiamento della sua conduttività e dal conseguente scambio di ioni tra interno ed esterno di una cellula, in risposta ad un determinato stimolo. Il segnale ECG nello specifico riguarda le cellule che costituiscono il cuore e viene rilevato ponendo sempre almeno due elettrodi sulla superficie corporea del paziente, per misurare come si propaga questa onda di polarizzazione di membrana tra le cellule cardiache.

Nel primo capitolo di questa tesi vengono analizzate forma e la durata del potenziale dei due tipi di cellule cardiache: pacemaker e cellule contrattili del mio cardiol; si spiega brevemente come avviene la conduzione elettrica nel cuore e come funziona la registrazione del segnale ECG in termini di elettrodi e derivazioni, con una breve descrizione del significato fisiologico di onde e segmenti del tracciato.

In seguito, dopo aver presentato i diversi tipi di elettrodi, i loro pro e contro e le loro modalità di estrazione del segnale biologico, vengono illustrati nel secondo capitolo alcuni esempi di dispositivi ECG wearable ispirati ad alcuni paper pubblicati negli ultimi anni, accompagnandoli sempre ad una valutazione delle loro performance, dimostrando la loro validità ed efficacia nel registrare il segnale ECG. In particolare, si discute di *wet electrodes*, tradizionali e molto accurati ma non adatti in ambito wearable, di *dry electrodes*, e quelli che rientrano nell'ambito degli E-textiles che includono i *capacitively coupled electrodes*.

Come tutti i biopotenziali, il segnale ECG è caratterizzato da ampiezza limitata, da un segnale di modo comune molto più intenso del segnale di modo differenziale di interesse, da un'impedenza di uscita elevata e da un'alta presenza di rumori, di origine biologica (e non), che distorcono il segnale biologico originario. Nell'ultimo capitolo si dà spazio al *signal processing* implementato per superare queste complicazioni, soprattutto per eliminare le principali fonti di rumore dell'ECG. Vengono analizzati questi disturbi in frequenza spiegando in che modo ognuno di questi distorce il tracciato e quali metodi sono usati oggi per reiettarli, sia dal punto di vista circuitale (circuiti della gamba destra) sia dal punto di vista dell'elaborazione del segnale (filtri passa basso, passa alto, a media mobile, filtri Notch).

1. ATTIVITÀ ELETTRICA CARDIACA E TRACCIATO ECG

1.1. ELETTROFISIOLOGIA CARDIACA

La polarizzazione e conduzione di segnale elettrico nel cuore è possibile grazie a due tipi di cellule:

- **CELLULE PACEMAKER** (circa 1.1% delle cellule cardiache): sono costituite da poche miofibrille, non hanno la tipica struttura a sarcomero delle cellule muscolari e possiedono la caratteristica di generare autonomamente dei potenziali d'azione grazie ad un particolare corredo di canali ionici che rende il loro potenziale di membrana instabile; quindi, non hanno un vero e proprio potenziale di riposo. Si trovano nel nodo seno-atriale e avviano la polarizzazione del cuore, senza bisogno dell'arrivo del segnale da parte del sistema nervoso: si dice che il segnale per la contrazione è infatti miogeno. Regolano quindi la frequenza cardiaca.
- **CELLULE CONTRATTILI DEL MIOCARDIO**: sono le cellule principali del tessuto cardiaco, organizzate in fibre contrattili raggruppate in sarcomeri. Sono eccitabili e la loro funzione è quella di condurre, attraverso le giunzioni comunicanti, il segnale elettrico dal nodo seno-atriale (in cui questo viene avviato) attraverso gli atri, al nodo atrioventricolare e ai ventricoli.

Hanno un **potenziale a riposo** di circa -90 mV.

1.1.1. POTENZIALE D'AZIONE CELLULE PACEMAKER

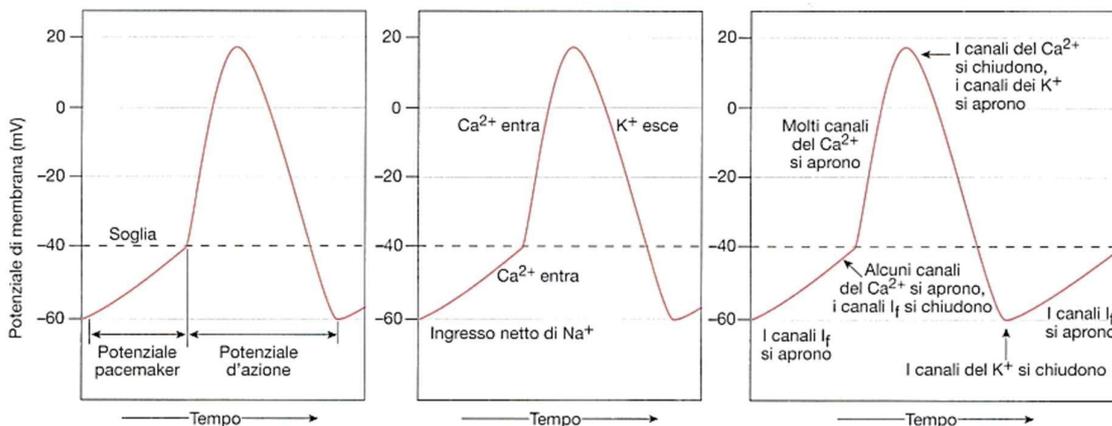


Figura 1.1. (Silverthorn, 2017). Potenziale di membrana delle cellule autoritmiche

La peculiarità delle cellule pacemaker è la presenza di particolari canali, chiamati **canali I_f** , permeabili a Na^+ e K^+ , che appartengono alla famiglia dei canali HCN (*hyperpolarization-activated cyclic nucleotide-gated channels*, o canali attivati da iperpolarizzazione). Essi sono

normalmente aperti al potenziale di -60 mV e fanno entrare una corrente poco depolarizzante di Na^+ (maggiore della corrente uscente di K^+). In questa fase di lenta depolarizzazione (Figura 1.1) il potenziale di membrana è detto potenziale pacemaker (instabile, di solito si avvia a -60 mV) e il meccanismo potenziale d'azione non è ancora stato attivato. Quando il potenziale cresce e si avvicina al valore soglia, cominciano ad aprirsi i canali del Ca^+ voltaggio-dipendenti di cui queste cellule sono ricche. Si avvia così un circuito a feedback positivo lento di apertura di canali del Ca^+ , con il superamento del valore soglia e la fase di depolarizzazione rapida del potenziale d'azione. Al picco del potenziale, i canali Ca^+ si chiudono e si aprono quelli lenti del K^+ : il potassio esce, spinto da gradiente elettrico e di concentrazione e determina la fase di ripolarizzazione, al termine della quale si chiudono i canali lenti del K^+ .

Il potenziale d'azione di queste cellule ha una durata di 150-200ms e la loro velocità di depolarizzazione determina la frequenza cardiaca.

1.1.2. POTENZIALE D'AZIONE CELLULE MIOCARDIO

Il potenziale d'azione di queste cellule ha la forma in Figura 1.2 e ha una durata di circa 250 ms. Il loro potenziale a riposo è vicino al potenziale a riposo del potassio ($E_{\text{K}^+} = -88 \text{ mV}$, valore ricavato dall'equazione di Nernst, (Silverthorn, 2017, Capitolo 8, p. 223) a causa della presenza di alcuni canali K^+ aperti a riposo, detti "canali rettificatori anomali".

Si differenzia da quello delle cellule muscolari scheletriche per il **plateau** (in Figura 1.2). Questo si spiega fisiologicamente: i canali del Ca^+ voltaggio dipendenti hanno una cinetica di apertura e chiusura molto lenta. Quando viene superato il valore soglia, infatti, questi cominciano lentamente ad aprirsi e continuano per tutta la durata del plateau. Contemporaneamente si chiudono i canali rapidi del K^+ rettificatori aperti a riposo e questo contribuisce al prolungamento del plateau.

Si individuano le seguenti fasi: potenziale di membrana a riposo (-90 mV), depolarizzazione, che arriva alla cellula grazie alle giunzioni comunicanti ed è determinata dall'apertura a feedback positivo veloce dei canali Na^+ voltaggio-dipendenti, ripolarizzazione iniziale (inattivazione dei canali Na^+ e lenta apertura dei canali K^+), plateau, ripolarizzazione rapida. Il plateau termina quando cominciano lentamente a inattivarsi i canali Ca^+ e si aprono quelli lenti del potassio voltaggio-dipendenti, attivati da depolarizzazione, diversi dai canali rettificatori.

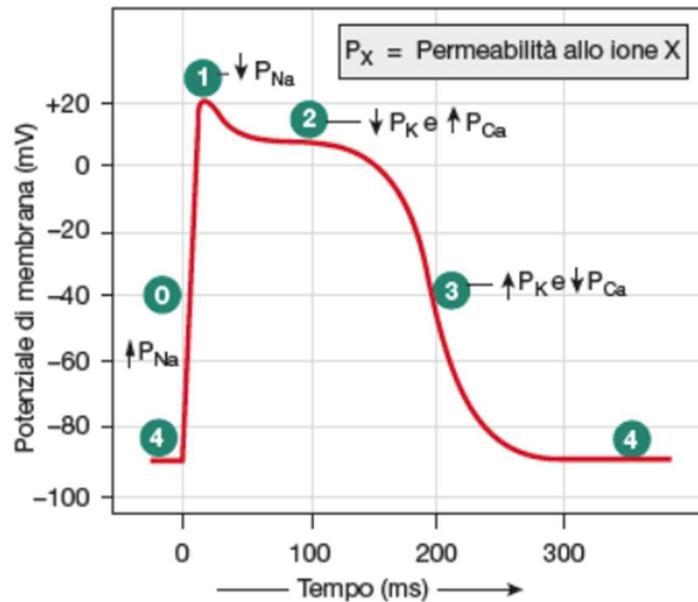


Figura 1.2. (Silverthorn, 2017). Potenziale d'azione di una cellula contrattile.
 P_x = Permeabilità allo ione X

Il periodo refrattario in queste cellule dura quasi quanto l'intera contrazione, quindi non è possibile la sommazione di segnali (come per il muscolo scheletrico) in quanto uno stimolo che arriva durante questo periodo non è in grado di innescare potenziali d'azione e, quando arriva uno stimolo dopo il periodo refrattario, la cellula sta concludendo la sua fase di contrazione ed è quasi rilassata. Nel cuore la sommazione sarebbe letale perché sia atri sia ventricoli devono rilassarsi prima di essere nuovamente eccitabili.

Il meccanismo di eccitazione-contrazione del muscolo cardiaco è diverso dal muscolo scheletrico perché la forza di contrazione è funzione graduale solamente dell'influsso di Ca^{2+} attraverso canali del calcio voltaggio-dipendenti, mentre per i muscoli scheletrici è possibile la sommazione di segnali se si presentano più stimoli ravvicinati nel tempo (fenomeno del tetano). Infine, il segnale per l'eccitazione delle cellule cardiache non è generato dal sistema nervoso che ha però una funzione regolatoria.

1.2. LA CONDUZIONE NEL CUORE

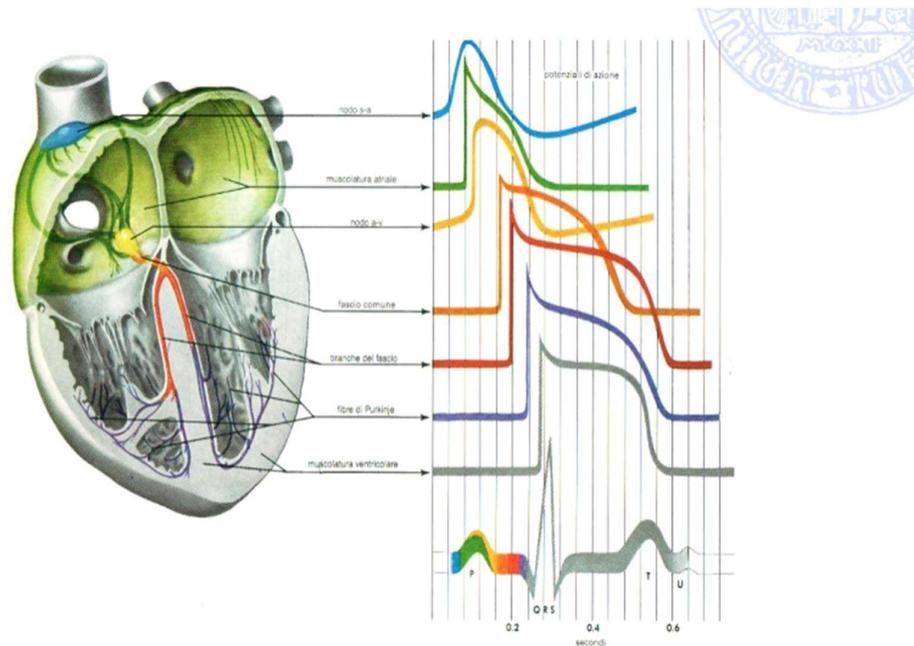
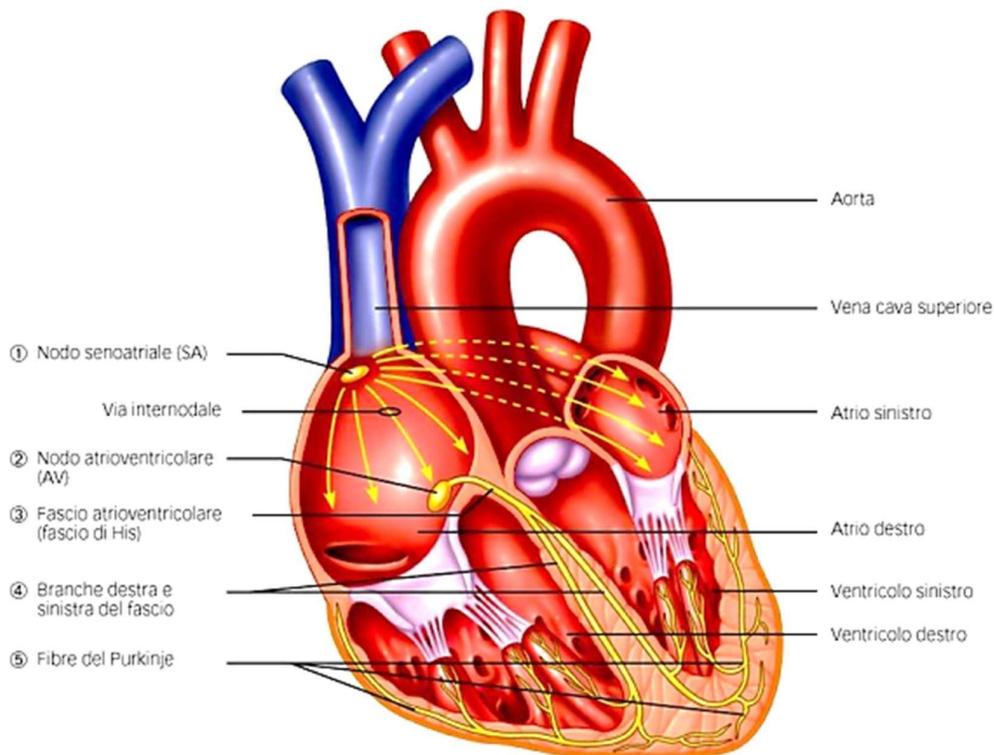


Figura 1.3 (slides prof M. Schiavon) Sfasamento temporale e differenze qualitative dei potenziali d'azione delle cellule cardiache.

La conduzione del segnale elettrico si propaga tramite un'onda di depolarizzazione a cui segue quasi simultaneamente un'onda di contrazione (prima atri, poi ventricoli, freccia gialla di Figura 1.4). L'onda di potenziali d'azione che si propagano di cellula in cellula è ben rappresentata in Figura 1.3. Essa ha inizio nel nodo seno-atriale, posto nell'atrio destro, per azione delle cellule pacemaker (in Figura 1.3, il primo potenziale d'azione). Si propaga poi negli atri (**depolarizzazione atriale**), più lentamente (circa 1m/s), e attraverso le vie internodali, molto velocemente, raggiunge il nodo atrioventricolare, dove viene rallentata (0.2 m/s) perché le cellule nodali ritardano la trasmissione, proprio per permettere agli atri di completare la polarizzazione (**ripolarizzazione atriale**) prima di iniziare la contrazione ventricolare (nel nodo atrioventricolare sono presenti altre cellule pacemaker che possono generare potenziali d'azione ad una frequenza minore del nodo seno-atriale, in Figura 1.3 il terzo potenziale dall'alto).

Prima di giungere ai ventricoli, l'onda di polarizzazione passa attraverso il sistema di conduzione dei ventricoli (**depolarizzazione settale**), che interessa il fascio di His, il quale si divide in due branche, destra e sinistra. Queste diventano sempre più sottili e all'apice del cuore si dividono in fibre del Purkinje, molto veloci nella trasmissione del segnale (4 m/s) (**depolarizzazione apicale**) Infine, avviene la depolarizzazione dei ventricoli con l'onda di depolarizzazione che si propaga dal basso verso l'alto (**depolarizzazione ventricolare sinistra precoce** e **depolarizzazione ventricolare tardiva**). I ventricoli hanno dimensioni maggiori

degli atri e hanno più muscoli; quindi, l'ampiezza dell'onda di polarizzazione qui aumenta. Infine, i ventricoli vengono ripolarizzati (**ripolarizzazione ventricolare**). Alla depolarizzazione segue immediatamente la contrazione del muscolo eccitato, alla ripolarizzazione segue il suo rilassamento.



*Figura 1.4. (slides prof.ssa D. Pietrobon).
La conduzione del segnale elettrico attraverso le varie parti del cuore.*

Il segnale può giungere ai ventricoli solo attraverso il nodo AV e il setto interventricolare, perché nella giunzione tra atri e ventricoli si trova uno scheletro fibroso che ferma l'onda. Questo ha un motivo fisiologico: i ventricoli devono iniziare la contrazione dal basso per eiettare il sangue all'esterno nella parte alta, dove sono posti gli sbocchi arteriosi.

Ad ognuna delle fasi sopra esposte della trasmissione dell'onda di depolarizzazione, corrisponde una configurazione del vettore cardiaco $H(t)$ che varia in modulo, direzione e intensità, ovviamente con andamento periodico. Il vettore cardiaco verrà illustrato nel prossimo paragrafo.

1.3. VETTORE CARDIACO ED ELETTRODI

Il risultato prodotto da un dispositivo ECG è quello comunemente chiamato **tracciato elettrocardiografico**.

L'intera attività elettrica cardiaca e la sua trasmissione attraverso l'organismo è ovviamente molto complicata da descrivere: si sceglie un modello molto semplificato, detto **modello sorgente-conduttore** in cui si descrive il cuore come una sorgente e il corpo come un conduttore.

1.3.1. CUORE COME SORGENTE

La sorgente di segnale è modellizzata come un momento di dipolo elettrico caratterizzato da un **vettore cardiaco $\mathbf{H}(t)$** , che cambia direzione, intensità e verso durante il ciclo cardiaco, a seconda di quante cellule vengono coinvolte nella polarizzazione e dove esse siano collocate (la conduzione durante un ciclo cardiaco si sposta significativamente attraverso le zone cardiache, si veda Cap 1.2, "La conduzione nel cuore").

Per rilevare precisamente un potenziale d'azione cellulare, bisognerebbe porre un elettrodo intracellulare e uno extracellulare. Questa è ovviamente un'operazione invasiva che non può essere praticata nella pratica quotidiana per monitorare costantemente l'attività cardiaca. La registrazione di quest'ultima attraverso l'uso di elettrodi per ECG viene fatta misurando la differenza di potenziale tra due elettrodi superficiali entrambi posti all'esterno del corpo: quello che viene rilevato è di fatto la proiezione di un vettore momento dipolo elettrico lungo la direzione del vettore che congiunge i due elettrodi. È importante notare che la differenza di potenziale misurata da questi due elettrodi rappresenta la somma di molti potenziali d'azione ed è ben diversa dal potenziale d'azione di una singola cellula, che riguarda la differenza di potenziale tra ambiente intracellulare ed extracellulare.

1.3.2. CORPO COME CONDUTTORE

Il corpo invece è modellato come un **conduttore omogeneo**, che è a sua volta posto all'interno di un'infinità conduttrice (questo per evitare di dover distinguere l'aria che lo circonda dal corpo stesso).

Vale la seguente legge fondamentale (Figura 1.5), dove a e b sono i due punti in cui si pongono gli elettrodi e v_{ab} è la differenza di potenziale tra questi

$$v_{ab}(t) = v_b(t) - v_a(t) = k\mathbf{H}(t) \cdot \mathbf{L}_{ab}$$

\mathbf{L}_{ab} è il versore di derivazione

k è la costante di proporzionalità

$\mathbf{H}(t)$ è il vettore cardiaco

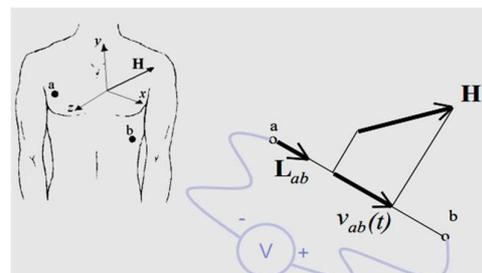


Figura 1.5 (slides prof M. Schiavon). Viene misurata la proiezione di \mathbf{H} lungo l'asse di derivazione ab .

Si tratta di semplificazioni notevoli perché il corpo umano è disuniforme per conduttività e diverso per ognuno e il vettore H ingloba dentro di sé tutti i piccoli vettori momenti di dipolo di ogni singola cellula; semplificazioni che comunque non inficiano una misurazione efficace e esaustiva dell'attività cardiaca.

Il tracciato ECG viene registrato con una derivazione alla volta. Una derivazione si indica con una freccia ed è di fatto rappresentata da una coppia di elettrodi, uno assegnato positivo e uno negativo. Ponendo due elettrodi in due punti del corpo accessibili e sufficientemente distanti, si può misurare v_{ab} (si veda Figura 1.5); riportando il suo andamento in un diagramma in funzione del tempo si ottiene proprio il tracciato associato a quella derivazione, il quale si rivela principalmente costituito da onde e segmenti. In Figura 1.6 è riportato un esempio di tre tracciati associati a tre derivazioni, registrati lungo due fasi di polarizzazione del cuore.

Come è intuibile dalla formula sopra scritta, una deflessione del tracciato ECG verso l'alto, cioè variazione di $v_{ab}(t) > 0$, indica che la proiezione del vettore cardiaco lungo l'asse di derivazione in questione è orientata verso l'elettrodo positivo; una deflessione verso il basso significa invece l'opposto.

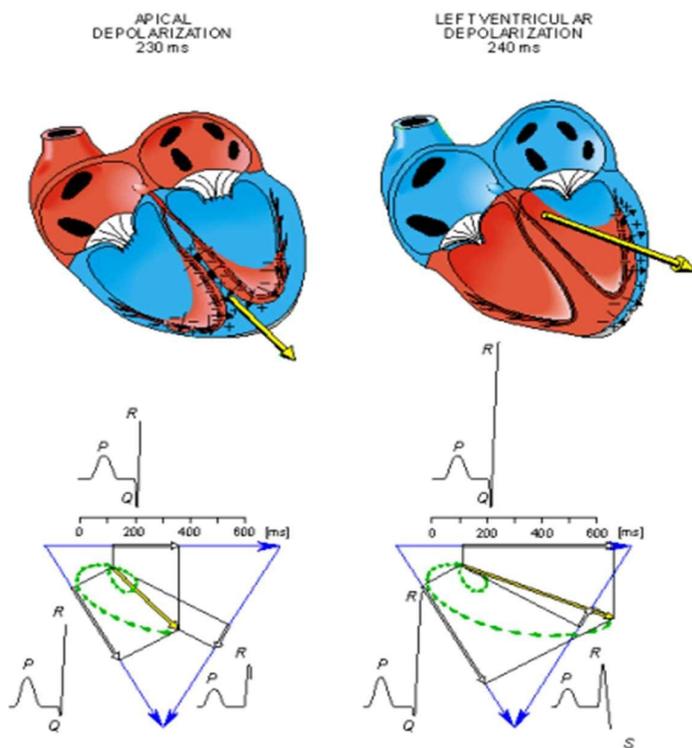


Figura 1.6 (slides prof M. Schiavon). Fasi di depolarizzazione apicale del cuore e di depolarizzazione ventricolare sinistra precoce. Ad ognuna di queste è associata una configurazione del vettore H e le corrispondenti proiezioni lungo i tre assi di Einthoven che generano i corrispondenti tre tracciati per le tre derivazioni.

1.3.3 TRE DERIVAZIONI: TRIANGOLO DI EINTHOVEN

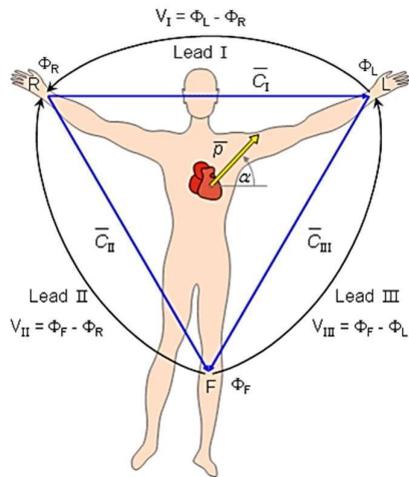


Figura 1.7. Triangolo di Einthoven

Nei primi anni del Novecento il fisiologo **Einthoven** effettuò il primo ECG a tre derivazioni, con tre elettrodi posti sulle braccia e sulla gamba sinistra, che formano un triangolo equilatero (chiamato appunto *Triangolo di Einthoven*, presentato in Figura 1.7). I tre assi lungo i quali si misura $v_{ab}(t)$ sono quelli indicati con C_I , C_{II} , C_{III} . Ne risultano tre differenti tracciati ECG.

Oggi in ambito clinico si utilizza l'ECG a **dodici derivazioni** che richiede il posizionamento di nove elettrodi, per monitorare l'andamento di $\mathbf{H}(t)$ sia sul

piano coronale sia sul piano trasverso: tre derivazioni bipolari, tre derivazioni unipolari periferiche aumentate, sei derivazioni unipolari precordiali. L'utilizzo di 12 derivazioni fornisce un'informazione ridondante, ma riduce la possibilità di errore e permette di verificare la correttezza del segnale.

1.4. DESCRIZIONE E ANALISI DEL TRACCIATO ECG

Tutte le fasi del ciclo cardiaco precedentemente espone (Cap 1.2) si traducono una configurazione, cioè un verso e una direzione, del vettore cardiaco $\mathbf{H}(t)$. Le diverse proiezioni di $\mathbf{H}(t)$ lungo gli assi delle derivazioni, siano esse tre o dodici, danno luogo a loro volta alle deflessioni dei tre o dodici tracciati di cui si è appena discusso. In Figura 1.8 viene raffigurata questa procedura per la derivazione lungo l'asse piede sinistro (+) e braccio destro (-).

