

UNIVERSITÀ
DI PAVIA

FACOLTA' DI INGEGNERIA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA INDUSTRIALE E
DELL'INFORMAZIONE

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN BIOINGEGNERIA

TESI DI LAUREA

Sviluppo di un sistema di sensing capacitivo per il
monitoraggio fisiologico: studio di fattibilità mediante
Demodulazione I/Q e tecniche di Digital Beamforming

Candidato: Luca Marzi

Relatore: Prof. Pietro Cerveri

Correlatore: Sig.ra Silvia Roncelli

Anno Accademico: 2025/2026

Abstract

Il presente lavoro indaga la fattibilità di un sistema di *sensing* capacitivo non a contatto per il monitoraggio cardiaco. L'obiettivo è validare un'architettura in grado di rilevare variazioni micrometriche della distanza elettrodo-pelle indotte dalla pulsazione arteriosa, ponendo le basi per soluzioni di monitoraggio fisiologico continuo e non invasivo. Il lavoro è stato articolato in due fasi principali. Nella prima fase, condotta in ambiente MATLAB, è stato sviluppato un modello teorico per simulare diversi scenari e sono stati confrontati due approcci per l'estrazione della capacità: la stima tramite involuppo e la Demodulazione I/Q accoppiata a tecniche di *Beamforming*. Le simulazioni hanno dimostrato la superiorità del secondo approccio rispetto alle tecniche tradizionali di involuppo. Nella seconda fase, è stato realizzato un prototipo hardware basato su architettura PSoC 5LP, in cui è stata implementata una logica di *Time-Division Multiplexing* gestita via *interrupt*. L'adozione di una strategia di *Weighted Beamforming* basata sul criterio *Maximum Ratio Combining* (MRC) ha permesso di ottenere un SNR sperimentale fino a 12.36 dB, mitigando il rumore ambientale. Gli sviluppi futuri mirano alla miniaturizzazione del sistema e al miglioramento sia dei componenti hardware sia delle tecniche di filtraggio software. In ottica di *wearability*, si prospetta l'integrazione dei sensori in oggetti quotidiani, come montature di occhiali o in tessuti per la rilevazione di parametri vitali e postura dei pazienti.

Indice

Abstract	i
Indice	iii
1 Introduzione	1
2 Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB	7
2.1 Modellizzazione fisica e geometrica	8
2.1.1 Sensori capacitivi: descrizione sensori e geometrie	8
2.1.2 Dielettrico	11
2.1.3 Modellizzazione del movimento cutaneo	12
2.2 Architettura della catena di misura	14
2.2.1 Principio di trasduzione del segnale	14
2.2.2 Genesi della corrente e stadio di transimpedenza .	15
2.2.3 Modulazione fisica del segnale	18
2.2.4 Implementazione numerica della dinamica	19
2.3 Strategie di elaborazione del segnale	21
2.3.1 Caso 1: Estrazione del segnale tramite involuppo .	22
2.3.2 Caso 2: Estrazione del segnale tramite Demodulazione I/Q	32

3	Risultati delle simulazioni	41
3.1	Analisi di sensibilità tramite Machine Learning	41
3.1.1	Interpretazione del Ranking delle variabili	43
3.2	Confronto prestazionale: Demodulazione vs <i>Envelope</i> . . .	51
3.2.1	Quantificazione del Guadagno di SNR	53
3.2.2	Interpretazione fisica dei risultati e conclusioni . .	53
4	Setup Sperimentale	57
4.1	Prototipazione Hardware	60
4.1.1	Design del Supporto per i sensori capacitivi	60
4.1.2	Design e Realizzazione del Circuito Stampato . . .	64
4.2	PSoC 5LP	72
4.3	Generazione del segnale di eccitazione V_{drive}	72
4.3.1	AD9833	72
4.3.2	Comunicazione SPI	73
4.4	Amplificazione del Segnale	77
4.5	Multiplexing e rimozione dell'offset	79
4.6	Accoppiamento capacitivo anello-sensore	80
4.7	Architettura dell'Alimentazione e Riferimento di Tensione	81
4.8	Logica di Acquisizione e Gestione Temporale	87
4.8.1	Configurazione e Multiplexing degli AMux	87
4.8.2	Campionamento Burst e Scheduling della CPU . .	88
4.9	Elaborazione digitale del segnale	90

4.9.1	Modellizzazione del Segnale Acquisito	90
4.9.2	Demodulazione I/Q	91
4.9.3	Filtraggio FIR Vettoriale e Approccio a Blocchi . .	91
4.9.4	Beamforming Digitale	93
4.9.5	Interfaccia di Comunicazione UART	95
4.10	Caratterizzazione del Sistema in Tempo Reale	97
4.10.1	Analisi del Duty Cycle e Timing di Sistema	97
4.10.2	Validazione del Beamforming e Carico del Main Loop	99
5	Discussione dei Risultati Sperimentali	101
5.1	Beamforming unitario	101
5.1.1	Analisi del Rumore	102
5.1.2	Analisi del Segnale	105
5.1.3	Determinazione del Rapporto Segnale-Rumore . .	108
5.2	Analisi comparativa dei singoli canali	109
5.2.1	Caratterizzazione del SNR per singolo sensore . .	109
5.3	Caratterizzazione della sensitività e risposta alla distanza .	115
5.3.1	Sistema di movimentazione lineare e controllo del- lo stepper	116
5.3.2	Caratterizzazione sperimentale della risoluzione lineare	121
5.3.3	Procedura sperimentale e Caratterizzazione	123

6	Conclusioni e Sviluppi Futuri	127
6.1	Sintesi dei risultati e validazione del modello	127
6.2	Validazione hardware e performance sperimentali	129
6.3	Sviluppi Futuri	131
	Bibliografia	135

1 | Introduzione

Lo studio presentato in questo lavoro di tesi si propone di indagare la fattibilità di un sistema di *sensing* capacitivo non a contatto per il monitoraggio del battito cardiaco. L'obiettivo principale è lo sviluppo e la validazione di un'architettura in grado di operare in regime *non-contact* e di rilevare variazioni micrometriche della distanza elettrodo-pelle indotte dalla pulsazione arteriosa, ponendo le basi per future applicazioni nell'ambito del monitoraggio fisiologico continuo e non invasivo.

Il lavoro svolto in questa tesi si articola in due fasi principali:

1. Studio di fattibilità in ambiente MATLAB: in questa fase vengono simulati i diversi scenari e ottimizzati gli algoritmi di elaborazione del segnale. Sono stati implementati e confrontati due approcci per l'estrazione della capacità: la stima tramite inviluppo e la Demodulazione I/Q accoppiata a tecniche di *Beamforming*. L'obiettivo di questa prima fase è stato valutare il limite teorico del rapporto segnale-rumore (*Signal Noise Ratio - SNR*) e identificare la configurazione ottimale in condizioni ideali.
2. Sviluppo del prototipo hardware su architettura PSoC 5LP: in questa seconda fase le strategie di processing sono state adattate ai vincoli del sistema *embedded*. Data l'impossibilità di campionare simultaneamente i quattro canali sensoriali, è stato implementato un sistema a commutazione temporale gestito via *interrupt*. La demodulazione digitale ha permesso di ottenere una stima del movimento a bassa

1| Introduzione

frequenza della pelle, modulato su una portante ad alta frequenza, garantendo l'efficienza computazionale necessaria per il funzionamento sul microcontrollore. In questa parte è stato realizzato anche il prototipo fisico del sistema, progettando sia il sensore tramite stampa 3D sia il circuito stampato.

Il confronto tra i risultati ottenuti in simulazione e le prestazioni del prototipo fisico fornisce una solida base per la futura miniaturizzazione del sistema, dimostrando la fattibilità del monitoraggio cardiaco capacitivo anche in presenza di risorse computazionali limitate.

Per contestualizzare le scelte progettuali effettuate è necessario analizzare l'attuale panorama tecnologico e le diverse direzioni della ricerca nell'ambito del *sensing* capacitivo. Questa tecnologia, capace di convertire variazioni di capacità elettrica tra due o più elettrodi in segnali elettrici misurabili, si è diffusa negli anni sia in ambito industriale che nella ricerca scientifico-sanitaria grazie a caratteristiche come il basso costo di produzione e il ridotto consumo energetico [1], [2].

In ambito industriale la versatilità dei sensori capacitivi ha permesso loro di trovare impiego in diversi campi:

- **Controllo e monitoraggio dei fluidi:** oltre alla misura dei livelli all'interno di serbatoi [3], [4], questi sensori sono impiegati nella diagnostica in-situ per il monitoraggio in tempo reale della conta-

1| Introduzione

minazione da detriti metallici negli oli lubrificanti, permettendo di valutare lo stato di usura dei componenti meccanici e prevenire i guasti critici in macchinari rotanti [5].

- **Analisi dei materiali:** trovano ampio impiego nel rilevamento di oggetti, sia conduttivi che isolanti [6], permettendo misure di spostamento nanometrico e analisi non distruttive per individuare difetti strutturali o variazioni nella composizione chimica dei materiali.
- **Interfacce tattili e robotica:** possono essere utilizzati anche nel rilevamento di forze [7] e pressioni [8], oltre che nell'acustica per la realizzazione di microfoni [9]. Un ruolo di crescente importanza è rivestito dalla robotica collaborativa (*Human-Robot Collaboration - HRC*), dove sistemi basati su *sensing* di prossimità permettono di creare una simil-pelle artificiale capace di garantire elevati standard di sicurezza nell'interazione uomo-macchina, prevenendo le collisioni prima del contatto fisico [10].
- **Automotive e Smart Manufacturing:** sono utilizzati inoltre per il monitoraggio della qualità dell'aria [11], [12], per il rilevamento dell'occupazione dei sedili [13] e per il posizionamento ad alta precisione dei bracci robotici [14].

L'interesse per il *sensing* capacitivo è cresciuto molto negli ultimi anni anche in ambito biomedico e nel campo dell'interazione uomo-macchina

1| Introduzione

(*Human-Computer Interaction - HCI*) [15]. Il corpo umano, essendo composto prevalentemente da tessuti ad alto contenuto ionico e protetto da uno strato epidermico dielettrico, può essere modellato come un conduttore volumetrico complesso. Presenta infatti proprietà di conduttività e permittività elettrica tali da influenzare i campi elettrici circostanti, e ciò gli permette di agire come una piastra mobile o un'armatura virtuale del sistema capacitivo [16]. Questa interazione elettro-magnetica tra corpo e ambiente permette di sfruttare il sensing capacitivo per il monitoraggio di parametri vitali in modalità *non-contact*, superando i limiti dei sensori galvanici tradizionali. Questi ultimi richiedono un contatto ohmico diretto e spesso l'impiego di gel elettrolitici conduttivi per ridurre l'impedenza tra pelle ed elettrodo, tutti fattori che possono causare irritazioni cutanee, degradazione del segnale a lungo termine (a causa dell'essiccazione del gel stesso) e disagio per il paziente [17].

Le applicazioni in letteratura sono molteplici e si dividono principalmente in due categorie:

- **Rilevazione di segnali elettrofisiologici:** come l'elettrocardiografia (ECG) capacitiva [18] e l'elettroencefalografia (EEG) [19], dove il sensore cattura le variazioni di potenziale elettrico attraverso l'accoppiamento capacitivo pelle-elettrodo.
- **Monitoraggio di parametri biomeccanici e antropometrici:** questi coprono un vasto insieme di applicazioni, dalla rilevazione della

1| Introduzione

presenza umana [20], [21] e delle misure di pressione sanguigna [22], fino all'analisi delle espressioni facciali [23] e dei gesti [24].

Il presente documento è organizzato in cinque capitoli. Il capitolo 2 approfondisce la modellazione teorica dell'array capacitivo e le strategie di elaborazione del segnale. Nel capitolo 3 vengono esposti i risultati delle simulazioni condotte in ambiente MATLAB per la validazione del sistema. In seguito, viene svolto un confronto quantitativo tra le tecniche di estrazione dell'involuppo e di *Beamforming*, dimostrando la superiore robustezza di quest'ultima nella ricostruzione del segnale. Il capitolo 4 descrive il setup sperimentale realizzato, la progettazione dell'hardware su architettura PSoC 5LP e il design della scheda PCB. Il capitolo 5 raccoglie i risultati sperimentali ottenuti con l'implementazione hardware del prototipo. Il capitolo 6 infine tratta le conclusioni del lavoro, discutendo la congruenza tra i dati simulati e quelli acquisiti dal prototipo e delineando i futuri sviluppi verso la miniaturizzazione del sistema.

2 | Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

In questo capitolo viene descritto lo studio di fattibilità condotto in ambiente di simulazione. L'obiettivo è analizzare la risposta di un array di sensori capacitivi alle micro-variazioni di distanza indotte dal battito cardiaco, confrontando diverse architetture di processing per massimizzare la qualità del segnale estratto.

Vengono confrontati due diversi approcci:

- Elaborazione del segnale tramite involuppo
- Demodulazione I/Q e successivo *Beamforming*

Nel caso di demodulazione I/Q sono stati inoltre esplorati 3 scenari per quanto riguarda le portanti $V_{drive}(t)$:

- Sfasamento nullo
- Sfasamento uniforme in base al numero di sensori
- Sfasamento casuale

Nella simulazione sono stati presi in considerazione diversi parametri, e sono stati fatti variare per valutarne l'impatto sulla capacità di rilevamento del segnale.

Per ogni configurazione di parametri si è calcolato il rapporto segnale-

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

rumore (SNR) tra spostamento della pelle stimato dai sensori e lo spostamento reale simulato.

2.1. Modellizzazione fisica e geometrica

2.1.1. Sensori capacitivi: descrizione sensori e geometrie

Sono state valutate diverse configurazioni dimensionali e spaziali della griglia di elettrodi, al fine di ricavare un dataset di metriche prestazionali al variare di diversi parametri geometrici e poterne stimare l'impatto sullo studio.

In particolare, questi parametri sono:

- Il numero di elettrodi
- La lunghezza del lato di ciascun elettrodo
- La distanza tra i centri degli elettrodi
- La geometria della schiera

I sensori capacitivi utilizzati sono dei piatti conduttivi in rame di forma quadrata. In questo studio sono state affrontate diverse possibili geometrie per quanto riguarda la disposizione degli elettrodi:

- Array lineare: i sensori sono stati disposti affiancati in linea retta
- Matrice quadrata: i sensori sono stati disposti secondo una griglia quadrata in cui il numero di piatti era uguale per riga e per colonna

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

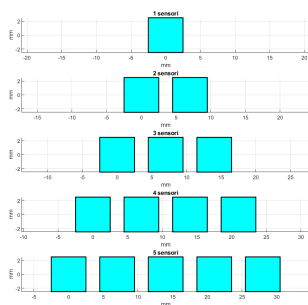
- Array Circolare: i sensori sono stati disposti lungo una circonferenza

Il numero di sensori in simulazione è stato fatto variare per tutte le configurazioni:

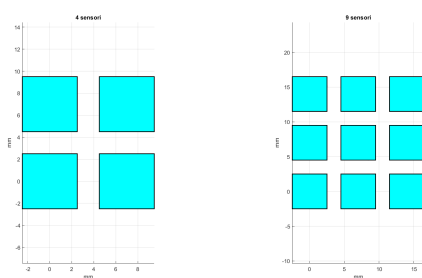
- Lineare: numero di sensori variabile da 1 a 5
- Matrice quadrata: numero di sensori variabile da 4 (2x2) a 9 (3x3)
- Circolare: numero di sensori variabile da 3 a 6

In Figura 2.1 sono riportate le varie geometrie studiate:

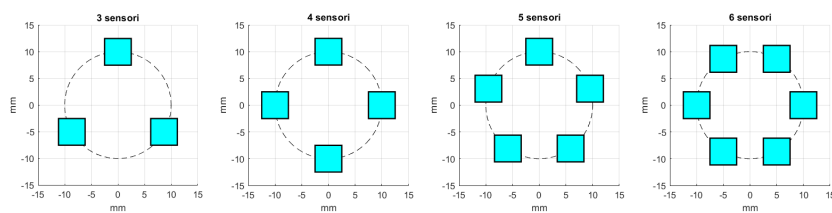
2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB



(a) Array da 1 a 5 sensori



(b) Matrice quadrata 2x2 e 3x3



(c) Array circolare da 3 a 6 sensori

Figura 2.1: Configurazioni geometriche degli array di sensori analizzate

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

Questa variabilità nella geometria e nel numero di sensori usati ha reso possibile esplorare diverse soluzioni, in ottica di un'implementazione fisica futura del sistema. La dimensione (lunghezza del lato) degli elettrodi è stata fatta variare tra 5 mm e 10 mm. La distanza tra i centri dei piatti, e il raggio della circonferenza nella configurazione circolare, è stata fatta variare tra 7 mm e 10 mm, in modo tale da evitare sovrapposizioni tra gli elettrodi. La distanza tra elettrodo e pelle è invece fissata a 5 mm.

2.1.2. Dielettrico

L'aria costituisce il mezzo interposto tra l'elettrodo di *sensing* e la superficie cutanea, e in prima approssimazione può essere modellizzata come un dielettrico perfetto privo di perdite e caratterizzato da una costante dielettrica relativa $\epsilon_r \approx 1$. Per questo motivo, non contribuisce alla dissipazione dell'energia del campo elettrico sinusoidale che lo attraversa, agendo come un isolante ideale che minimizza la conducibilità parassita tra le armature del condensatore. Tuttavia è opportuno notare che in condizioni reali la permittività del mezzo può subire delle micro-variazioni locali in funzione di parametri ambientali come l'umidità e la temperatura. Questi effetti, data la scala micrometrica degli spostamenti indotti dalla *pulse wave*, sono trascurabili ai fini della stima della capacità istantanea [25].

2.1.3. Modellizzazione del movimento cutaneo

Il principio fisico alla base della rilevazione del battito cardiaco tramite *sensing* capacitivo risiede nella variazione della distanza relativa tra l'elettrodo e il tessuto cutaneo. Tale distanza influenza inversamente la capacità C secondo la relazione:

$$C = \varepsilon \frac{A}{d} \quad (2.1)$$

In prossimità di vasi sanguigni superficiali l'onda di pressione (*pulse wave*) che viene generata dalla sistole ventricolare provoca una deformazione elastica dei vasi. Questa espansione si traduce in un sollevamento della pelle sovrastante dell'ordine di poche decine di micrometri [26].

Per arrivare ad avere una valutazione dell'impatto di questo fenomeno sulle prestazioni del sistema di *sensing* sono stati implementati due modelli di movimento della superficie cutanea all'interno dell'ambiente di simulazione:

- Modello a movimento rigido: la superficie cutanea è approssimata come un piano rigido che trasla uniformemente lungo l'asse perpendicolare al sensore. Ogni elettrodo della schiera percepisce la medesima variazione di capacità, indipendentemente dalla propria posizione spaziale. Questo approccio è particolarmente indicato per modellare scenari in cui la distribuzione dei sensori è concentrata rispetto all'estensione della pulsazione, come nel caso di matrici di

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

sensori o array circolari in cui, data la simmetria della disposizione dei sensori, ci si può aspettare un contributo di segnale simile da tutti i sensori.

- Modello a pulsazione gaussiana: in questo caso il profilo di movimento della pelle è rappresentato da una funzione gaussiana, centrata per semplicità rispetto al baricentro della schiera di elettrodi. L'ampiezza dello spostamento è massima in corrispondenza del centro e decresce progressivamente verso i bordi. Tenendo presente questo, è logico aspettarsi che la deformazione sia massima in corrispondenza dell'asse dell'arteria e che decada lateralmente, portando gli elettrodi periferici a captare un segnale ridotto rispetto a quelli più centrali.