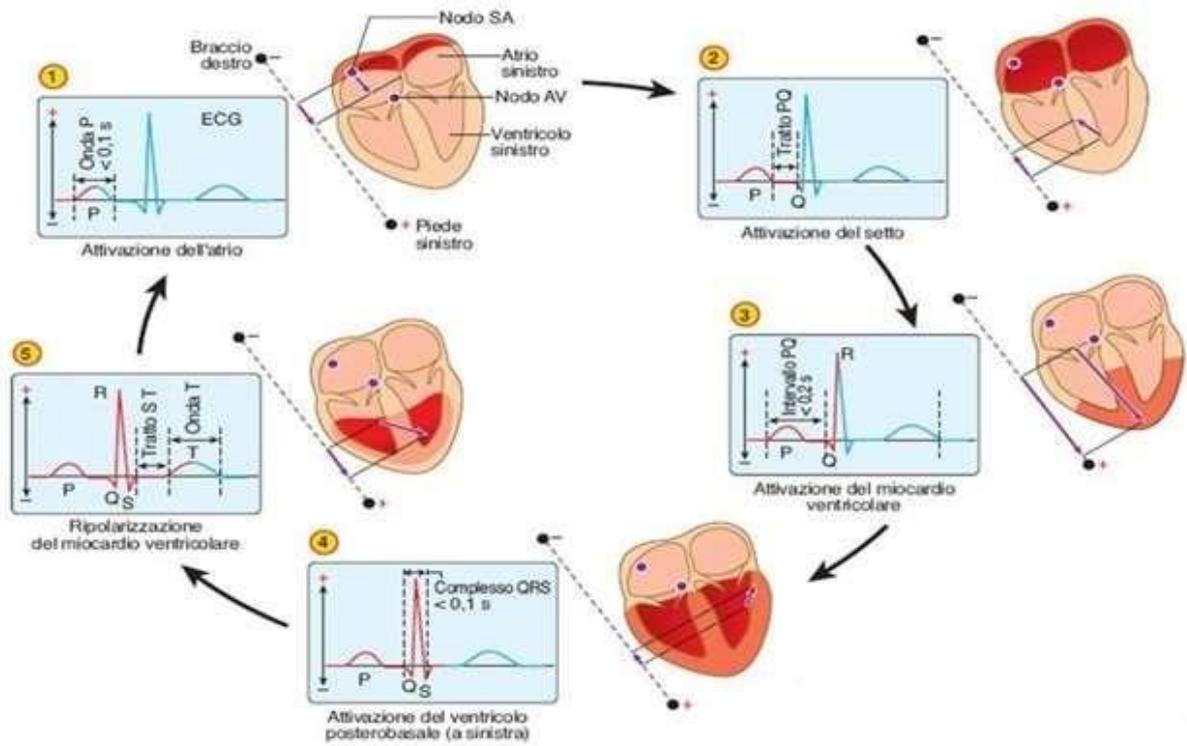


Figura 1.8. In questo esempio la derivazione selezionata è quella lungo l'asse piede sinistro (+) e braccio destro (-).

L'andamento tipico del tracciato durante un periodo è rappresentato nell'immagine seguente (Figura 1.9).

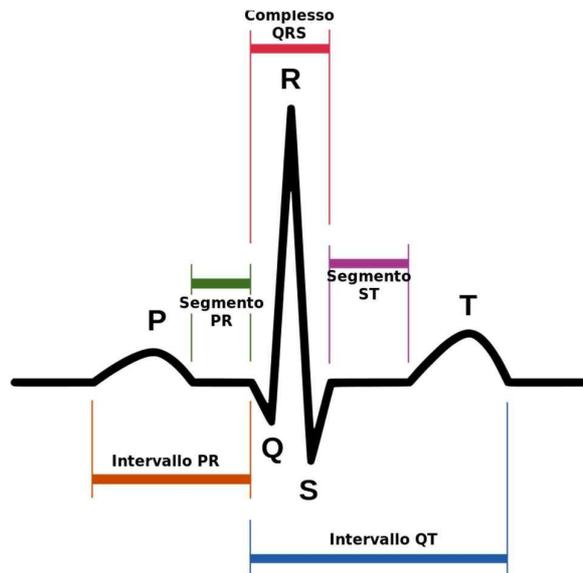


Figura 1.9 (Elettrocardiogramma, Wikipedia). Ogni onda o segmento ha un significato fisiologico ben preciso.

Onde e segmenti di un ECG corrispondono a degli eventi elettrici (polarizzazione delle varie parti) ben precisi che avvengono nel cuore durante il ciclo cardiaco, ognuno dei quali è associato ad un evento meccanico (contrazione e rilassamento di atri e ventricoli). Gli eventi meccanici sono lievemente ritardati rispetto a quelli elettrici perché la contrazione segue l'eccitazione elettrica.

I significati fisiologici di onde e segmenti sono spiegati di seguito.

ONDA P: partenza dello stimolo dal nodo SA e **depolarizzazione degli atri.**

SEGMENTO PR: linea isoelettrica corrispondente alla conduzione nel nodo atrioventricolare; rappresenta il rallentamento dell'onda di potenziale a causa del ritardo nel nodo AV (si veda Cap 1.2, "La conduzione nel cuore").

COMPLESSO QRS: depolarizzazione settale, apicale e ventricolare. L'ampiezza di questo è maggiore di quella atriale perché i ventricoli sono più spessi degli atri e contengono più cellule contrattili. In particolare:

- ONDA Q: depolarizzazione del setto
- ONDA R: depolarizzazione dell'apice del ventricolo sinistro
- ONDA S: depolarizzazione delle zone basali e posteriori del ventricolo sinistro

SEGMENTO ST: linea isoelettrica associata ad una fase di quiete elettrica del cuore; tutte le cellule ventricolari sono depolarizzate.

ONDA T: ripolarizzazione ventricolare

INTERVALLO QT: il tempo di depolarizzazione e ripolarizzazione ventricolare; rappresenta la fase sistolica (si veda Figura 1.11).

ONDA U: non sempre individuabile in un tracciato e associata alla ripolarizzazione dei muscoli papillari e delle fibre del Purkinje

(Figura 1. 10).

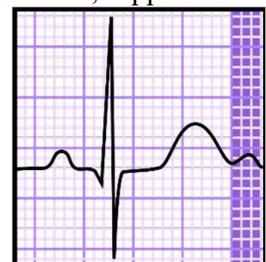


Figura 1.10. (Onda U, Wikipedia). Onda U evidenziata.

La **ripolarizzazione atriale** è probabilmente incorporata e occultata nel complesso QRS o nell'onda U. Al termine di questa il tracciato presenta una linea isoelettrica (inattività elettrica) in attesa dell'arrivo dello stimolo successivo.

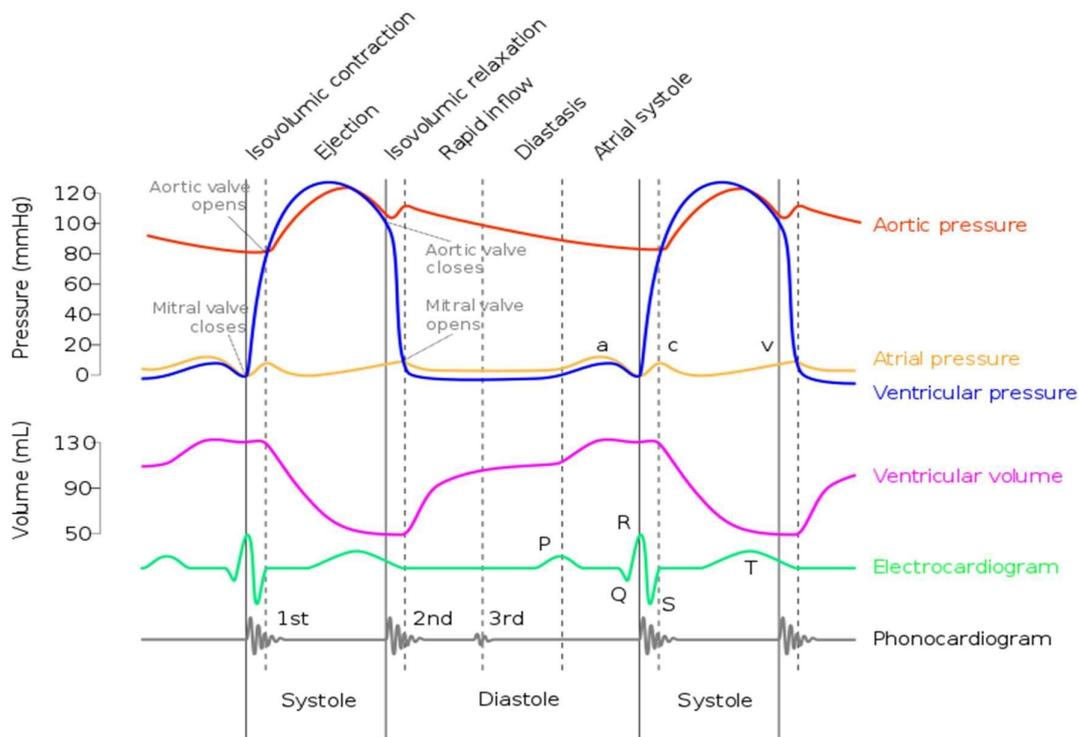


Figura 1.11 (Diagramma di Wiggers, Wikipedia). Diagramma di Wiggers.

Il Diagramma di Wiggers di Figura 1.11 mostra in modo chiaro l'andamento parallelo di pressione, volume e registrazione ECG durante le fasi del ciclo cardiaco. Si può osservare come, ad esempio, il complesso QRS che rappresenta la polarizzazione ventricolare sia leggermente anticipato rispetto alla contrazione ventricolare isovolumetrica, parte della sistole ventricolare. Oppure la contrazione atriale inizia nella seconda parte dell'onda P, corrispondente alla polarizzazione atriale.

1.4.1. INFORMAZIONE ESTRAIBILE DAL TRACCIATO

Le informazioni immediatamente estraibili da un ECG sono:

- Frequenza cardiaca: misurata come inverso dell'intervallo temporale dall'inizio di un'onda P all'inizio della successiva onda P, oppure da un picco R al successivo.
- Presenza e riconoscibilità di tutte le onde, per individuare quali parti del cuore (atri, ventricoli, valvole, setto interventricolare) sono meno funzionali.
- Ritmo irregolare, se i battiti (ovvero l'intero complesso P-QRS-T) si verificano a intervalli irregolari tra loro. Ci può essere sia un battito sovrannumerario ma anche una perdita saltuaria di battito.

- Problemi di conduzione tra atri e ventricoli: ci si chiede ad esempio se compaiano tutte le onde P, uguali tra loro per forma e durata, se esiste un complesso QRS per ogni onda P (si veda Figura 1.12(b)), o se il segmento P-R è costante; se non fosse così, ci potrebbe essere un blocco di conduzione nel nodo atrioventricolare, come in Figura 1.12(a)).

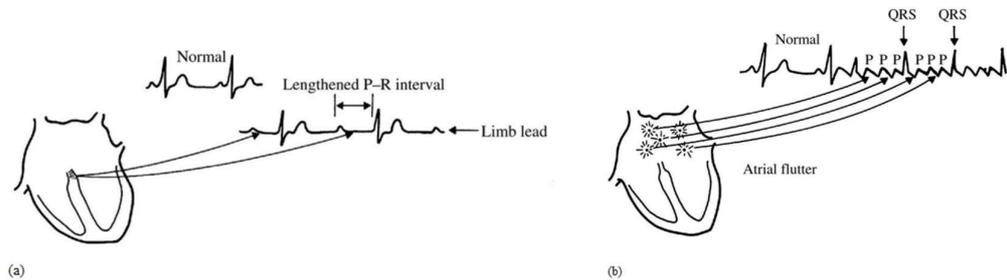


Figura 1.12 (slides prof M. Schiavon) (a) Tracciato con intervallo PR allungato, indice di blocco atrioventricolare di primo grado. (b) Tracciato in cui compaiono delle onde P che non danno origine a complessi QRS.

Dopo aver individuato le informazioni primarie, più semplici da estrarre, si passa ad un'analisi più approfondita che va fatta esaminando nel dettaglio ogni onda o segmento con lo scopo di individuare anomalie patologiche. Indicazioni sulla localizzazione di irregolarità del battito possono anche essere dedotte dalla presenza di alterazioni lungo un certo asse di derivazione, per esempio lungo l'asse V_1 - V_{II} sono più indicative di problemi nella zona settale (Figura 1.13).

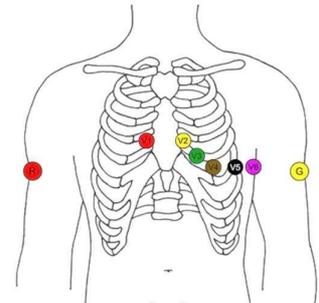


Figura 1.13. Derivazioni unipolari precordiali: posizionamento degli elettrodi

Anomalie sopra ventricolari modificano la porzione di tracciato PQ, quelle relative alla conduzione dopo il nodo AV alterano il complesso QRS, quelle della ripolarizzazione l'onda T.

2. DISPOSITIVI WEARABLE

Secondo i dati pubblicati dall'OMS, le malattie cardiovascolari, insieme agli ictus ischemici, sono state le principali cause di morte negli anni dal 2000 in poi (dati provenienti nel 2018 dal Global Health Observatory).

Si rende sempre più importante e si concretizza la possibilità di monitorare il segnale elettrocardiografico a lungo termine e in maniera continuativa, in primis per tenere controllati pazienti ad alto rischio; ma anche per esempio per individuare in tempo reale aritmie e anomalie del ritmo cardiaco, o per memorizzare le informazioni per un'eventuale futura analisi retrospettiva. Va di pari passo a questo lo sviluppo di **tecnologie wearable applicate alla realizzazione di dispositivi ECG**, così da poter registrare l'attività cardiaca anche fuori da cliniche e laboratori.

Il segnale elettrico cardiaco, così come gli altri biopotenziali, è un segnale instabile ad ampiezza limitata, con un rapporto segnale rumore elevato e contaminabile da diverse fonti di rumore. Un sistema ECG wearable deve soddisfare e trovare un compromesso tra diversi requisiti:

- Bassa impedenza elettrodo-superficie cutanea
- Contatto con la pelle stabile per attenuare l'artefatto da movimento
- Elettrodi confortevoli, indossabili a lungo termine
- Praticità di uso
- Elettrodi leggeri, di piccole dimensioni e "estetici"
- Biocompatibilità del materiale dell'elettrodo
- Costi di produzione bassi
- Qualità del segnale mantenuta
- Basso rapporto segnale-rumore nei circuiti che si occupano del *signal processing*
- Basso consumo di energia per aumentare la durata della batteria
- Tecnologia di trasmissione wireless dei dati raccolti all'*Internet-Of-Things (IoT)*.

Di seguito, verranno presentati alcuni esempi di elettrodi (*wet electrodes*, *dry electrodes*, *capacitively coupled electrodes (CC-electrodes)*, E-textiles), relativi materiali, fasi di realizzazione e modalità di estrazione del segnale biologico.

2.1. WET ELECTRODES

Questo tipo di elettrodi è quello tradizionale, sicuramente il più usato fino a oggi. Gli elettrodi sono di tipo Ag/AgCl e richiedono l'inserimento di un mezzo, di solito un gel elettrolita conduttore, che faccia da tramite tra elettrodo e superficie cutanea per il trasferimento delle

cariche. Si usano gli elettrodi Ag/AgCl perché non invasivi, stabili, facilmente riproducibili e non polarizzabili, cioè fanno passare liberamente la corrente attraverso l'interfaccia senza generazione di sovrapotenziali.

Non sono adatti per applicazioni a lungo termine, in quanto il gel può essere assorbito e la qualità del segnale abbassarsi. Possono inoltre causare irritazione, rossori, reazioni allergiche e infiammazioni.

L'impedenza d'elettrodo è comunque molto bassa e quindi per quanto riguarda la qualità e l'accuratezza del segnale, rimane il miglior tipo di elettrodo perché il gel elettrolita è un mezzo molto conduttivo. Un buon sensore ECG deve essere comunque in grado di adattare l'impedenza di uscita dell'elettrodo fino al valore di $Z_{out} = 100 \text{ k}\Omega$. (Ramasamy & Balan, 2018). È fondamentale che l'impedenza di ingresso dell'amplificatore a cui sono connessi gli elettrodi sia quindi molto grande perché è stato dimostrato che non solo l'ampiezza del segnale di uscita viene notevolmente ridotta, ma anche la forma qualitativa del segnale e delle onde viene distorta (Webster, 1998).

Le interfacce elettrodo-elettrolita (gel) ed elettrolita-pelle possono essere modellate con un equivalente circuito elettronico costituito da componenti passive come resistori e condensatori e componenti attive come generatori di tensione. Segue una spiegazione delle varie parti. (Figura 2.1):

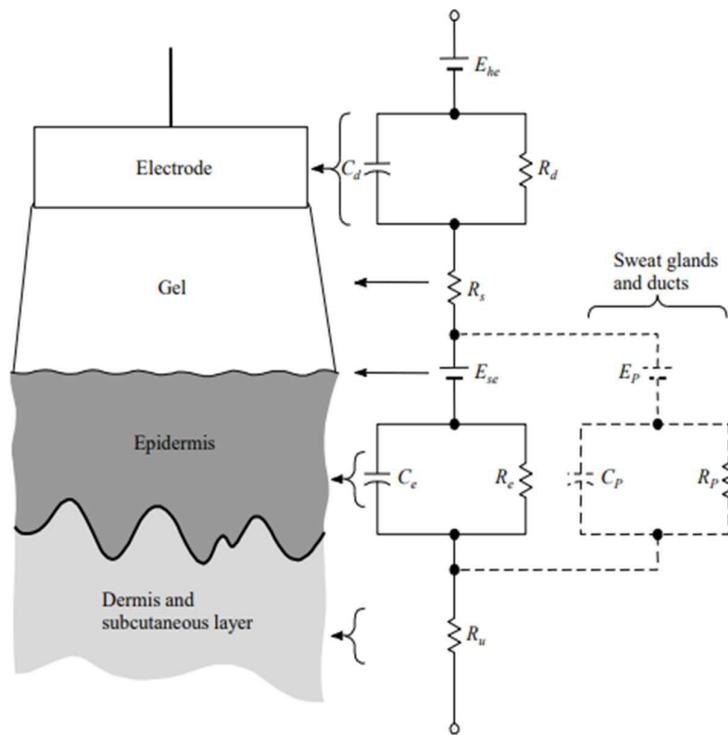


Figura 2.1 (slides prof M. Schiavon). Circuito equivalente elettrico dell'interfaccia elettrodo-elettrolita ed elettrolita-pelle.

L'epidermide è lo strato più esterno del derma, è una parte che viene continuamente ricambiata ed è ricca di cellule morte sulla sua superficie. Esso rappresenta

- una **differenza di potenziale** E_{se} (*electrolyte gel-skin potential*). A causa di una differenza di concentrazione ionica nello *stratum corneum*, descrivibile dall'equazione di Nernst (Silverthorn, 2017, Capitolo 8, p. 223), l'epidermide è come se fosse una membrana semipermeabile.
- un'**impedenza**, modellizzata come un parallelo di resistenza e capacità, il quale a frequenze basse del segnale in input (la corrente) rappresenta un'impedenza puramente resistiva, essendo il condensatore approssimabile ad un circuito aperto in continua. (R_e e C_e in Figura 2.1)

Anche i dotti sudoripari e le ghiandole sebacee sono modellabili allo stesso modo, ma sono più conduttivi agli ioni (per questo rappresentati separatamente).

Per ridurre l'impedenza dovuta alla pelle si rade, si pulisce e si raschia la pelle per togliere lo strato di cellule morte e si pone il gel; operazioni che richiedono tempo, un ricambio frequente di elettrodi e che li rendono non indossabili per lungo tempo.

Il derma e lo strato sub cutaneo (composto prevalentemente di nervi e vasi sanguigni, dotti, ghiandole sudoripare e follicoli piliferi) sono invece relativamente conduttivi e modellati come una resistenza; la loro impedenza capacitiva è trascurabile (Webster, 1998) (R_u in Figura 2.1).

La parte superiore della Figura 2.1 è l'equivalente elettrico di un elettrodo per biopotenziali:

- E_{ne} (*half-cell potential*) è il potenziale semicellulare: a causa di reazioni chimiche, si genera una separazione di cariche all'interfaccia con formazione di doppio strato di cariche. Di conseguenza si crea una differenza di potenziale tra l'elettrolita immediatamente adiacente all'elettrodo e il resto dell'elettrolita, a cui contribuiscono le concentrazioni degli ioni e il materiale di cui è costituito l'elettrodo.
- R_d e C_d rappresentano l'impedenza dell'interfaccia elettrodo-elettrolita
- R_s rappresenta la resistenza dell'elettrolita

I *wet electrodes* sono senza dubbio i più performanti nei laboratori e in ambienti ospedalieri, ma nell'ambito della tecnologia wearable non sono sicuramente i più adatti.

2.2. DRY ELECTRODES

Il principale vantaggio di questi elettrodi è l'assenza del gel elettrolita (*dry*, a secco), non si presenta quindi il problema dell'irritazione della pelle, sono indossabili per maggior tempo e hanno una tenuta più stabile perché il gel scivola di più. Sono pratici e usabili facilmente da tutti.

Sono realizzati con i più vari materiali: polimerici, metalli, a base di carbonio e combinati e, quando posti a contatto con la pelle, richiamano sudore per traspirazione: come si può osservare nella tabella in Figura 2.2, questo liquido biologico ha un'alta concentrazione di elettroliti e quindi accelera la conduzione attraverso l'elettrodo (Ramasamy & Balan, 2018). Tuttavia, l'impedenza equivalente del contatto pelle-elettrodo (tutti questi elettrodi superficiali sono in ultima analisi schematizzabili come un potenziale di elettrodo e un'impedenza equivalente di uscita, si veda Teorema di Thevenin, slides prof F. Moro) è molto più alta dei *wet electrodes*; problema che comunque può essere risolto ponendo un buffer o inseguitore di tensione (Figura 2.4), la cui funzione principale è di adattare l'impedenza.

	Sodio mEq/L	Cloro mEq/L	Potassio mEq/L	Magnesio mEq/L
SUDOR	10 - 70	5 - 60	1- 15	0.2 - 5
E	(in media 35)		(in media 5)	

Figura 2.2 (myPersonalTrainer, 2019). Concentrazioni di elettroliti nel sangue.

L'equivalente elettronico è illustrato in Figura 2.3. Rispetto al precedente, manca la parte di R_s e E_{se} . Questi possono essere sostituiti dal parallelo di C_i e R_i , i quali simboleggiano l'interfaccia diretta elettrodo-epidermide. Per il resto delle componenti, la Figura 2.3 è analoga alla Figura 2.1, ad eccezione dell'assenza del parallelo C_P e R_P , simboli elettronici delle ghiandole sudoripare.

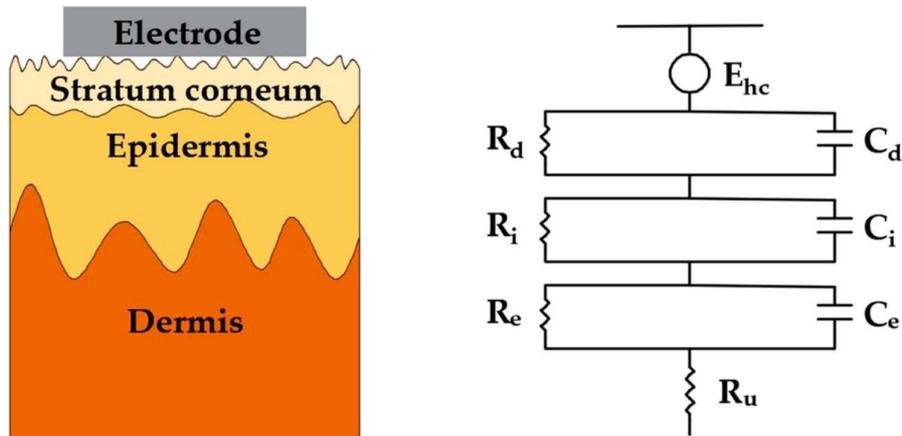


Figura 2.3 (Fu, Zhao, Dong, & Wang, 2020). Equivalente elettronico dry electrode.

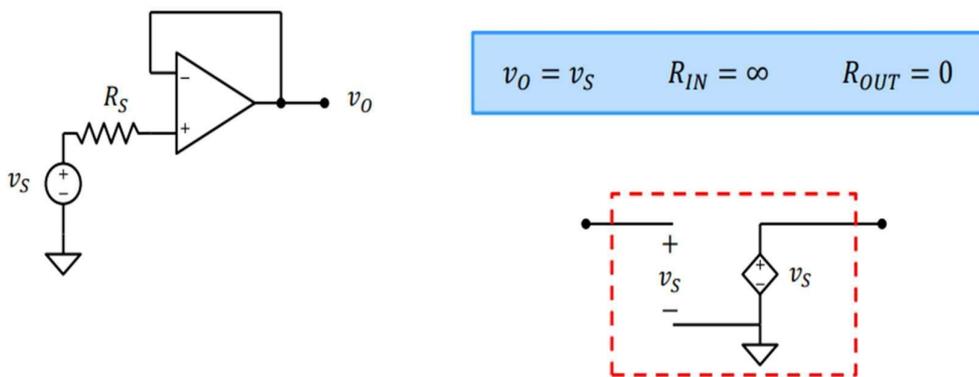


Figura 2.4. (slides prof A. Cester) **Inseguitore di tensione**: si progetta con un amplificatore operazionale in retroazione negativa e configurazione non invertente, con $R_1 = \infty$ e $R_2 = 0$. Il guadagno è unitario, per il principio del cortocircuito virtuale, ma viene adattata l'impedenza di ingresso perché qualsiasi sia la R_s in serie con il segnale di ingresso v_s , l'operazionale non assorbe corrente (è una delle sue proprietà fondamentali) e offre resistenza di ingresso infinita. La resistenza di uscita è idealmente nulla.

Rimane ancora il problema del contatto diretto col corpo e questo implica un rischio maggiore per la sicurezza del paziente. Inoltre, a contatto con la pelle ci deve essere un materiale biocompatibile.

Altri vantaggi di questi sono la semplicità di costruzione e il fatto che si usino materiali economici e facilmente reperibili. Nel paper (Fu, Zhao, Dong, & Wang, 2020) realizzato dall'università cinese di Tsinghua-Berkeley Shenzhen, vengono presentati moltissimi tipi di elettrodi a secco proposti negli ultimi anni o in fase di realizzazione, inclusi materiali, performance e tecniche di produzione. Tra questi i seguenti (Capp 2.2.1 e 2.2.2).

2.2.1. ELETTRODI A SECCO AgNW E PDMS: MYERS

Tra gli elettrodi menzionati nel paper, quello presentato da A. Myers è un elettrodo a secco realizzato con nanocavi di argento (AgNW) e poli-dimetil-silossano (PDMS) (Myers, Huang, & Zhu, 2015).

Le fasi per la realizzazione sono illustrate in Figura 2.5(a): dopo aver depositato la rete di nanocavi in Argento, si versa sopra il PDMS e si pressa su questi un metallo a pressione (che funge da connettore per l'elettrodo alle componenti circuitali); dopo la polimerizzazione del PDMS i nanocavi di argento vengono inseriti in esso e il metallo viene stabilmente integrato a questa rete di AgNW e PDMS. Poi, vengono usati dei nastri di velcro per fissare l'elettrodo al polso (Figura 2.5(c)). Questo processo di fabbricazione è semplice ed economicamente vantaggioso.

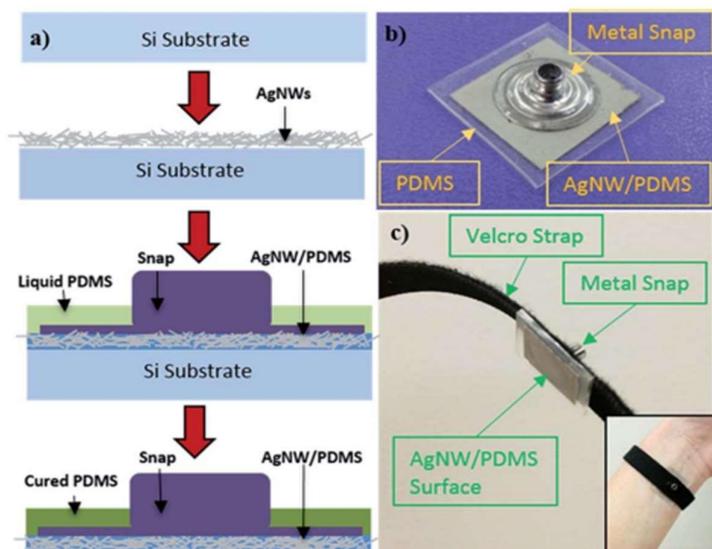


Figura 2.5 (Myers, Huang, & Zhu, 2015)

(a) Processo di fabbricazione

(b) Elettrodo finito

(c) Aggiunta del velcro

In questo modo, si usa un nanomateriale metallico che offre una buona superficie conduttiva (con conduttività verificata costante e maggiore di 5000 S/cm in condizioni di stress meccanico) per risolvere il problema dell'impedenza di elettrodo; allo stesso tempo lo si combina con un materiale polimerico biocompatibile (rispetto all'argento da solo) affinché non vada incontro a laminazione o ossidazione e quindi degradazione, problema che, in misure diverse, riguarda tutti i metalli quando vengono a contatto con l'ambiente biologico. Il PDMS, la cui catena principale è formata da atomi di ossigeno e silicio, è un elastomero con buone proprietà elastiche e di flessibilità, biocompatibile e molto permeabile all'acqua e ai gas.

L'elettrodo quindi risulta essere flessibile, allungabile e aderente. Queste proprietà gli permettono di adattarsi alle varie morfologie del corpo e di mantenere comunque un contatto stabile con la pelle anche durante il movimento.

Valutazione delle performance. Gli elettrodi proposti da A. C. Myers sono stati messi a confronto con i *wet electrodes* Ag/AgCl in tre situazioni: soggetto a riposo (zero gradi di libertà), soggetto con braccia oscillanti (un grado di libertà), soggetto in attività di jogging (due gradi di libertà). Nel caso dei secondi, sono state svolte le usuali operazioni per ridurre l'impedenza della pelle; per i primi elettrodi invece non c'è stata preparazione della cute. I risultati sono stati i seguenti (Figura 2.6).

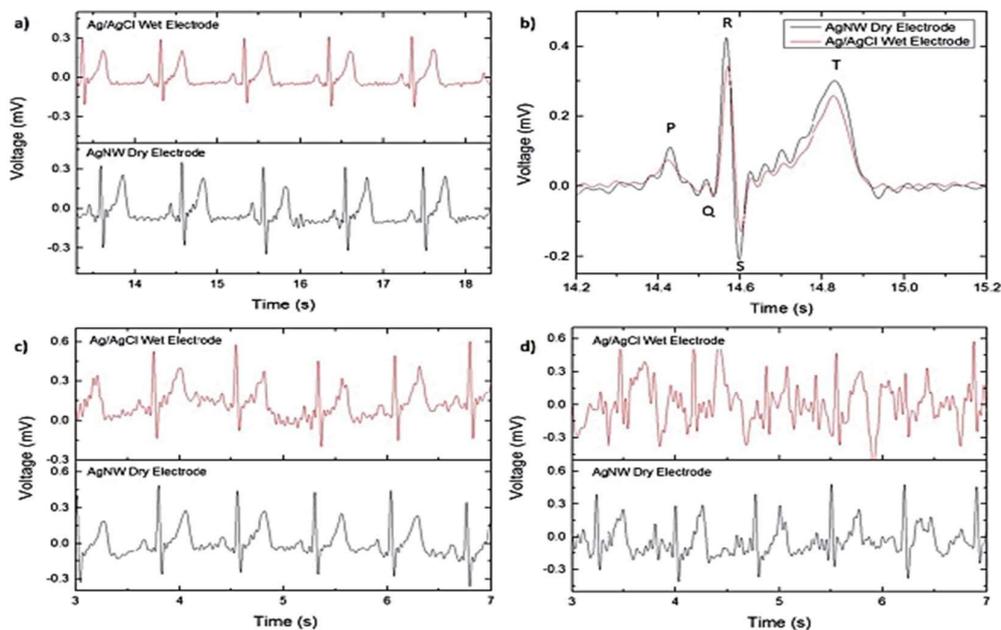


Figura 2.6 (Myers, Huang, & Zhu, 2015) (a) Registrazione ECG per elettrodi Ag/AgCl e per elettrodi AgNW prese col soggetto seduto e a riposo. (b) Confronto di un battito, onde P, Q, R, S, T (c) Confronto del segnale ECG per i due elettrodi nel caso di un grado di libertà. (d) Confronto del segnale ECG per i due elettrodi nel caso di due gradi di libertà.

Nella prima situazione, i due tipi di elettrodi non hanno mostrato differenze rilevanti, se non per una maggior presenza di leggero rumore negli elettrodi qui presentati: le onde sono facilmente individuabili in entrambi.

Quello che rende questi elettrodi altamente performanti è il fatto che, con un grado di movimento (Figura 2.6 (c)), la qualità del segnale è risultata addirittura migliore degli elettrodi tradizionali, in cui era molto più visibile la *baseline wander* (si veda Cap 3.3, “Baseline wander”): questo evidenzia come gli elettrodi a secco, nel caso di movimento limitato, siano sicuramente preferibili in termini di accuratezza del segnale. Nel terzo caso, con due gradi di movimento (Figura 2.6(d)) entrambi i metodi non sono risultati affidabili: non sono nemmeno distinguibili le onde (tranne qualche picco R).

In conclusione, queste misure, prese a riposo o con un grado di movimento, si sono rivelate accurate almeno quanto quelle con ECG tradizionali, eliminando il problema dell’irritazione della cute e della poca stabilità d’elettrodo.

2.2.2. ELETTRODI FLESSIBILI A SECCO con PDMS e CNT: JUNG e LEE

Gli **elettrodi flessibili** non hanno una superficie con una curvatura rigida e fissa ma possono modificarla durante il movimento del paziente, adattandosi e rimanendo aderenti alla disomogenea superficie corporea.

L’elettrodo proposto da Jung è realizzato con un nanotubo di carbonio (CNT) e PDMS (Jung, et al., 2012). Il carbonio è un biomateriale inerte e con ottime proprietà meccaniche. Per

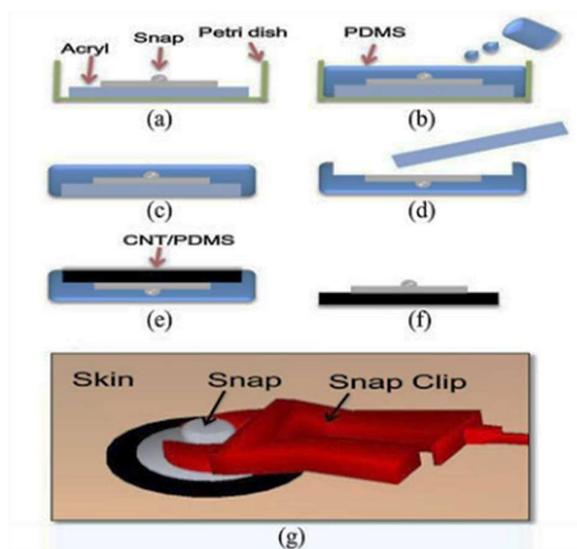


Figura 2.7 (Jung, et al., 2012) (a), (b), (c), (d), (e), (f) Processo di fabbricazione degli elettrodi con CNT e PDMS (g) Modello degli elettrodi composti da CNT e PDMS applicati sulla pelle (di colore nero) e connessi al dispositivo ECG tramite una molletta a scatto di metallo (di colore rosso).

combinare questi due elementi in modo ottimale, bisognerebbe funzionalizzare il CNT tramite delle operazioni per migliorarne la compatibilità, come ad esempio il trattamento con acido, che causano il suo deterioramento. Juang et al. risolvono questo problema ottimizzando il processo di dispersione dei CNTs, non trattati, nel PDMS utilizzando l’energia idrodinamica. La fabbricazione dell’elettrodo in sé attraversa poi due fasi 1) un piatto circolare di acrilico (Figura 2.7(a)) e una clip a scatto in acciaio vengono allineati e fissati al supporto. Poi, un

precursore del PDMS viene versato sopra questi a polimerizzare (Figura 2.7 (b)) e infine viene rimosso il piatto di acrilico (Figura 2.7 (d)). 2) Viene versato il composto CNT/PDMS sulla superficie in cui prima si trovava l'acrilico (Figura 2.7 (e)) che polimerizza sopra e l'elettrodo completo viene così distaccato dallo stampo (Figura 2.7 (f)).

Il composto CNT/PDMS della seconda fase viene a sua volta ottenuto attraverso un processo di dispersione omogenea dei CNTs nel PDMS, che sfrutta l'energia idrodinamica ed è divisa in due step: 1) CNTs ad alta concentrazione sono sottoposti ad intensi flussi di taglio 2) i CNTs vengono diluiti per raggiungere concentrazione desiderata, sempre tramite dei flussi di taglio uniformi e per una durata temporale maggiore.

Grazie alla dispersione omogenea, l'elettrodo possiede sia le proprietà di flessibilità del PDMS, sia di buona conducibilità, per la parte metallica, e biocompatibilità per la presenza di carbone e PDMS. L'ultimo grande vantaggio di questi elettrodi è la possibilità di essere riusati se puliti con alcol: nel collaudo del dispositivo l'elettrodo è stato pulito dopo sette giorni di uso e ritestato, senza mostrare cali di prestazione. Anche questo tipo di elettrodi, sottoposti ad ulteriori test, si è dimostrato all'altezza di monitorare biopotenziali a lungo termine e di arginare l'artefatto da movimento.

Valutazione delle performance: Sono stati realizzati 36 tipi di elettrodi (in Figura 2.8): 3 diametri, 3 spessori, 4 rapporti di composizione espressi come percentuale in massa del CNT nel PDMS per valutare i più performanti in termini meccanici ed elettrici, in quanto questi tre parametri influenzano maggiormente l'impedenza d'elettrodo e la qualità del segnale. Tre elettrodi per ogni tipo sono stati posti sulle braccia e sulla gamba sinistra dei candidati per registrare il segnale ECG, e collegati ad un amplificatore e ad un sistema di acquisizione dei dati. Per mantenere questi elettrodi a contatto con la pelle e ridurre l'impedenza che ne segue, si è usata una benda di compressione e non c'è stato bisogno di preparare la pelle con le operazioni sopra descritte. Dopo gli esperimenti, è risultato che la composizione del carbonio e il diametro sono i fattori più critici per l'impedenza di elettrodo: al crescere di entrambi, questa diminuisce e la qualità del segnale migliora; la combinazione ottimale in termini di accuratezza e di signal-to-noise ratio (SNR) del segnale registrato è risultata **essere 40 mm, 2wt% e 2 mm di spessore** (si veda "tabella acronimi" all'inizio, per wt%).

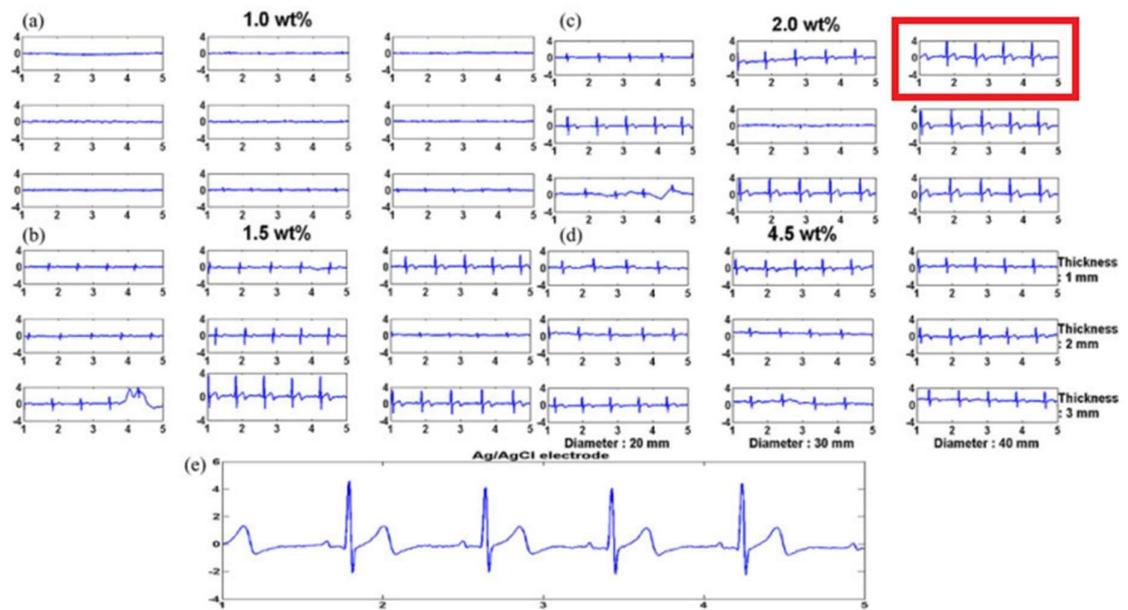


Figura 2.8 (Jung, et al., 2012). Tracciati ECG misurati usando 36 tipi di elettrodi CNT/PDMS. La concentrazione è stata fatta variare tra (a) 1.0, (b) 1.5, (c) 2.0, e (d) 4.5wt%. Per ognuna di queste, è stato cambiato lo spessore (1, 2, 3 mm) e il diametro (20, 30, 40 mm). (e) Tracciato ECG degli elettrodi Ag-AgCl, usato come riferimento.

La biocompatibilità è stata dimostrata con un test della citotossicità: coltivando i fibroblasti della pelle per una settimana su una superficie composta di CNT e PDMS, le cellule umane hanno popolato la superficie dell'elettrodo e la vitalità delle cellule non è stata influenzata dal contatto con il materiale; inoltre facendoli indossare a tre volontari per una settimana non sono comparse reazioni biologiche avverse.

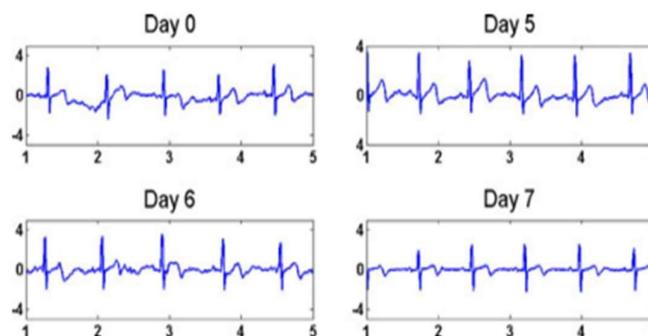


Figura 2.9 (Jung, et al., 2012). Registrazione ECG nel primo giorno dell'elettrodo indossato, nel quinto, sesto e settimo. Non c'è stata significativa perdita di qualità del segnale.

Inoltre, il segnale ECG è stato misurato dopo essere stato indossato per 5 e 7 giorni e non ha mostrato segni di degradazione (Figura 2.9); nei primi 4 giorni la forma del segnale ECG è rimasta sostanzialmente invariata.

È stata infine testata la capacità di queste misure di ridurre l'artefatto da movimento durante un esercizio su tapis-roulant con camminata lenta (3 km/h) e veloce (5 km/h). Sia nella prima, sia nella seconda, gli elettrodi CNT/PDMS 4.5%wt hanno misurato un segnale attendibile, però con maggiore disturbo a bassa frequenza *baseline wander* (si veda Cap 3.3, “Baseline wander”) rispetto agli elettrodi tradizionali Ag/AgCl nella camminata più veloce.

Anche questi elettrodi sono quindi di successo e superano molti limiti degli elettrodi convenzionali e a secco, permettendo di registrare un segnale ECG buono anche in condizioni di movimento e di essere indossati a lungo termine.

2.3. CAPACITIVELY COUPLED ELECTRODES

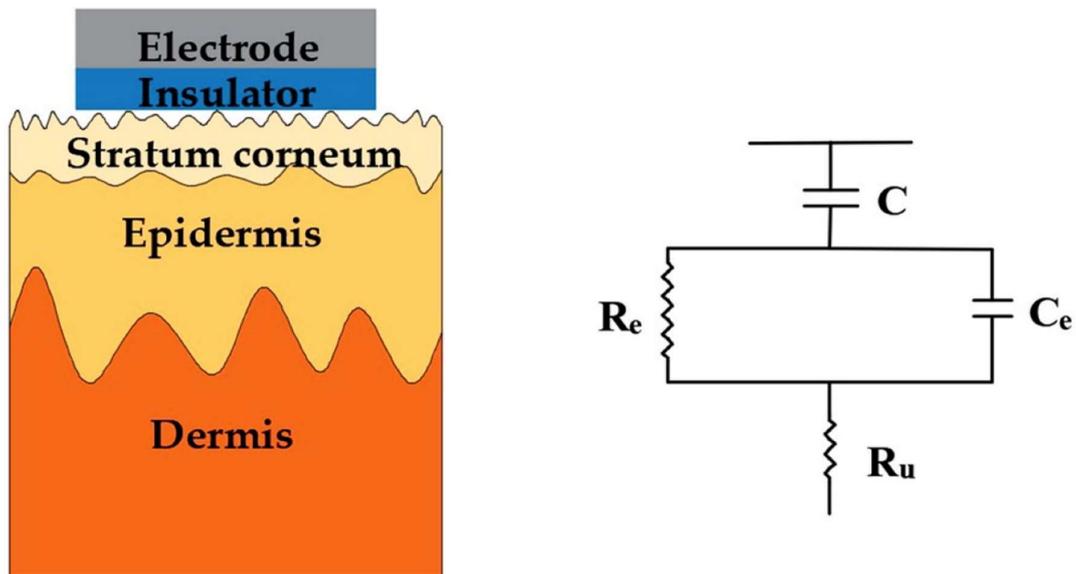


Figura 2.10 (Fu, Zhao, Dong, & Wang, 2020). *Equivalente elettronico CC-electrode.*

La grande svolta di questo tipo di elettrodi rispetto ai precedenti è l'**assenza del contatto diretto con la pelle**. Quest'ultima è separata dall'elettrodo da un sottile strato di un mezzo dielettrico: aria, o un panno, o un tessuto (in Figura 2.10, l'*insulator*). Il trasferimento delle cariche avviene quindi per accoppiamento capacitivo; tutto il blocco di componenti R_d , C_d , C_i , R_i di Figura 2.3 viene sostituito dal condensatore C di Figura 2.10, semplificando notevolmente il circuito. Non essendoci contatto diretto con l'epidermide, il guadagno del sensore è inversamente proporzionale alla distanza elettrodo-pelle, parametro che influenza l'impedenza di elettrodo (si veda seconda legge di Ohm e Capacità di un condensatore in (Cantatore & Vitale, 2010), Capp 4-5).

Sono quindi in generale anche migliori dei precedenti per sicurezza, biocompatibilità e vestibilità a lungo termine.

Il problema è però che anche in questo caso l'impedenza è piuttosto alta poiché manca il gel elettrolita e vi è un dielettrico tra pelle ed elettrodo: vale sempre la soluzione del buffer. D'altra parte, però, non si sviluppa la differenza di potenziale dovuta allo scorrimento della cute sull'interfaccia elettrodo-gel elettrolita.

A causa dell'alta impedenza, il segnale è più suscettibile ai rumori esterni (linea elettrica e artefatto da movimento) e all'errore di tensione di modo comune. I sensori capacitivi sono molto più sensibili all'artefatto da movimento perché non c'è contatto con la pelle. Ogni volta che cambia di poco la posizione dell'elettrodo, cambia l'area di contatto, cambia la capacità e di conseguenza ciò contamina il segnale da acquisire. Altro svantaggio della maggior parte dei *CC-electrodes* è la superficie rigida e inflessibile, incapace di adattarsi alle varie curvature delle parti del corpo.

Per soddisfare tutte queste esigenze, si possono usare ad esempio:

- un *active shield*, ovvero una schermatura che impedisce il trasferimento di energia elettromagnetica: riduce l'interferenza del campo elettromagnetico proveniente dall'esterno, ferma le emissioni del sensore capacitivo verso l'ambiente vicino, elimina le variazioni della capacità dovute alla temperatura o alle capacità parassite, concentra la zona sensibile.
- Il circuito di feedback negativo della gamba destra per la reiezione del segnale di modo comune (si veda Cap 3.5.1, "Circuito della gamba destra per migliorare CMRR")
- Se si conosce la banda del rumore, filtri passa basso, passa alto, o elimina banda a livello di *signal preprocessing*, perché i *CC-electrodes* sono più integrabili con componenti circuitali.

Grazie alla loro dimensione ridotta e all'assenza di contatto con la pelle, gli elettrodi capacitivi infatti possono essere integrati a componenti elettroniche *in loco*, realizzando così delle schede a circuito stampato (PCB). Possono poi essere facilmente combinati con tessuti, sedie e cinture o letti, tutti esempi di progetti sviluppati di recente, e configurati per una trasmissione wireless dei dati. In questo modo, sono installabili a livello domestico e il paziente che poi li indossa non se ne rende conto. I *CC-electrodes* wearable rientrano quindi nella branca degli E-textiles.

2.4. E-TEXTILES

Questo termine include tutti quei prodotti che rientrano sia nel settore tessile sia in quello elettronico. Oggi hanno un vastissimo campo di applicabilità, ad esempio si stanno sviluppando vari tipi di "indumenti smart" che sono in grado di rilevare la pressione sanguigna, o la

temperatura, il dispendio calorico, il livello di fatica e altri parametri durante una determinata attività.

Gli E-textiles vengono definiti come “materiali che sono in grado di modificare il loro comportamento in risposta a fattori o stimoli esterni dall’ambiente circostante, come ad esempio sorgenti di segnali meccanici, termici, chimici, elettrici, magnetici” (Nigusse , et al., 2021); quelli classificati come “attivi” sono sia sensibili ad alcune grandezze fisiche (come i passivi) ma possono anche reagire con risposte appropriate agli stimoli esterni; devono quindi essere composti da una componente sensoristica e da un attuatore.

Gli elettrodi E-textiles vengono in genere realizzati intrecciando con varie modalità una struttura tessile a delle componenti “elettroniche”; i supporti tessili possono essere tessuti, fibre o filamenti di materiali metallici, in polimeri conduttivi e in carbonio. Di seguito vengono riportati alcuni esempi e i relativi test per le valutazioni delle loro performance.

2.4.1. ELETTRODI E-TEXTILES METALLICI

Vengono realizzati intessendo l’elettrodo su un substrato di filato metallico, ovvero “fibre metalliche lavorate come se fossero tessuti” (Nigusse, et al., 2021).

La ragione principale di usare i metalli è la loro buona conducibilità. La conduttività di elettrodi di questo tipo è il requisito principale per avere un’impedenza di ingresso bassa che raccolga anche segnali di piccole ampiezze, quindi per ottenere un segnale di alta qualità. Rimane ovviamente il problema della corrosione, l’abrasione, l’alta densità e la poca flessibilità che li rendono pesanti e meno confortevoli. Non sono nemmeno lavabili perché i fili metallici potrebbero rompersi; la lavabilità e la possibilità di essere stirati sono importanti per elettrodi E-textiles wearable, che devono poter essere gestiti e mantenuti autonomamente dai pazienti (Nigusse, et al., 2021).

L’elettrodo con cui viene incorporato il filato può richiedere o no contatto diretto con la pelle (*contact e non-contact* elettrodi).

2.4.2. ELETTRODI E-TEXTILES CONTACT: sistema MagIC

Per quanto riguarda i primi, nel 2005 è stato realizzato presso il Polo Tecnologico della Fondazione Don Gnocchi di Milano un dispositivo denominato “Maglietta Interattiva Computerizzata” (“MagIC”) (Di Rienzo, et al., 2005). Si tratta di una maglietta costituita principalmente da elasthan e cotone (Figura 2.11 (A)), lavabile, sulla quale sono cuciti due elettrodi costituiti da fibre conduttive metalliche, che rimangono aderenti al torace grazie all’elasticità del tessuto e ai quali, prima di essere intrecciati (Figura 2.11(C)), si applica del gel

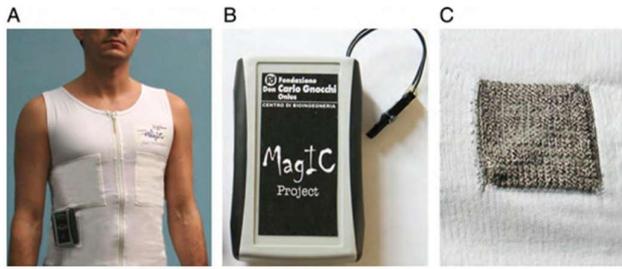


Figura 2.11 (Di Rienzo, et al., 2005) (A) Sistema MagIC. (B) Scheda elettronica portatile. (C) Elettrodo E-textiles cucito nell'indumento

conduttivo. Essi vengono posizionati a livello di quinto spazio intercostale, posizione che si è sperimentata dare minore artefatto di movimento.

Una scheda elettronica portatile (Figura 2.11 (B)), che rileva anche il movimento tramite un accelerometro, è fissata

all'indumento con una striscia di feltro; tale scheda contiene i componenti per il *signal preprocessing*, immagazzina le informazioni registrate e li trasmette ad un dispositivo esterno tramite Bluetooth. Elettrodi e scheda sono connessi tramite dei percorsi tessili costituiti dalle fibre metalliche dell'indumento. È presente anche un pletismografo piezoresistivo che è sensibile alle variazioni di circonferenza del torace per derivare da questa la frequenza respiratoria.