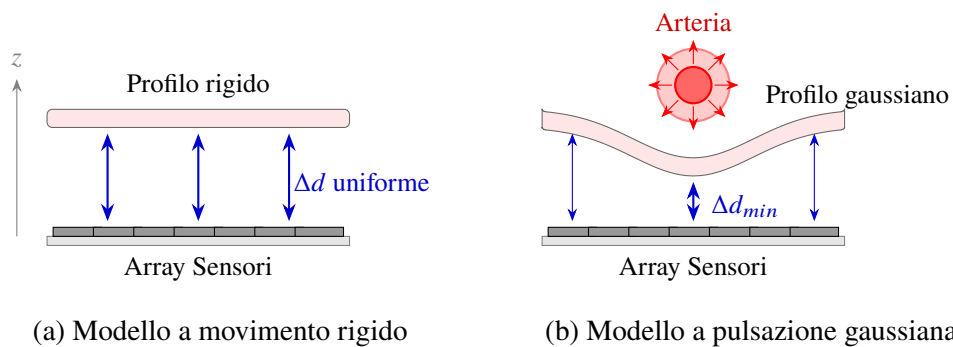


Figura 2.2: Rappresentazione schematica dei modelli di movimento cutaneo simulati

Se si confrontano i due modelli mostrati in Figura 2.2: in (a) la pelle si comporta come un piano rigido parallelo all'array, inducendo una variazione di distanza uniforme; in (b) l'onda di pressione nell'arteria genera

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

una deformazione gaussiana locale, centrata rispetto all'array, che riduce la distanza massima Δd solo sopra il vaso.

A entrambi i modelli è stata sovrapposta una componente di rumore stocastico (*jitter*) per rendere la simulazione più realistica. In particolare, il termine di rumore è stato modellizzato come un processo gaussiano a media nulla con deviazione standard pari al 2% dell'ampiezza massima dello spostamento ($\Delta d_{\text{peak}} = 50 \mu\text{m}$), garantendo così una variabilità dello stimolo che previene l'idealizzazione eccessiva del segnale ricevuto.

2.2. Architettura della catena di misura

Per comprendere come il movimento meccanico della pelle si traduce in un segnale elettrico è necessario definire il modello del trasduttore e la dinamica della corrente capacitiva che viene generata.

2.2.1. Principio di trasduzione del segnale

Il sensore è modellizzato come un condensatore a facce piane parallele, dove un'armatura è costituita dall'elettrodo in rame e l'altra dalla superficie cutanea, mentre la capacità C è definita dalla relazione geometrica:

$$C(t) = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{d(t)} \quad (2.2)$$

dove A è l'area dell'elettrodo, $\varepsilon_0 \approx 8.854 \times 10^{-12}$ F/m la permittività del vuoto, $\varepsilon_r \approx 1$ la permittività relativa dell'aria e $d(t)$ la distanza istantanea

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

tra sensore e pelle.

È necessario precisare che, sebbene il modello a piatti paralleli offra una descrizione analitica immediata del legame tra la capacità e la distanza, la configurazione hardware reale che verrà descritta nel Capitolo 4 prevede elettrodi di eccitazione e *sensing* complanari. In questo scenario il sistema opera infatti in *shunt mode*: la superficie cutanea agisce come un terzo elettrodo che intercetta le linee del campo elettrico, modulando l'accoppiamento tra eccitazione e *sensing*. Tuttavia, ai fini della simulazione in ambiente MATLAB e dello studio degli algoritmi di *Beamforming*, l'approssimazione a piatti paralleli è stata mantenuta in quanto cattura fedelmente la non-linearità della relazione $C \propto 1/d$, che rappresenta il fenomeno fisico dominante per la valutazione della sensibilità del sistema.

2.2.2. Genesi della corrente e stadio di transimpedenza

Ogni sensore capacitivo è pilotato da una tensione sinusoidale di riferimento:

$$V_{\text{drive}}(t) = V_p \cos(\omega t) \quad (2.3)$$

dove:

- $V_p = 3.3 \text{ V}$ è l'ampiezza del segnale
- $\omega = 2\pi f_c$, con $f_c = 10 \text{ kHz}$ frequenza portante

L'applicazione di una differenza di potenziale tra l'elettrodo e la superficie

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

cutanea genera un campo elettrico oscillante nel dielettrico interposto e, per il principio di induzione elettrostatica, la carica presente sull'elettrodo in rame induce una redistribuzione dei portatori di carica nei tessuti biologici. Questi, vista la concentrazione ionica, agiscono come un conduttore volumetrico. In questo modo si definisce un sistema a due conduttori che mantengono cariche uguali e opposte sulle rispettive superfici, caratterizzato da una capacità tempo-variante $C(t)$. Secondo la definizione classica, in un condensatore ideale la capacità è definita come il rapporto tra la carica accumulata Q e la tensione V tra le armature secondo la formula:

$$C = \frac{Q}{V} \quad (2.4)$$

Nel contesto specifico di questo studio, sia la geometria del sistema che il potenziale variano nel tempo, e di conseguenza la carica istantanea $Q(t)$ accumulata sulla capacità può essere espressa dalla formula:

$$Q(t) = C(t)V(t) \quad (2.5)$$

La corrente $I(t)$ è definita come la variazione temporale della carica $Q(t)$ che attraversa la sezione del conduttore, pertanto:

$$I(t) = \frac{dQ(t)}{dt} = \frac{d}{dt}[C(t)V(t)] = C(t) \frac{dV(t)}{dt} + V(t) \frac{dC(t)}{dt} \quad (2.6)$$

- $C(t) \frac{dV(t)}{dt}$: è la corrente capacitiva dovuta alla variazione di tensione

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

sulla capacità (ipotizzando la capacità costante)

- $V(t) \frac{dC(t)}{dt}$: è la corrente causata dalla variazione della capacità, nel nostro caso provocata dal movimento della pelle e quindi di un piatto del condensatore

Essendo la tensione V_{drive} imposta dal sensore (si veda l'equazione (2.3)) allora:

$$\frac{dV(t)}{dt} = -V_p \cdot \omega \cdot \sin(\omega t) \quad (2.7)$$

Inserendo nella formula della corrente si ottiene:

$$\begin{aligned} I(t) &= C(t) (-V_p \omega \sin(\omega t)) + V_p \cos(\omega t) \frac{dC(t)}{dt} \\ &= -V_p \omega C(t) \sin(\omega t) + V_p \cos(\omega t) \frac{dC(t)}{dt} \end{aligned} \quad (2.8)$$

Questa corrente esce dai sensori ed entra nell'amplificatore di transimpedenza (*Transimpedance Amplifier - TIA*) utilizzato nel sistema, che la converte in una tensione di uscita proporzionale alla resistenza di transimpedenza:

$$V_{out}(t) = -R_f \cdot i(t) \quad (2.9)$$

Quindi,

$$V_{out}(t) = -R_f \cdot \left[C(t) \frac{dV(t)}{dt} + V(t) \frac{dC(t)}{dt} \right] \quad (2.10)$$

Integrando con l'espressione (2.8):

$$V_{out}(t) = R_f \cdot V_p \omega C(t) \sin(\omega t) - R_f \cdot V_p \cos(\omega t) \frac{dC(t)}{dt} \quad (2.11)$$

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

Per rendere più realistico lo studio è stato aggiunto alla tensione di uscita dal TIA del rumore. In particolare:

- Rumore casuale bianco gaussiano (AWGN) con intensità di 1 mV
- Interferenza di rete: rumore sinusoidale a 50 Hz con ampiezza di picco di 20 mV

2.2.3. Modulazione fisica del segnale

Il segnale $V_{\text{out}}(t)$ in uscita dal TIA si presenta come una tensione sinusoidale la cui ampiezza varia lentamente in funzione del movimento cutaneo. Questo fenomeno configura un processo di modulazione di ampiezza (AM), in cui la portante ad alta frequenza ($f_c = 10$ kHz) viene modificata dal segnale modulante fisiologico, caratterizzato da un contenuto spettrale in banda base compreso tra 0.8 e 3 Hz (48–180 bpm) [27].

Dal punto di vista della teoria dei segnali, la modulazione comporta la conversione del segnale modulante dalla banda base alla banda traslata, centrata intorno alla frequenza portante [28].

In questo studio, la modulazione avviene in modo naturale attraverso il principio di trasduzione descritto precedentemente: la variazione meccanica della capacità agisce direttamente sull'ampiezza della corrente che attraversa il sensore, rendendo il sistema un modulatore fisico intrinseco.

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

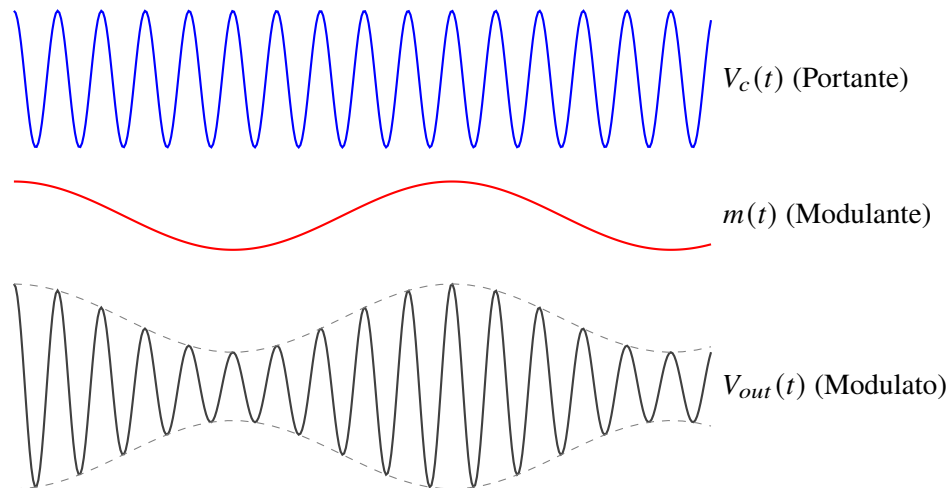


Figura 2.3: Rappresentazione schematica della modulazione

La Figura 2.3 mostra il processo di modulazione, dove la portante ad alta frequenza (in alto) viene modulata dal segnale fisiologico a bassa frequenza (al centro), risultando nel segnale modulato in ampiezza (in basso).

2.2.4. Implementazione numerica della dinamica

Per simulare correttamente il termine $\frac{dC(t)}{dt}$ in ambiente MATLAB, è stato necessario implementare il calcolo dello spostamento istantaneo della pelle. La derivata temporale della capacità è stata approssimata numericamente attraverso il metodo delle differenze finite [29]:

- Differenza finita in avanti (Forward):

$$D_1^+[C](t, h) := \frac{C(t+h) - C(t)}{h} \quad (2.12)$$

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

- Differenza finita all'indietro (Backward):

$$D_1^- [C](t, h) := \frac{C(t) - C(t - h)}{h} \quad (2.13)$$

- Differenza finita centrale (Central):

$$D_1^0 [C](t, h) := \frac{C(t + h) - C(t - h)}{2h} \quad (2.14)$$

dove h rappresenta il passo di campionamento temporale della simulazione.

2.3. Strategie di elaborazione del segnale

Ottenuto il segnale modulato in uscita dallo stadio di transimpedenza, l'obiettivo primario è l'estrazione della capacità $\Delta C(t)$ con il miglior SNR. In questo studio sono state implementate e confrontate due differenti architetture di processing, che rappresentano diversi livelli di complessità computazionale:

- Demodulazione tramite inviluppo: un approccio nel dominio del tempo che sfrutta la variazione istantanea dell'ampiezza del segnale. L'inviluppo è una tecnica computazionale leggera, ed è stata utilizzata in questo lavoro come riferimento per valutare le prestazioni del sistema.
- Demodulazione coerente I/Q e *Beamforming*: un approccio nel dominio della fase e della frequenza che sfrutta il mixing in quadratura. Attraverso questa tecnica il segnale viene decomposto nelle sue componenti ortogonali, e vengono poi applicati algoritmi di *Beamforming* per combinare i segnali dei diversi sensori in modo coerente.

Mentre l'analisi dell'inviluppo tratta ogni sensore in modo indipendente, la combinazione di Demodulazione I/Q e *Beamforming* permette di sfruttare la correlazione spaziale tra gli elettrodi dell'array con l'obiettivo di una ricostruzione del battito cardiaco più fedele anche in presenza di disturbi ambientali.

2.3.1. Caso 1: Estrazione del segnale tramite inviluppo

Una possibile elaborazione del segnale è quella senza la demodulazione *in-phase* e *in quadrature*, sfruttando invece l'ampiezza istantanea del segnale. Il segnale proveniente dal TIA è una tensione che oscilla ad alta frequenza (portante a 10 kHz), con un'ampiezza che varia lentamente in funzione della capacità modulata dal movimento della pelle (modulante scelta a 1 Hz per semplicità). Tenendo conto di questa modulazione, l'informazione utile del segnale è nascosta nella lenta variazione dell'ampiezza data dal segnale modulante, ovvero il battito cardiaco, e non nella portante a frequenza maggiore. Utilizzando la funzione *Hilbert* si può estrapolare l'ampiezza istantanea del segnale, ovvero la *envelope* (inviluppo) [30], e questa rappresenta quindi una demodulazione digitale in ampiezza che, seppur in modo semplificato, è in grado di restituire il segnale modulante nascosto nella portante.

Filtraggio

Prima di ricavare l'ampiezza istantanea del segnale è necessario filtrarlo per eliminare i contributi rumorosi e isolare la parte di segnale utile. In particolare, bisogna rimuovere il rumore di rete a 50 Hz che rappresenta una fonte di disturbo rilevante nello studio, come mostrato in Figura 2.4.

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

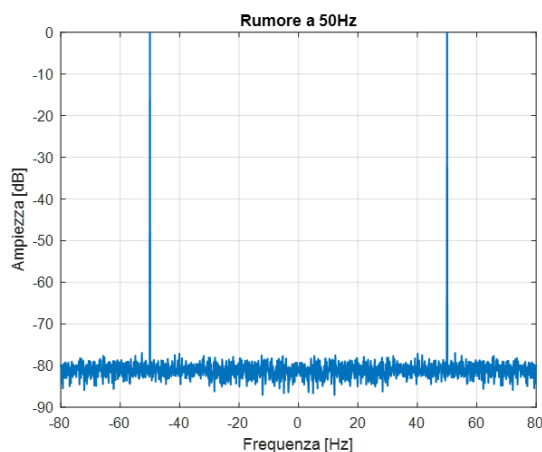


Figura 2.4: Spettro di frequenza con rumore a 50Hz

La fase iniziale del condizionamento del segnale prevede dunque l'applicazione di un filtro *Notch*, detto anche filtro elimina-banda. L'obiettivo di questo stadio è centrare la frequenza di taglio sui 50 Hz del rumore di rete, eliminandolo dallo spettro senza alterare le altre componenti.

Una volta fatto questo, la frequenza della portante e le relative bande laterali sono state isolate tramite un filtro passa-banda. Per preservare l'integrità del segnale utile senza introdurre attenuazioni indesiderate, la banda passante è stata fissata a 400 Hz e centrata sulla frequenza portante $f_c = 10$ kHz, limitando così lo spettro nell'intervallo [9.8, 10.2] kHz.

L'analisi dello spettro di frequenza risultante evidenzia il picco predominante alla frequenza f_c e le due componenti speculari riconducibili alla natura del segnale in uscita dal TIA. Quest'ultimo, infatti, è proporzionale

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

alla portante modulata dalla variazione lenta della capacità e può essere approssimato come:

$$V_{\text{out}}(t) = A [1 + m \cos(2\pi f_m t)] \cos(2\pi f_c t) \quad (2.15)$$

dove A rappresenta l'ampiezza media della portante, m l'indice di modulazione, $f_c = 10$ kHz la frequenza portante e $f_m \approx 1$ Hz la frequenza del segnale modulante legato al movimento meccanico.

Sfruttando l'identità trigonometrica del prodotto tra coseni:

$$\cos(a) \cos(b) = \frac{1}{2} [\cos(a - b) + \cos(a + b)] \quad (2.16)$$

l'espressione del segnale può essere espansa come segue:

$$\begin{aligned} V_{\text{out}}(t) &= A \cos(2\pi f_c t) + Am \cos(2\pi f_m t) \cos(2\pi f_c t) \\ &= A \cos(2\pi f_c t) + \frac{Am}{2} [\cos(2\pi(f_c + f_m)t) + \cos(2\pi(f_c - f_m)t)] \end{aligned} \quad (2.17)$$

Coerentemente con la teoria della modulazione d'ampiezza, lo spettro presenta tre componenti discrete, mostrate in Figura 2.5:

- La portante a $f_c = 10$ kHz
- La banda laterale inferiore (LSB) a $f_c - f_m = 9999$ Hz
- La banda laterale superiore (USB) a $f_c + f_m = 10001$ Hz

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

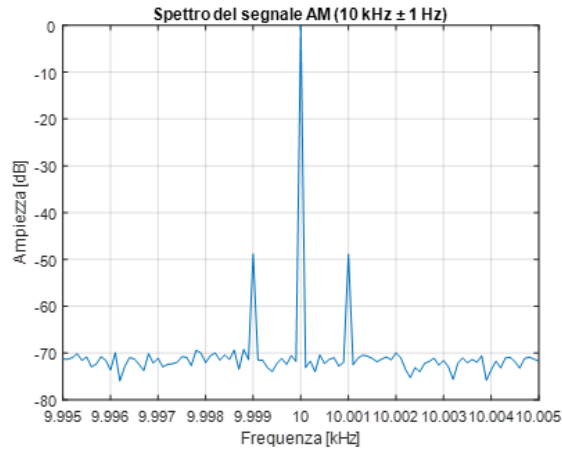


Figura 2.5: Spettro di frequenza del segnale modulato (si osservano la portante e le due bande laterali contenenti l'informazione fisiologica)

Estrazione dell'involuppo tramite Trasformata di Hilbert

Una volta rimosse le componenti di rumore fuori banda, è stata utilizzata la *Trasformata di Hilbert* per isolare l'involuppo del segnale modulato. Questa tecnica ha permesso di generare il segnale analitico complesso $z(t)$, definito come:

$$z(t) = x(t) + j\hat{x}(t) \quad (2.18)$$

dove $x(t)$ è il segnale reale filtrato e $\hat{x}(t) = \mathcal{H}\{x(t)\}$ rappresenta la sua trasformata di Hilbert. Il modulo del segnale analitico fornisce l'involuppo istantaneo $A_{env}(t)$:

$$A_{env}(t) = |z(t)| = \sqrt{x^2(t) + \hat{x}^2(t)} \quad (2.19)$$

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

In accordo con il modello di modulazione AM precedentemente descritto, l'involuppo estratto è proporzionale al segnale modulante:

$$A_{env}(t) \propto [1 + m \cos(2\pi f_m t)] \quad (2.20)$$

Questa operazione consente di eliminare la portante ad alta frequenza (10 kHz), recuperando esclusivamente la dinamica a bassa frequenza (1 Hz) legata allo spostamento cutaneo, come mostrato in Figura 2.6.