Valutazione delle performance. Il dispositivo è stato testato su 40 pazienti comparandolo con un sistema di elettrodi riferimento tradizionale per valutare la capacità di identificare il ritmo cardiaco e la presenza di aritmie, a riposo e a vari livelli di attività fisica. La **percentuale di artefatti**, definita come “i segmenti di ECG in cui le onde dell’ECG non sono univocamente identificabili” (Di Rienzo, et al., 2013) è stata dell’**1.42%** per il dispositivo testato e dell’**1.43%** per gli elettrodi di riferimento, nei test a riposo; durante l’esercizio fisico è stata del **4.07 %** per MagIC e del **17.31%** per l’ECG tradizionale. Per quanto riguarda la capacità di individuare aritmie, i parametri di **sensibilità** e **specificità** del sistema MagIC sono stati calcolati confrontando la rilevazione di battiti ectopici nelle due registrazioni e considerando come dati *gold standard* quelli del sistema ECG tradizionale, sono risultate rispettivamente del **99.7 %** e del **99.9 %**.

Infine, per valutare il livello di comfort i ricercatori si sono rivolti direttamente ai pazienti dopo il test: 38 di questi (su 40) hanno ritenuto l’indumento comodo e sufficientemente aderente anche nelle fasi dinamiche. Il progetto MagIC si è dimostrato essere di successo, soprattutto per quanto concerne la qualità del segnale e l’identificazione di aritmie.

Il limite di questo è l’unica derivazione, sull’asse dei soli due elettrodi, che riduce l’affidabilità delle informazioni estratte. Negli elettrocardiografi da laboratorio, infatti, è presente nel circuito un componente che fa da selettore di derivazioni, perché viene registrata una derivazione alla volta e poi si mettono insieme le informazioni per avere una maggior sicurezza di aver rilevato il segnale corretto (si veda Cap 3.1, “Digital Signal Processing”) L’uso di soli due elettrodi,

d'altra parte, ha permesso di semplificare il dispositivo in termini di dimensioni e peso e quindi di renderlo più stabile nelle fasi dinamiche.

2.4.3. ELETTRODI E-TEXTILES NON-CONTACT

Gli elettrodi non-contact possono essere meglio integrati con vari indumenti, cinture, sedie, sedie a rotelle o letti. A causa però dell'assenza di contatto sono più sensibili al movimento (si veda Cap 2.3, "CC-electrodes") ed essendo separati dalla pelle da un mezzo dielettrico, il passaggio di cariche è più ostacolato e quindi l'impedenza è decisamente maggiore.

Un esempio di sistema ECG wearable, con *CC-electrodes* è stato presentato dall'Università di McMaster nel 2012 (Nemati, Deen, & Mondal, 2012), comprensivo di indicazioni per il modulo elettronico e quello di trasmissione wireless, schematizzato nella Figura seguente (Figura 2.12). Il modello ricorda quello dei *CC-electrodes*, con un materiale di interfaccia, in questo caso un dielettrico, posto tra elettrodo e pelle. L'elettrodo è poi connesso al blocco di elaborazione del segnale.

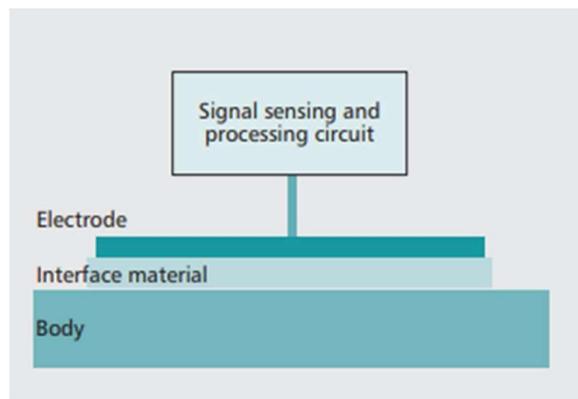


Figura 2.12 (Nemati, Deen, & Mondal, 2012). Interfaccia pelle-elettrodo.

Il sistema si compone di **tre PCB** di due strati l'una che funzionano da elettrodi, due di queste attaccate al petto e una, di riferimento, sull'anca destra (è un sistema a 3 derivazioni), per l'acquisizione e l'elaborazione del segnale e **una scheda principale (main PCB)** per il condizionamento e la trasmissione del segnale. Il dispositivo ECG è stato costruito intessendo gli elettrodi dentro una cintura estensibile per ridurre l'artefatto da movimento, fissata sopra una T-shirt di cotone indossata dal paziente. Anche *il main PCB* va attaccato alla T-shirt.

La capacità del condensatore proposto è funzione dell'area di contatto A , del mezzo dielettrico con costante dielettrica assoluta ϵ e del suo spessore d secondo la legge

$$C = \frac{\epsilon * A}{d}$$

Per aumentarla, si è preferito non considerare l'area di contatto, minimizzare lo spessore e utilizzare un panno invece di materiali isolanti (che hanno più alte costanti dielettriche) per prediligere il comfort e la sicurezza del paziente ed è stato scelto il cotone ($\epsilon = 1.6$, *spessore* = 0.35 mm).

Il segnale acquisito dagli elettrodi già a livello di PCB viene elaborato ed è tale da poter essere interpretato da un clinico, ma è comunque un segnale analogico. Per passare alla trasmissione Wireless dei dati e al *signal processing* “vero e proprio” digitale (DSP), il segnale deve essere digitalizzato, ovvero campionato, attraverso il blocco che in Figura 2.13 è definito come *analog-to-digital converter* (ADC). Prima di questo, sempre a livello di scheda principale, il segnale differenziale proveniente da due elettrodi viene amplificato attraverso un amplificatore strumentale, fatto passare attraverso un filtro passa basso (LPF), un filtro passa alto (HPF) e un filtro Notch a 60 Hz per eliminare i vari rumori (si veda Cap 3, “Rumori e artefatti: Signal Processing”). Prima di entrare nell'amplificatore strumentale, il percorso del segnale ECG viene collegato a massa tramite una resistenza (R_{bias}) per filtrare la componente continua e le componenti di rumore a bassa frequenza, e per scaricare l'accumulo di carica nel dielettrico. Poi entra nel buffer, passaggio essenziale per avere un'alta impedenza di entrata che compensi la bassa impedenza di ingresso del successivo stadio dell'amplificatore. Per quest'ultimo è stato scelto un modello con alto rapporto di reiezione di modo comune (CMRR) e bassa tensione di offset in input.

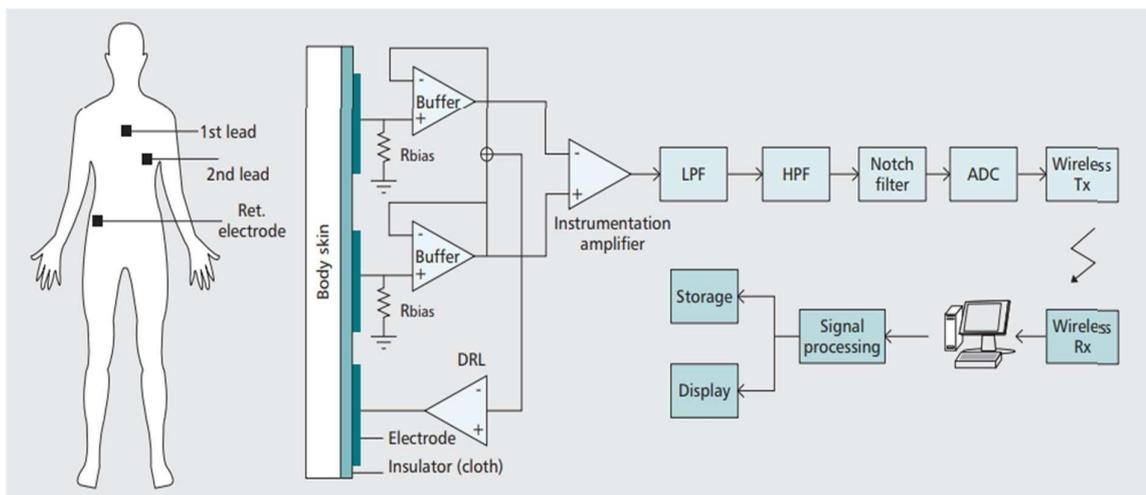


Figura 2.13 (Nemati, Deen, & Mondal, 2012). Rappresentazione schematica dell'architettura del sistema ECG proposto.

Buffers e circuiti precedenti sono stati montati sul retro dei PCB dei due elettrodi del petto, il resto dei componenti sul PCB principale.

È stato utilizzato il circuito della gamba destra per migliorare il CMRR (si veda Cap 3.5, “Metodi comuni di aumento CMRR”) montato dietro il PCB dell’elettrodo di riferimento per ridurre l’ingombro del sistema totale.

Il progetto include anche la realizzazione di un ricetrasmittitore con una dimensione minima (20 mmx20mm) e a basso consumo che utilizza il protocollo ANT per trasmettere il segnale dal *main PCB* ad una stazione di elaborazione.

Infine, per l’alimentazione del sistema è stata scelta una batteria ricaricabile trovando un compromesso tra la sua durata e la dimensione del sensore: una sottile batteria in litio con capacità di 256 mAh e tensione di 3V.

Valutazione delle performance.

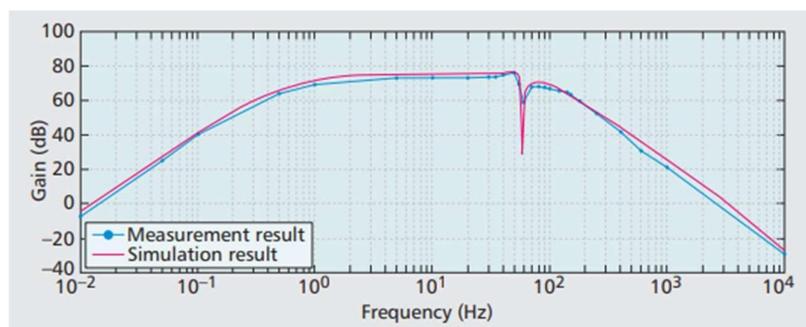


Figura 2.14 (Nemati, Deen, & Mondal, 2012).
Diagramma di Bode per valutare lo spettro in frequenza del sensore.

Per testare lo spettro di frequenze del sensore, i sensori sono stati messi a contatto con due piastre di metallo a cui è stata applicata pressione con frequenza variabile (da 0 a 10kHz), per simulare la forza generata dal segnale biologico. In Figura 2.14, sono visibili in un diagramma di Bode i due risultati della misura effettiva e della simulazione; è riportato il guadagno in decibel del sensore in funzione della frequenza del segnale per dati di misura (colore blu) e di simulazione (colore rosso): sono molto vicini quindi il sensore può essere considerato fedele. Inoltre, come previsto, le frequenze di taglio sono tra 0.5 e 85 Hz e, in corrispondenza della frequenza di 60Hz, il guadagno cala di 20 dB: evento desiderato perché è proprio la frequenza della linea elettrica in Canada, dove è stato portato avanti il progetto.

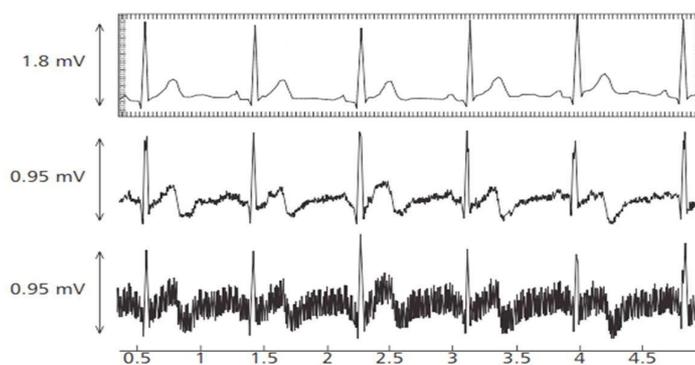


Figura 2.15. (Nemati, Deen, & Mondal, 2012). Misure prese nel dominio del tempo con sensori ECG Ag/AgCl convenzionali (in alto); CC-electrodes dopo il signal processing (in mezzo), CC-electrodes prima del signal processing. (in basso).

Per testare le risposte nel dominio del tempo del sensore, sono state confrontate misure prese con un sensore ECG convenzionale, *wet electrodes* Ag/AgCl a due derivazioni, in alto nella Figura 2.15, e misure prese con questi elettrodi prima e dopo il *signal processing* (Figura 2.15, in basso e in mezzo). Il filtro Notch a

60Hz ha eliminato quasi completamente il disturbo maggiore ad alta frequenza del segnale grezzo in basso per ottenerne il segnale processato (nel mezzo), il quale mostra qualche variazione in più tra un battito e l'altro, rispetto al segnale di riferimento (in alto), probabilmente dovuto ad artefatto da movimento. In ogni caso le onde P, T e QRS sono state facilmente individuate e a livello qualitativo i primi due tracciati sono stati ritenuti equiparabili.

2.4.4. ELETTRODI E-TEXTILES CON POLIMERI CONDUTTIVI

I motivi che fanno prediligere strutture tessili a base polimerica sono la leggerezza, la flessibilità, la reperibilità a basso costo e la facilità di uso e manutenzione. Rispetto a quelle metalliche sono più biocompatibili e resistono di più nel tempo. Ovviamente, devono pur sempre trasmettere il segnale, quindi bisogna scegliere polimeri con una buona conducibilità come, ad esempio, polipirrolo (PPy), polianilina (PANI), poli-3,4-etilendiossiofene (PEDOT), eventualmente drogato con poli-stirene solfonato (PEDOT: PSS) o poliestere (PET). Le scarse proprietà meccaniche, però, e la conduttività dei polimeri, che si ricorda essere il requisito principale di questi elettrodi, rimangono comunque inferiori ai metalli.

Il metodo più comune usato per realizzare questi E-textiles con polimeri conduttivi è l'applicazione di polimeri già polimerizzati o polimerizzanti *in situ* sulla struttura tessile, formando così uno strato sottile e omogeneo di ricopertura del tessuto. Lo spessore di questo strato è determinante per le proprietà meccaniche e per la resistenza del dispositivo nel complesso e dipende dalle modalità di *coating*, dai tempi di reazione e dalle concentrazioni dei reagenti (Nigusse, et al., 2021).

Ad esempio, in (Trindade, Martins, & Baptista, 2015) due strati di PEDOT sono stati fatti polimerizzare *in situ* tramite un processo ottimizzato di polimerizzazione in fase vapore (VPP) su un substrato di tessuto a trama semplice di poliestere.

Grazie ad un sistema di ricamo digitale a sei aghi, gli elettrodi così fabbricati sono stati trasformati in sensori integrandoli con del velcro e fissati ad una piastra tessile incastonata in una fascia elastica sul petto. Gli elettrodi E-textiles valutati sono stati quelli costituiti da **tessuto a trama semplice di PET**; ma per eseguire un buon confronto delle performance, ne sono stati realizzati altri con tre diversi di tessuti: tessuto commerciale composto per il 70% di fibre di bambù e 30% di argento, tessuto non tessuto NW170-PI-15, poliestere twill T-PI-50. I primi due hanno una superficie più regolare e a nastro aperto; il tessuto non tessuto ha una superficie porosa. Inoltre, il tessuto a base di argento ha una maggiore resistenza nominale di foglio (Figura 2.16).

Valutazione delle performance.

Due parametri sono stati oggetto di test:

- **Resistività superficiale (R_{sq}):** è il rapporto tra resistenza e fattore geometrico (distanza/larghezza) di un campione e si misura in $\frac{\Omega}{sq}$ ($\frac{ohm}{square}$). È stata

Sample type	Nominal range R_{sq} (Ωsq^{-1})	R_{sq} (Ωsq^{-1})
PEDOT	10	9.7 ± 1.5
T-PI-50	50	90.6 ± 2.5
NW170-PI-15	15	24.1 ± 0.9

Figura 2.16. (Trindade, Martins, & Baptista, 2015)
Valori nominali delle resistenze superficiali dei vari tessuti nella prima colonna e valori sperimentali delle stesse nella seconda colonna.

calcolata nei diversi elettrodi tessili con un amperometro programmabile, facendo variare la concentrazione molare della soluzione usata nella sintesi del polimero (soluzione acquosa ossidante contenente Ferro) e il numero di strati di polimerizzazione. È stato concluso che nell'intervallo 0.8M:1.6M di tale concentrazione, R_{sq} è costante a circa $20 \frac{\Omega}{sq}$ e che, con l'aumento di strati di polimerizzazione e di concentrazioni molari minori di 0.8M, R_{sq} tende a decrescere velocemente. Sono stati i scelti i parametri ottimali di concentrazione molare = 1M e due strati di polimerizzazione.

- I valori sperimentali di **SNR** per i vari tessuti in condizioni asciutte e di umidità sono mostrati in Figura 2.17, in cui sono stati inclusi nei dispositivi

Electrode type	Source	SNR (dB)/dry	SNR (dB)/moist	R_{sq} (Ωsq^{-1})
Gel cleartrace	ConMed	-	31.7 ± 0.2	-
PEDOT	Laboratory	28.1 ± 1.1	32.7 ± 0.5	9.7 ± 1.5
T-PI-50	Eeonyx Corp.	26.6 ± 0.7	-	90.6 ± 2.5
NW170-PI-15	Eeonyx Corp.	26.5 ± 1.0	-	24.1 ± 0.9
30% silver	LessEMF Inc.	28.6 ± 0.7	33.4 ± 0.5	<1

Figura 2.17 (Trindade, Martins, & Baptista, 2015).
Performance dei vari elettrodi in termini di SNR.

a confronto anche gli elettrodi a gel tradizionali. Gli elettrodi PEDOT e quelli a base di rame sono i migliori, con valori SNR di circa 28-28.5 dB.

Sono state inoltre misurate le ampiezze medie del segnale di rumore per i diversi sensori, trovando che per gli elettrodi PEDOT e a base di rame questa è centrata intorno a 37μV, per gli altri tre intorno a 30μV. Questi valori raggruppano dispositivi con superfici con caratteristiche simili, ciò ha fatto pensare che non solo i valori di resistenza

ma anche la morfologia delle superfici sono parametri determinanti per una buona prestazione di questi dispositivi.

In conclusione, dopo aver considerato le performance di tutti i dispositivi E-textiles illustrati, ovvero il sistema MagIC, i *CC-electrodes* dell'università di McMaster e quelli realizzati con PEDOT, si può affermare la buona riuscita di tutti e tre i sistemi, che sono stati in grado di rilevare un segnale elettrocardiografico sufficientemente accurato ma anche di arginare gli inconvenienti dei precedenti.

3. RUMORI E ARTEFATTI: SIGNAL PROCESSING

3.1. SPETTRO SEGNALE ECG E DIGITAL SIGNAL PROCESSING

Lo spettro del segnale ECG va in generale **da 0.5 a 100 Hz**. In condizioni anomale o patologiche o di rumore accentuato, la banda può però allargarsi da 0.01 a 250 Hz. In ogni caso, il 90% dell'energia spettrale del segnale si concentra nella banda 0.5 Hz-2Hz.

La sua ampiezza è generalmente compresa nell'intervallo **0.1- 4 mV**.

È un segnale **stazionario**, nel senso che presenta caratteristiche invariabili nel tempo, per brevi tratti. Non è un segnale periodico, ma il suo contenuto è concentrato in alcune bande di frequenza. Si dice che è **pseudoperiodico**: “*Funzione pseudoperiodica*: ogni funzione che, pur non essendo periodica in senso stretto, [...] assume valori massimi relativi o minimi relativi in corrispondenza di multipli interi di un intervallo minimo di variazione della variabile, detto pseudoperiodo” (Treccani, 1996).

In Figura 3.1, è raffigurato un diagramma delle frequenze caratteristiche delle onde precedentemente spiegate. È evidente che le onde P e T rimangono confinate alle basse frequenze; l'onda P ha uno spettro più ampio e più distribuito mentre l'onda T ha quasi tutte le frequenze concentrate nella fascia 0-5 Hz. Il complesso QRS è quello che ha la maggior parte delle componenti di frequenza più alte che arrivano fino a 40 Hz, con un picco attorno ai 10 Hz. Ovviamente il diagramma è molto indicativo perché il contenuto spettrale è influenzato anche dal soggetto, dalla derivazione in questione e altri fattori.

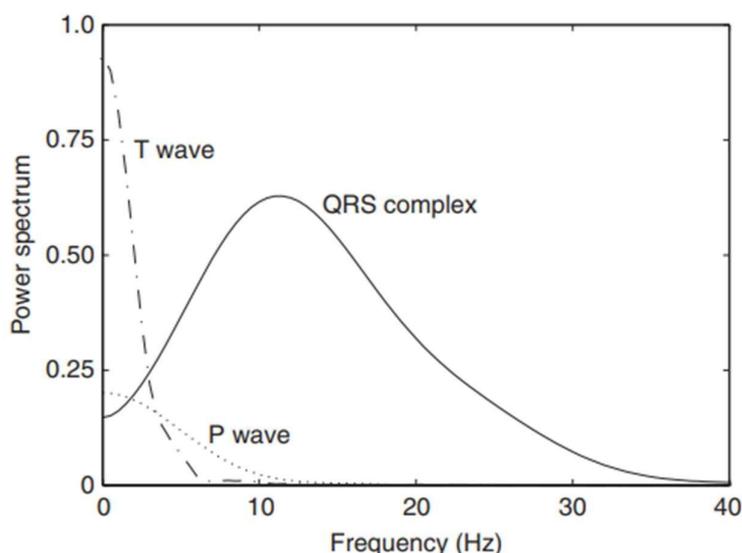


Figura 3.1 (Sörnmo L., 2006). Contenuto in frequenza ECG.

Il segnale ECG dopo essere stato registrato e pre-processato (in Figura 3.2, in uscita dal convertitore analogico-digitale (ADC)), viene sempre fatto passare attraverso ulteriori opportuni step di elaborazione del segnale corrispondenti al blocco “microProcessing o “Digital Signal Processing” (“ μ P o DSP”) in Figura 3.2, solitamente in altra sede rispetto agli elettrodi. Questa fase serve per migliorare l’accuratezza e la riproducibilità della misura e per estrarre nuove informazioni non ricavabili dal segnale grezzo. Nel caso di elettrodi wearable E-textiles, come quelli spiegati in precedenza (Cap 2.4), i blocchi che precedono il DSP vengono inclusi nella struttura tessile.

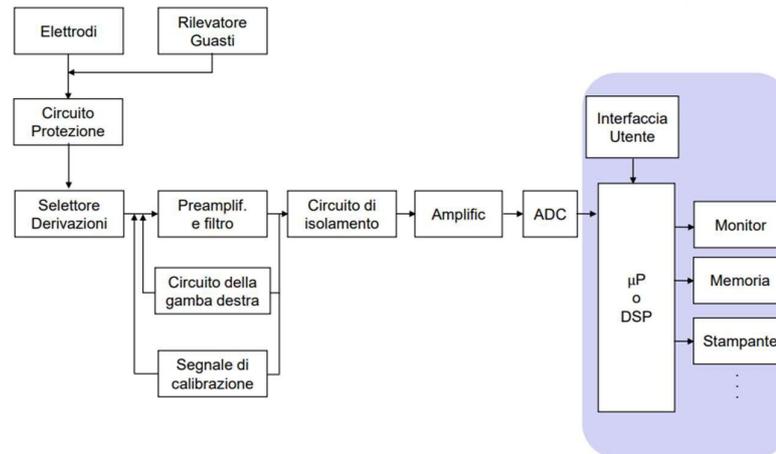


Figura 3.2 (slides prof M. Schiavon). Elettrocardiografo standard. Il blocco μ P o DSP sta per “micropocessor” o “Digital Signal Processing”.

La **riduzione del rumore** è l’obbiettivo principale del DSP. Le maggiori fonti di rumore sempre presenti in una registrazione elettrocardiografica sono *baseline wander*, *powerline interference*, rumore elettromiografico e artefatto da movimento. Di seguito vengono analizzate una per una e illustrati alcuni dei procedimenti usati per eliminarle, preceduti da una breve spiegazione sui filtri *finite impulse response* (FIR) e *infinite impulse response* (IIR).

3.2. FILTRI FIR E IIR

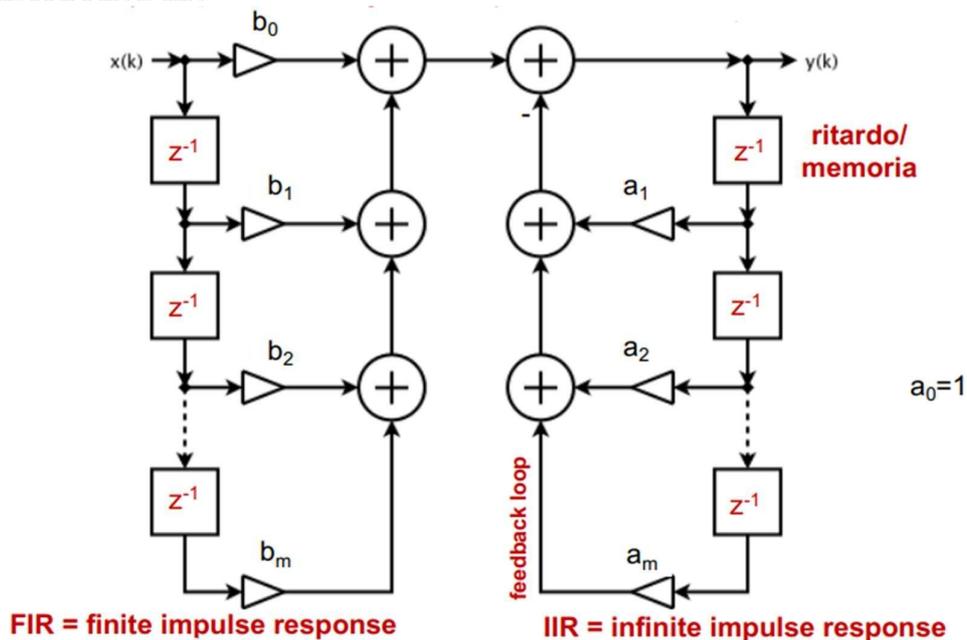


Figura 3.3 (slides prof T. Erseghe). Struttura a blocchi dei filtri FIR (solo la parte di sinistra), e IIR (include anche il feedback loop a destra).

I filtri digitali sono raggruppabili in due grandi categorie: **filtri IIR** e **filtri FIR** (Figura 3.3). A seconda delle specifiche di progetto, vengono utilizzati gli uni o gli altri.

Questi filtri sono implementabili con sistemi descritti da equazioni differenziali (con segnali discreti in ingresso) a coefficienti costanti; la Trasformata Zeta $H(z)$ di un filtro digitale definito da un'equazione differenziale è una funzione razionale in z , e viceversa. La variabile z è una generica variabile complessa. Una funzione razionale, per definizione, ha come numeratore e denominatore due polinomi che, nei filtri fisicamente realizzabili, hanno coefficienti reali.

Ogni filtro lineare tempo-invariante è approssimabile da un'equazione alle differenze finite in z .

I coefficienti a_i e b_i , con $i=0,1, 2, \dots, m$ in Figura 3.3 identificano la funzione di trasferimento $H(z)$ come funzione razionale fratta, propria o impropria

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^m b_i z^{-i}}{\sum_{i=0}^n a_i z^{-i}}$$

(3. 1)

3.2.1 FILTRI FIR

La principale differenza tra i due è indicata dal loro nome: i primi hanno risposta impulsiva finita (**finite impulse response**).