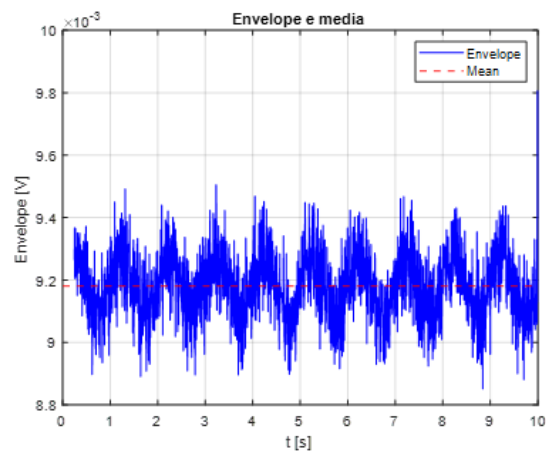


Figura 2.6: Estrazione dell'involuppo istantaneo tramite trasformata di Hilbert e sovrapposizione del valore medio (baseline)

Data la netta separazione spettrale tra la portante e il segnale utile, è stata infine eseguita una decimazione con un fattore di sottocampionamento $R = 50$. Questo processo ha permesso di ridurre la frequenza di campionamento dai 10 kHz iniziali a 200 Hz. Tale frequenza risulta ampiamente

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

sufficiente per soddisfare il teorema di Nyquist-Shannon per segnali fisiologici cardiaci, riducendo drasticamente il carico computazionale per le analisi successive senza perdita significativa di informazione.

Stima della capacità dal segnale di involuppo

Per ricavare la capacità dall'involuppo, è necessario giustificare analiticamente perché il segnale in uscita dal TIA possa essere considerato una modulazione di ampiezza pura. Riprendiamo l'espressione completa della corrente $I(t)$:

$$I(t) = C(t) \frac{dV(t)}{dt} + V(t) \frac{dC(t)}{dt} \quad (2.21)$$

Sostituendo $V(t) = V_p \cos(\omega t)$ e calcolando la sua derivata $\frac{dV}{dt} = -\omega V_p \sin(\omega t)$, otteniamo:

$$I(t) = \underbrace{-\omega V_p C(t) \sin(\omega t)}_{\text{Termine A}} + \underbrace{V_p \cos(\omega t) \frac{dC(t)}{dt}}_{\text{Termine B}} \quad (2.22)$$

L'approssimazione si basa sul confronto degli ordini di grandezza dei coefficienti dei due termini:

- Il Termine A ha un'ampiezza proporzionale a $\omega C(t)$. Con $\omega = 2\pi \cdot 10^4$ rad/s, questo termine è pesato dalla frequenza della portante.
- Il Termine B ha un'ampiezza proporzionale alla derivata $\dot{C}(t)$. Poiché la variazione di capacità è legata al battito cardiaco ($f_m \approx 1$ Hz), la sua

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

derivata temporale è proporzionale a $\omega_m C(t)$, dove $\omega_m = 2\pi \cdot 1$ rad/s.

Dato che $\omega \gg \omega_m$ (circa quattro ordini di grandezza di differenza), il contributo del Termine B alla corrente totale è trascurabile. Possiamo quindi scrivere:

$$V_{\text{out}}(t) = -R_f \cdot I(t) \approx R_f \cdot V_p \omega C(t) \sin(\omega t) \quad (2.23)$$

Confrontando questa espressione con la definizione di segnale modulato in ampiezza, $V_{\text{out}}(t) = A_{\text{env}}(t) \sin(\omega t)$, si identifica l'involuppo estratto tramite Hilbert come:

$$A_{\text{env}}(t) = R_f \cdot V_p \omega C(t) \quad (2.24)$$

Per ricavare la stima della capacità tempo-variante $C_{\text{est}}(t)$, si utilizza la relazione inversa basata sui parametri noti del circuito di condizionamento:

$$C_{\text{est}}(t) \approx \frac{A_{\text{env}}(t)}{R_f \cdot V_p \omega} \quad (2.25)$$

Questa espressione permette di convertire il segnale di tensione demodulato in un valore di capacità espresso in Farad, normalizzando il segnale rispetto al guadagno di transimpedenza R_f e all'ampiezza della tensione di eccitazione V_p .

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

Calibrazione Baseline

Una volta stimata la capacità $C_{est}(t)$ dall'involuppo, è necessario procedere a una fase di calibrazione. Questa operazione ha il duplice scopo di compensare l'offset statico dovuto alle tolleranze del sistema e di riferire le misure di tutti i sensori dell'array a un livello comune, rendendole confrontabili.

La capacità stimata può essere decomposta in una componente statica C_0 , che rappresenta la capacità elettrodo-pelle in condizioni di riposo, e una componente dinamica $\Delta C(t)$ indotta dal movimento pulsatile:

$$C_{est}(t) = C_0 + \Delta C(t) \quad (2.26)$$

Per calibrare il sistema, viene stimato il valore medio della capacità nei primi istanti di acquisizione, ipotizzando il sistema in quiete (assenza di segnale utile):

$$C_{0,meas} = \text{mean}(C_{est}(t), t \in [0, T_{base}]) \quad (2.27)$$

dove T_{base} è la finestra temporale.

Successivamente si calcola l'offset di calibrazione, ovvero la differenza tra la capacità media misurata nella finestra temporale (condizione di riposo) e quella teorica C_0 ottenuta dal modello geometrico di condensatore a facce

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

piane parallele:

$$offset = C_{0,meas} - C_0 \quad (2.28)$$

Infine, sottraendo tale offset dalla capacità stimata, si ottiene la capacità corretta $C_{corr}(t)$, che risulta allineata al modello teorico:

$$C_{corr}(t) = C_{est}(t) - offset \quad (2.29)$$

Questa procedura permette di isolare con precisione le variazioni relative alla dinamica della pelle ($\Delta C(t)$), rimuovendo le discrepanze statiche tra i diversi canali dell'array e preparando il segnale per la successiva fase di analisi del battito cardiaco.

Ricostruzione del movimento cutaneo

L'ultimo stadio dell'elaborazione consiste nella conversione della capacità calibrata $C_{corr}(t)$ in una stima dello spostamento meccanico della pelle. Sfruttando la relazione inversa del modello a facce piane parallele, la distanza istantanea trasdotta $r_t(t)$ è calcolata come:

$$r_t(t) = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{C_{corr}(t)} = \frac{K}{C_{corr}(t)} \quad (2.30)$$

dove K raggruppa le costanti geometriche e dielettriche del sensore.

Lo spostamento stimato della pelle $p_{est}(t)$ è quindi ricavato per differenza rispetto alla distanza nominale di riposo r_0 (fissata a 5 mm nel modello di

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

simulazione):

$$p_{est}(t) = r_0 - r_t(t) \quad (2.31)$$

Questa grandezza rappresenta l'output finale del Caso 1 (*envelope*) e permette di visualizzare direttamente l'onda pulsatile del battito cardiaco in micrometri. La corretta polarità del movimento è garantita dal segno meno nella formula: una diminuzione della distanza, ovvero l'avvicinamento della pelle al sensore, corrisponde a un picco positivo nello spostamento stimato, in modo coerente con l'espansione del vaso sanguigno durante il battito.

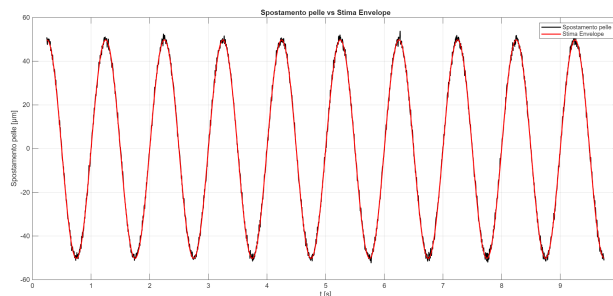


Figura 2.7: Stima del movimento della pelle tramite *envelope*

In Figura 2.7 si può notare come il segnale di movimento venga stimato con successo dall'algoritmo di estrazione dell'involucro tramite trasformata di *Hilbert*.

2.3.2. Caso 2: Estrazione del segnale tramite Demodulazione I/Q

Un'altra possibile elaborazione del segnale è attraverso la Demodulazione I/Q, detta anche "mixing in quadratura". Questo processo rappresenta l'operazione inversa della modulazione ed ha il compito di traslare l'informazione originale dalla banda passante centrata sulla portante alla banda base, isolando così il segnale legato al movimento della pelle. Anche in questo contesto l'informazione a bassa frequenza corrisponde al movimento della pelle dovuto al battito cardiaco, mentre il segnale modulato ad alta frequenza è generato dalla portante applicata ai sensori. Il termine I/Q è un'abbreviazione di *in-phase* e *in-quadrature* e si riferisce a due segnali sinusoidali ortogonali che hanno la stessa frequenza e che sono sfasati di 90° . Convenzionalmente il canale I è rappresentato da una cosinusoide, mentre il canale Q da una sinusoide, due forme d'onda che sono matematicamente in quadratura. Queste due forme d'onda rappresentano quindi i riferimenti ortogonali che si utilizzano nella Demodulazione I/Q.

Il mixing in quadratura consiste nel moltiplicare il segnale $V_{\text{out}}(t)$ in uscita dal TIA per i due riferimenti:

- Canale I: $V_{\text{out}}(t) \cdot \cos(2\pi f_c t)$
- Canale Q: $V_{\text{out}}(t) \cdot \sin(2\pi f_c t)$

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

Nella sua forma estesa, $V_{\text{out}}(t)$ è definito nel seguente modo:

$$\begin{aligned} V_{\text{out}}(t) &= -R_f \cdot i(t) \\ &= R_f \cdot V_p \omega C(t) \sin(\omega t) - R_f \cdot V_p \cos(\omega t) \frac{dC(t)}{dt} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Canale I

Il segnale nel canale I viene ottenuto moltiplicando l'uscita del TIA per il riferimento in fase:

$$\begin{aligned} V_{\text{out}}(t) \cos(\omega t) &= R_f \cdot V_p \omega C(t) \sin(\omega t) \cos(\omega t) + \\ &\quad - R_f \cdot V_p \cos(\omega t) \cos(\omega t) \frac{dC(t)}{dt} \end{aligned} \quad (2.33)$$

Sfruttando le identità trigonometriche del prodotto:

- $\sin(\omega t) \cos(\omega t) = \frac{1}{2} \sin(2\omega t)$ con componenti ad alta frequenza (2ω)
- $\cos(\omega t) \cos(\omega t) = \frac{1}{2} [1 + \cos(2\omega t)]$ con componenti in continua (+1) e ad alta frequenza (2ω)

Attraverso un filtraggio passa-basso, i prodotti di mixing ad alta frequenza (2ω) vengono rimossi, e il canale I risulta quindi approssimabile come:

$$I_{\text{mix}} \equiv V_{\text{out}}(t) \cos(\omega t) = -\frac{R_f \cdot V_p}{2} \cdot \frac{dC(t)}{dt} \quad (2.34)$$

Questa componente si rivela quindi direttamente proporzionale alla derivata temporale della capacità.

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

Canale Q

Similmente a (2.33), per il canale in quadratura si ottiene:

$$\begin{aligned} V_{\text{out}}(t) \sin(\omega t) = R_f \cdot V_p \omega C(t) \sin^2(\omega t) + \\ -R_f \cdot V_p \cos(\omega t) \sin(\omega t) \frac{dC(t)}{dt} \end{aligned} \quad (2.35)$$

Applicando le relative relazioni trigonometriche:

- $\sin(\omega t) \cos(\omega t) = \frac{1}{2} \sin(2\omega t)$ con componenti ad alta frequenza (2ω)
- $\sin(\omega t) \sin(\omega t) = \frac{1}{2} [1 - \cos(2\omega t)]$ con componenti in continua (+1) e ad alta frequenza (2ω)

In seguito al filtraggio passa-basso delle componenti spettrali doppie, il canale Q è espresso come:

$$Q_{\text{mix}} \equiv V_{\text{out}} \sin(\omega t) = \frac{R_f \cdot V_p \omega}{2} \cdot C(t) \quad (2.36)$$

rendendo il canale Q invece direttamente proporzionale alla capacità istantanea $C(t)$.

A differenza del canale I, la componente Q risulta direttamente proporzionale alla capacità istantanea $C(t)$.

Per l'implementazione di entrambi i canali, è stato adottato un filtro digitale passa-basso di Butterworth del quarto ordine, scelto per la sua caratteristica di risposta massimamente piatta nella banda passante, fondamentale per

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

non distorcere il segnale fisiologico.

Rappresentazione complessa e pre-processing

Le componenti estratte $I(t)$ e $Q(t)$ permettono di definire il segnale in banda base complessa $Z(t) = I(t) + jQ(t)$. Questa rappresentazione analitica racchiude l'intera informazione di ampiezza e fase del segnale di movimento, depurata dalla portante ad alta frequenza.

Analogamente al Caso 1, è stata applicata una decimazione per ridurre il volume dei dati e adattare il campionamento alla banda fisiologica.

Beamforming

Il *Beamforming* è una tecnica di elaborazione spaziale utilizzata per migliorare il SNR attraverso la combinazione coerente delle risposte dei singoli sensori. Sebbene storicamente sviluppata per ambiti radar [21], sonar [31] e per le comunicazioni wireless [32], tale tecnica risulta estremamente efficace nel monitoraggio capacitivo per dirigere la sensibilità dell'array verso la sorgente dello stimolo meccanico (in questo caso la pulsazione arteriosa), attenuando allo stesso tempo i disturbi non correlati.

In un array di sensori lo stimolo raggiunge ogni elemento con ritardi e sfasamenti differenti a causa della geometria della schiera e della propagazione dell'onda di pressione. I sensori che nella geometria dell'array sono più lontani ricevono il segnale con un certo ritardo temporale, che

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

si traduce in un ritardo di fase. Il sistema di *Beamforming* compensa tali sfasamenti affinché i segnali possano essere sommati in fase: questo significa che vengono traslati o riallineati in fase per massimizzare la somma costruttiva dei segnali ricevuti e massimizzare il rapporto segnale-rumore.

Per il calcolo dei pesi ottimali è stata inizialmente stimata la fase media di ciascun canale attraverso il valore atteso temporale:

$$\mu = \text{mean}(Z, 1) \quad (2.37)$$

La fase associata a ciascun sensore viene estratta come:

$$\phi = \angle \mu \quad (2.38)$$

L'impiego della media è giustificato dalla stazionarietà della fase del segnale cardiaco rispetto alla finestra di osservazione, rendendo $\angle \mu$ una stima robusta del centro di fase del segnale utile.

Per allineare i canali, è stato costruito un vettore di *steering phase-only*:

$$a = \exp^{j(\phi - \phi_1)} \quad (2.39)$$

dove il riferimento di fase è fissato al primo sensore (ϕ_1). La scelta di un vettore a modulo unitario permette di correggere lo sfasamento senza introdurre pesature artificiali sulle ampiezze, preservando la dinamica originale dei sensori, nonostante in algoritmi più classici di *Beamforming* posso-

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

no essere pesate anche le ampiezze. I pesi complessi ω_m sono calcolati secondo il criterio del *Maximum-Ratio Combining* (MRC) [33]:

$$\omega_m = \frac{a^*}{a^T a^*} \quad (2.40)$$

dove a^* rappresenta il complesso coniugato di a . Questa formulazione punta a massimizzare l'SNR in presenza di rumore bianco additivo e a normalizzare l'energia dei pesi per evitare fattori di scala indesiderati sull'output.

Il segnale risultante dal *Beamforming*, $y(t)$, si ottiene dalla proiezione del segnale complessa sui pesi calcolati:

$$y = Z \cdot \omega_m \quad (2.41)$$

Ogni campione di questo segnale dopo il *Beamforming* è una combinazione coerente dei canali grazie all'allineamento di fase, in cui i contributi utili si sommano costruttivamente e il rumore incoerente tende ad attenuarsi. La scelta della somma pesata con la coniugata del vettore di steering è motivata dalla teoria dell'MRC, scelta ottima per massimizzare SNR quando si è in presenza di rumore bianco non correlato [33].

Estrazione finale della capacità

Per quanto riguarda la stima della capacità $C_{\text{beam}}(t)$ dal segnale combinato, questa può essere ricavata dalla relazione di proporzionalità esistente con la componente in quadratura Q . Ricordando la derivazione analitica del mixing I/Q precedentemente esposta, si è dimostrato che la componente $Q_{\text{mix}}(t)$ è legata alla capacità dalla relazione:

$$Q_{\text{mix}}(t) = \frac{1}{2} R_f \cdot V_p \omega C(t) \quad (2.42)$$

Poiché il segnale complesso beamformato è definito come:

$$y(t) = I_{\text{beam}}(t) + jQ_{\text{beam}}(t) \quad (2.43)$$

la sua parte immaginaria $\text{Im}\{y(t)\}$ rappresenta la combinazione coerente delle componenti in quadratura di tutti i sensori dell'array.

Invertendo la relazione di proporzionalità e isolando il termine capacitivo, si ottiene la stima finale della capacità $C_{\text{beam}}(t)$:

$$C_{\text{beam}}(t) = 2 \cdot \frac{\text{Im}\{y(t)\}}{R_f \cdot V_p \omega} \quad (2.44)$$

Questa mappatura è coerente con il modello fisico precedentemente derivato, in cui la componente Q trasporta l'informazione diretta sulla capacità istantanea, mentre la componente I risulta legata alla sua derivata

2| Modellizzazione del sistema e strategie di elaborazione in ambiente MATLAB

temporale.

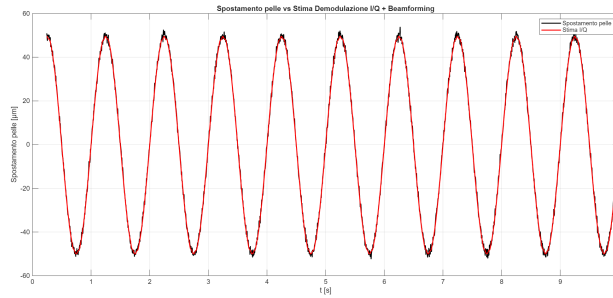


Figura 2.8: Stima del movimento della pelle tramite Demodulazione I/Q e *Beamforming*

In Figura 2.8 si può notare come il segnale di movimento venga stimato con precisione tramite l'algoritmo di Demodulazione I/Q accoppiata a *Beamforming*.

3 | Risultati delle simulazioni

In questo capitolo vengono presentati i risultati delle simulazioni condotte in ambiente MATLAB, volte a valutare le prestazioni del sistema di stima del movimento al variare dei parametri geometrici e configurazionali. L'analisi è stata condotta confrontando i due approcci di estrazione del segnale precedentemente descritti: la Demodulazione I/Q coerente e l'estrazione dell'involuppo.

Le variabili indipendenti considerate nello spazio delle simulazioni sono riassunte nella Tabella 3.1.

Tabella 3.1: Parametri dello spazio di simulazione

Variabile	Valori considerati
Lato sensore (l)	0.005, 0.006, 0.007, 0.008, 0.009, 0.01 m
Spacing / Raggio	0.007, 0.008, 0.009, 0.01 m
N (Array lineare)	1, 2, 3, 4, 5
N (Matrice)	2, 3 (dimensioni $N \times N$)
N (Circolare)	3, 4, 5, 6
Distanza iniziale (d_0)	0.005 m

3.1. Analisi di sensibilità tramite Machine Learning

Per determinare l'influenza relativa di ciascun parametro sul SNR, i risultati ottenuti da tutte le combinazioni geometriche sono stati analizzati mediante algoritmi di *Machine Learning*. L'obiettivo è identificare quali feature contribuiscano maggiormente alla varianza del SNR, permettendo

3| Risultati delle simulazioni

di semplificare il modello e focalizzare l'ottimizzazione sui parametri più critici.