La **risposta impulsiva** di questi filtri nel tempo ha la seguente forma (Litwin, 2000)

$$h(n) = \begin{cases} 0, & n \leq \tau_1 \\ 0, & n \geq \tau_2 \end{cases}$$

(3. 2)

dove n è il tempo discreto, τ_1 e τ_2 sono due costanti,

$$-\infty < \tau_1 < \tau_2 < +\infty.$$

Essi sono semplici da realizzare perché non hanno blocchi di retroazione, come i FIR, sono infatti detti anche filtri **non ricorsivi**.

L'**equazione alle differenze** è infatti di tipo non ricorsivo

$$y(n) = - \sum_{i=0}^m b_i x(n-i)$$

(3. 3)

L'uscita $y(n)$ dipende solo da un numero finito di precedenti segnali di ingresso e i coefficienti a_i sono tutti nulli, ad eccezione di $a_0=1$ (Figura 3.3). La funzione di trasferimento di questi filtri non ha poli. L'architettura tipica è quella visibile in Figura 3.3 a sinistra (manca il blocco di ritardo).

Non avendo poli, sono sempre **bibostabili** poichè vale il seguente teorema: *filtri espressi da funzioni di trasferimento razionali proprie o improprie sono bibostabili se e solo se tutti i poli di $H(z)$ hanno modulo minore di 1*; ovviamente se non hanno poli sono bibostabili (slides prof. T. Erseghe). Inoltre, non hanno un vero e proprio parallelo filtro analogico.

Altro vantaggio di questi filtri FIR è che se hanno risposta impulsiva simmetrica, **hanno una risposta lineare in fase**, requisito importantissimo nella realizzazione di filtri. (si veda Cap 3.2.3, "Zero phase filter").

Il contro dei FIR è che presentano una bassa sensibilità alla precisione dei coefficienti a_i e b_i : sono richiesti più coefficienti e serve quindi una maggiore implementazione con più blocchi.

3.2.2. FILTRI IIR

I secondi (*infinite impulse response*) hanno risposta impulsiva infinita e la loro struttura a blocchi contiene almeno un **feedback loop**. Infatti, almeno uno dei coefficienti a_i di Figura 3.3 (a_0 a parte), non è nullo.

La **risposta impulsiva** di questi filtri nel tempo è analoga a quella dei filtri FIR, con τ_2 o τ_1 uguale a $\pm\infty$.

L'equazione alle differenze invece è di tipo **ricorsivo**

$$y(n) = - \sum_{i=0}^m a_i y(n-i) + \sum_{i=0}^n b_i x(n-i)$$

(3. 4)

L'uscita presenta una serie di blocchi aggiuntivi di **delay** (Figura 3.3 destra), in aggiunta alla struttura tipica del filtro FIR. Essa, quindi, non dipende solo dall'ingresso ai tempi precedenti, ma anche dalle precedenti uscite $y(n-i)$.

Uno dei vantaggi principali è che per implementarli è sufficiente un numero minore coefficienti perché, grazie alla retroazione, l'efficacia del filtraggio è più sensibile a questi. Hanno inoltre un corrispondente filtro analogico.

È però sempre presente il rischio di **instabilità**, che rende questi filtri sfavorevoli nella maggior parte delle applicazioni: l'uscita può divergere anche quando il segnale di ingresso è nullo.

Il più grande problema relativo all'uso di questi è che **la fase non è lineare con la frequenza** (si veda Cap 3.2.3, "Zero phase filter").

Un buon modo per risolvere il problema della non-linearità di fase è realizzare un filtro IIR a fase zero tramite un'operazione di *Forward-Backward*, implementabile in Matlab con la funzione **filtfilt**, tecnica molto utilizzata nell'*ECG signal processing* (si veda Cap 3.2.4, "Filtro *Forward-Backward*").

3.2.3. ZERO PHASE FILTER

Un filtro a fase lineare, cioè con risposta di fase lineare in frequenza e derivata della fase rispetto alla pulsazione costante, introduce solo uno shift nel segnale e non altera le relazioni temporali tra le sue componenti: tutte le frequenze sono sfasate della stessa quantità perché la derivata della fase rispetto alla pulsazione è costante e non c'è distorsione; si parla di "ritardo di gruppo".

Uno *zero phase filter* è un caso particolare di un filtro a fase lineare in cui la derivata della fase è nulla. Di conseguenza, la risposta impulsiva reale $h(n)$ è pari; quindi soddisfa

$$h(n) = h(-n) \quad \text{con } n \in \mathbb{Z}$$

(3. 5)

Inoltre, segnali pari e reali hanno trasformate di Fourier pari e reali: quindi per qualsiasi risposta impulsiva $h(n)$ pari, la risposta impulsiva in frequenza $H(e^{j\omega T})$ è reale e pari (si parla sempre di filtri reali per essere fisicamente realizzabili).

Quindi, si può definire un filtro a fase zero *quando la sua risposta in frequenza $H(e^{j\omega T})$ è una funzione reale e pari di ω e quando $H(e^{j\omega T}) > 0$ nella banda passante del filtro.* (una risposta impulsiva in frequenza reale $H(e^{j\omega T})$ può avere fase nulla o fase $= \pi$, con fase nulla è positiva).

Una risposta impulsiva si dice **causale** se è attiva solo a tempi positivi

$$h(n) = 0, \quad n < 0$$

(3. 6)

Ovviamente, un tale filtro non può essere causale, ma la causalità non è un requisito richiesto in molte applicazioni off-line.

3.2.4. FILTRO FORWARD-BACWARD

L'escamotage del *Forward-Backward* permette di ottenere la linearità di fase e non provoca nemmeno uno sfasamento di fase (che si verifica invece nei filtri già a fase lineare), ma è un metodo che implica un consistente ritardo di elaborazione. Bisogna infatti aspettare un tempo di latenza sufficiente per l'operazione di inversione temporale (2) spiegata in seguito. Di conseguenza, si applica solo quando è permesso ritardo di elaborazione; quindi, ad esempio nelle fasi di *post-processing* di dati già memorizzati e pronti, non in *real-time processing* quando bisogna acquisire e filtrare i dati in tempo reale (Veen, 2013)

Gli step che realizzano un tale filtro sono:

- 1) il segnale in input viene processato con un filtro IIR "in avanti" con una convoluzione.

Nel dominio di Fourier questa si mappa in un prodotto

$$z(n) = h(n) * x(n)$$

(3. 7)

$$Z(e^{j\omega}) = H(e^{j\omega})X(e^{j\omega})$$

(3. 8)

- 2) inversione nel tempo del segnale output filtrato di 1); questa si mappa nell'operazione del coniugio

$$w(n) = z(-n)$$

(3. 9)

$$W(e^{j\omega}) = Z^*(e^{j\omega}) = H^*(e^{j\omega})X^*(e^{j\omega})$$

(3. 10)

- 3) ripetizione del filtro $h(n)$ "all'indietro", a cui viene dato in input il segnale invertito nel tempo

$$v(n) = h(n) * w(n)$$

(3. 11)

$$V(e^{j\omega}) = H(e^{j\omega})W(e^{j\omega}) = |H(e^{j\omega})|^2 X^*(e^{j\omega})$$

(3. 12)

4) nuovamente ri-inversione temporale del segnale output 3) filtrato due volte. Ancora una volta si usa la proprietà dell'inversione temporale

$$y(n) = v(-n)$$

(3. 13)

$$Y(e^{j\omega}) = V^*(e^{j\omega}) = |H(e^{j\omega})|^2 X(e^{j\omega})$$

(3. 14)

Grazie alla proprietà dell'inversione temporale della Trasformata Discreta di Fourier (DTFT), la funzione di trasferimento risultante è

- **a fase zero** perché lo sfasamento di ogni frequenza è opposto nei due filtri di direzione opposta e quindi si cancella (nel primo filtro è un anticipo e nel secondo è un ritardo, o viceversa): le caratteristiche morfologiche del tracciato non vengono alterate.
- equivalente al modulo al quadrato della funzione H "originale".
- Essendo un modulo al quadrato, è **reale, positiva e pari**: ha i requisiti per essere una funzione a fase zero.
- **non causale**
- non implementabile senza avere tutta la sequenza x(n) disponibile prima del filtro, non si può applicare "al volo" durante l'acquisizione dei dati (Veen, 2013).

3.3. BASELINE WANDER

L'interferenza della linea di base (BLH) è una componente di rumore a bassa frequenza del segnale ECG. Può avere diverse cause, principalmente oscillazioni dovute alla respirazione, colpi di tosse, movimenti del corpo, ma anche preparazione inadeguata della cute, polarizzazione degli elettrodi o connessione scarsa tra i cavi dell'elettrodo e la strumentazione.

È uno dei disturbi principali; la frequenza è in genere minore di 0.5 Hz, ma in condizioni di movimento accentuato e stress può raggiungere i 3 Hz. Ha un'ampiezza molto maggiore dell'ampiezza del picco QRS. Questo disturbo distorce il segnale ECG e va rimosso, in

particolare può alterare la morfologia delle onde P, T e delle linee isoelettriche come il segmento ST, che non risulta ben definito. Tuttavia, l'effetto più visibile dell'azione di questo disturbo è il fatto che la linea di base sembra appunto “vagare” (*wander*), muoversi su e giù (Figura 3.4).

La rimozione di questo disturbo è critica per l'analisi clinica e l'individuazione di anomalie nel segnale.

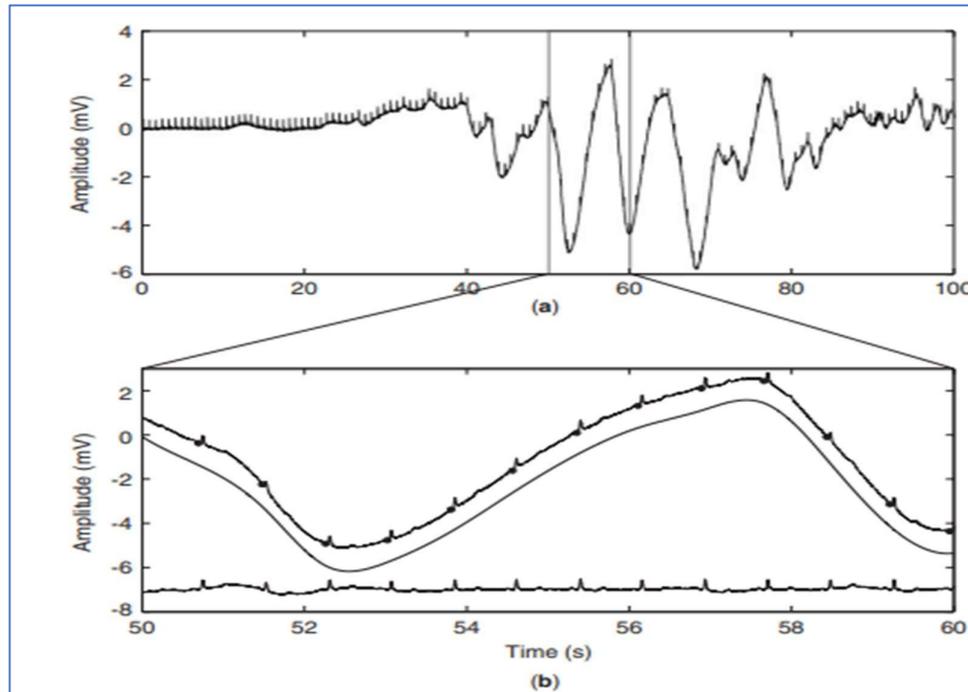


Figura 3.4 (Sörnmo L., 2006) **a)** Baseline wander di ECG dovuta a improvvisi movimenti del corpo. **b)** individuazione della BLH con l'algoritmo di Cubic Spline (la linea continua) ed estrazione del puro segnale ECG (grafico b) in basso); il tracciato ECG torna ad avere la sua forma caratteristica con una linea di base molto meno “mobile”.

I metodi più utilizzati per rimuoverla sono filtri passa alto FIR, filtri passa alto IIR con l'accorgimento del *Forward-Backward*, filtri a media mobile, decimazione del segnale.

3.3.1. FILTRO PASSA ALTO FIR

È l'idea più immediata per un filtro passa alto con caratteristiche lineari tempo-invarianti.

Le frequenze di taglio devono essere scelte in modo che il segnale di interesse ECG sia il più possibile intoccato e il segnale BLH sia del tutto eliminato (difficile nelle situazioni di movimento e stress, in cui la BLH contiene anche componenti frequenziali maggiori di 0.5 Hz). È vero che generalmente la banda del segnale ECG va dai 0.5 Hz ai 100 Hz, ma serve individuare delle frequenze di taglio più precise. Si può assumere che in condizioni di bradicardia, ovvero in regime di frequenza cardiaca ridotta, i battiti per minuto possano scendere a 40 al minuto (corrispondono ad una frequenza di $40 \text{ battiti} / 60 \text{ s} = 0.67 \text{ Hz}$) ma,

essendo il battito cardiaco non regolare, è meglio scegliere una frequenza di taglio più bassa di 0.5 Hz per essere sicuri di non eliminare frequenze di interesse. La BLH è più accentuata in situazioni di stress e in caso di ECG dinamico, quando il battito cardiaco è più veloce, perché aumenta la fatica e la necessità di portare sangue ai distretti corporei: può essere più efficiente adattare le frequenze di taglio variandole nel tempo, in funzione della frequenza cardiaca.

Un filtro passa alto può essere semplicemente realizzato con la seguente funzione di trasferimento,

$$H(e^{jw}) = \begin{cases} 0, & 0 < |w| < w_c \\ 1, & w_c < |w| < \pi \end{cases} \quad (3.15)$$

La risposta impulsiva di questo filtro nel tempo ha però lunghezza infinita

$$h(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{w_c}^{\pi} 1 e^{jwn} dw + \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{-w_c} 1 e^{jwn} dw = \begin{cases} 1 - \frac{w_c}{\pi}, & n = 0 \\ \frac{-\sin(w_c n)}{\pi n}, & n = \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases} \quad (3.16)$$

È quindi necessario moltiplicare $h(n)$ per una funzione rettangolare $g(n)$ come ad esempio la seguente, o con una qualsiasi funzione finestra, per “troncare” questa estensione illimitata (Kher, 2019)

$$g(n) = \begin{cases} 1, & |n| = 0, \dots, L \\ 0, & otherwise \end{cases} \quad (3.17)$$

Il problema dei filtri FIR è che per raggiungere un compromesso ragionevole tra l’attenuazione di *stopband* e la larghezza di banda passante, e quindi per essere accurati e performanti nell’eliminazione del rumore, devono avere un ordine sufficientemente grande (Kher, 2019): servono molti più coefficienti per raggiungere un buon livello di complessità, rispetto a quanti ne servono per i filtri IIR zero (si veda Cap 3.2, “Filtri FIR e IIR”). Tuttavia, sono preferibili per la loro stabilità e perché non portano distorsione di fase.

3.3.2. FILTRO PASSA ALTO IIR

Le considerazioni fatte per le frequenze di taglio sono analoghe a quelle dei filtri FIR.

I filtri IIR permettono di ottenere transizione di frequenza di taglio netta anche con un ordine minore dei filtri FIR: servono meno coefficienti e sono più semplici da realizzare. Presentano però distorsione di fase; per contrastare questa proprietà, si può usare un filtro bidirezionale

Forward-Backward che consente di ottenere una funzione di trasferimento a fase zero (si veda Cap 3.2, “Filtri FIR e IIR”).

3.3.3. DOWNSAMPLING PER RIMUOVERE BLH

Un'altra tecnica può essere un filtro lineare a bassa complessità che alteri la frequenza di campionamento, diminuendola: la BLH ha una banda in frequenza molto ristretta; un modo per rimuoverla potrebbe essere quello di diminuire la frequenza di campionamento rispetto a quella originale del segnale, operazione chiamata decimazione (o **downsampling**: ridurre la frequenza di campionamento di un numero intero) (Sörnmo & Laguna, Chapter 7 - ECG Signal Processing, 2005).

Gli step di implementazione sono rappresentati in Figura 3.5:

- 1) Decimazione del segnale, includendo prima un filtro *antialiasing*.

Quando il fattore di campionamento D è un numero intero, l'output del *downsampling* è un segnale con una frequenza di campionamento che è $1/D$ volte quella del segnale input: fondamentalmente ogni D campioni del segnale input vengono mantenuti, e tra questi vengono rimossi $D-1$ campioni.

Nel dominio nel tempo questo passaggio si esprime come

$$y(n) = \begin{cases} x(nD), & \text{if } n \text{ divides } D \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.18)$$

Per evitare *aliasing*, è necessario pre-filtrare il segnale: se la decimazione è di un numero intero D , per il teorema del Campionamento, il segnale in entrata deve essere prima limitato in banda $|\omega| \leq \pi/D$

$$z(n) = h_a(n) * x(n) \quad (3.19)$$

Dove la funzione h_a deve essere tale da eliminare la banda sopra scritta; quindi, ad esempio nel dominio della frequenza potrebbe essere realizzata così

$$H_a(e^{j\omega}) = \begin{cases} 1, & |\omega| < \frac{\pi}{D} \\ 0, & \frac{\pi}{D} \leq |\omega| \leq \frac{\pi}{D} \end{cases} \quad (3.20)$$

seguita da un filtro discreto lineare tempo-variante, che rappresenta il vero passaggio di *downsampling* di fattore D (primo blocco D in Figura 3.5)

$$z_d(m) = z(mD) \quad (3.21)$$

- 2) filtro bassa passo $h(m)$ (in Figura 3.5) per produrre e isolare in uscita una stima della componente della linea di base $z_f(m)$: la frequenza di taglio di questo filtro è D volte maggiore di quella che sarebbe richiesta per il segnale originale perché va normalizzata con le nuove frequenze di campionamento.
- 3) Interpolazione della stima di BLH per ripristinare la frequenza di campionamento originaria, inizializzata tramite inserimento di zeri tra campioni successivi del segnale $z_f(m)$. Si ottiene $z_u(n)$.
Tale interpolazione causa una ripetizione periodica dello spettro in frequenza e quindi anche in questo caso $z_u(n)$ va fatto passare attraverso un filtro passa basso per evitare *aliasing*, per il quale può essere riutilizzata la funzione $h_a(t)$ precedente, essendo identici i coefficienti di alterazione di frequenza.
- 4) sottrazione di questa stima BLH, chiamata $y(n)$ in Figura 3.5, dal segnale ECG originale $x(n)$ per correggere questa fonte di rumore.

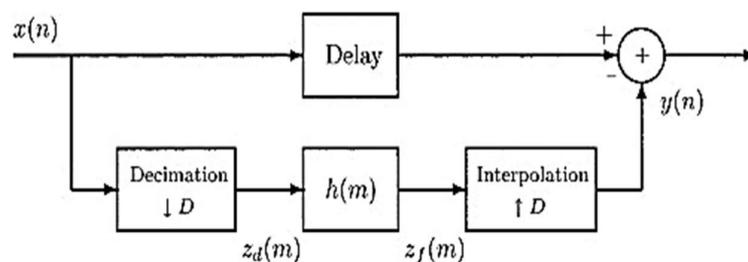


Figura 3.5 (Sörnmo & Laguna, Chapter 7 - ECG Signal Processing, 2005). Schema a blocchi del processo di rimozione di BLH tramite downsampling.

3.3.4. CONSIDERAZIONI

Oggi si ricorre anche e soprattutto a metodi più complessi per la BLH, come filtri a media mobile, la trasformata di Wavelet, il fitting polinomiale e le *spline* cubiche. Tuttavia, come mostrato anche in (Kaur, Singh, & Seema, 2011), in termini di densità spettrale di potenza (PSD), rapporto segnale-rumore (SNR) e potenza media, i tradizionali filtri IIR

Forward-Backward rimangono un buon compromesso tra la semplicità di progettazione e la buona performance.

3.4. POWERLINE INTERFERENCE

L'**interferenza elettromagnetica** (EMI) o della linea elettrica (PI) è la componente di rumore più comune del segnale ECG, in quanto linee elettriche sono sempre presenti sia per collegare il dispositivo ECG (non wearable) all'alimentazione, nel caso di ECG da laboratorio, ma anche in stanze di edifici per la presenza di cavi sotto i pavimenti e nelle pareti. Le sue frequenze caratteristiche sono **50 Hz** (frequenza corrente elettrica in Europa) e **60 Hz** (in America), eventualmente accompagnate da una serie di armoniche. Questo rumore quindi in frequenza si

sovrappone e va ad alterare i picchi QRS. Il filtro migliore è di conseguenza il filtro **Notch**, o filtro elimina banda, che attenua solo certe componenti.

Inoltre, nel progetto di un filtro Notch per PI è necessario prestare attenzione al fatto che per non distorcere del segnale, i filtri Notch devono presentare una banda di attenuazione in frequenza molto stretta, che però porta ad un filtraggio inefficace nel caso di grandi “salti” di frequenza o di ampiezza della PI o nel caso di picchi QRS che agiscono come ingressi indesiderati di grande ampiezza e durata brevissima in input al filtro (Sörnmo & Laguna, 2006). Tuttavia, la diminuzione della larghezza di banda Notch si ripercuote in risposte del filtro transitorie più lunghe (Hamilton, 1996). Come studiato in (Hamilton, 1996) i filtri Notch non lineari adattivi sono preferibili a quelli lineari non adattivi, più sensibili alle variazioni: comparando le performance di due filtri Notch 60 Hz, uno adattivo, che genera internamente una stima del rumore e la sottrae, e uno non-adattivo, l’output del primo è risultato molto meno influenzato dai complessi QRS del secondo, più compromesso da questi a causa del fenomeno del *filter ringing*. Inoltre, il filtro adattivo presenta un parametro migliore di riduzione di entropia del segnale residuo, parametro scelto per misurare la capacità del filtro di individuare delle modifiche dell’ampiezza di rumore.

La Figura 3.6 mostra un esempio di come l’interferenza EMI alteri il segnale ECG e introduca un picco a 50 Hz sul suo spettro in frequenza.

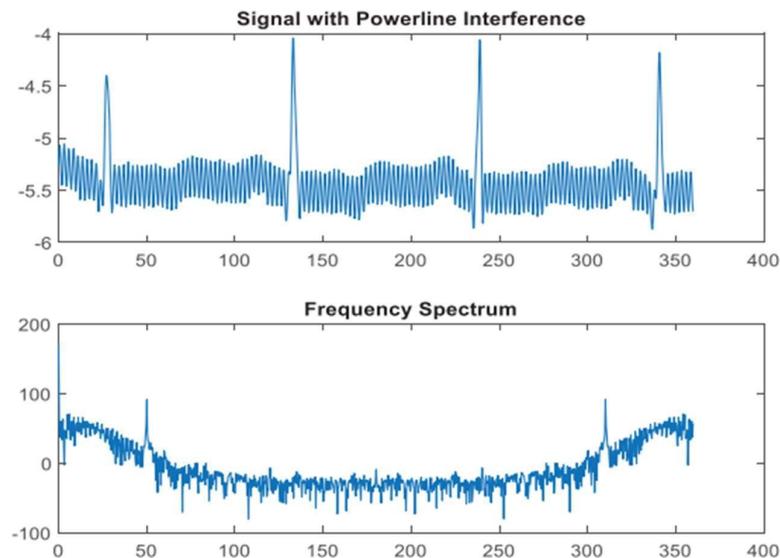


Figura 3.6 (Shubhankar S., 2019). In alto, esempio di segnale ECG distorto e contaminato da EMI. In basso, spettro in frequenza del segnale distorto con picco a 50 Hz.

3.4.1. CATTURA DI CAMPO ELETTROMAGNETICO

L'interferenza EMI si manifesta con due meccanismi:

- 1) **CATTURA DI CAMPO ELETTRICO:** le linee elettriche quando sono attraversate da una corrente variabile nel tempo generano un campo elettrico nei dintorni, che può andare in accoppiamento con l'elettrocardiografo, con il paziente stesso attraverso la pelle o con i cavi di collegamento del dispositivo. Si può modellare questo fenomeno con dei condensatori di accoppiamento che collegano le linee elettriche al resto: in Figura 3.7 i condensatori C_1 e C_2 causano interferenza perché vengono attraversati dalle correnti i_{d1} e i_{d2} , le quali non entrano nell'elettrocardiografo, per l'alta impedenza, ma vanno verso le impedenze della pelle del paziente Z_1 e Z_2 , per poi scaricarsi a terra attraverso l'impedenza Z_G (Z_{ground}). Ovviamente questo altera i due segnali in input all'elettrocardiografo v_A e v_B . Utilizzando valori nominali di Z_1 , Z_2 , i_{d1} , i_{d2} e considerando, come suggerito in (Winter & Webster, 1983), $i_{d1} \approx i_{d2}$, si trova infatti che, a causa di questo fenomeno, si presenta una tensione di modo comune (v_{cm}) sul paziente (circuito in Figura 3.7),

$$v_{cm} = (i_{d1} + i_{d2})Z_G = 2(6nA)(50k\Omega) = 600\mu V$$

(3. 22)

I voltaggi all'ingresso dell'amplificatore vengono alterati per un valore stimato di

$$v_A - v_B = i_{d1}Z_1 - i_{d2}Z_2 \approx i_{d1}(Z_1 - Z_2) = (6nA)(20k\Omega) = \mathbf{120 \mu V} = 0.12 mV$$

(3. 23)

,
quindi uno sfasamento di tensione non trascurabile, considerato che l'ampiezza tipica dei picchi P e T è 0.3 mV (Webster, 1998). Questo offset va ad interferire sul segnale di modo differenziale dell'amplificatore.

La corrente potrebbe anche passare dai fili direttamente al paziente (in Figura 3.8, corrente i_{db}) e poi a terra tramite Z_G . L'effetto è un'interferenza su v_{cm} , tensione aggiuntiva che si presenta in tutto il corpo. Questa potrebbe essere comunque completamente compensata realizzando un amplificatore con un rapporto di reiezione di modo comune (CMRR) molto alto. Utilizzando valori tipici di impedenze e correnti, si stima che (Figura 3.8)

$$v_{cm} = i_{db}Z_G = (0.2 \mu A)(50k\Omega) = 10 mV$$

(3. 24)

Grazie alla presenza delle impedenze pelle-elettrodo Z_1 e Z_2 e al valore di Z_{in} dell'amplificatore finito e non infinito, come negli amplificatori ideali, l'effetto di v_{cm} sulla tensione differenziale è

$$v_A - v_B = v_{cm} \left(\frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_1} - \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_2} \right);$$

(3. 25)

ma, essendo tipicamente $Z_1 Z_2 \ll Z_{in}$ e utilizzando valori nominali,

$$v_A - v_B = v_{cm} \left(\frac{Z_2 - Z_1}{Z_{in}} \right) = \frac{(10mV)(20k\Omega)}{5M\Omega} = 40\mu V.$$

(3. 26)

L'offset sul segnale differenziale in questo caso è comunque minore e meno significativo del precedente, di circa tre volte.

In entrambi gli esempi presentati, l'alterazione del segnale è causata da una mancata corrispondenza tra le due impedenze pelle-elettrodo Z_1 e Z_2 .