L'analisi è stata condotta utilizzando il software Orange, impiegando il modello *Random Forest* per eseguire una regressione non lineare. Tale scelta è motivata dalla capacità dell'algoritmo di catturare interazioni complesse tra le variabili senza assumere una linearità a priori. Il modello è stato configurato con i seguenti iperparametri:

- Numero di alberi: 300
- Attributi per split: 2
- Profondità massima: 5
- Esempi minimi per nodo: 5

Il ranking degli attributi è stato ricavato combinando le *Feature Importances* della Random Forest con l'algoritmo *RReliefF*, un metodo basato sulla distanza che valuta l'importanza delle variabili in contesti di regressione.

3| Risultati delle simulazioni

3.1.1. Interpretazione del Ranking delle variabili

I risultati del ranking per entrambi gli approcci di demodulazione sono riportati nelle Tabelle 3.2 e 3.3.

Tabella 3.2: Ranking delle variabili - Demodulazione I/Q

Variabile	RReliefF	Random Forest
Lato sensore (l)	0.346	0.563
Numero sensori (N)	0.200	0.227
Geometria	0.036	0.105
Spacing	0.157	0.038

Tabella 3.3: Ranking delle variabili - *Envelope*

Variabile	RReliefF	Random Forest
Lato sensore (l)	0.348	0.593
Numero sensori (N)	0.196	0.201
Geometria	0.038	0.097
Spacing	0.156	0.041

Dall'analisi emerge che il lato del sensore e il numero di sensori sono i parametri dotati del maggiore potere predittivo. È interessante notare che, per l'approccio di Demodulazione I/Q, tale gerarchia rimane invariata

3| Risultati delle simulazioni

indipendentemente dalla gestione della fase della tensione di drive, sia essa uniforme, casuale o non in fase.

È fondamentale sottolineare che il ranking non indica quali valori massimizzano l'SNR, bensì quali parametri ne determinino le variazioni più significative all'interno del dataset. L'elevata importanza del lato del sensore suggerisce che la superficie captante è il principale fattore nel determinare la robustezza del segnale, seguita dalla configurazione numerica dell'array. Al contrario, lo *spacing* e la geometria specifica (lineare, matrice o circolare) mostrano un impatto minore, indicando una maggiore tolleranza del sistema alle variazioni di posizionamento spaziale rispetto alle dimensioni fisiche degli elettrodi.

Le tabelle 3.4 e 3.5 mostrano i risultati ottenuti dalle simulazioni di entrambi i metodi affrontati, al variare dei parametri di design scelti:

Tabella 3.4: Risultati - *Envelope*

Geometria	N sensori	Lato sensori	SNR medio
circle	6	0.010	17.643
matrix	3	0.009	17.539
circle	5	0.010	16.591
circle	6	0.009	15.825
matrix	3	0.008	15.507
circle	4	0.010	15.395

3) Risultati delle simulazioni

Geometria	N sensori	Lato sensori	SNR medio
array	5	0.009	14.770
circle	5	0.009	14.770
circle	3	0.010	14.278
circle	6	0.008	13.787
array	4	0.009	13.573
matrix	2	0.009	13.573
circle	4	0.009	13.573
matrix	3	0.007	13.196
array	5	0.008	12.730
circle	5	0.008	12.730
array	3	0.009	12.461
circle	3	0.009	12.461
array	4	0.008	11.532
matrix	2	0.008	11.532
circle	4	0.008	11.532
circle	6	0.007	11.472
array	2	0.009	10.812
matrix	3	0.006	10.523
array	3	0.008	10.425
circle	3	0.008	10.425
array	5	0.007	10.413

3| Risultati delle simulazioni

Geometria	N sensori	Lato sensori	SNR medio
circle	5	0.007	10.413
array	4	0.007	9.215
matrix	2	0.007	9.215
circle	4	0.007	9.215
circle	6	0.006	8.796
array	2	0.008	8.779
array	3	0.007	8.112
circle	3	0.007	8.112
array	1	0.009	7.750
array	5	0.006	7.735
circle	5	0.006	7.735
matrix	3	0.005	7.354
array	4	0.006	6.536
matrix	2	0.006	6.536
circle	4	0.006	6.536
array	2	0.007	6.470
array	1	0.008	5.711
circle	6	0.005	5.626
array	3	0.006	5.438
circle	3	0.006	5.438
array	5	0.005	4.565

3) Risultati delle simulazioni

Geometria	N sensori	Lato sensori	SNR medio
circle	5	0.005	4.565
array	2	0.006	3.799
array	1	0.007	3.395
array	4	0.005	3.365
matrix	2	0.005	3.365
circle	4	0.005	3.365
array	3	0.005	2.272
circle	3	0.005	2.272
array	1	0.006	0.718
array	2	0.005	0.634
array	1	0.005	-2.453

Tabella 3.5: Risultati Demodulazione I/Q: sfasamento uniforme - random - nullo

Geometry	N	L	SNR medio
			uniform – random – none
circle	6	0.010	27.390 – 26.876 – 26.364
matrix	3	0.009	27.006 – 26.855 – 26.709
circle	5	0.010	26.883 – 26.140 – 25.537

3| Risultati delle simulazioni

Geometry	N	L	SNR medio
			uniform – random – none
circle	6	0.009	25.671 – 25.187 – 24.701
circle	4	0.010	24.696 – 25.085 – 24.963
matrix	3	0.008	25.140 – 24.909 – 24.809
array	5	0.009	25.231 – 24.502 – 23.842
circle	5	0.009	25.231 – 24.502 – 23.842
circle	3	0.010	23.930 – 24.117 – 23.856
array	4	0.009	23.026 – 23.340 – 23.269
matrix	2	0.009	23.026 – 23.340 – 23.269
circle	4	0.009	23.026 – 23.340 – 23.269
circle	6	0.008	23.653 – 23.255 – 22.767
matrix	3	0.007	22.910 – 22.642 – 22.611
array	5	0.008	23.286 – 22.575 – 21.882
circle	5	0.008	23.286 – 22.575 – 21.882
array	3	0.009	22.214 – 22.374 – 22.136
circle	3	0.009	22.214 – 22.374 – 22.136
array	4	0.008	21.087 – 21.365 – 21.290
matrix	2	0.008	21.087 – 21.365 – 21.290
circle	4	0.008	21.087 – 21.365 – 21.290
circle	6	0.007	21.364 – 21.020 – 20.577
array	2	0.009	19.860 – 20.594 – 20.218

3) Risultati delle simulazioni

Geometry	N	L	SNR medio
			uniform – random – none
array	3	0.008	20.213 – 20.400 – 20.168
circle	3	0.008	20.213 – 20.400 – 20.168
array	5	0.007	21.079 – 20.307 – 19.671
circle	5	0.007	21.079 – 20.307 – 19.671
matrix	3	0.006	20.303 – 19.995 – 20.031
array	4	0.007	18.860 – 19.086 – 19.075
matrix	2	0.007	18.860 – 19.086 – 19.075
circle	4	0.007	18.860 – 19.086 – 19.075
array	2	0.008	17.937 – 18.566 – 18.277
circle	6	0.006	18.680 – 18.397 – 17.972
array	3	0.007	17.955 – 18.152 – 17.904
circle	3	0.007	17.955 – 18.152 – 17.904
array	1	0.009	18.012 – 17.900 – 18.012
array	5	0.006	18.444 – 17.712 – 17.046
circle	5	0.006	18.444 – 17.712 – 17.046
matrix	3	0.005	17.187 – 16.849 – 16.931
array	4	0.006	16.266 – 16.442 – 16.448
matrix	2	0.006	16.266 – 16.442 – 16.448
circle	4	0.006	16.266 – 16.442 – 16.448
array	2	0.007	15.696 – 16.297 – 16.001

3| Risultati delle simulazioni

Geometry	N	L	SNR medio		
			uniform	random	none
array	1	0.008	16.022	15.955	16.022
array	3	0.006	15.282	15.491	15.260
circle	3	0.006	15.282	15.491	15.260
circle	6	0.005	15.498	15.275	14.856
array	5	0.005	15.310	14.583	13.914
circle	5	0.005	15.310	14.583	13.914
array	1	0.007	13.757	13.710	13.757
array	2	0.006	13.084	13.629	13.352
array	4	0.005	13.142	13.286	13.309
matrix	2	0.005	13.142	13.286	13.309
circle	4	0.005	13.142	13.286	13.309
array	3	0.005	12.135	12.341	12.113
circle	3	0.005	12.135	12.341	12.113
array	1	0.006	11.104	11.077	11.104
array	2	0.005	9.966	10.468	10.211
array	1	0.005	7.953	7.951	7.953

3| Risultati delle simulazioni

3.2. Confronto prestazionale: Demodulazione vs *Envelope*

Al fine di fornire un riscontro visivo dell'efficacia delle tecniche implementate, le Figure 3.1, 3.2 e 3.3 riportano il confronto tra lo spostamento reale impostato nel modello (riferimento *ground truth*, linea tratteggiata nera) e le stime ottenute tramite l'approccio *Envelope* (linea blu) e Demodulazione I/Q (linea rossa). I grafici si riferiscono alle configurazioni geometriche che hanno mostrato le migliori prestazioni in termini di SNR.

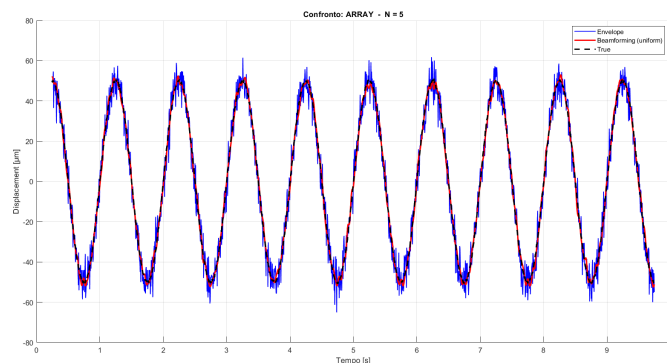


Figura 3.1: Ricostruzione del movimento: Array lineare (5 sensori) con Demodulazione a fase uniforme

3| Risultati delle simulazioni

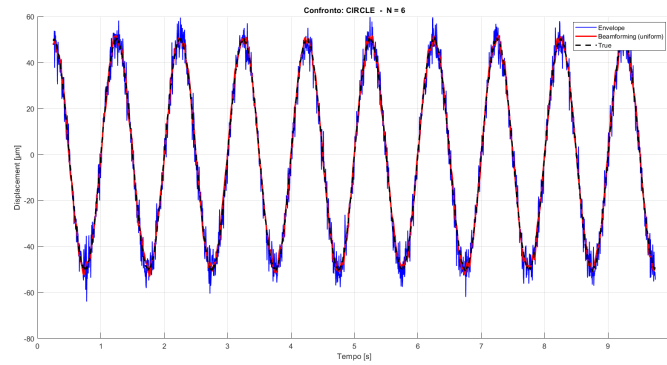


Figura 3.2: Ricostruzione del movimento: Array circolare (6 sensori) con Demodulazione a fase uniforme

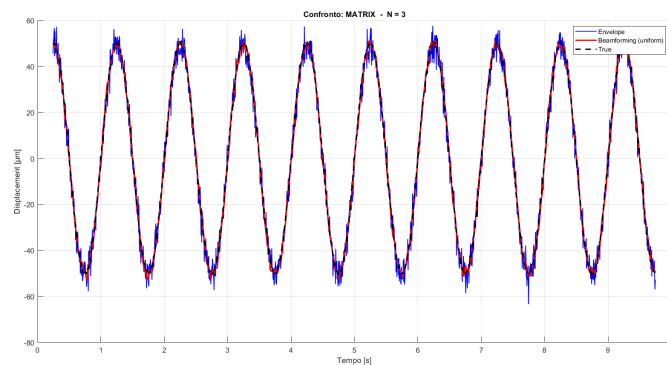


Figura 3.3: Ricostruzione del movimento: Matrice quadrata (3 × 3) con Demodulazione a fase uniforme

3| Risultati delle simulazioni

3.2.1. Quantificazione del Guadagno di SNR

Per valutare numericamente il vantaggio computazionale dell'elaborazione coerente rispetto alla semplice estrazione dell'involuppo, è stato definito il parametro di *Guadagno di SNR* (G_{SNR}), espresso dal rapporto:

$$G_{\text{SNR}} = \frac{\text{SNR}_{\text{BF}}}{\text{SNR}_{\text{ENV}}} \quad (3.1)$$

I valori di G_{SNR} ottenuti per le principali geometrie analizzate sono:

- Array Circolare (6 sensori): $G_{\text{circle}} = 1.5525$
- Matrice Quadrata (3×3): $G_{\text{matrix}} = 1.5307$
- Array Lineare (5 sensori): $G_{\text{array}} = 1.7083$

3.2.2. Interpretazione fisica dei risultati e conclusioni

Dall'analisi comparativa emergono le seguenti evidenze sperimentali:

- **Superiorità sistematica della Demodulazione I/Q:** in tutte le geometrie testate, l'approccio basato su Demodulazione I/Q e *Beamforming* ha prodotto un SNR superiore rispetto all'estrazione dell'involuppo. L'approccio I/Q garantisce un incremento medio di SNR di circa 10 dB rispetto all'involuppo, che corrisponde a un miglioramento della potenza del segnale utile di circa 1.7 volte ($G_{\text{SNR}} \approx 1.7$).

3| Risultati delle simulazioni

- **Relazione tra SNR assoluto e numero di sensori:** coerentemente con la teoria degli array, le prestazioni assolute in termini di SNR sono risultate massime per la configurazione circolare a 6 sensori. Questo conferma che l'incremento del numero di elementi N favorisce l'abbattimento del rumore grazie all'integrazione coerente, dove la potenza del segnale cresce più rapidamente (N^2) rispetto a quella del rumore incoerente (N)[34].
- **Analisi dell'efficienza relativa (G_{SNR}):** è interessante notare come l'array lineare (5 sensori) presenti il valore di G_{SNR} più elevato (≈ 1.71). Sebbene l'array circolare offra l'SNR assoluto migliore, il *Beamforming* risulta proporzionalmente più efficace sulla geometria lineare. Ciò suggerisce che, per il pattern di movimento modellato, l'estrazione dell'involuppo risulti particolarmente inefficiente sulla disposizione lineare.

Il miglioramento osservato con la Demodulazione I/Q è giustificato dalla capacità della tecnica di:

1. Sfruttare l'informazione di fase relativa dei canali I e Q per riallineare i contributi dei sensori tramite tecniche di *co-phasing*.
2. Ottimizzare il rapporto segnale-rumore tramite la combinazione pesata (*Maximum Ratio Combining*), che minimizza l'impatto dei canali più degradati.

3| Risultati delle simulazioni

3. Superare i limiti intrinseci della demodulazione *Envelope* che non è in grado di sfruttare la ridondanza spaziale dell'array con la stessa coerenza della Demodulazione I/Q.

4 | Setup Sperimentale

In questo capitolo viene trattato il passaggio dal modello teorico alla realizzazione del prototipo fisico, e verranno descritte sia l'architettura del sistema, sia la sua prototipazione e progettazione. Infine verrà fatto uno studio del *duty cycle* del sistema per verificare il rispetto dei tempi di *interrupt*. L'obiettivo principale di questa fase del progetto è lo sviluppo di una piattaforma hardware in grado di acquisire segnali capacitivi, elaborarli ed estrarre l'informazione fisiologica.

Il lavoro di prototipazione e progettazione è stato diviso in due parti: la prima fase su Breadboard per testare i singoli blocchi funzionali e la comunicazione tra le periferiche, e una seconda fase in cui il sistema è stato ingegnerizzato su un circuito stampato (*Printed Circuit Board - PCB*) dedicato. La figura 4.1 mostra la prototipazione preliminare del circuito realizzata su Breadboard, dove componenti montati sono stati collegati tra di loro utilizzando fili *jumper*.

4| Setup Sperimentale

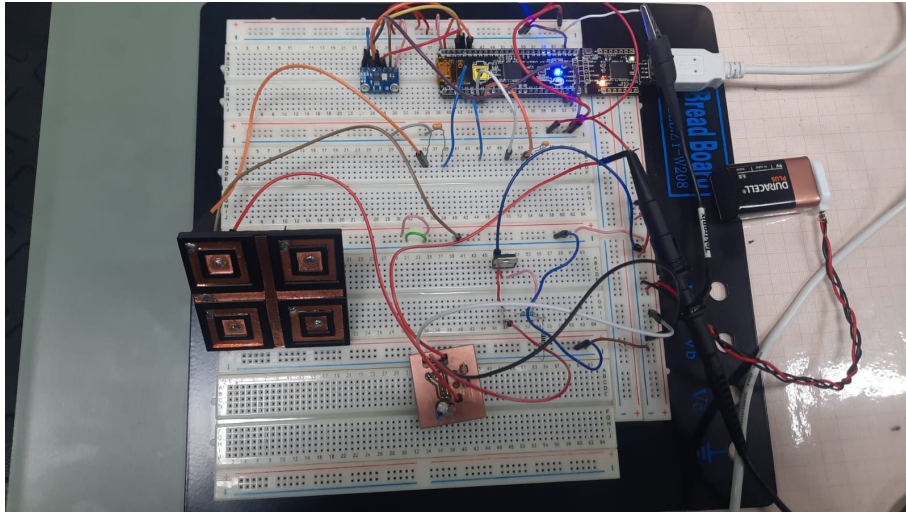


Figura 4.1: Circuito preliminare realizzato su Breadboard

L'architettura del sistema si divide in tre sezioni fondamentali che verranno approfondite nei paragrafi successivi:

- **Unità di controllo e processing:** basata sul PSoC 5LP, responsabile della gestione dei timing di sistema, della conversione analogico-digitale e dell'elaborazione dei dati. Il controllore gestisce, tramite una logica di *time-division multiplexing* basata su *interrupt*, la commutazione dei multiplexer analogici (*Analog Multiplexer - AMux*) per l'acquisizione sequenziale dei sensori.
- **Generazione del segnale di eccitazione:** affidata al sintetizzatore digitale AD9833 per la generazione della portante sinusoidale. Il generatore d'onda viene comandato dal microcontrollore tramite

4| Setup Sperimentale

protocollo di comunicazione *SPI*.

- **Front-end analogico e alimentazione:** sezione dedicata al condizionamento del segnale tramite stadi a transimpedenza (TIA) e alla gestione dei riferimenti di tensione necessari per il *bias* dei sensori e la polarizzazione degli stadi analogici.

In Figura 4.2 viene riportato lo schema a blocchi dell'intero sistema. La trattazione che segue approfondirà ciascun modulo seguendo il percorso logico del segnale, dalla sua generazione fino alla trasmissione verso l'interfaccia utente

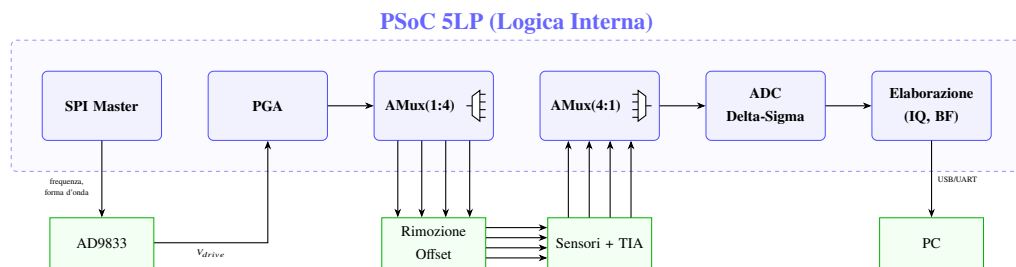


Figura 4.2: Schema a blocchi del sistema con catena di condizionamento segnale, loop analogico e interfaccia verso PC

4| Setup Sperimentale

4.1. Prototipazione Hardware

4.1.1. Design del Supporto per i sensori capacitivi

Per l'alloggiamento e la stabilizzazione meccanica dei trasduttori è stato progettato un supporto ad hoc, realizzato tramite stampa 3D in acido polilattico (PLA). La struttura consiste in una piastra quadrata di dimensioni $80 \times 80 \times 4$ mm, suddivisa in quattro quadranti simmetrici destinati all'alloggiamento dei singoli sensori.

Ciascun elettrodo, realizzato mediante lamine di rame adesivo di dimensioni 10×10 mm, è alloggiato all'interno di una sede ribassata di 1 mm ricavata sulla superficie del supporto. Attorno ad ogni sensore, a una distanza radiale di 3 mm, è posizionato un anello di eccitazione (*guard ring*) della larghezza di 3 mm. Con questa configurazione si mira a favorire un accoppiamento capacitivo complanare tra l'anello eccitatore e l'elettrodo centrale, creando un campo elettrico sensibile alla prossimità di oggetti conduttori o dielettrici. L'accoppiamento capacitivo tra i componenti in rame del sensore è schematizzato in Figura 4.3:

4| Setup Sperimentale

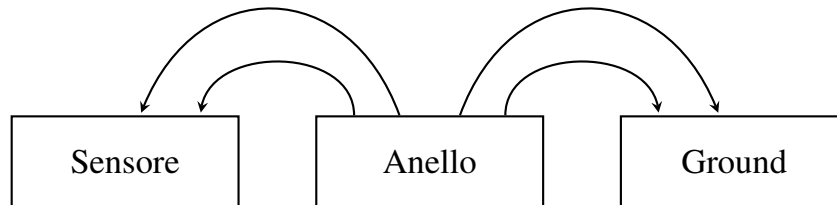


Figura 4.3: Rappresentazione schematica dell'accoppiamento capacitivo e della dispersione del segnale verso massa

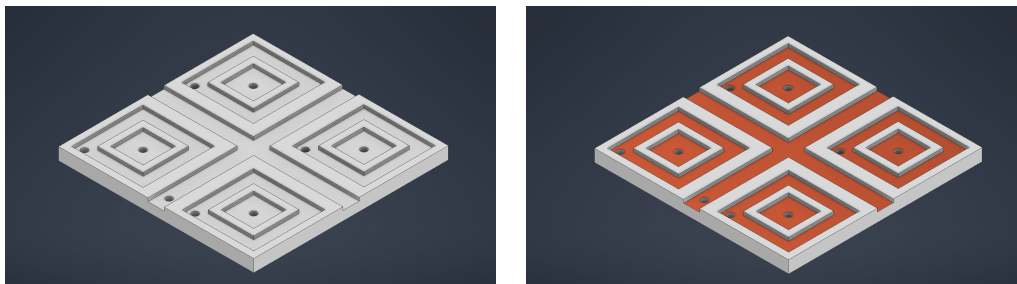
Per minimizzare le interferenze e gli accoppiamenti parassiti tra canali adiacenti, è stata interposta una struttura di schermatura a croce, anch'essa in rame e mantenuta al potenziale di massa (*GND*). Questa barriera assolve a una duplice funzione:

- **Schermatura elettromagnetica:** assorbe i disturbi ambientali, impedendo che influenzino i segnali a bassa corrente captati dai sensori.
- **Riduzione del crosstalk:** isola galvanicamente e capacitivamente i quattro quadranti, eliminando i percorsi di accoppiamento incrociato tra gli anelli di eccitazione e i sensori limitrofi.

La connettività elettrica è garantita da fori passanti di diametro 2 mm posizionati in corrispondenza del centro di ogni elemento conduttivo e al di sotto degli anelli di eccitazione e della croce di *GND*. Tali fori permettono l'inserimento di terminali metallici che, saldati direttamente sulla lamina di rame, assicurano una bassa resistenza di contatto e un'elevata stabilità meccanica del segnale in uscita, minimizzando il rumore di contatto che

4| Setup Sperimentale

risulterebbe critico date le elevate impedenze in gioco nel *sensing* capacitivo. In Figura 4.4 viene mostrato il modello del supporto progettato in ambiente *Autodesk Inventor*:



(a) Supporto in PLA nudo.

(b) Supporto con elettrodi in rame.

Figura 4.4: Confronto del supporto per *sensing* capacitivo prima e dopo l'applicazione del materiale conduttivo



Figura 4.5: Faccia anteriore del supporto in PLA contenente il rame

4| Setup Sperimentale

Come mostrato in Figura 4.5, in prossimità dei fori del supporto sono state forate anche le fascette bi-adesive di rame. In questo modo è stato possibile far passare parte del terminale metallico dei *Pin Header* ed effettuare la saldatura nel lato superiore delle fascette stesse.

In Figura 4.6 viene invece mostrato il lato inferiore del supporto per i sensori, con il dettaglio sui pin saldati e la relativa funzione:

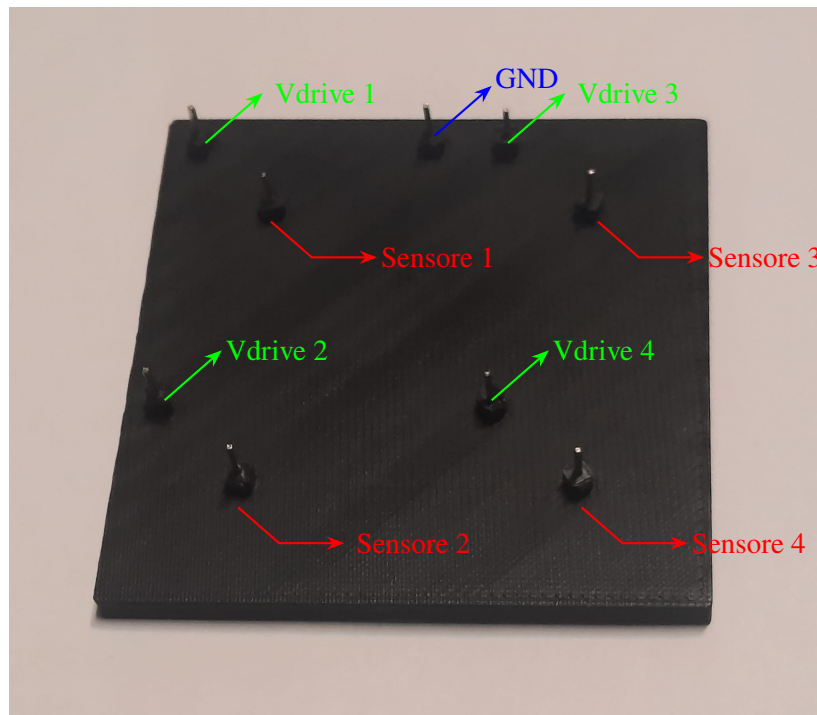


Figura 4.6: Faccia posteriore del supporto in PLA, dove è possibile vedere i connettori di tipo *Pin Header* passanti dai fori e saldati sul rame della faccia anteriore

4| Setup Sperimentale

4.1.2. Design e Realizzazione del Circuito Stampato

La seconda fase di prototipazione ha riguardato la realizzazione di un circuito stampato (PCB). Lo sviluppo è stato diviso in tre parti: il disegno dello schema elettrico completo, il design del *Layout* con lo studio degli ingombri e la fabbricazione fisica del circuito stampato doppia faccia.

Per disegnare lo schema elettrico ed il *Layout* della scheda è stato utilizzato il software open source gratuito KiCad che permette, oltre che a disegnare schemi e progettare *Layout* PCB, di gestire librerie di componenti e generare file per la produzione del circuito stampato. Lo schema elettrico è stato realizzato nell'editor *Schematic* di Kicad, stabilendo i collegamenti tra i componenti e associando a ciascuno di essi il relativo *footprint*.

La Figura 4.7 mostra il disegno elettrico relativo alla PCB, dove è possibile notare i 4 TIA, il circuito per la tensione di riferimento a 2.5V e i connettori di PSoC e AD9833.

4| Setup Sperimentale

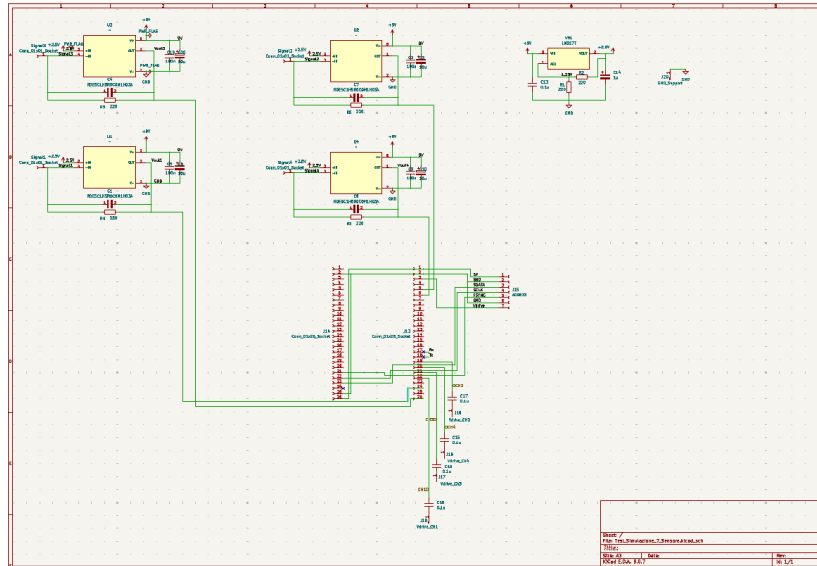


Figura 4.7: Disegno elettrico realizzato su KiCad

Successivamente, si è passati alla fase di *Layout*, dove i componenti sono stati disposti cercando di minimizzare la lunghezza dei percorsi critici. In questa fase di sbroglio, particolare attenzione è stata posta ai seguenti vincoli progettuali:

- **Ottimizzazione delle piste:** La larghezza delle piste è stata scelta in base alla funzione nel circuito. Per le linee di alimentazione e i nodi di riferimento si è optato per sezioni maggiori al fine di minimizzare l'impedenza parassita e garantire la stabilità dei potenziali. Dove possibile è stata massimizzata la larghezza di tutte le piste di segnale per incrementare la robustezza meccanica del conduttore.
- **Affidabilità delle saldature:** In prossimità delle piazzole di saldatura

4| Setup Sperimentale

le piste sono state opportunamente allargate per prevenire il rischio di distacco della pista dal substrato a causa degli stress termici durante la saldatura manuale o sollecitazioni meccaniche successive.

- **Vincoli di fabbricazione:** Considerando che la realizzazione fisica del prototipo è avvenuta tramite fresatura meccanica con sistema *LPKF ProtoMat S64*, è stata impostata una distanza minima tra i conduttori (*clearance*) di 0.8 mm ove possibile. Questa scelta progettuale serve a preservare l'integrità degli utensili da taglio, riducendo l'usura delle punte in metallo duro della fresa.
- **Geometria dei percorsi:** È stato evitato l'impiego di angoli a 90° nelle variazioni di direzione delle piste, preferendo raccordi a 45°. Questo è fondamentale per prevenire riflessioni del segnale o residui di lavorazione negli angoli retti, oltre a garantire una distribuzione più uniforme delle correnti.

Il dimensionamento dei conduttori è stato gerarchizzato in tre classi principali: piste da 0.45 mm in ingresso e uscita dai pin degli OPA140, da 0.8 mm per le linee di distribuzione secondarie e da 1.5 mm per le piste passanti dai fori dei componenti passanti (*Through Hole Technology - THT*). Per le interconnessioni tra i *layer* (*via*), è stato adottato un diametro standard di 0.8 mm. La scelta di realizzare un circuito stampato doppia faccia è giustificata dall'uso di componenti a strato superficiale (*Surface Mount Device - SMD*), che in questo progetto sono i quattro OPA140. I dispositivi

4| Setup Sperimentale

SMD sono progettati per essere saldati direttamente sulla superficie del lato componenti (lato TOP) dei circuiti stampati, senza utilizzare fori passanti.

Come mostrato in Figura 4.8, le piste di colore rosso si trovano sul *Top Layer*, ovvero il Lato Componenti, mentre le piste di colore blu sono realizzate sul *Bottom Layer*, ovvero il Lato Saldature.

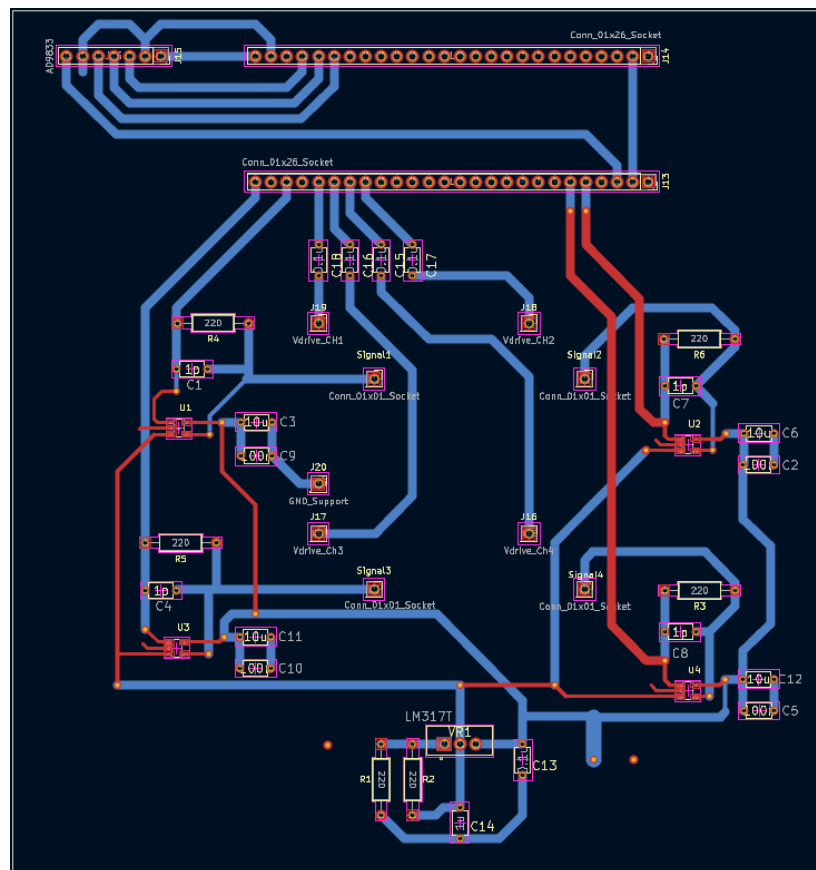


Figura 4.8: *Layout* della PCB realizzato su KiCad

La scheda è stata realizzata fisicamente mediante LPKF ProtoMat S64, una

4| Setup Sperimentale

fresatrice plotter ad alta precisione progettata per la prototipazione rapida di circuiti stampati. Partendo dai file *Gerber* esportati da KiCad, la macchina ha rimosso selettivamente il rame per isolare le piste e ha creato i fori per i componenti passanti da saldare sul lato piste. La PCB finale è di tipo doppia faccia con fori non metallizzati, quindi per garantire la continuità elettrica tra le due facce è stato necessario saldare manualmente i reofori di passaggio. Il *Layout* è stato infine ottimizzato separando, ove possibile, il piano delle tracce di segnale (*Bottom Layer*) dal piano dei componenti (*Top Layer*) per migliorare la compatibilità elettromagnetica del sistema.

Sulla scheda sono stati alloggiati i seguenti componenti e moduli:

- **Unità di Controllo:** PSoC 5LP, interfacciato alla scheda tramite due strip di connettori *Pin-socket* da 26 poli (passo 2.54 mm).
- **Sintetizzatore Digitale (DDS):** Modulo AD9833 per la generazione della portante sinusoidale, alloggiato su una strip da 7 connettori *Pin-socket*.
- **Stadio di Transimpedenza (TIA):** Quattro amplificatori operazionali di precisione OPA140AIDBVT (package SOT-23-5), scelti per la loro bassa corrente di bias, configurati con:
 - Resistenze di feedback da 8.2 M Ω per definire il guadagno.
 - Condensatori di compensazione da 1 pF per prevenire oscillazioni e stabilizzare la larghezza di banda.

4| Setup Sperimentale

- **Disaccoppiamento e Filtraggio:** Ogni stadio TIA è protetto da una rete di bypass composta da un condensatore elettrolitico da 1 μF e un condensatore ceramico da 100 nF, al fine di sopprimere il rumore ad alta frequenza sulle linee di alimentazione.
- **Rete di Condizionamento:** Un regolatore lineare LM317 configura la tensione di riferimento da 2.5V. La rete include due resistenze di set da 220 Ω e condensatori di filtro (elettrolitico + ceramico).
- **Connettori:** sono stati saldati inoltre 9 connettori di tipo *Pin Socket* nella parte centrale della PCB. Questi hanno la duplice funzione di sorreggere il supporto in PLA contenente i sensori e di collegare elettricamente i sensori con il resto della scheda. Dei 9 connettori, posizionati secondo la configurazione dei fori del supporto in PLA, 4 portano i segnali V_{drive} agli anelli di eccitazione, 4 portano la corrente capacitiva dai sensori agli OPA140, e 1 connettore porta il riferimento di GND al supporto. Il collegamento fisico avviene tramite l'incastro dei *Pin Header* (Figura 4.6), saldati al rame del supporto, con i *Pin Socket* saldati sulla scheda.