Ci sono degli accorgimenti che possono ridurre molto questa interferenza, come scegliere un posto isolato elettricamente o schermare in modo appropriato i cavi o l'elettrocardiografo; mettendo a terra ogni schermatura, ma ovviamente valgono solo per ECG svolti in ambienti ospedalieri e non sono attuabili per ECG wearable.

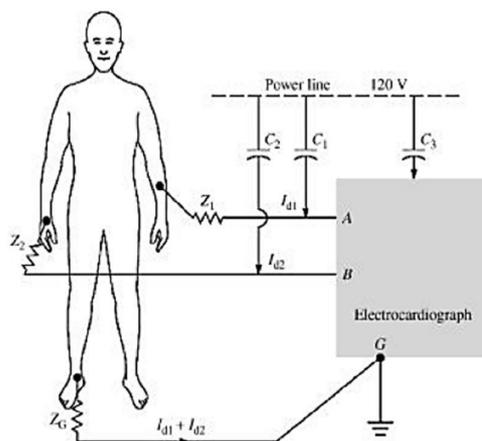
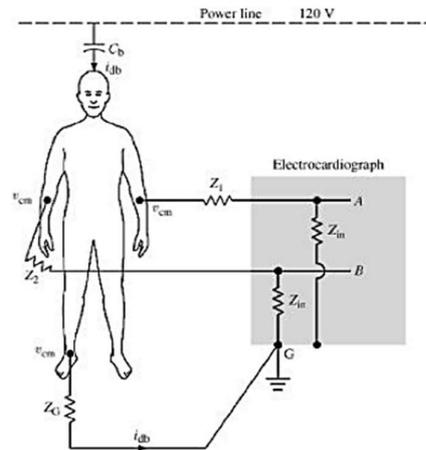


Figura 3.7 (Webster, 1998) Meccanismo di cattura di campo elettrico. Le capacità di accoppiamento C_1 e C_2 fanno sì che la corrente scorra attraverso il paziente verso la messa terra.
 $v_A - v_B \approx 120\mu V$.

Figura 3.8 (Webster, 1998). La corrente i_{ab} fluisce dalla linea elettrica attraverso il corpo del paziente e Z_G arrivando alla messa a terra.
 $v_A - v_B \approx 40\mu\text{V}$.



- 2) **INTERFERENZA DI CAMPO MAGNETICO:** la corrente delle linee elettriche causa anche un campo magnetico nelle vicinanze del circuito che, se concatenato alla spira dell'elettrocardiografo o dei suoi cavi produce in questi una forza elettromagnetica indotta che è proporzionale all'area concatenata e all'induzione magnetica per le leggi di Ampère e Faraday-Neumann-Lenz. I metodi utilizzati per arginare questa interferenza sono la schermatura magnetica o la riduzione dell'area delle spire a rotazione singola, per esempio attorcigliando i cavi tra loro e tenendoli vicino al paziente (Figura 3.9). In ogni caso l'intensità del campo magnetico comunemente presente attorno all'uomo è di ampiezza molto limitata, e la caduta di tensione che ne deriva è trascurabile (Webster, 1998).

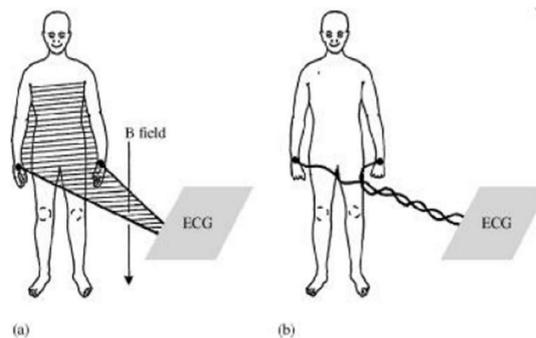


Figura 3.9 (Webster, 1998). Cattura di campo magnetico dell'elettrocardiografo. (a) I cavi della prima derivazione formano un circuito chiuso e la variazione di campo magnetico all'interno di questo vi induce una corrente. (b) Si può ridurre questo effetto attorcigliando i cavi e tenendoli vicino al paziente.

3.4.2. FILTRO NOTCH PER POWERLINE INTERFERENCE TRAMITE POSIZIONAMENTO DI ZERI E POLI

Il metodo più semplice per la sua realizzazione è la realizzazione di un filtro Notch tramite il posizionamento di zeri e poli nel piano complesso (Kher, 2019). L'approccio è quello di porre i poli in prossimità del cerchio unitario nei punti z corrispondenti alle frequenze del segnale di ingresso da enfatizzare, e gli zeri vicino ai punti corrispondenti alla frequenza da attenuare.

C'è infatti una corrispondenza ben precisa **tra le frequenze del dominio di Fourier e i punti del piano z**

$$X(w) = X(z)|_{z=esp(jw)}$$

(3. 27)

Per esempio, a $w = \frac{\pi}{2}$, corrisponde il punto $[0,1]$. La Trasformata di Fourier non è altro che la Trasformata Zeta valutata nel cerchio unitario, ovvero in $z = e^{jw}$.

Parallelamente, va sempre tenuto conto però della stabilità e realizzabilità fisica del filtro; ciò significa che

- 1) i poli devono avere modulo minore di 1 e quindi stare all'interno del cerchio unitario (stabilità)
- 2) poli e zeri complessi devono essere presenti a coppie complesse coniugate, così da ottenere una risposta impulsiva con coefficienti reali (realizzabilità fisica).

Come prima idea, si può pensare ad un filtro del secondo ordine con due zeri complessi coniugati posti nelle frequenze critiche specifiche da eliminare, come ad esempio $f_0 = 60\text{Hz}$ che, normalizzata per la frequenza di campionamento ipotizzata $f_c = 360\text{Hz}$, impone che gli zeri del filtro vengano posti a

$$w_0 = \pm \frac{f_0}{f_c} 2\pi = \pm \frac{60}{360} 2\pi = \pm \frac{\pi}{3}$$

(3. 28)

Esplicitando π

$$w_0 = \pm 1.047 \text{ rad} = \pm 60^\circ$$

(3. 29)

I due zeri complessi coniugati, con modulo unitario, verranno quindi posti in corrispondenza di

$$z_{1,2} = e^{\pm jw_0}$$

(3. 30)

Il primo filtro che ne deriva è

$$H(z) = (1 - z_1 z^{-1})(1 - z_2 z^{-1}) = 1 - 2\cos(w_0)z^{-1} + z^{-2}$$

(3. 31)

È un filtro migliorabile: la larghezza di banda da eliminare di questo è molto ampia. Si può pensare alla strategia di posizionare dei poli complessi coniugati in corrispondenza degli stessi angoli (quindi frequenze e pulsazioni) degli zeri ma con modulo di poco inferiore a uno. Si porranno quindi due poli complessi coniugati simmetricamente vicino agli zeri e all'interno del cerchio unitario, per soddisfare il requisito di stabilità. Questa operazione permette di migliorare la ripidità e acutezza del Notch.

Questi poli saranno quindi del tipo

$$p_{1,2} = r e^{\pm jw_0}$$

(3. 32)

con $0 < r < 1$. Tanto più il valore di r sarà vicino a 1 e questi poli vicini al cerchio unitario, tanto più la larghezza di banda da eliminare diminuisce e il filtro sarà selettivo nei confronti della frequenza Notch, ma ciò va a spese del tempo di risposta transitorio del filtro che aumenterà (Kher, 2019). È quindi necessario trovare un compromesso.

Per esempio, può essere scelto $r = 0.9$.

La funzione di trasferimento risultante è

$$H(z) = \frac{(1 - z_1 z^{-1})(1 - z_2 z^{-1})}{(1 - p_1 z^{-1})(1 - p_2 z^{-1})} = \frac{1 - 2\cos(w_0)z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2r\cos(w_0)z^{-1} + r^2 z^{-2}}$$

(3. 33)

Inserendo i valori scelti

$$H(z) = \frac{1 - 2\cos\left(\frac{\pi}{3}\right)z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0.18\cos\left(\frac{\pi}{3}\right)z^{-1} + 0.81z^{-2}} = \frac{1 - z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0.9z^{-1} + 0.81z^{-2}}$$

(3. 34)

Questo è un esempio di filtro “minimo” che realizza la specifica di eliminare la componente a 60 Hz con una buona selettività. Si può poi progettare, a partire da questa funzione, un filtro

molto più complesso aggiungendovi zeri e poli strategicamente come si è fatto per $p_{1,2}$ ed eventualmente modulando il guadagno, al fine di raggiungere una maggiore accuratezza ed efficacia nell'operazione di filtraggio.

3.4.3. CONSIDERAZIONI

Anche per la PI sono usati i metodi di filtraggio più vari: in (Shubhankar, Rohan, & Malaya, 2019) ad esempio vengono analizzate le prestazioni di filtri FIR, IIR, *Discrete Wavelet Transform* (DWT) e *Normalized Least Mean Square* (NLMS), trovando che il più performante in termini di SNR è il metodo NLMS, mentre il filtro FIR presenta i parametri migliori di MSE *Mean Square Error* (MSE) e MAE *Mean Absolute Error* (MAE).

In (Levkov, et al., 2005) viene mostrata l'efficienza di un nuovo metodo di sottrazione per la rimozione di PI, che riesce a compensare sia in frequenza sia in ampiezza il rumore, senza alterare con successo le frequenze del segnale (da mantenere) vicine alla frequenza eliminata.

3.5. METODI COMUNI DI INCREMENTO CMRR

In un amplificatore per biopotenziali, il segnale di modo comune è di fatto la differenza di potenziale tra il paziente e l'amplificatore e può diventare una fonte di disturbo importante per il segnale differenziale che è quello di interesse, ovvero la differenza di potenziale tra i due elettrodi. Esso è quasi completamente causato dalle interferenze elettromagnetiche discusse precedentemente: se un sistema fosse completamente isolato dalle linee elettriche e dalla messa a terra, il CMRR sarebbe molto alto.

Il metodo più intuitivo per arginare l'interferenza di *vcm* è la progettazione tecnica di un amplificatore con un buon CMRR. Tuttavia, un buon elettrocardiografo dovrebbe essere in grado di gestire in modo sufficiente *vcm* prima del blocco del DSP a tal punto che, nel testare questi dispositivi, il post-processing molto spesso non viene nemmeno attivato (Venkatesh, 2011).

I metodi per gestire il CMRR sono quindi:

- **GABBIA DI FARADAY** per schermare il front-end di un amplificatore ECG e per arginare l'interferenza EMI proveniente dall'ambiente. La gabbia di Faraday può ridurre l'accoppiamento capacitivo in diversi punti di entrata lungo la catena del segnale, primo tra tutti i due input dell'amplificatore.
- **CAPACITÀ DI ISOLAMENTO** (C_s nella Figura 3.10) tra massa del dispositivo e massa del paziente (Venkatesh, 2011)
- **ELABORAZIONE POST-CONVERSIONE ANALOGICO → DIGITALE**: questa riguarda la progettazione di filtri adattivi di tipo FIR, Notch o adattivi, per eliminare

delle specifiche componenti frequenziali (50 Hz o 60 Hz soprattutto) inseriti nel DSP per togliere le componenti residue di modo comune. Come già sottolineato, deve essere considerata solo come una modalità marginale di miglioramento di CMRR.

- **CIRCUITO DELLA GAMBA DESTRA**, spiegato di seguito.

3.5.1. CIRCUITO DELLA GAMBA DESTRA PER MIGLIORARE CMRR

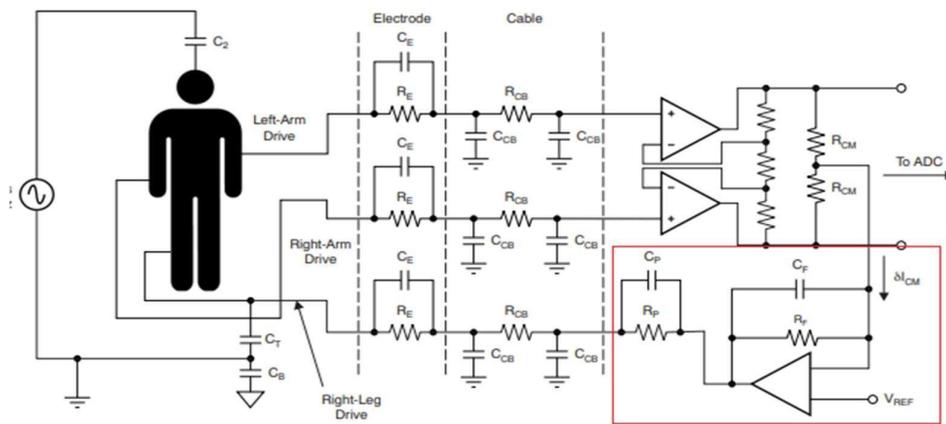


Figura 3.10 (Venkatesh, 2011) Incremento del CMRR tramite l'implementazione del DRL.

Quasi tutti gli elettrocardiografi oggi sono dotati, oltre ai due amplificatori differenziali standard, di un circuito di feedback detto circuito della gamba destra (**DRL**), riquadrato in rosso in Figura 3.10. Questo circuito migliora il CMRR di un fattore $1+G$, essendo G il guadagno ad anello chiuso (Venkatesh, 2011).

Esso consiste nell'inserimento di un amplificatore ausiliario invertente dopo il primo stadio dell'amplificatore da strumentazione, che dovrebbe sottrarre parte di v_{cm} prima di passare il segnale al suo secondo stadio che è un amplificatore differenziale. In Figura 3.11, l'amplificatore invertente è rappresentato da A_3 , il primo stadio da A_1 e A_2 , il secondo da quello differenziale. Il segnale v_{cm} viene prelevato tramite una coppia di resistori R_0 di "compensazione" (che fanno la media del segnale differenziale di output dei due amplificatori A_1 e A_2), invertita, amplificata e rimandata nuovamente al corpo con lo scopo di eliminarla. Il paziente viene così connesso all'output dell'amplificatore ausiliario tramite un ulteriore elettrodo, per convenzione posto sulla gamba destra.

In questo modo si genera un punto di riferimento nel paziente che normalmente sarebbe collegato al potenziale di terra e viene invece collegato all'output dell'amplificatore ausiliario. Oggi per la progettazione di questa parte circuitale, il riferimento è un articolo pubblicato nel 1983 da Winter e Webster (Winter & Webster, 1983).

Facendo riferimento alla Figura 3.7 e 3.8, con il DRL si avrebbe una riduzione di v_{cm} perché le correnti di spostamento $i_{d1}+i_{d2}$ (Figura 3.7) e i_{db} (Figura 3.8), generate dalle capacità parassite di accoppiamento, non vanno direttamente a terra tramite il paziente e Z_G , ma si dividono in una corrente che va direttamente a terra e una corrente che va a terra tramite il circuito DRL. È un modo efficace per collegare in qualche modo alla fine il paziente a terra ma riducendo comunque v_{cm} .

Prendendo come riferimento il circuito della Figura 3.11 (Winter, 1983), dove i_d è la corrente che va attraverso il corpo catturata dalla capacità di accoppiamento (≈ 2 pF),

$$i_{d2} = \frac{i_d C_s}{C_s + C_b} \quad (3.35)$$

è la corrente che va a terra tramite il DRL;

$$v_c = R_c i_{d2} \quad (3.36)$$

è la tensione di modo comune che arriva al corpo attraverso l'elettrodo della gamba destra;

$$R_c = \frac{R_o + R_{e1}}{G + 1} \quad (3.37)$$

è l'impedenza complessiva tra il paziente e il segnale in uscita dagli amplificatori A_1 e A_2 .

$$G = \frac{2R_f}{R_o} \quad (3.38)$$

è il guadagno dell'amplificatore A_3 .

$v_0 = -Gv_c$ è la tensione di uscita dell'amplificatore.

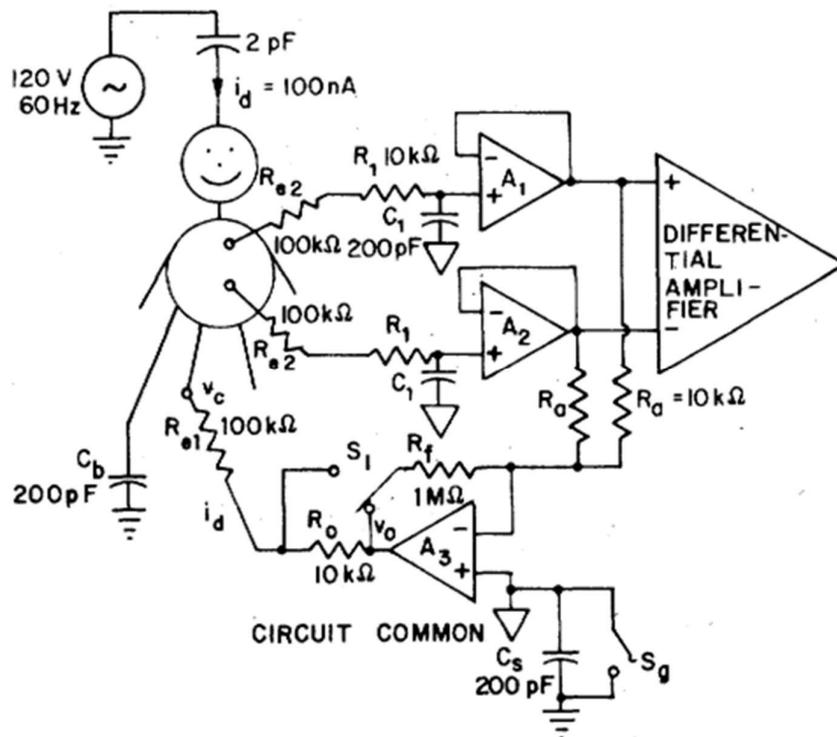


Figura 3.11 (Winter, 1983): valori tipici delle componenti circuitali. C_b è la capacità parassita di accoppiamento tra il paziente e terra, C_s quella di isolamento tra il DRL e terra. A_1 e A_2 sono gli amplificatori del primo stadio che prelevano i potenziali di elettrodo e alle loro uscite i due resistori R_0 prelevano v_c (la quale è anche la tensione che arriva all'elettrodo della gamba destra). A_3 è l'amplificatore ausiliario e R_0 la sua resistenza di uscita. R_{e1} rappresenta l'impedenza dell'elettrodo in più.

Grazie alla presenza del circuito DRL, se $G > \frac{R_0}{R_{e1}}$, viene ridotta R_c e di conseguenza la tensione di modo comune v_c (obbiettivo perseguito), che può anche essere diminuita riducendo la capacità di isolamento C_s rispetto a C_b (si vedano Equazioni 3.35 e 3.36).

Il passaggio dell'amplificatore e la realizzazione di un circuito "a sè" rispetto ai due amplificatori A_1 e A_2 , è fondamentale per due motivi

- 1) l'**impedenza tra il paziente e v_c** (prelevata all'uscita di A_1 e A_2), se ci fosse un cortocircuito diretto tra i due, sarebbe proprio R_{e1} e potrebbe arrivare a 100 k Ω , valore plausibile di impedenza di elettrodo. Con il DRL, essa dai calcoli precedenti vale R_c che può essere facilmente ridotta aumentando G (e le relative resistenze) e aumentando R_0 e R_f .
- 2) **Sicurezza elettrica**: collegando il terzo elettrodo direttamente a v_c potrebbero pericolosamente fluire nel paziente delle correnti di dispersione dovute a EMI. Infatti, nel caso di interferenze elettromagnetiche provenienti dalla linea elettrica da terra (a livello di C_s in Figura 3.11) l'amplificatore invertente satura e, realizzando R_0 e R_f

molto grandi, dell'ordine dei $M\Omega$, si può fare in modo che solo piccole correnti di dispersione passino attraverso l'elettrodo della gamba destra. Tuttavia, nel caso di alte tensioni anomale che, sia da terra sia dall'alimentazione, compaiano a livello di potenziali di elettrodo, queste risultano in input e quindi danneggiano gli amplificatori A_1 e A_2 (in Figura 3.11), portando potenzialmente importanti correnti di lead-off attraverso il DRL verso massa che R_O e R_F non riescono a compensare, causando il malfunzionamento del DRL. Per questo motivo, alcuni amplificatori possiedono un interruttore prima del terminale di ingresso invertente di A_3 , in caso di comparsa di grandi tensioni di disturbo (per esempio se un elettrodo è mal scollegato).

Aumentare R_O significa però anche diminuire G : ecco perché molti amplificatori come alternativa ad una grande R_O hanno un condensatore di isolamento con capacità abbastanza bassa da garantire la compensazione di interferenze EMI, che si è visto nell'Equazione 3.24 essere circa di $20 \mu A$ (quindi basta $C_s < (20 \mu A)/(2\pi 60) (120V) = 440 \text{ pF}$, si veda Reattanza capacitiva, slides prof F. Moro).

In ogni caso, molti amplificatori contengono comunque un'alta resistenza R_O e per migliorare il circuito viene posto l'interruttore S_I presente in Figura 3.11, cosicché l'impedenza complessiva R_c sia indipendente da R_O e questa possa essere liberamente aumentata:

$$R_c = \frac{R_{e1}}{G + 1}$$

(3.39)

La tensione che si presenta a livello di terzo elettrodo vale ora $v_0 = -Gvc$ e per minimizzare la tensione di modo comune v_c massimizzare il guadagno G .

3.6. INTERFERENZE BIOLOGICHE

Si individuano due tipi di interferenze biologiche: respiratoria e muscolare.

3.6.1. ATTIVITÀ RESPIRATORIA

L'attività respiratoria influenza la morfologia del tracciato. Movimenti del torace, piccole variazioni della posizione del muscolo cardiaco o della conduttività dei polmoni o colpi di tosse provocano una temporanea variazione di direzione del vettore cardiaco e questo si ripercuote nella morfologia del tracciato.

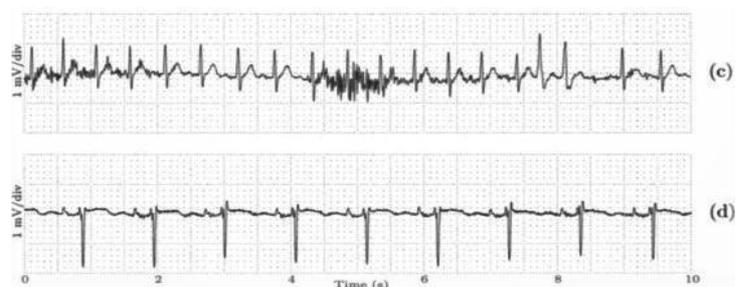


Figura 3.12 (L. Sörnmo, 2005). Segnale ECG alterato da (c) rumore EMG, (d) rumore respiratorio.

Una modulazione frequente indotta dalla respirazione riguarda l'ampiezza dell'onda QRS. Un esempio di questa interferenza è visibile in Figura 3.12(d), in cui si può osservare che l'ampiezza di uno o due picchi QRS consecutivi viene leggermente ridotta ogni tre/quattro battiti (Sörnmo & Laguna, *Electrocardiogram (ECG) signal processing*, 2006); la frequenza respiratoria media infatti è di circa 16-20 atti al minuto (poco meno di un terzo di quella cardiaca).

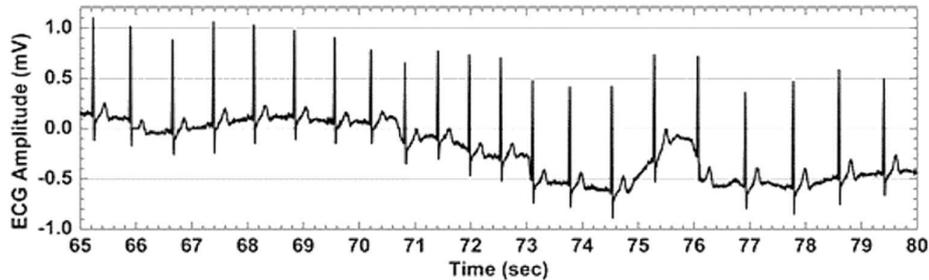


Figura 3.13 (E. Spanò, 2016). *Baseline drift dovuta a interferenza respiratoria.*

Inoltre, come è raffigurato in Figura 3.13, la frequenza cardiaca stessa può subire fluttuazioni periodiche: il tracciato che ne deriva risulta con una forma più “ondulata” a causa di un *drift* (“deriva” in inglese, ovvero un allontanamento della linea di base dall’orizzontalità).

Per l’analisi elettrocardiografica la respirazione è una fonte di rumore, ma spesso il segnale ECG, come altri segnali biologici che contengono una componente respiratoria, viene sfruttato per estrarre e analizzare il segnale respiratorio, per esempio per calcolare la frequenza respiratoria. In Figura 3.14, un’immagine tratta da (Varanini, et al., 2002) che riporta la registrazione del segnale ECG e parallelamente di quello respiratorio; si distingue bene il rapporto delle frequenze.

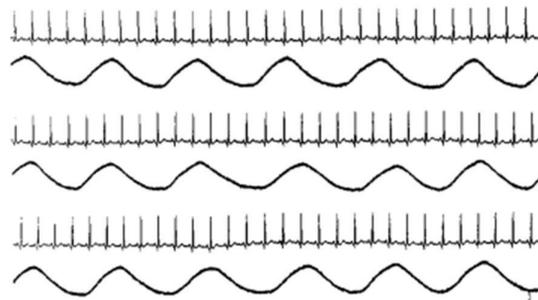


Figura 3.14 (Varanini, et al., 2002). *Tracciato ECG e respiratorio rilevati simultaneamente.*

3.6.2. ATTIVITÀ MUSCOLARE

L'attività elettrica muscolare che si sovrappone a quella cardiaca è un'altra fonte di rumore, chiamato **rumore elettromiografico (EMG)**. Esso può essere sia di tipo intermittente, per esempio in caso di movimento improvviso, ma può anche avere caratteristiche stazionarie, perché i motoneuroni che innervano il muscolo possono mandare degli stimoli anche in condizioni di riposo, di conseguenza certi muscoli in situazioni normali presentano un certo

livello di tensione elettrica, soprattutto i muscoli estensori che permettono il mantenimento della postura.

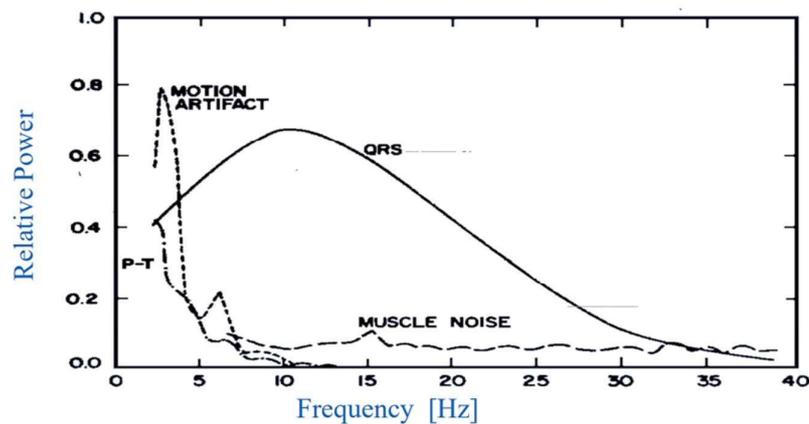


Figura 3.15. Contenuto relativo in frequenza del rumore EMG, dell'artefatto da movimento e del complesso QRS.

Lo spettro del segnale elettromiografico si sovrappone a quello dell'onda QRS ma può avere anche frequenze maggiori, come è possibile osservare in Figura 3.15: non si può rimuovere con un semplice filtro passa-basso o un filtro elimina banda perché verrebbero eliminate anche delle componenti di interesse. È necessario utilizzare altre tecniche; la rimozione del rumore EMG nell'ECG *signal processing* è infatti ancora oggi una sfida molto aperta.

Un buon metodo per eliminare questo rumore è utilizzare un **filtro a media mobile**, sfruttando comunque il fatto che il segnale ECG è ripetitivo. Il filtraggio a media mobile di fatto è un semplice filtro passa basso e viene solitamente usato per estrarre la componente continua o a bassa frequenza di un segnale. Questo metodo però è applicabile ad un solo complesso QRS alla volta e richiede una registrazione di molti battiti (Kher, 2019).

Segue un'analisi approfondita della trasformata Zeta e la trasformata di Fourier di un filtro a media a mobile, per poi applicarla ad un esempio di filtro MA utilizzato nell'ECG per eliminare il rumore EMG.

3.6.3. FILTRO A MEDIA MOBILE: ANALISI DELLA TRASFORMATA ZETA

Il concetto di **filtro a media mobile** (SMA) è quello di "spostare" l'operazione di media lungo una sequenza lunga S campioni, in successive sotto sequenze di lunghezza $m < S$, muovendosi lungo i dati.

Può essere definita in questo modo

$$y(n) = \frac{1}{m} \sum_{k=-r}^r x(n-k)$$

dove $m = 2r + 1$ è il numero di campioni della sottosequenza, l'ordine del filtro è $M = m - 1$, $y(n)$ è il segnale di uscita, $x(n)$ è il segnale di ingresso.

Tuttavia, generalmente la si riscrive

$$\mathbf{y}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{x}(n - k) \quad (3.41)$$

O, alternativamente

$$y(n) = \sum_{k=0}^N b_k x(n - k) \quad (3.42)$$

dove $y(n)$ è il segnale di uscita, $x(n)$ è il segnale di ingresso, i coefficienti del filtro b_k inglobano la divisione per numero di campioni $m=N$, l'**ordine del filtro è N-1**.

Spesso si tratta questo tipo di sistemi nel dominio Zeta. La **Zeta-trasformata** è definita come

$$\mathcal{Z}\{x[n]\} = \sum_{n=0}^{\infty} x[n]z^{-n} \quad (3.43)$$

L'operazione di filtraggio è una convoluzione (ovvero vale $y(n) = x[n] * h[n]$), la quale si mappa nel dominio Zeta in un prodotto (quindi $Y(z) = H(z)X(z)$) Quindi la funzione di trasferimento nel dominio Zeta è $H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)}$.

Usando la proprietà di traslazione della trasformata Zeta, che afferma che la traslazione nel dominio del tempo discreto si mappa in una modulazione nel dominio Zeta,

$$\forall n_0 \in \mathbb{N} \mathcal{Z}\{y[n - n_0]\} = z^{-n_0} \mathcal{Z}\{y[n]\} \quad (3.44)$$

e applicandola all'Equazione 3.41, si ottiene la funzione di trasferimento della SMA.

Mappando nel dominio Zeta l'Equazione 3.41,

$$\mathcal{Z}\{y[n]\} = \mathcal{Z}\left\{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(n - k)\right\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} z^{-k} \mathcal{Z}\{x[n]\} \quad (3.45)$$

$$\mathcal{Z}\{y[n]\} = Y(z) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} z^{-k} X(z)$$

(3. 46)

Essendo $X(z)$ non in funzione di k , indice della sommatoria, può essere portato fuori da questa; infine, dalla definizione di $H(z)$ si ottiene

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} z^{-k}$$

(3. 47)

che può essere riscritta come

$$H(z) = \frac{1}{N} \frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-1}} = \frac{1}{N} \frac{z^N - 1}{z^{N-1}(z - 1)}$$

(3. 48)

dove z è una variabile complessa e $H(z)$ è una funzione complessa.

Il risultato precedente (Equazione 3.48) è stato ottenuto applicando la seguente proprietà della serie geometrica troncata

$$\sum_{k=0}^{N-1} r^k = \frac{1 - r^N}{1 - r}$$

(3. 49)

Gli zeri di $H(z)$ sono i $z \in \mathbb{C}$ che soddisfano $z^N = 1$.

Il numeratore dell'Equazione 3.48 ha tra le soluzioni $z = 1$ ma, per il teorema fondamentale dell'algebra, ha in tutto N soluzioni in \mathbb{C} , quindi rimangono $N-1$ soluzioni complesse:

$$e^{\frac{j2\pi n}{N}} \text{ con } n \in [0, N - 1].$$

Il denominatore ha come soluzioni $z = 0$ con molteplicità N , $z = 1$ con molteplicità 1 (questo polo quindi si cancella con uno zero).

Di conseguenza, si può scrivere che una funzione di trasferimento di un filtro a media mobile

ha come **zeri l'insieme** $e^{\frac{j2\pi n}{N}}$ **con** $n \in [1, N - 1]$;

come **polo il solo** $\{0\}$.

Inoltre, dando in ingresso il segnale delta di *Kronecker*

$$\delta(n) = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases} \quad (3.50)$$

si ottiene la risposta impulsiva di tale filtro, che risulta essere

$$h(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \delta(n-k) = \begin{cases} \frac{1}{N} & 0 \leq n < N \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.51)$$

3.6.4. FILTRO A MEDIA MOBILE: ANALISI DELLA TRASFORMATA DI FOURIER

La risposta in frequenza di un filtro a media mobile è la DTFT della risposta impulsiva $h(n)$ (Equazione 3.51), nonché un caso particolare della Zeta-trasformata valutata in $z = e^{j\omega}$, ovvero nel cerchio unitario del piano complesso. Sfruttando la proprietà dell'Equazione 3.49,

$$\mathcal{F}_{DTFT}\{h[k]\} = H(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n)e^{-j\omega n} = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{N} e^{-j\omega n} = \frac{1}{N} \frac{1 - e^{-j\omega N}}{1 - e^{-j\omega}} \quad (3.52)$$

Raccogliendo $e^{-\frac{j\omega(N-1)}{2}}$,

$$H(e^{j\omega}) = \frac{e^{-\frac{j\omega(N-1)}{2}}}{N} \frac{e^{\frac{j\omega N}{2}} - e^{-\frac{j\omega N}{2}}}{e^{\frac{j\omega}{2}} - e^{-\frac{j\omega}{2}}} \quad (3.53)$$

utilizzando le formule di Eulero (slides prof. T. Erseghe),

$$H(e^{j\omega}) = \frac{e^{-\frac{j\omega(N-1)}{2}}}{N} \frac{\sin\left(\frac{\omega N}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega}{2}\right)} \quad (3.54)$$

Dove si è utilizzata la formulazione di $h(n)$ (Equazione 3.51) e la proprietà della serie geometrica troncata (Equazione 3.49).

Modulo al quadrato della DTFT

$$|H(e^{j\omega})|^2 = \left| \frac{e^{-j\omega(N-1)/2} \sin\left(\frac{\omega N}{2}\right)}{N \sin\left(\frac{\omega}{2}\right)} \right|^2 = \frac{1 \sin^2\left(\frac{\omega N}{2}\right)}{N^2 \sin^2\left(\frac{\omega}{2}\right)}$$

(3. 55)

Guadagno della DTFT in decibel

$$A_{dB}(\omega) = 20 \log_{10}|H(e^{j\omega})| = 10 \log_{10}|H(e^{j\omega})|^2$$

(3. 56)

Quando la DTFT $H(e^{j\omega})$ è nulla, quindi in corrispondenza dei suoi zeri, il guadagno è $-\infty$ dB.

Quando la DTFT $H(e^{j\omega}) \rightarrow \infty$, quindi in corrispondenza dei poli in cui si annulla il denominatore, il guadagno è 0 dB.

3.6.5. FILTRO A MEDIA MOBILE PER EMG

In (Kher, 2019), per rimuovere il segnale EMG, viene presentato un **filtro a media mobile di ordine 7**: viene calcolata la media dei campioni del segnale su una finestra di otto campioni, con funzione di trasferimento (presa come caso particolare delle Equazioni 3.47 e 3.48)

$$H(z) = \frac{1}{8} \sum_{k=0}^7 z^{-k} = \frac{1}{8} \left[\frac{1 - z^{-8}}{1 - z^{-1}} \right]$$

(3. 57)

Moltiplicando per z^8 numeratore e denominatore

$$H(z) = \frac{1}{8} \frac{z^8 - 1}{z^7(z - 1)}$$

(3. 58)

Gli zeri di questa funzione di trasferimento sono $\{e^{\frac{j\pi n}{4}} \text{ con } n \in [1,7]\}$, l'unico polo è $\{0\}$ (si veda Cap 3.6.3, "Filtro a media mobile: analisi della Trasformata Zeta").

Il filtro può essere espresso anche come equazione alle differenze ricorsiva che può essere facilmente dedotta dall'Equazione 3.57, facendo riferimento alla formulazione dell'Equazione 3.41,

$$y(n) = y(n - 1) + \frac{1}{8}x(n) - \frac{1}{8}x(n - 8)$$

(3.59)

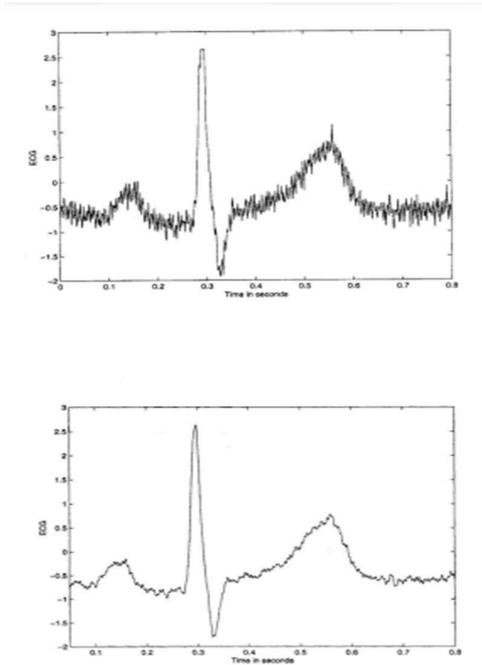


Figura 3.16 (Kher, 2019). Segnale ECG con rumore EMG ad alta frequenza prima (in alto) e dopo (in basso) il filtro MA.

Applicando questo filtro ad un segnale ECG con rumore ad alta frequenza (Figura 3.16), si osserva come questo venga per la maggior parte rimosso ma è ancora presente del rumore residuo.

Utilizzando infatti l'Equazione 3.56 con le frequenze dell'ordine del rumore EMG, fino a 55 Hz, si può infatti verificare che l'attenuazione per le frequenze più alte non supera i 18dB, tranne vicino agli zeri di $H(n)$ in cui l'attenuazione è di

$-\infty$ dB, annullandosi in questi il modulo della funzione $H(jw)$. Ad esempio con $f = 50\text{Hz}$, normalizzata per la frequenza di campionamento $f_s = 1000\text{Hz}$, $w = \frac{2\pi f}{f_s}$, l'Equazione 3.56 dà come risultato -17.4 dB.

3.7. ARTEFATTO DA MOVIMENTO

L'**artefatto da movimento** riguarda sia lo stiramento della pelle (movimento locale di elettrodo) sia il movimento del paziente stesso: ciò altera l'impedenza della pelle sull'elettrodo e di conseguenza provoca dei micropotenziali che si sovrappongono alla tensione che arriva al circuito a valle. Ovviamente è una fonte di rumore che si presenta molto di più per l'ECG dinamico.

È un artefatto per alcuni aspetti simile alla BLH; si potrebbe definire una "baseline wander transitoria" (An & Stylios, 2020), ma il contenuto spettrale di questo rumore si sovrappone maggiormente a quello delle componenti principali del tracciato, principalmente sta tra 1 e 10 Hz. Questo range di frequenze (si veda Figura 3.1) si

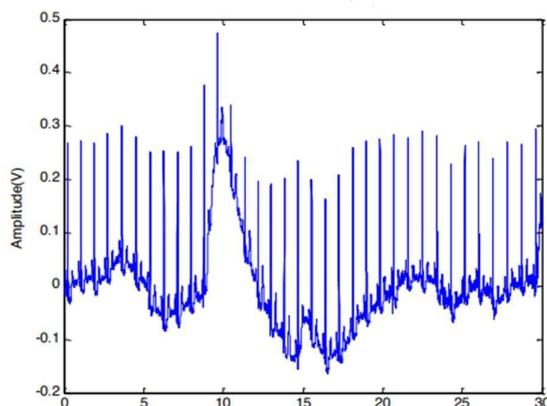


Figura 3.17 (Abbaspour, Gholamhosseini, & Linden, 2015). ECG affetto da artefatto da movimento.

sovrappone a tutte le componenti importanti del tracciato: onda P, T e QRS. Per questo motivo è uno dei più difficili da eliminare.

Il suo effetto è la comparsa di onde molto intense, confondibili facilmente con complessi QRS; oppure nel caso di frequenze più basse, la distorsione delle onde T e del segmento ST. Un esempio di ECG che ne è affetto è visibile in Figura 3.17.

L'artefatto da movimento può essere ridotto abrando la pelle con la carta vetrata, ma ovviamente per gli ECG wearable da tenere a lungo termine ciò non è possibile in quanto la pelle si rigenera costantemente, e per i soggetti sensibili l'operazione può essere dannosa e irritante (An & Stylios, 2020).

Come affermato nel documento dell'American Heart Association (AHA), per ridurre gli artefatti del segmento ST "la frequenza di taglio passa alto deve essere 0.05 Hz per i filtri usuali, ma questa specifica può salire fino a 0.67 Hz per filtri digitali lineari con distorsione di fase nulla" (An & Stylios, 2020). La risposta a questo requisito può essere quella di realizzare un filtro FIR, che assicura la linearità di fase (Figura 3.18) ed è sempre stabile. Tuttavia, questo filtro si dimostra non adatto a rimuovere tale rumore perché la larghezza di transizione del diagramma di Bode del suo modulo è troppo ampia (grafico blu di Figura 3.18) e per migliorarne la selettività bisognerebbe utilizzare un altissimo numero di coefficienti: è necessario aumentare la complessità, ma senza appesantirne troppo la progettazione (si veda Cap 3.2, "Filtri FIR e IIR").

In Figura 3.18 si sceglie come esempio di riferimento il filtro FIR presentato in (An & Stylios, 2020)

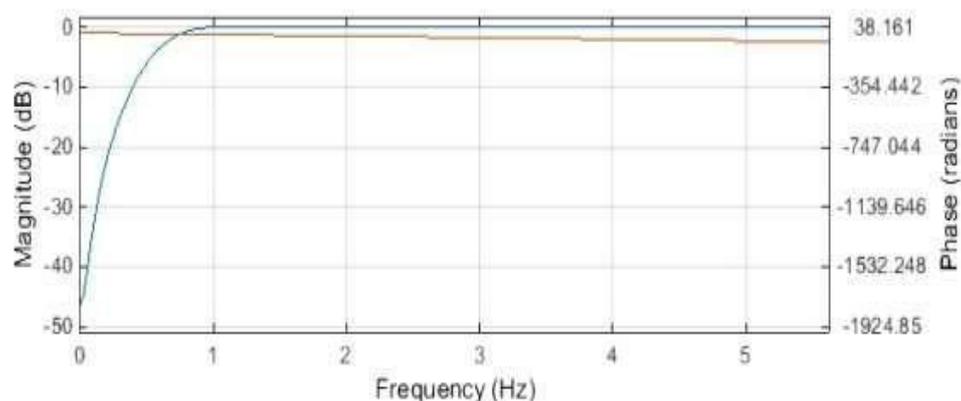


Figura 3.18 (Stylios, 2020). Diagrammi di Bode di un filtro FIR. In rosso la fase, che dovrebbe essere costante per tutte le frequenze. In blu il guadagno in dB, che non ha certo un passaggio di frequenza di cutoff ben definito e ripido.

3.7.1. FILTRO IIR PER RUMORE ARTEFATTO DA MOVIMENTO

Nel caso dei filtri IIR invece, è sufficiente un filtro di ordine minore per soddisfare le specifiche. Questi però, hanno una risposta di fase non lineare, proprietà importantissima per non intaccare la forma caratteristica delle onde.

Nel paper (An & Stylios, 2020) viene proposto un filtro Butterworth IIR passa alto con frequenza di taglio inferiore di 0.5 Hz e di ordine 2. Non presenta linearità di fase, ma tale problema, come spiegato, può essere arginato implementando un filtro *Forward-Backward* utilizzando su di esso la tecnica del filtraggio a fase zero, tramite il quale si può eliminare la distorsione di fase del segnale: grazie a questo escamotage, si rivela essere uno dei filtri migliori di tutti quelli comparati. Nel paper, infatti, vengono valutate le performance del filtro IIR con e senza l'escamotage del filtro IIR zero fase (Figura 3.19): è evidente l'importanza di questo nell'impatto finale della distorsione del segnale, per arginare l'artefatto da movimento. Questo tipo di filtri però, essendo bidirezionale e includendo l'inversione temporale, può essere utilizzato solo all'interno di processi che permettano ritardi di elaborazioni.

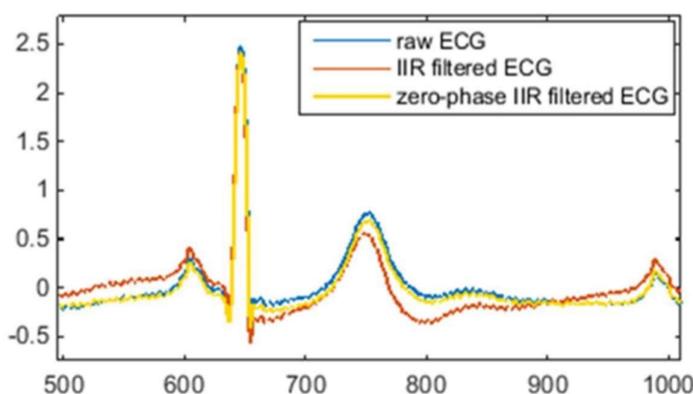


Figura 3.19 (An & Stylios, 2020). Confronto di segnale ECG grezzo, filtrato con IIR senza filtraggio a fase zero, filtrato con IIR e filtraggio a fase zero. La morfologia del segnale grezzo viene alterata maggiormente dal primo filtro.

3.7.2. CONSIDERAZIONI

In (An & Stylios, 2020), vengono confrontati diversi metodi per la riduzione dell'artefatto da movimento: filtri FIR, IIR, a media mobile, adattivi, trasformata di Wavelet, scomposizione in modalità empirica sono i metodi principali per far fronte una sfida che ancora oggi è molto aperta e in continuo aggiornamento. Si conclude che la performance migliore è quella del filtro adattivo, seguito dal filtro IIR, illustrato in precedenza. In particolare, il filtro adattivo che adatta i coefficienti in base al segnale di input, è più efficace nel rimuovere le componenti di artefatto che spesso superano la frequenza di cutoff (0.5 Hz) del filtro passa alto IIR e che quindi non verrebbero completamente eliminate da questo; oltre al fatto che componenti anomale del

segnale ECG con frequenza minore di 0.5 Hz e utilissime nell'interpretazione clinica, verrebbero rimosse a pieno dal filtro.

4. CASE STUDIES: REALIZZAZIONE DI FILTRI TRAMITE MATLAB

Di seguito, vengono presentati due filtri realizzati tramite il software di Matlab, riproducendo due dei filtri presentati in questa tesi: filtro MA per rimozione rumore EMG (Cap 3.6.5) e filtro HPF per rimozione rumore BLH (Cap 3.3.2). Per entrambi viene riportata l'immagine del codice scritto, dei grafici del segnale ECG con e senza disturbo, del diagramma di modulo e fase in funzione di frequenza del filtro. Per visualizzare gli ultimi due grafici, si è usato il “*Filter Visualization Tool*” e il comando “*fvtool*”.

4.1. FILTRO MA PER RIMOZIONE RUMORE EMG

```
% MATLAB CODE
% FOR REMOVING EMG NOISE
% MA FILTER ORDER 7

clear all
close all
clc
load("data_ecg")

Fs=125; % Sampling Frequency
windowSize = 8; % Window Size, Order
b = (1/windowSize)*[1 zeros(1,windowSize-2) -1];
a = [1 -1];

%% FILTER

% f=1000Hz;
% fNormalised=1000/(125/2)=16;
% w=2pi*fNormalised=100,53 (following cosine argument)

t=[1:length(ecg)]/Fs % Time Axis
x=ecg-mean(ecg)+100*cos(2*50*t);
y = filter(b,a,x);
```

Figura 4.1. Codice Matlab per la rimozione del rumore EMG.

In Figura 4.1 è riportato il codice scritto su Matlab del filtro a media mobile per rimozione di rumore EMG. I coefficienti del filtro, contenuti nelle variabili a e b, sono costruiti direttamente con assegnazione diretta alle variabili. Il filtro è realizzato tramite la funzione “*filter*”. Al segnale in ingresso $x(n)$ viene tolto il valore medio e aggiunto un disturbo ad alta frequenza (1000 Hz non normalizzato), prima di mandarlo in input al filtro.

La Figura 4.2 presenta il plot di due tracciati ECG: dati grezzi e filtrati (ovvero le variabili x e y del codice di Figura 4.1). Le Figure 4.3 e 4.4 riportano i diagrammi di Bode del filtro, cioè modulo (in dB) e fase (rad) della sua funzione di trasferimento al variare delle frequenze espresse in mHz.

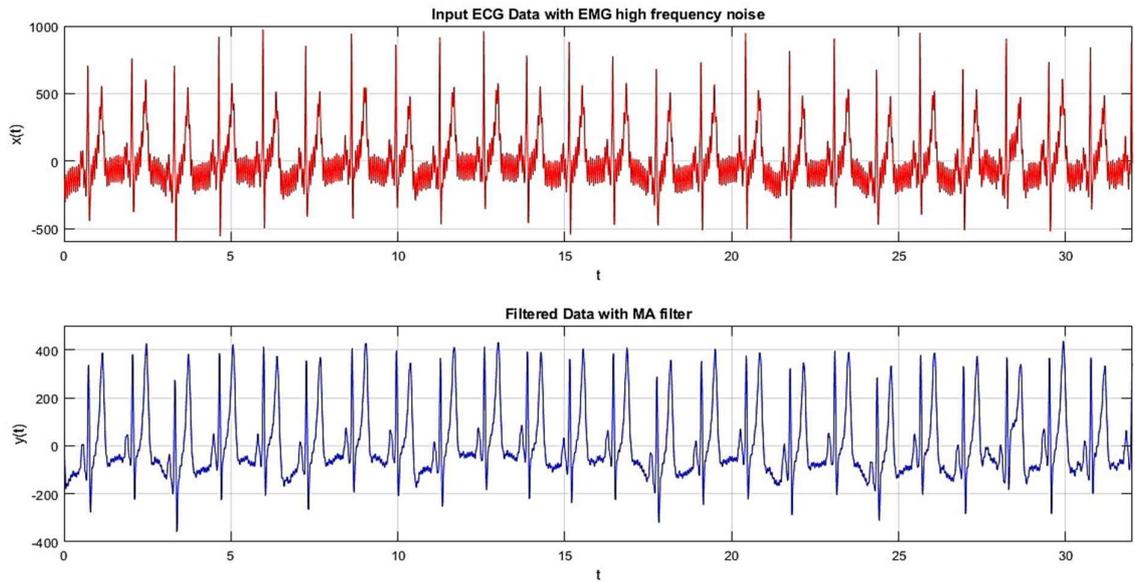


Figura 4.2. Dati ECG prima e dopo il filtro a media mobile: il filtro è visibilmente efficace.

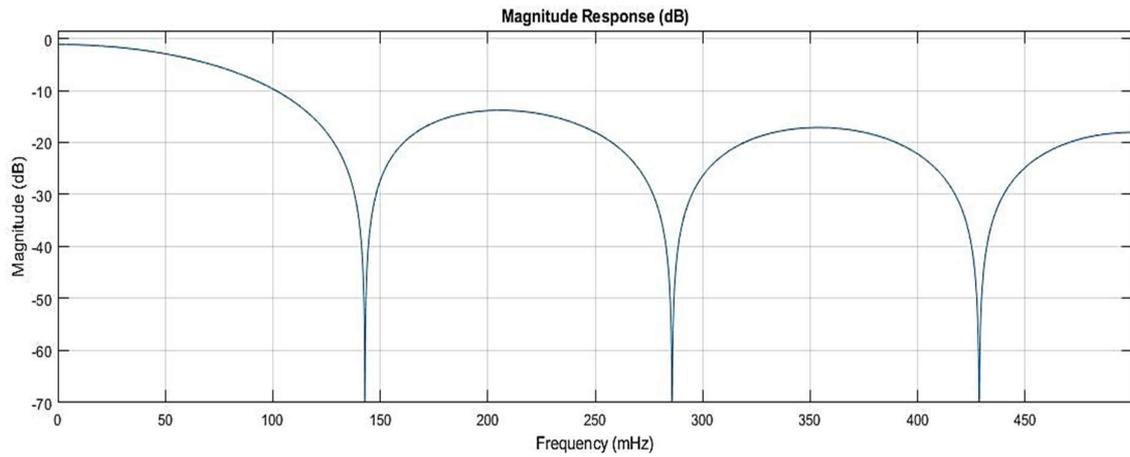


Figura 4.3. Modulo in dB della risposta impulsiva in frequenza del filtro. Il modulo in dB tende a $-\infty$ dB in corrispondenza degli zeri del filtro, coerentemente col fatto che in questi punti la funzione si annulla e $20\log_{10} [0] \rightarrow -\infty$ dB.

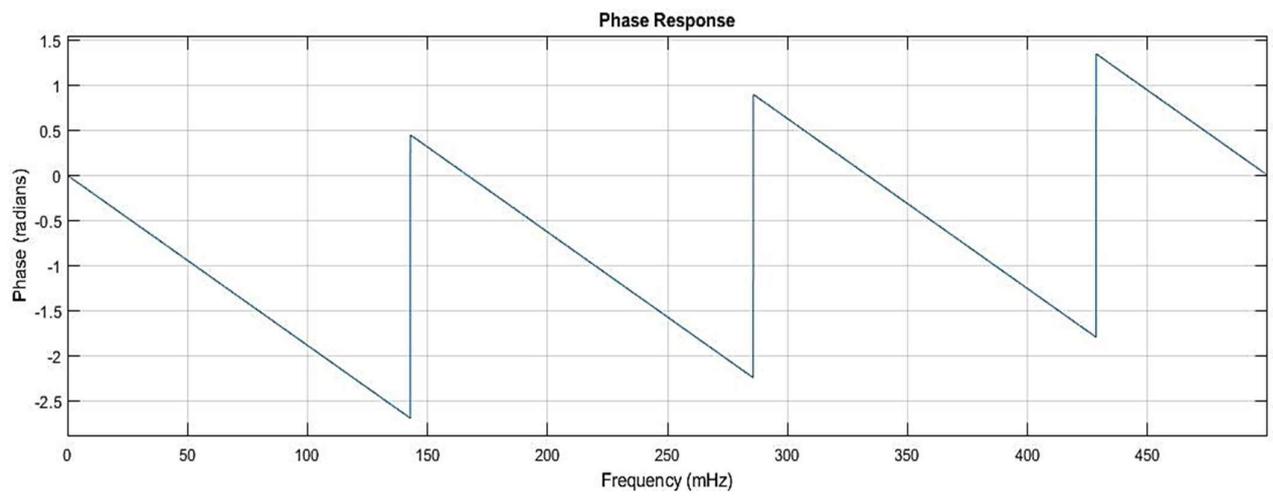


Figura 4.4. Fase della risposta impulsiva in frequenza del filtro.