Le Figure 4.9, 4.10 e 4.11 mostrano la realizzazione finale del circuito stampato (fronte, retro e circuito completo di tutti i componenti saldati). Sono inoltre stati fatti quattro fori tramite trapano con punta da 3mm ai quattro angoli della scheda per inserire dei distanziali con funzione di sostegno della PCB

4| Setup Sperimentale

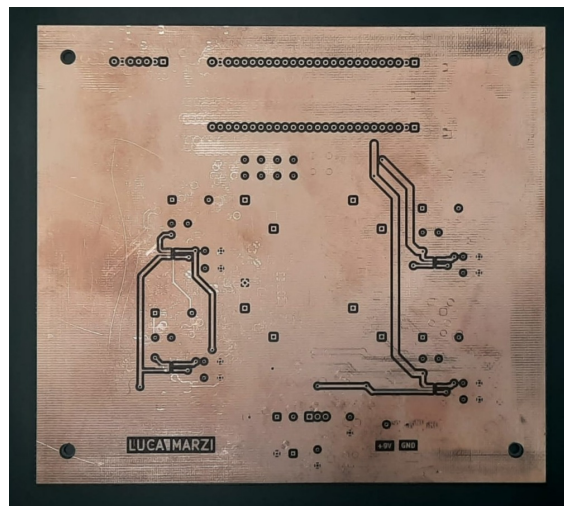


Figura 4.9: Lato *TOP* della PCB

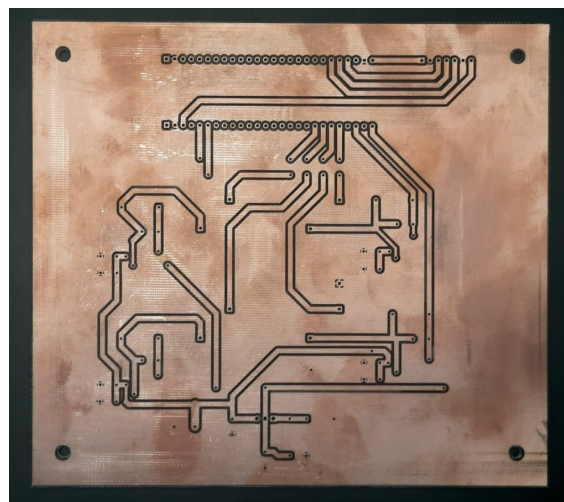


Figura 4.10: Lato *BOTTOM* della PCB

4| Setup Sperimentale

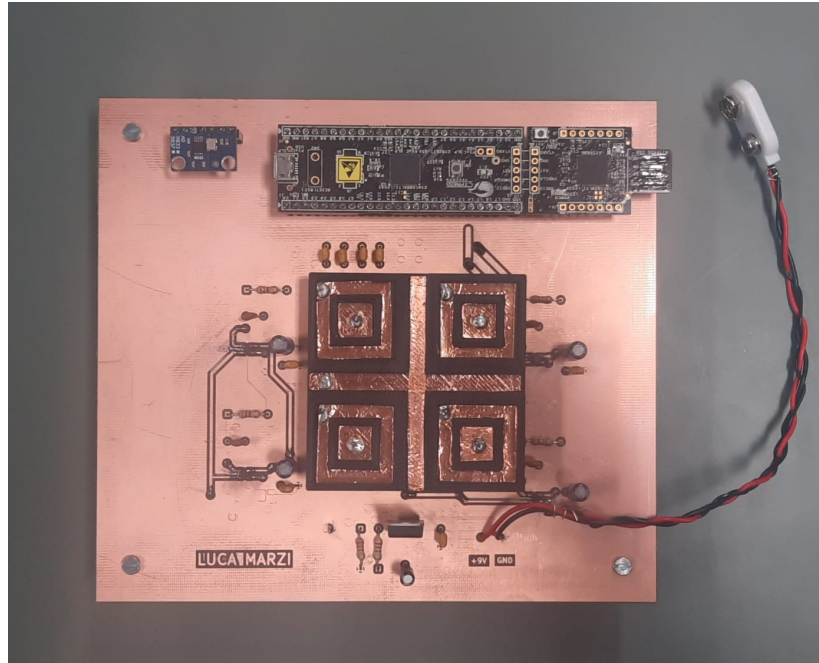


Figura 4.11: PCB completa di tutti i componenti

4| Setup Sperimentale

4.2. PSoC 5LP

Il cuore del sistema è rappresentato dal PSoC 5LP, un microcontrollore System-on-Chip (SoC), basato su core ARM Cortex-M3 e caratterizzato da blocchi analogici e digitali riconfigurabili e programmabili singolarmente. Dispone inoltre di un ambiente di sviluppo dedicato, PSoC Creator, che consente di organizzare i componenti hardware interni come ADC, amplificatori e timer, e di interconnetterli tramite un bus di routing programmabile, semplificando la gestione della comunicazione con le periferiche esterne.

Dal punto di vista dell'alimentazione, il PSoC svolge il ruolo di hub energetico per il sottosistema digitale: preleva energia dal bus USB e la distribuisce ai componenti tramite i propri pin di alimentazione, fornendo un riferimento di massa comune (*GND*) e una tensione stabilizzata a 5 V.

4.3. Generazione del segnale di eccitazione V_{drive}

La generazione della portante sinusoidale è affidata ad un generatore di forme d'onda chiamato AD9833, la cui gestione è affidata al microcontrollore tramite il protocollo di comunicazione seriale *SPI*.

4.3.1. AD9833

L'AD9833 è un circuito integrato e generatore di forme d'onda programmabile. È in grado di produrre segnali sinusoidali, triangolari e onde quadre, sfruttando la tecnica di *Direct Digital Synthesis (DDS)* per generare con

4| Setup Sperimentale

precisione frequenza e fase tramite controllo digitale.

Il cuore del DDS è un accumulatore di fase a 28 bit che incrementa il proprio valore a ogni ciclo del clock principale (MCLK). Sono presenti due registri di frequenza programmabili, $FREQ0$ e $FREQ1$, il cui contenuto determina l'incremento dell'accumulatore di fase e quindi la frequenza del segnale in uscita. Un convertitore digitale-analogico (*Digital Analog Converter - DAC*) interno converte tali valori in un segnale analogico.

La frequenza e la fase del segnale sono configurabili scrivendo direttamente nei registri interni del dispositivo tramite interfaccia seriale SPI.

4.3.2. Comunicazione SPI

In questo sistema il PSoC svolge il ruolo di Master del protocollo SPI, mentre l'AD9833 opera come Slave. All'interno dell'ambiente PSoC Creator, il modulo SPI Master è stato configurato con $CPOL = 1$ e $CPHA = 0$, utilizzando una lunghezza della parola dati pari a 8 bit.

Il protocollo utilizzato è mostrato in Figura 4.12:

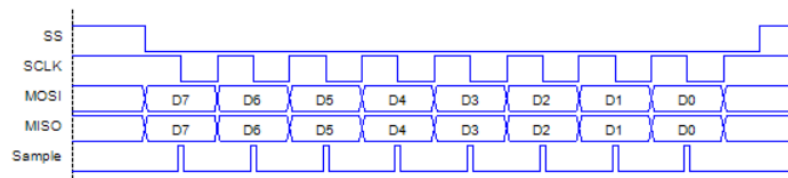


Figura 4.12: Protocollo di comunicazione seriale SPI utilizzato

4| Setup Sperimentale

Protocollo di Trasmissione a 16 bit

L'AD9833 richiede parole di controllo da 16 bit per essere configurato e comandato. Tuttavia, il modulo SPI Master del PSOC è stato configurato per lavorare su blocchi da 8 bit. Questa scelta è legata all'architettura standard della periferica SPI del microcontrollore (8 bit è standard universale), ottimizzata per la gestione dei singoli byte.

Per risolvere questa differenza, è stata implementata la funzione *AD9833_Write16*, che prevede:

- abbassamento manuale del segnale *FSYNC* (che funge da *Slave Select*), rendendo AD9833 pronto a leggere i dati dal *MOSI*
- invio dei primi 8 bit (MSB) e attesa di ricezione
- invio dei restanti 8 bit (LSB) e attesa di ricezione
- innalzamento manuale del segnale *FSYNC*

In questo modo il chip AD9833 mantiene aperto il proprio registro di ricezione, impacchettando i due byte in un'unica parola da 16 bit non appena il segnale *FSYNC* viene riportato a livello logico alto.

Setting della Frequenza

Per tradurre la frequenza desiderata per l'onda in un valore comprensibile all'accumulatore di fase a 28 bit dell'AD9833 è stata implementata una

4| Setup Sperimentale

funzione di calcolo della frequenza : *AD9833_SetFrequency*. Questa funzione è basata sulla frequenza di clock del sistema (MCLK). In questo chip $f_{MCLK} = 25MHz$, e la formula utilizzata è:

$$\text{Valore Registro} = \frac{f_{\text{desiderata}} \cdot 2^{28}}{f_{MCLK}} \quad (4.1)$$

Sebbene i registri di frequenza dell'AD9833 siano a 28 bit, quelli di scrittura interni sono da 16 bit. Per questo motivo è stato necessario scomporre il valore di frequenza calcolato in due sotto-parole da 14 bit ciascuna. I 2 bit restanti di ogni parola sono utilizzati per l'indirizzamento nel registro di destinazione, in questo caso *FREQO*. Inoltre, per evitare instabilità durante la scrittura, il chip è momentaneamente posto in stato di *Reset* del software, assicurando che il cambio di frequenza avvenga in modo fluido.

Setting della forma d'onda

Per impostare la forma d'onda desiderata è stata implementata la funzione *AD9833_SetWaveForm*. Questa permette di scegliere fra 3 possibilità: sinusoidale, quadra e triangolare.

A livello software, questo si traduce nella manipolazione di specifici bit nel registro di controllo g_{ctrl} :

- Per la sinusoide, il sistema azzeri i bit di selezione, lasciando che la ROM interna mappi l'uscita dell'accumulatore sul DAC.

4| Setup Sperimentale

- Per l'onda triangolare, viene attivato il bit MODE, escludendo la lookup table sinusoidale.
- Per l'onda quadra, il segnale viene prelevato direttamente dal bit più significativo (MSB) dell'accumulatore, fornendo un'uscita digitale pura.

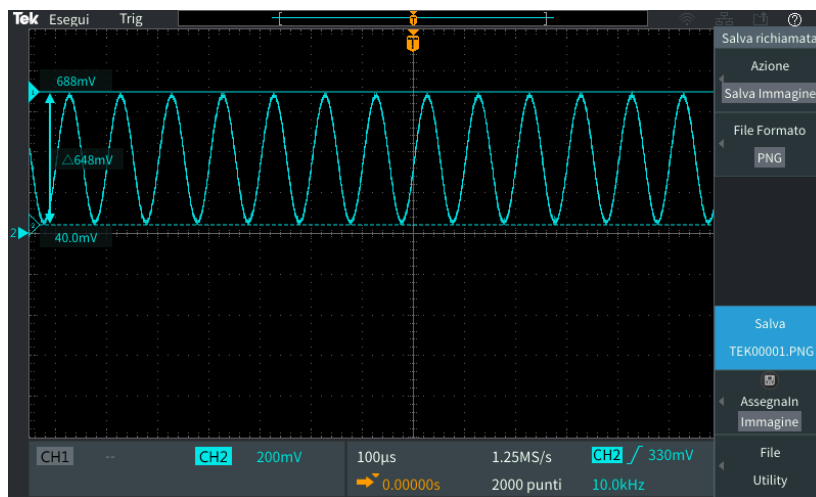


Figura 4.13: Segnale V_{drive} sinusoidale generato da AD9833

La Figura 4.13 mostra la sinusoide a 10kHz generata da AD9833, in cui si possono notare l'ampiezza e l'offset nativi del generatore d'onda.

4| Setup Sperimentale

4.4. Amplificazione del Segnale

Il segnale sinusoidale V_{drive} in uscita dall'AD9833 ha un'ampiezza di circa $0.650V_{pp}$ con un offset di circa $0.350V_{pp}$, che non è sufficiente a sostenere l'accoppiamento capacitivo con i sensori di rame necessario per il sistema.

La strategia implementata in questo lavoro prevede dunque l'amplificazione tramite Amplificatore a Guadagno Programmabile (*Programmable Gain Amplifier - PGA*) e il successivo *multiplexing* (AMux 1:4) prima della rimozione definitiva dell'offset. Quest'ultima avviene grazie a quattro condensatori ceramici da $10\ \mu\text{F}$ posti su ciascuna delle linee di eccitazione dirette verso i sensori.

Tale scelta progettuale è motivata dall'architettura interna del PSoC 5LP: i blocchi analogici programmabili, operando all'interno di un dominio di alimentazione singola, richiedono un riferimento di tensione interno, tipicamente $V_{DDA}/2$, 1.024 V o 2.048 V, per polarizzare correttamente gli stadi operazionali. Inserendo il disaccoppiamento DC a monte del PGA, il segnale verrebbe centrato sullo zero; tuttavia, il PGA ripristinerebbe inevitabilmente un offset pari alla propria tensione di *bias* interna per permettere l'elaborazione della sinusoide senza incorrere in fenomeni di *clipping*.

Spostando il disaccoppiamento a valle dell'intera catena di condizionamento interna, è possibile eliminare non solo l'offset nativo del generatore

4| Setup Sperimentale

AD9833, ma anche gli ulteriori contributi di tensione continua introdotti dalle correnti di *bias* del PGA e dalle resistenze di ON (R_{on}) dei commutatori dell'AMux. Questa configurazione garantisce che agli anelli di eccitazione giunga un segnale puramente alternato e correttamente centrato sulla massa di sistema, ottimizzando la dinamica del *sensing* capacitivo.

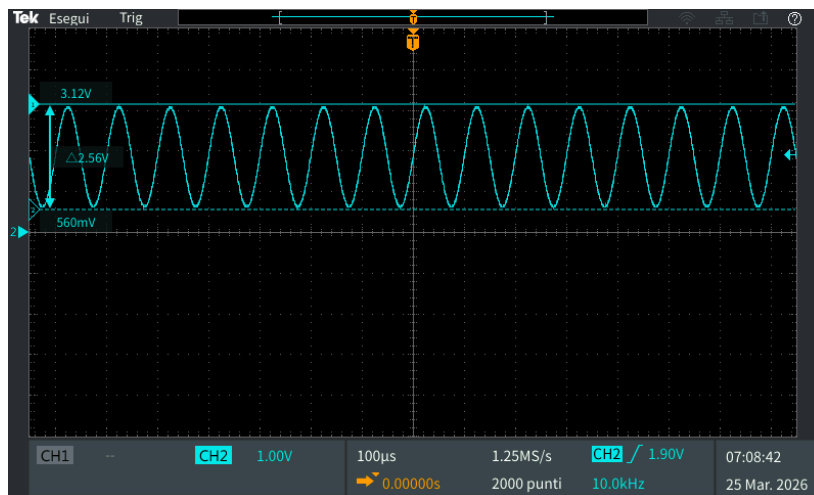


Figura 4.14: Segnale V_{drive} amplificato tramite PGA

Come mostrato in figura 4.14, l'amplificazione con guadagno 4x del PGA ha permesso di sfruttare meglio la dinamica del componente senza arrivare a saturazione del segnale. L'offset della sinusoide è tuttavia ancora presente.

4| Setup Sperimentale

4.5. Multiplexing e rimozione dell'offset

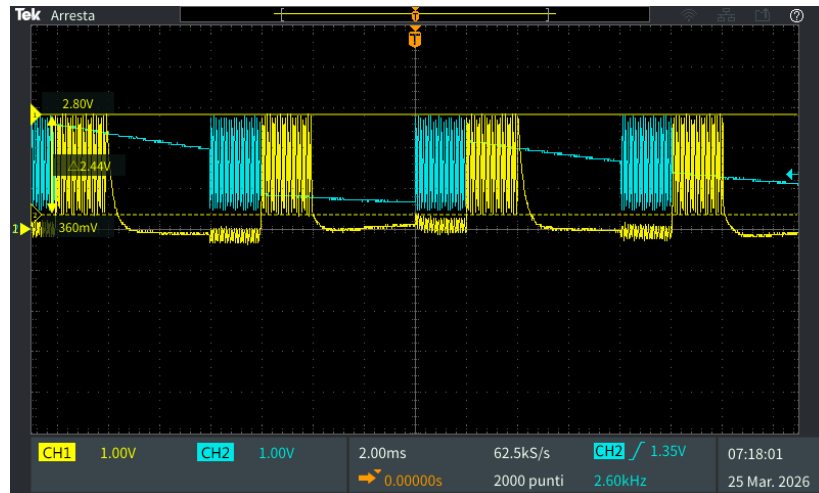


Figura 4.15: Segnale di eccitazione V_{drive} all'uscita del modulo AMux (1:4)

La cattura dell'oscilloscopio di Figura 4.15 mostra il meccanismo di multiplexing a divisione di tempo discusso in seguito, con finestre di attivazione di $2msec$ per canale in conformità con la routine di *interrupt*. Per limiti hardware dello strumento di misura, sono visualizzati simultaneamente solo due dei quattro canali attivi.

4| Setup Sperimentale

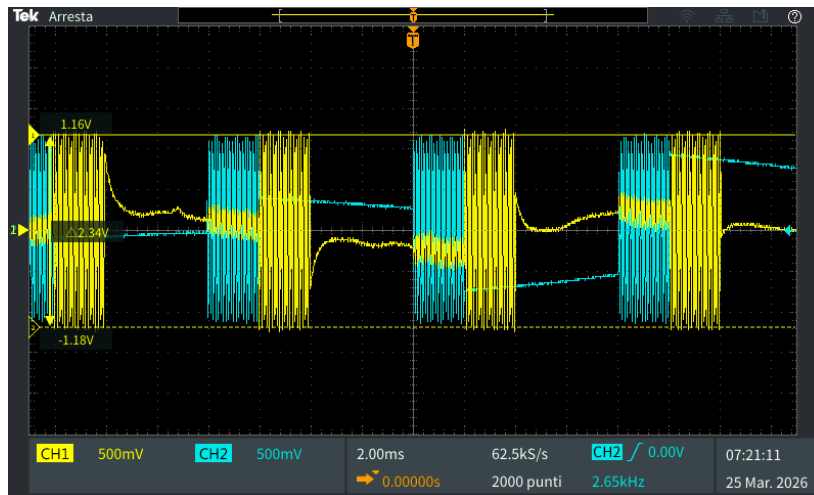


Figura 4.16: Segnali di eccitazione V_{drive} dopo la rimozione dell'offset tramite condensatori ceramici

La Figura 4.16 mostra i segnali con uno *scaling* maggiore per facilitare la visualizzazione. Ora i segnali sono centrati correttamente a 0 Volt

4.6. Accoppiamento capacitivo anello-sensore

L'accoppiamento capacitivo tra gli anelli di eccitazione e i sensori avviene secondo la dinamica illustrata in Figura 4.3. Poiché una frazione del segnale di eccitazione (V_{drive}) viene indirizzata verso massa (GND), l'accoppiamento effettivo tra l'anello di eccitazione e il sensore risulta in un'ampiezza ridotta del segnale portante accoppiato al sensore stesso.

4| Setup Sperimentale

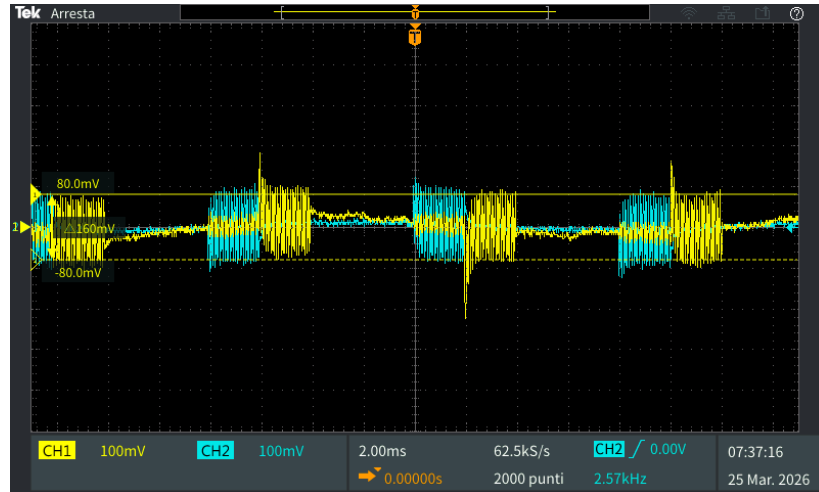


Figura 4.17: Accoppiamento capacitivo misurato sui sensori di rame

Come mostrato in Figura 4.17, il segnale ha un'ampiezza notevolmente ridotta rispetto al driver, ma mantiene sia la temporizzazione che la forma d'onda, dimostrando quindi che il design sperimentale permette l'accoppiamento anello-sensore.