4.2. FILTRO HPF PER RIMOZIONE RUMORE BLH

```
Fs = 125; % Sampling Frequency
Ts=1/Fs; % Sampling Time
N = 50; % Order
Fc = 0.667; % Cutoff Frequency

Fstop = Fc*.7; % Stopband Frequency
Fpass = Fc*.8; % Passband Frequency
Astop = 80; % Stopband Attenuation (dB)
Apass = 0.1; % Passband Ripple (dB)
match = 'both'; % Band to match exactly

% Construct an FDESIGN object and call its ELLIP method.
h = fdesign.highpass(Fstop, Fpass, Astop, Apass, Fs);
Hd = design(h, 'ellip', 'MatchExactly', match);

%% FILTER

t=[1:length(ecg_dist)]/Fs ; %time axis

% Create a noise with frequencies within 0.2Hz and Fcutoff=0.667 Hz
v=[0.2:0.02:Fc*.6];
dist=zeros(1,length(t));
for n=1:length(v)
    f=v(n);
    dist=dist+50*cos(2*pi*f*t);
end

x1=ecg_dist-mean(ecg_dist);
x1_d=x1+dist;
y0_d=filter (Hd, x1_d); % forward backward!
y0_d=filter (Hd, y0_d(end:-1:1));
y0_d=y0_d(end:-1:1);
N=length(x1);
f=(0:N-1)/Ts/N;
X1 = fft(x1_d);
X1 ((f<Fc*.7)|(f>Fs-Fc*.7))-0;
y1_d=ifft(X1);
```

Figura 4.5. Codice Matlab per la rimozione del rumore BLH.

In Figura 4.5 è riportato il codice scritto su Matlab del filtro passa alto per rimozione di BLH. Le specifiche del filtro sono contenute nella variabile *h* e la costruzione vera e propria del filtro ellittico viene realizzata tramite la funzione “*design*”, alla quale vanno passati in input come primi due argomenti le specifiche (variabile *h*) e una stringa contenente il metodo (metodo “*ellip*”), seguiti da altre proprietà. Si è scelto il metodo “*ellip*” perché in questo modo il numero di coefficienti della funzione di trasferimento si riduce notevolmente.

Il filtraggio è realizzato con due modalità:

- 1) La funzione “*filter*” è applicata alla sequenza in ingresso *x1_d* due volte, la seconda delle quali riceve la sequenza invertita temporalmente. Poi, il segnale in uscita da questa

viene nuovamente re-invertito nel tempo. In questo modo si realizza il *Forward-Backward* per un filtro di tipo ellittico.

- 2) Si sfrutta la seguente proprietà: l'operazione di filtraggio o convoluzione nel dominio del tempo si mappa in un prodotto nel dominio delle frequenze (slides prof. T. Erseghe). Le ultime tre righe di codice di Figura 4.5 racchiudono l'applicazione di questo metodo: il segnale X1 viene trasformato con Fourier col comando `"fft"`, vengono azzerate le frequenze da eliminare e si antitrasforma col comando `"ifft"` per ottenere un segnale nel tempo pulito da queste.

La Figura 4.6 presenta il plot di tre tracciati ECG: dati grezzi, dati filtrati col primo metodo, filtrati col secondo metodo. I due grafici sottostanti sono visibilmente corrispondenti, ad indicare una buona riuscita della progettazione del filtro ellittico.

Le Figure 4.7 e 4.8 riportano i diagrammi di Bode del filtro, cioè modulo (in dB) e fase (rad) della sua funzione di trasferimento al variare delle frequenze espresse in Hz. In Figura 4.9 si può visualizzare un ingrandimento del diagramma della fase nell'intervallo di frequenze [0,6] allo scopo di osservarne meglio l'andamento, che dopo questo intervallo si stabilizza ed è poco significativo. I limiti dell'asse x sono stati settati utilizzando il *"Filter Visualization Tool"*.

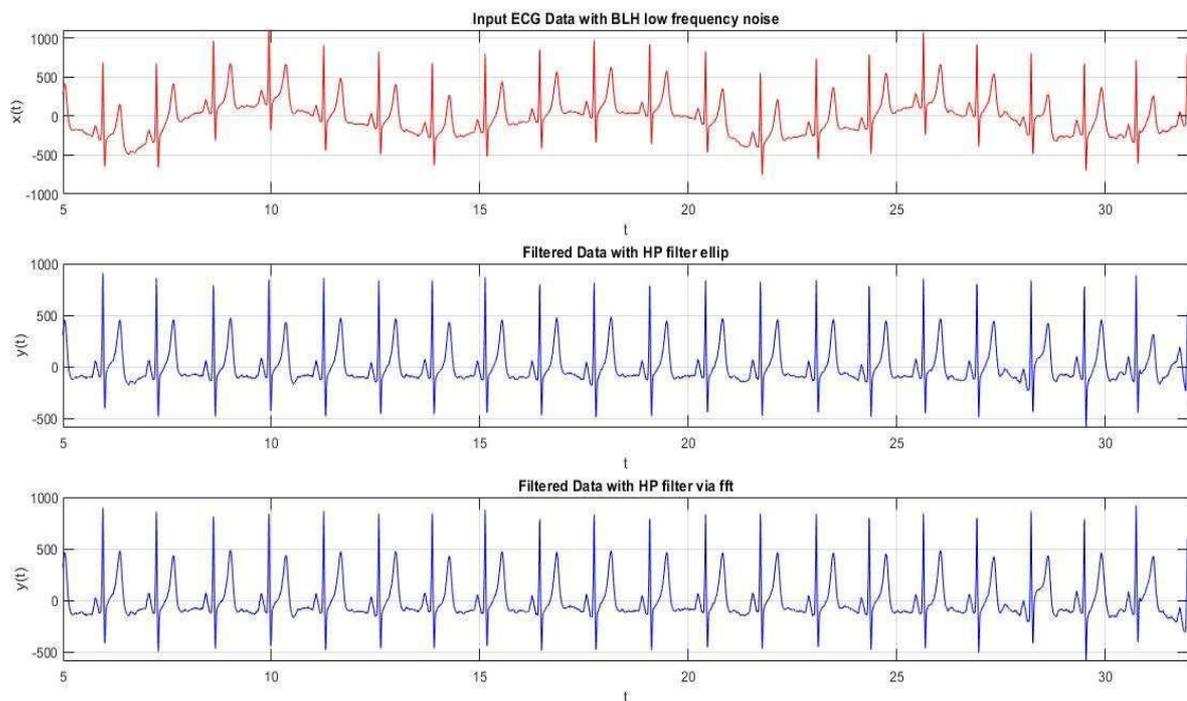


Figura 4.6. Dati ECG prima del filtro (in alto), dopo il filtro passa alto ellittico (in mezzo), dopo il filtro realizzato con `"fft"` in Matlab (in basso).

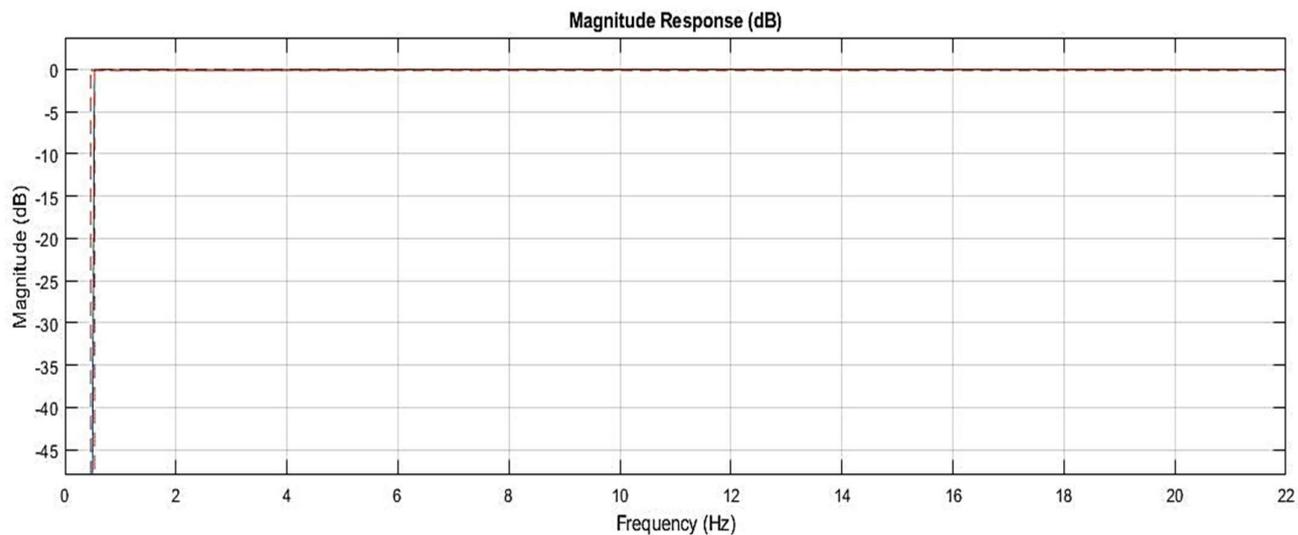


Figura 4.7. Modulo in dB della risposta impulsiva in frequenza del filtro

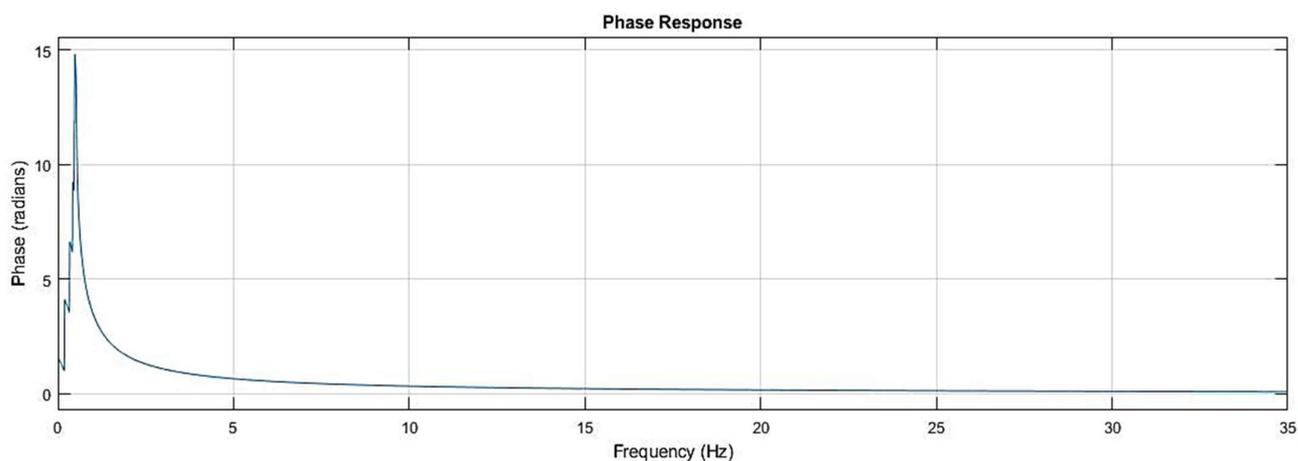


Figura 4.8. Fase della risposta impulsiva in frequenza del filtro

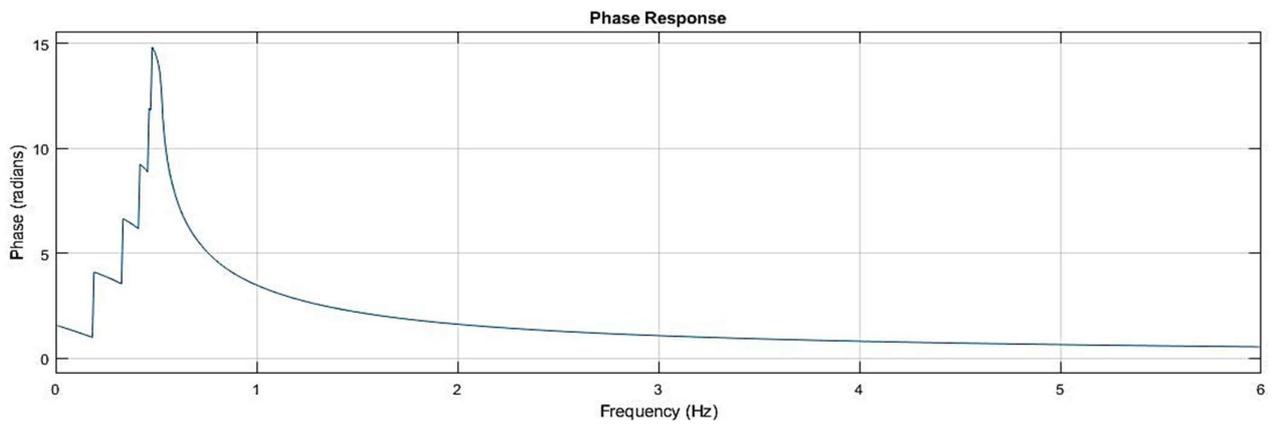


Figura 4.9. Fase della risposta impulsiva in frequenza del filtro, zoom nell'intervallo di frequenze [0,6].

5. CONCLUSIONI

La progettazione di dispositivi elettrocardiografici wearable vede ogni giorno nuove proposte dai materiali e dalle tecniche di costruzione più vari, sempre validati tramite appropriate modalità di validazione.

I *wet electrodes*, tradizionalmente usati per misurare l'attività elettrica del cuore, pur rilevando un segnale accurato grazie alla minore impedenza, sono inadatti ad applicazioni wearable, per le quali si prestano maggiormente i *dry electrodes*, dispositivi a contatto diretto con la pelle che eliminano la necessità del gel elettrolita, principale problema dei precedenti. Tuttavia, i versatili elettrodi E-textiles indubbiamente assicurano le prestazioni migliori tra tutti quelli citati. Essi soddisfano facilmente il requisito di biocompatibilità, perché hanno come supporto una struttura tessile adeguatamente scelta che può essere realizzata con i materiali dalle proprietà più vari, polimeri, metalli o a base di carbonio, a seconda delle esigenze da soddisfare; ad esempio, i primi sono più leggeri e flessibili, mentre gli elettrodi metallici sono più conduttivi e rilevano un segnale di qualità migliore. Per tutti questi, comunque, il grande vantaggio è la possibilità di integrare la componente di prelievo del segnale a quella elettronica di elaborazione del segnale. In particolare, in questa tesi sono stati descritti il sistema MagIC (Di Rienzo, et al., 2005), i *CC-electrodes* (Nemati, Deen, & Mondal, 2012) integrati a PCB e basati su un sensore capacitivo, gli elettrodi a base di PEDOT (Trindade, Martins, & Baptista, 2015), analizzandone le prestazioni e dimostrando il successo di queste.

Le metodiche di eliminazione del rumore dal segnale elettrocardiografico sono molteplici e in continuo studio, con algoritmi sempre nuovi che cercano un compromesso tra accuratezza e complessità computazionale. I rumori principali sono *baseline wander*, un disturbo a bassa frequenza ma di grande ampiezza per il quale risulta efficace un filtraggio IIR (con procedura *Forward-Backward*) o *downsampling*, e *powerline interference*, la quale è la componente maggiore del disturbo di modo comune, sulla quale si cerca di intervenire principalmente a livello circuitale attraverso il circuito della gamba destra. Il filtraggio IIR può anche essere utilizzato per rumori minori come l'artefatto da movimento e anche in questo caso la procedura *Forward-Backward* permette di arginare la distorsione di fase con grande efficacia; mentre per il disturbo EMG risulta vincente un filtro a media mobile di settimo ordine, essendo questo il segnale che più di tutti si sovrappone in frequenza a quello elettrocardiografico. Riguardo a quest'ultimo si è svolta un'analisi più approfondita della funzione di trasferimento nel dominio Zeta e nel dominio di Fourier.

La ricerca in questo campo è a tutti gli effetti un *open field* a cavallo tra la medicina e l'ingegneria che sta progredendo a ritmi vertiginosi e che vede un impegno e una cooperazione a livello internazionale.

La combinazione di un'efficiente elaborazione del segnale e della portabilità a lungo termine di un sistema ECG confortevole rende possibile sia l'estrazione in tempo reale di informazioni fisiopatologiche cruciali che non sarebbero immediatamente disponibili dal segnale grezzo, sia il monitoraggio della situazione cardiologica di pazienti a rischio e, in casi estremi, di salvare vite umane; il più nobile obiettivo che la ricerca possa perseguire.

BIBLIOGRAFIA

- Abbaspour, S., Gholamhosseini, H., & Linden, M. (2015). Evaluation of Wavelet Based Methods in Removing Motion Artifact from ECG Signal. In H. Mindedal, & M. Persson, *16th Nordic-Baltic Conference on Biomedical Engineering. IFMBE Proceedings, vol 48*. Springer, Cham.
- An, X., & Stylios, G. (2020). Comparison of Motion Artefact Reduction Methods and the Implementations of Adaptive Motion Artefact Reduction in Wearable Electrocardiogram Monitoring. *Sensors, 20*(5), 1-19.
- Ankhili, A., Tao, X., Cochrane, C., Koncar, V., & Coulon, D. (2018). Comparative Study on Conductive Knitted Fabric Electrodes for Long-Term Electrocardiography Monitoring: Silver-Plated and PEDOT: PSS Coated Fabrics. *Sensors, 18*(11), 1-7.
- Cantatore, G., & Vitale, L. (2010). *Fisica 2. Elettromagnetismo, Onde, Ottica*. Padova: McGraw- Hill.
- Diagramma di Wiggers. (s.d.). Tratto il giorno luglio 4, 2022 da Wikipedia: https://it.wikipedia.org/wiki/Diagramma_di_Wiggers
- Di Rienzo, M., Racca, V., Rizzo, F., Bordoni, B., Parati, G., Castiglioni, P., . . . Ferratini, M. (2013). Evaluation of a textile-based wearable system for the electrocardiogram monitoring in cardiac patients. In *EP Eurospace, Volume 15, Issue 4* (p. 607–612). Oxford University Press.
- Di Rienzo, M., Rizzo, F., Parati, G., Brambilla, G., Ferratini, M., & Castiglioni, P. (2005). A New Textile-Based Wearable Device for Biological Signal Monitoring. Applicability in Daily Life and Clinical Setting. *IEEE Engineering in Medicine and Biology 27th Annual Conference*, 7167-7169.
- Elettrocardiogramma. (s.d.). Tratto il giorno luglio 4, 2022 da Wikipedia: <https://it.wikipedia.org/wiki/Elettrocardiogramma>
- Fu, Y., Zhao, J., Dong, Y., & Wang, X. (2020). Dry Electrodes for Human Bioelectrical Signal Monitoring. *Sensors. 2020; 20*(13): 3651, 1-18.
- Hamilton, P. (1996). A Comparison of Adaptive and Nonadaptive Filters for Reduction of Power Line Interference in the ECG. *IEEE Transactions on bio-medical engineering, 43*(1), 1-4.
- Jung, H.-C., Moon, J., Baek, D., Lee, J.-H., Choi, Y.-Y., Hong, J.-S., & Lee, S.-H. (2012). CNT/PDMS Composite Flexible Dry Electrodes for Long-Term ECG Monitoring. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 59*(5), 1472-1479.
- Kaur, M., Singh, B., & Seema. (2011). Comparison of Different Approaches for Removal of Baseline Wander from ECG signal. *ICWET'11: Proceedings of the International Conference & Workshop on Emerging Trends in Technology*, 1290-1294.
- Kher, R. (2019). Signal processing Techniques for Removing Noise from ECG Signals. *Journal of Biomedical Engineering and Research*, 1-9.
- Lenis, G., Pilla, N., Loewe, A., Schulze, H., & Dossel, O. (2017). Comparison of Baseline Wander Removal Techniques considering the Preservation of ST Changes on the Ischemic ECG: A Simulation Study. *Computational and Mathematical Methods in Medicine, 2017*.

- Levkov, C., Mihov, G., Ivanov, R., Daskalov, I., Christov, I., & Dotsinsky, I. (2005). Removal of power-line interference from the ECG: a review of the subtraction procedure. *BioMedical Engineering OnLine*, 4, 1-17.
- Litwin, L. (2000). FIR and IIR digital filters. The effect of finite bit precision. *IEEE Potentials*, 19(4), 28-31.
- Myers, A. C., Huang, H., & Zhu, Y. (2015). Wearable silver nanowire dry electrodes for electrophysiological sensing. *Royal Society of Chemistry*, 5, 1-5.
- Nemati, E., Deen, M., & Mondal, T. (2012). A Wireless Wearable ECG Sensor for Long-Term Applications. *IEEE Communications Magazine*, 50(1), 36-43.
- Nigusse, A., Mengistie, D., Malengier, B., Malengier, B., Tseghai, G., & Langenhove, L. (2021). Wearable Smart Textiles for Long-Term Electrocardiography Monitoring- A Review. *Sensors*, 21(12), 1-14.
- Nigusse, A. (2021). Wearable Smart Textiles for Long-Term Electrocardiography Monitoring- A Review. *Sensors*, 21(12), 1-19.
- Onda U. (s.d.). Tratto il giorno luglio 4, 2022 da Wikipedia https://it.wikipedia.org/wiki/Onda_U
- Ramasamy, S., & Balan, A. (2018). Wearable sensors for ECG measurement: a review. *Sensor Review* 38(4), 1-7.
- Shubhankar, S., Rohan, J., & Malaya, K. (2019). Removal of Powerline Interference from ECG Signal using FIR, IIR, DWT and NLMS Adaptive Filter. *2019 International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSP)* (p. 12-16). Chennai, India: IEEE.
- Silverthorn, D. (2017). *Fisiologia Umana. Un approccio integrato*. Pearson.
- Sörnmo, L., & Laguna, P. (2005). Chapter 6 - The Electrocardiogram - A Brief Background. In *Bioelectrical Signal Processing in Cardiac and Neurological Applications* (p. 411-452). Elsevier Academic Press.
- Sörnmo, L., & Laguna, P. (2005). Chapter 7 - ECG Signal Processing. In *Bioelectrical Signal Processing in Cardiac and Neurological Applications* (p. 453-566). Elsevier Academic Press.
- Sörnmo, L., & Laguna, P. (2006). Electrocardiogram (ECG) signal processing. *Wiley encyclopedia of biomedical engineering*, (p. 1-7).
- Spanò, E., Di Pascoli, S., & Iannaccone, G. (2016). Low-power wearable ECG monitoring system for multiple-patient remote monitoring. *IEEE Sensors Journal*, 16(13), 5452-5462.
- Trindade, I., Martins, F., & Baptista, P. (2015). High electrical conductance poly(3,4-ethylenedioxythiophene) coatings on textile for electrocardiogram monitoring. *Synthetic metal*, 210, B, 179-185.
- Varanini, M., Emdin, M., Allegri, F., Raciti, M., Conforti, F., & Macerata, A. (2002). Adaptive filtering for ECG signal for deriving respiratory activity. *Proceedings Computers in Cardiology*, 621-624.
- Veen, B. V. (2013). Zero-Phase Filtering. Tratto da Youtube [File Video] https://www.youtube.com/watch?v=ue4ba_wXV6A

Venkatesh, A. (2011). Improving Common-Mode Rejection Using the Right-Leg Drive Amplifier. *Texas instruments*, 2-5.

Webster, J. G. (1998). *Medical Instrumentation: Application and Design*. John Wiley & Sons Inc.

Winter, B., & Webster, J. (1983). Driven-Right-Leg circuit Design. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, BME-20 (1), 62-66.

Pseudoperiodico. (1996). *Dizionario delle Scienze Fisiche*. Istituto Treccani. treccani.it. Consultato il 28 giugno 2022, da https://www.treccani.it/enciclopedia/pseudoperiodico_%28Dizionario-delle-Scienze-Fisiche%29/

Slides Prof M. Schiavon, dal Corso “Tecnologia e Strumentazione Biomedica” 2021/2022 <https://elearning.dei.unipd.it/course/view.php?id=8337>

Slides Prof A. Cester, dal Corso “Fondamenti di Elettronica” 2020/2021 <https://elearning.dei.unipd.it/enrol/index.php?id=8267>

Slides Prof.ssa M.P. Saccomani, dal Corso “Elaborazione di Segnali biomedici” 2021/2022 <https://elearning.dei.unipd.it/course/view.php?id=8162>

Slides Prof T. Erseghe, dal Corso “Segnali e Sistemi” 2020/2021 <https://elearning.dei.unipd.it/course/view.php?id=7620ù>

Slides Prof.ssa D. Pietrobon, dal Corso “Anatomia, Biologia e Fisiologia” 2019/2020 <https://elearning.dei.unipd.it/course/view.php?id=4406>

Slides Prof. F. Moro, dal Corso “Teoria dei Circuiti” 2021/2022 <https://elearning.dei.unipd.it/course/view.php?id=8>

RINGRAZIAMENTI

Desidero ringraziare il mio Relatore, il prof. Tomaso Erseghe, per avermi aiutato con passione in ogni tappa della stesura di questo elaborato, accompagnandomi sempre nel lavoro con pazienza e tempestività.

Ringrazio infinitamente la mia mamma e il mio papà, che in tutti questi anni sono stati presenti, hanno creduto fermamente in me, mi hanno sostenuto trasmettendomi il loro entusiasmo e il loro amore. Vi sono infinitamente grata per ogni gesto, parola, risata e per tutto il lavoro che ogni giorno svolgete con passione per me e Anna, senza mai farci pesare nulla.

Grazie a mia sorella Anna, perché silenziosamente mi apprezzi e mi stimi come nessun altro mai farà, e perché con la tua naturale simpatia rendi la mia vita quotidiana decisamente più divertente.

Un grazie di cuore a Marco, che tre anni fa è entrato nella mia vita e con cui ho trascorso i momenti più belli di sempre. Il resto lo sai già.

Voglio dire un grazie sincero alle mie cugine, alle amiche e agli amici veri, quelli storici e quelli nuovi, quelli dell'Università, del liceo, dell'Erasmus e dell'infanzia, che mi hanno sopportata, sostenuta e soprattutto hanno rallegrato immensamente questi tre bellissimi anni di università.