4.7. Architettura dell'Alimentazione e Riferimento di Tensione

Il sistema adotta una configurazione a doppia alimentazione per separare il dominio digitale da quello analogico, garantendo l'integrità del segnale e l'efficienza energetica.

Il sottosistema digitale, comprendente il PSoC e il generatore AD9833, è alimentato tramite il bus USB a 5 V. Questa scelta è motivata dall'elevato

4| Setup Sperimentale

assorbimento di corrente dei blocchi logici e della comunicazione seriale, che graverebbero eccessivamente sulla capacità della batteria, riducendo l'autonomia del prototipo.

Il front-end analogico (TIA e stadi di guadagno) è invece alimentato in modo indipendente tramite una batteria da 9 V. Tale separazione offre due vantaggi critici:

1. **Isolamento dal rumore:** La batteria fornisce un'alimentazione priva delle interferenze elettromagnetiche e dei picchi di commutazione tipici del bus USB e dei clock digitali.
2. **Linearità del segnale:** L'alimentazione a 9 V garantisce un elevato *headroom* operativo agli amplificatori operazionali OPA140, permettendo al segnale di oscillare liberamente attorno alla massa virtuale di 2.5 V senza incorrere in distorsioni di clipping.

Per garantire la corretta trasduzione del segnale tra i due domini, i piani di massa (GND) di entrambe le sorgenti sono stati interconnessi in un unico punto. L'adozione dei 9V permette, inoltre, di definire un riferimento di massa virtuale stabile, che è essenziale per il corretto funzionamento dello stadio a transimpedenza (TIA).

Questa scelta è stata dettata dalla necessità di operare correttamente con l'amplificatore operazionale OPA140 il quale, pur supportando un ampio intervallo di alimentazione singola (da 4.5V a 36V), garantisce prestazioni

4| Setup Sperimentale

ottimali in termini di stabilità e fedeltà del segnale con un binario di alimentazione almeno superiore ai 5V.

Per il riferimento di tensione applicato al terminale non invertente (V_+) dell'OPA140, è stato fissato un valore di 2.5V. Questa tensione di bias sposta il punto di lavoro del TIA, permettendo al segnale di uscita di oscillare attorno a tale valore senza incorrere in fenomeni di saturazione. Sebbene una tensione di riferimento pari a metà dell'alimentazione avrebbe massimizzato l'escursione dinamica teorica dell'operazionale, la scelta dei 2.5V è stata ottimizzata in funzione dello stadio successivo. Nello specifico, il segnale in uscita dal TIA, regolato dalla resistenza di feedback R_f , deve essere acquisito dal PSoC operante con un intervallo dinamico 0V–5V. Centrare il segnale a 2.5V consente di:

- **Prevenire la saturazione:** si garantisce un margine di guardia sufficiente sia verso il limite inferiore (saturazione negativa) che verso quello superiore, considerando le variazioni della corrente capacitiva in ingresso.
- **Semplificare l'hardware:** il segnale risulta già compatibile con il range di ingresso dell'ADC del PSoC, eliminando la necessità di ulteriori stadi di traslazione di livello o partitori resistivi che potrebbero introdurre rumore o distorsioni.

Il potenziale di riferimento di 2.5 V, necessario per la polarizzazione degli

4| Setup Sperimentale

stadi a transimpedenza e di guadagno, è stato generato mediante l'impiego del regolatore lineare variabile LM317. Questo componente, un regolatore di tensione positiva a tre terminali, permette di impostare una tensione d'uscita precisa nell'intervallo tra 1.25 V e 37 V tramite un partitore resistivo di feedback.

Il dispositivo è alimentato direttamente dalla batteria a 9 V ed è inoltre configurato con una rete di filtraggio capacitivo in ingresso e in uscita per minimizzare il ripple e garantire una bassa impedenza del nodo di riferimento.

La tensione d'uscita desiderata è stata fissata a 2.5 V attraverso l'implementazione di una rete di feedback, mostrata in Figura 4.18, costituita da un partitore resistivo, collegato tra il terminale di uscita (V_{out}), il pin di regolazione (ADJ) e la massa. Il principio di funzionamento del regolatore lineare LM317 si basa sul mantenimento di una tensione di riferimento interna costante, pari a $V_{ref} = 1.25 \text{ V}$, tra i terminali di uscita e di regolazione. Agendo sul rapporto tra le resistenze R_1 e R_2 del partitore, è possibile traslare tale riferimento al valore richiesto dal progetto secondo la relazione:

$$V_{out} = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{adj} \cdot R_2 \quad (4.2)$$

Per il dimensionamento del circuito sono state utilizzate due resistenze da

4| Setup Sperimentale

220 Ω .

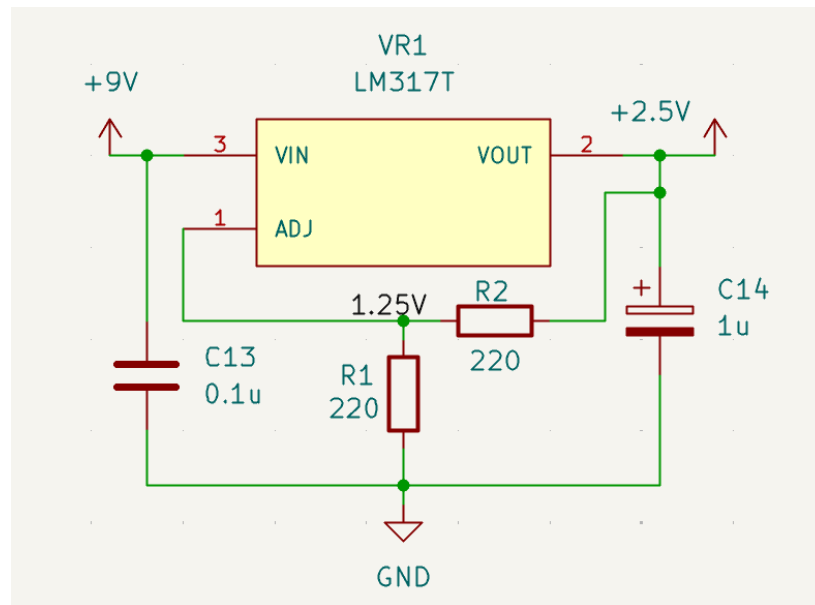


Figura 4.18: Schema elettrico dello stadio di generazione della tensione di riferimento a 2.5 V basato sul regolatore lineare LM317, realizzato tramite software KiCad

Al fine di garantire la stabilità del regolatore e minimizzare il rumore residuo sul piano di massa virtuale, sono stati integrati i seguenti componenti di filtraggio:

- Un condensatore ceramico da 100 nF posto in prossimità del terminale di ingresso per il disaccoppiamento dei disturbi ad alta frequenza;
- Un condensatore elettrolitico da 1 μ F sul terminale di uscita per migliorare la risposta ai transitori e stabilizzare il potenziale di

4| Setup Sperimentale

riferimento destinato agli stadi di condizionamento analogico.

In Figura 4.19 viene mostrato il segnale V_{out} in uscita da un singolo TIA, ed è possibile notare la corretta temporizzazione tramite *interrupt* e la centratura del segnale alla tensione di riferimento di 2.5V:

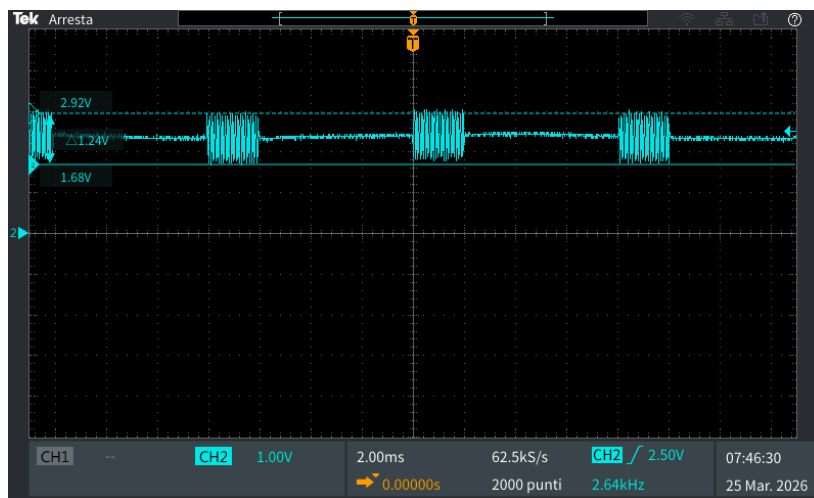


Figura 4.19: Segnale V_{out} di un singolo TIA, correttamente centrato a 2.5V

4| Setup Sperimentale

4.8. Logica di Acquisizione e Gestione Temporale

Il cuore del firmware risiede nella gestione deterministica delle risorse hardware, finalizzata a garantire un campionamento coerente su quattro canali in modalità *time-division multiplexing*. L'intero processo è scandito da un Timer principale, denominato `Timer_Comm`, configurato con un clock di sistema a 1 MHz e un periodo di 2 ms, che definisce la frequenza di aggiornamento del sistema a 500 Hz.

Ogni volta che il timer raggiunge il *terminal count*, viene generata una *Interrupt Service Routine* (ISR) che avvia la procedura di acquisizione e processamento secondo una logica a pacchetti (*burst*).

4.8.1. Configurazione e Multiplexing degli AMux

Per la gestione dei segnali è stata implementata una coppia di multiplexer analogici (AMux), configurati rispettivamente in modalità 1:4 (un ingresso e quattro uscite) per la distribuzione della portante di eccitazione e 4:1 (quattro ingressi e un'uscita) per la raccolta dei segnali provenienti dai TIA. Questa configurazione permette di isolare ciclicamente ogni sensore, garantendo che l'ADC elabori un unico segnale per ogni finestra di integrazione e minimizzando i fenomeni di *crosstalk*.

La selezione del canale segue un approccio sincronizzato con l'interrupt:

- Ad ogni attivazione dell'ISR, vengono selezionati i canali corrispon-

4| Setup Sperimentale

denti su entrambi gli AMux.

- Il sistema provvede a riempire una riga di una matrice di dati (*array buffer*) dedicata al canale corrente.
- Il ciclo si completa ogni 8 ms, garantendo che tutti e quattro i sensori vengano aggiornati con un determinismo temporale rigoroso.

4.8.2. Campionamento Burst e Scheduling della CPU

All'interno della routine di interrupt, l'ADC Delta-Sigma opera in modalità *software trigger* con una frequenza di campionamento $f_s = 40 \text{ kHz}$ ($T_s = 25 \mu\text{s}$). Tale scelta permette di rispettare ampiamente il teorema di Nyquist-Shannon per la portante a 10 kHz e di sfruttare la risoluzione a 16 bit del convertitore, superiore al più veloce campionatore SAR a 12 bit presente nel PSOC.

La gestione della finestra temporale da 2 ms è suddivisa equamente tra acquisizione ed elaborazione:

1. **Fase di Acquisizione (1 ms):** vengono raccolti $N = 40$ campioni consecutivi. Il tempo totale di conversione è pari a:

$$T_{acq} = 40 \times 25 \mu\text{sec} = 1 \text{msec} \quad (4.3)$$

2. **Fase di Elaborazione e Trasmissione (1 ms):** una volta completato il *burst*, la CPU (operante a 80 MHz) dispone del tempo residuo

4| Setup Sperimentale

per eseguire gli algoritmi di demodulazione *I/Q* e *Beamforming*, e preparare il pacchetto dati.

Al termine della ISR, viene sollevato un flag software (`flagData`) che notifica al *main loop* la disponibilità dei dati per l'elaborazione la trasmissione via UART.

In Figura 4.20 viene mostrata la gestione temporale del processo tramite *interrupt*, con il campionamento(ADC) che occupa metà dei 2ms dedicati a ciascun sensore:

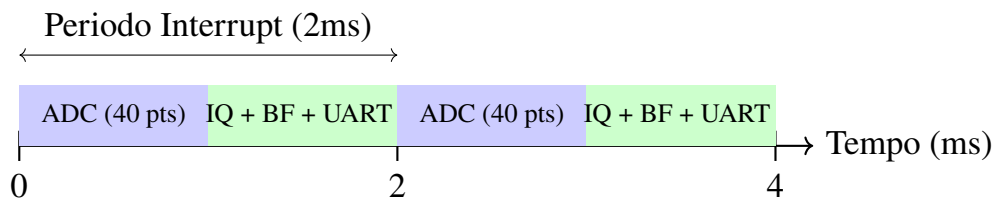


Figura 4.20: Suddivisione del tempo di CPU all'interno dell'interrupt ciclico

4| Setup Sperimentale

4.9. Elaborazione digitale del segnale

In questa sezione viene descritta l'architettura di elaborazione del segnale implementata sul PSoC 5LP. L'obiettivo è l'estrazione del segnale a bassa frequenza relativo al battito, a partire dalla modulazione di ampiezza di una portante sinusoidale generata dai sensori capacitivi.

4.9.1. Modellizzazione del Segnale Acquisito

Il segnale in uscita dallo stadio di condizionamento analogico (TIA), a seguito della modulazione capacitiva, può essere espresso come un segnale sinusoidale con modulazione di ampiezza (AM):

$$V_{out}(t) = A(t) \sin(\omega_0 t + \phi) \quad (4.4)$$

Dove:

- $A(t) = A_{DC} + \Delta A_{AC}(t)$ rappresenta l'ampiezza istantanea. A_{DC} è la componente statica (baseline), mentre $\Delta A_{AC}(t)$ è la variazione indotta dal volume ematico pulsatile;
- $\omega_0 = 2\pi f_0$ è la pulsazione della portante (10 kHz);
- ϕ è lo sfasamento incognito introdotto dai ritardi di propagazione hardware e dall'asincronia dell'istante di campionamento iniziale.

4| Setup Sperimentale

4.9.2. Demodulazione I/Q

L'algoritmo di demodulazione implementato nel microcontrollore PSoC 5LP opera moltiplicando il segnale digitalizzato $V_{out}[n]$ per due riferimenti ortogonali generati internamente tramite tabelle di look-up (LUT):

$$R_I[n] = \sin(\omega_0 n T_s) \quad (4.5)$$

$$R_Q[n] = \cos(\omega_0 n T_s) \quad (4.6)$$

Dalla moltiplicazione (fase di *mixing*) si ottengono le componenti I (In-phase) e Q (Quadrature):

$$\begin{aligned} I[n] &= A[n] \sin(\omega_0 n T_s + \phi) \sin(\omega_0 n T_s) \\ &= \frac{A[n]}{2} [\cos(\phi) - \cos(2\omega_0 n T_s + \phi)] \end{aligned} \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned} Q[n] &= A[n] \sin(\omega_0 n T_s + \phi) \cos(\omega_0 n T_s) \\ &= \frac{A[n]}{2} [\sin(\phi) + \sin(2\omega_0 n T_s + \phi)] \end{aligned} \quad (4.8)$$

4.9.3. Filtraggio FIR Vettoriale e Approccio a Blocchi

Per estrarre l'informazione in banda base e sopprimere le componenti a frequenza doppia ($2\omega_0$) è necessaria un'operazione di filtraggio passa-basso successiva alla demodulazione I/Q.

4| Setup Sperimentale

Originariamente, il progetto prevedeva l'implementazione di un filtro *Finite Impulse Response* (FIR) di ordine $M = 12$ direttamente a bordo del PSoC 5LP, applicato vettorialmente per isolare la dinamica fisiologica (< 25 Hz).

Tuttavia, i test di caratterizzazione temporale hanno mostrato che l'applicazione di un filtro FIR complesso eccedeva il limite temporale assegnato alla routine di interrupt di 2 ms. Per garantire il determinismo del sistema e prevenire fenomeni di *task overflow*, si è optato quindi per una strategia di filtraggio ibrida:

1. Calcolo della media aritmetica del buffer, che rappresenta un filtro FIR a coefficienti unitari. Questa operazione, fatta a bordo del PSoC, funge da stadio di decimazione e filtro anti-aliasing primario.
2. Applicazione del filtraggio tramite codice Python sui dati ricevuti via UART.

Viene calcolato il valore medio dei vettori da 40 valori ottenuti dalla demodulazione:

$$\bar{I}_{filt} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N I_{filt}[n], \quad \bar{Q}_{filt} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N Q_{filt}[n] \quad (4.9)$$

Questi valori mediati costituiscono i contributi del vettore complesso che verranno successivamente elaborati dall'algoritmo di *Coherent Beamforming*.

4| Setup Sperimentale

4.9.4. Beamforming Digitale

All'interno del PSOC è stato implementato un algoritmo di *Coherent Beamforming* operante nel dominio complesso che esegue una somma vettoriale delle componenti in fase e in quadratura estratte da ciascun canale m :

$$I_{beam} = \sum_{m=0}^{M-1} \bar{I}_{filt,m}, \quad Q_{beam} = \sum_{m=0}^{M-1} \bar{Q}_{filt,m} \quad (4.10)$$

Dove $\bar{I}_{filt,m}$ e $\bar{Q}_{filt,m}$ rappresentano le medie filtrate del blocco da 1 ms per il sensore m -esimo. Solo al termine della sintesi spaziale viene calcolata l'ampiezza del fascio risultante:

$$A_{beam} = \sqrt{I_{beam}^2 + Q_{beam}^2} \quad (4.11)$$

Tale approccio implementa di fatto un'architettura di *Dual-Phase Lock-in Amplifier*. A differenza dei sistemi a singola fase, l'impiego delle due componenti ortogonali I e Q permette di estrarre l'involuppo del segnale $A(t)$ indipendentemente dallo sfasamento ϕ , rendendo la misura robusta rispetto ai ritardi di propagazione e alla distanza variabile del sensore

Il vantaggio intrinseco di questa tecnica risiede nella natura statistica dei segnali coinvolti. Poiché il battito cardiaco è una sorgente coerente rispetto alla geometria dell'array, i segnali utili S_m si sommano linearmente in

4| Setup Sperimentale

ampiezza:

$$S_{total} = \sum_{m=1}^M S_m \propto M \quad (4.12)$$

Al contrario, il rumore elettronico n_m di ciascun canale è stocasticamente indipendente (incoerente). La sua somma segue una distribuzione quadratica, portando a un valore efficace (RMS) che cresce solo con la radice quadrata del numero di canali [30]:

$$N_{total} = \sqrt{\sum_{m=1}^M n_m^2} \propto \sqrt{M} \quad (4.13)$$

Il rapporto segnale-rumore risultante (SNR_{beam}) subisce quindi un incremento teorico pari a \sqrt{M} (ovvero +6 dB per un array di 4 sensori) rispetto al singolo sensore:

$$SNR_{beam} = \frac{S_{total}}{N_{total}} = \frac{M \cdot S}{\sqrt{M} \cdot n} = \sqrt{M} \cdot SNR_{single} \quad (4.14)$$

Questo approccio rende il sistema robusto rispetto ai disturbi ambientali e al rumore di quantizzazione dell'ADC, permettendo di rilevare variazioni micrometriche della superficie cutanea indotte dalla pulsazione cardiaca.

4| Setup Sperimentale

4.9.5. Interfaccia di Comunicazione UART

Per la trasmissione dei dati processati verso l'unità di calcolo esterna (PC per la visualizzazione e post-processing), è stata implementata un'interfaccia UART (Universal Asynchronous Receiver-Transmitter). La scelta di questo protocollo è dettata dalla sua semplicità di integrazione con l'architettura PSoC: l'ambiente di sviluppo permette infatti di istanziare un componente hardware UART dedicato, che genera automaticamente un set di API (Application Programming Interface) per la gestione dei buffer di trasmissione e ricezione. Un aspetto critico nella progettazione del firmware riguarda la quantità di dati da trasmettere entro la finestra temporale inferiore a 1 ms. In una configurazione ipotetica di trasmissione dei dati grezzi, il sistema dovrebbe inviare per ogni interrupt i vettori completi delle componenti I e Q estratti dalla demodulazione, ovvero 80 campioni totali. Adottando un protocollo di comunicazione custom in cui ogni campione è incapsulato in un pacchetto da 4 byte (*header*, MSB, LSB e *tail*), il carico di dati sul bus sarebbe il seguente:

- Payload per millisecondo: $80 \text{ campioni} \times 4 \text{ byte/campione} = 320 \text{ byte}$
- Bit totali sul canale (incluso overhead UART): considerando 1 bit di start e 1 bit di stop per ogni byte, la trasmissione richiede $320 \text{ byte} \times 10 \text{ bit/byte} = 3200 \text{ bit}$

Per completare tale trasmissione entro il limite di 1 ms, il Baud Rate (B)

4| Setup Sperimentale

dovrebbe soddisfare la condizione:

$$B > \frac{3200 \text{ bit}}{0.001 \text{ s}} = 3.2 \text{ Mbps} \quad (4.15)$$

Considerando inoltre che parte del millisecondo residuo dal campionamento è dedicato all'elaborazione e ai calcoli sui campioni, il tempo effettivo residuo per mandare i dati tramite UART è ancora più stringente, e il Baud Rate necessario sarebbe quindi maggiore.

Questa velocità eccede le capacità standard della maggior parte dei bridge USB-Serial commerciali e dei terminali di acquisizione, solitamente limitati a 921.600 bps per garantire l'integrità del dato in ambienti elettricamente rumorosi. A un baud rate standard di 115.200 bps, il tempo necessario per inviare gli 80 campioni sarebbe di:

$$T_{115,2k} = \frac{3200 \text{ bit}}{115.200 \text{ bit/s}} \approx 27.7 \text{ ms} \quad (4.16)$$

Con il baud rate massimo di 921.600 bps consentito dal sistema il tempo necessario sarebbe invece:

$$T_{921,6k} = \frac{3200 \text{ bit}}{921.600 \text{ bit/s}} \approx 3.47 \text{ ms} \quad (4.17)$$

rendendo comunque impossibile l'invio dei dati senza incorrere in saturazione del canale UART.

4| Setup Sperimentale

Per ovviare a questo limite fisico e garantire il determinismo temporale del sistema si è scelto di eseguire la sintesi spaziale del *Beamforming* direttamente a bordo del PSoC. In questo modo viene trasmesso un unico valore di ampiezza risultante (A_{beam}) ogni millisecondo e il pacchetto finale, composto da soli 4 byte, richiede la trasmissione di soli 40 bit ogni millisecondo, tenendo conto dei bit aggiuntivi del protocollo UART. Con un baud rate scelto di 115.200 bps, l'occupazione del canale si attesta intorno a:

$$T_{115.2k} = \frac{40 \text{ bit}}{115.200 \text{ bit/s}} \approx 0.347 \text{ ms} \quad (4.18)$$

In questo modo viene lasciato un margine di sicurezza sufficiente per i calcoli e l'elaborazione dati effettuata dal *main* del PSOC e si evitano fenomeni di buffer overflow.

4.10. Caratterizzazione del Sistema in Tempo Reale

Prima di procedere all'acquisizione dei segnali fisiologici, è stata verificata la stabilità temporale dell'architettura *Time-Division Multiplexing* (TDM) attraverso l'uso di un oscilloscopio digitale collegato a un pin di debug. In questo modo è stato misurato il *duty cycle* dei diversi *task* del codice.

4.10.1. Analisi del Duty Cycle e Timing di Sistema

La gestione multi-canale del sistema richiede un preciso determinismo temporale nella successione delle fasi di acquisizione, processamento e

4| Setup Sperimentale

trasmissione, e risulta quindi fondamentale analizzare il profilo di esecuzione dei diversi task per garantire il rispetto dei vincoli di real-time imposti dal campionamento.



(a) Fase di acquisizione ADC (1 ms).

(b) Demodulazione e filtraggio vettoriale.

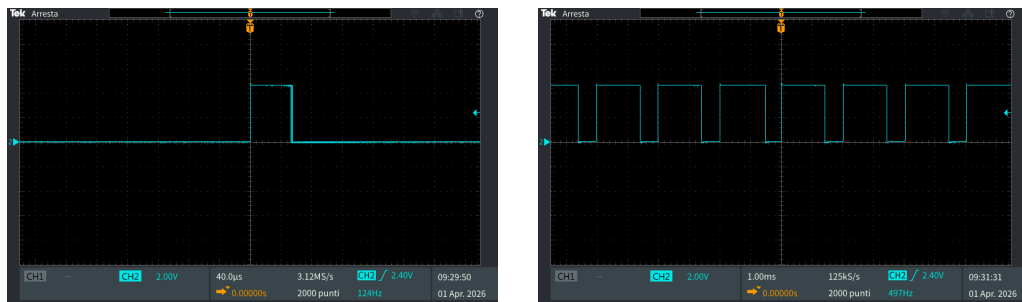
Figura 4.21: Caratterizzazione temporale del singolo canale

Come si osserva nella Figura 4.21a, il segnale di debug rimane a livello logico alto per circa 1 ms, intervallo coerente con il tempo necessario all'acquisizione di 40 campioni alla frequenza di 40 kHz. In Figura 4.21b invece si può notare come la CPU esegua la demodulazione I/Q e il filtraggio tramite media in un intervallo temporale estremamente contenuto, pari a circa $400 \mu\text{s}$. L'efficienza del core ARM Cortex-M3 a 80 MHz permette di completare queste operazioni in una frazione ridotta del periodo di campionamento, garantendo che i dati siano elaborati e pronti per la trasmissione prima dell'attivazione del canale successivo.

4| Setup Sperimentale

4.10.2. Validazione del Beamforming e Carico del Main Loop

Il passaggio critico finale consiste nell'unione dei contributi di tutti i sensori e nella trasmissione dei risultati verso l'interfaccia utente.



(a) Dettaglio *Beamforming* e invio UART. (b) *Duty cycle* complessivo del sistema.

Figura 4.22: Validazione del carico computazionale di *Beamforming* e UART

L'analisi dello zoom sul processo di *Beamforming* (Figura 4.22a) conferma che la somma vettoriale, il calcolo della magnitudo e l'invio dei dati tramite UART avvengono in circa $50 \mu\text{s}$, lasciando ulteriore tempo di margine prima dell'inizio del successivo *interrupt*.

Infine, osservando il ciclo completo del *main loop* (Figura 4.22b), si nota come il sistema operi con un *duty cycle* complessivo molto contenuto. Questo ampio margine di sicurezza è fondamentale per prevenire fenomeni di *task overflow* o instabilità nel timing, assicurando che il sistema sia in grado di gestire eventuali variazioni nel carico computazionale senza degradare la qualità del segnale acquisito.

5 | Discussione dei Risultati Sperimentali

In questo capitolo vengono presentati e analizzati i risultati ottenuti dalla validazione sperimentale del prototipo hardware e firmware descritto nei capitoli precedenti. L'analisi è stata divisa in:

- Studio del *Beamforming* unitario: ognuno dei 4 canali è stato pesato allo stesso modo
- Studio dei singoli canali: ogni canale è stato analizzato singolarmente per determinare quale avesse il SNR maggiore
- Studio del *Beamforming* pesato: sono stati calcolati dei pesi da assegnare a ciascun canale per massimizzare il SNR totale

5.1. Beamforming unitario

In questa fase l'algoritmo di *Beamforming* è stato configurato assegnando pesi unitari ($w_i = 1$) a ciascuno dei quattro canali di acquisizione. L'acquisizione è stata eseguita tramite un'interfaccia seriale UART, con un campionamento gestito da uno script Python dedicato su una finestra temporale di 5s. I dati, salvati in formato CSV, includono per ogni campione il relativo *timestamp* con risoluzione al millisecondo; tale accorgimento è stato necessario per compensare eventuali *jitter* di trasmissione. La procedura di analisi è stata articolata nei seguenti passaggi:

1. Analisi del rumore di fondo in assenza di stimoli capacitivi dinamici.

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

2. Pre-elaborazione e filtraggio applicando tecniche di *detrending* lineare e filtraggio digitale passa-banda per isolare la banda di interesse.
3. Determinazione del SNR basato sui valori efficaci (RMS) dei dataset filtrati, al fine di stabilire un termine di paragone per le successive ottimizzazioni.

5.1.1. Analisi del Rumore

L'analisi è stata divisa in due domini:

- **Dominio del tempo:** il segnale è stato osservato in *digit*, rappresentando l'uscita grezza del convertitore a 16 bit del PSoC.
- **Dominio della frequenza:** è stata applicata la *Fast Fourier Transform* (FFT) per identificare le componenti armoniche del rumore. Prima del calcolo dello spettro è stata effettuata la rimozione della componente continua tramite la sottrazione della media del segnale: $x_{ac}(t) = A_{beam}(t) - \mu_A$, operazione fondamentale per evitare che il lobo principale a 0Hz (ampiezza della costante) causi un mascheramento delle componenti spettrali a bassa energia, riducendo la dinamica utile del grafico.

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

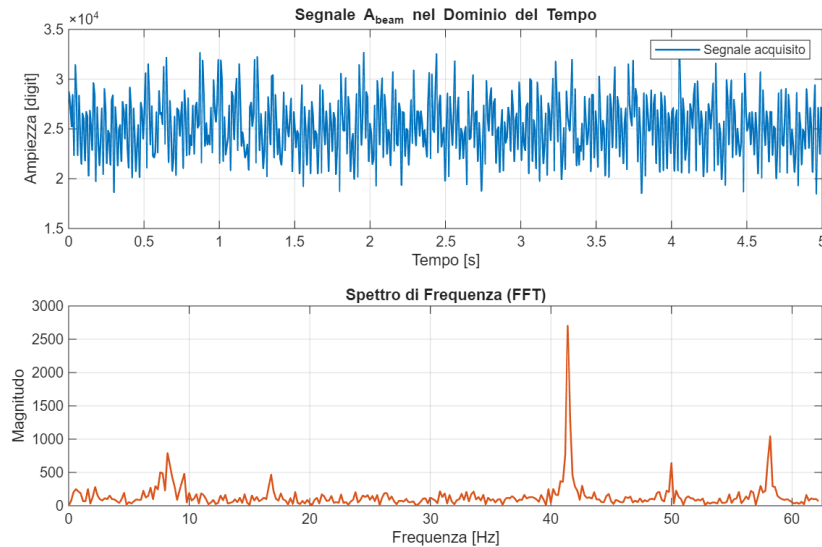


Figura 5.1: Segnale di rumore campionato in una finestra di 5s (sopra) e relativa analisi in frequenza tramite FFT (sotto)

Dall'analisi dello spettro di ampiezza riportato in Figura 5.1 si evince la presenza di diverse componenti rumorose. I principali contributi sono dati da:

- Componente a 50Hz: corrisponde al rumore di rete indotto per accoppiamento capacitivo dall'ambiente circostante e dalla strumentazione di laboratorio.
- Componente a 41Hz: risulta essere il contributo dominante. Questa frequenza non è correlata direttamente alla rete elettrica, ma è riconducibile al *ripple* residuo degli alimentatori degli strumenti presenti nel laboratorio in cui è stato condotto lo studio o a fenomeni di *alia-*

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

sing di armoniche ad alta frequenza non adeguatamente filtrate dallo stadio analogico.

- Componenti a 8Hz e 58Hz: tali picchi indicano la presenza di disturbi a bassa frequenza, potenzialmente legati a modulazioni spurie o a vibrazioni meccaniche dell'ambiente di test che influenzano la capacità parassita dei sensori.

L'elevata ampiezza della componente a 41Hz rispetto alla banda di interesse del segnale di *sensing* rende necessario uno stadio di filtraggio digitale. Sebbene questo disturbo sia evidente nel rumore di fondo, si sovrappone anche al segnale utile durante le fasi di movimento. Per questo motivo verrà applicata a entrambi i dataset la stessa strategia di filtraggio per garantire la coerenza del calcolo del SNR.

Il filtro passa-banda applicato è un *Butterworth* di secondo ordine con banda passante [0.3 – 10 Hz], applicato secondo l'algoritmo a fase zero *filtfilt* e implementato su codice Python. L'algoritmo applicato ai dati acquisiti, e il cui schema di funzionamento è riportato in Figura 5.2, prevede i seguenti passaggi sequenziali:

1. Il vettore viene filtrato nel dominio del tempo (direzione *forward*);
2. Il risultato viene invertito temporalmente e filtrato nuovamente con i medesimi coefficienti (direzione *backward*).

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

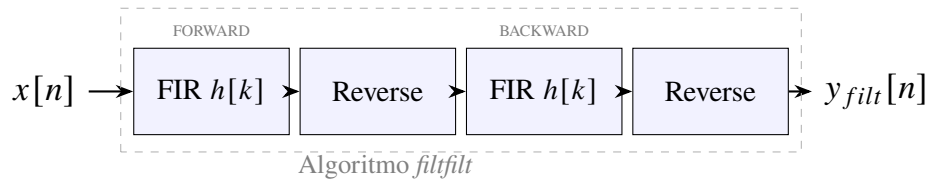


Figura 5.2: Architettura del filtraggio a fase zero *filtfilt* implementata. Il doppio passaggio elimina il ritardo di gruppo

5.1.2. Analisi del Segnale

La stessa analisi è stata applicata al segnale acquisito in presenza di movimento, e in Figura 5.3 ne vengono riportate la forma d'onda e lo spettro di frequenza:

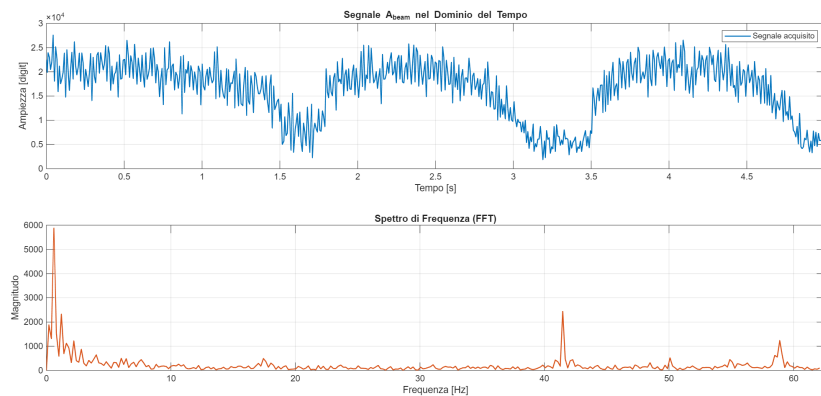


Figura 5.3: Segnale di movimento campionato in una finestra di 5s (sopra) e relativa analisi in frequenza tramite FFT (sotto)

Dall'analisi della Figura 5.3 si osserva come nel dominio della frequenza il contributo informativo utile sia concentrato nell'intervallo tra 0.6Hz e

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

1.5Hz, compatibile con la frequenza del movimento cinematico effettuato durante il test.

Questo fenomeno, nonostante la rimozione del valore medio globale, presenta un'elevata densità energetica in prossimità dello zero hertz, ed è riconducibile alla natura non stazionaria del segnale durante l'interazione con il target: la presenza del corpo umano nel campo d'azione dei sensori non induce solamente una perturbazione dinamica, ma altera la capacità equivalente di base del sistema. Tale variazione si traduce in transienti e derive a bassissima frequenza che la FFT può interpretare come componenti continue residue. La magnitudo di tale picco maschera in parte la risoluzione spettrale delle frequenze del segnale utile, rendendo difficoltosa l'estrazione delle componenti informative.

La Figura 5.4 illustra l'efficacia del filtraggio: il segnale nel dominio del tempo appare pulito dalle oscillazioni ad alta frequenza, mentre lo spettro evidenzia la soppressione dei disturbi esterni alla banda passante, permettendo una chiara identificazione del picco fondamentale del movimento. Per rendere la misura coerente e scientificamente significativa è stata applicata la stessa catena di filtraggio (*detrending* e filtro di Butterworth di secondo ordine) anche al dataset del rumore di fondo, come mostrato in Figura 5.5.

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

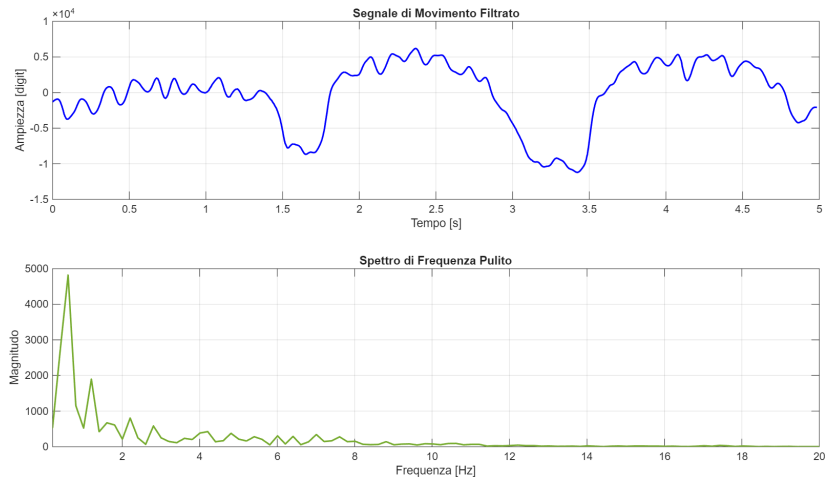


Figura 5.4: Segnale di movimento filtrato (sopra) e relativo spettro di frequenza (sotto)

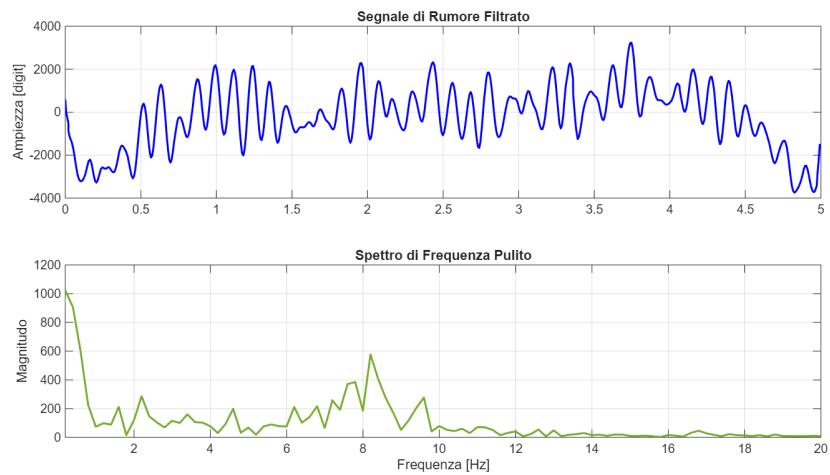


Figura 5.5: Segnale di rumore filtrato (sopra) e relativo spettro di frequenza (sotto)

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

5.1.3. Determinazione del Rapporto Segnale-Rumore

A valle del processo di pre-elaborazione è stato quantificato il miglioramento delle prestazioni del sistema tramite il calcolo del SNR. Per rendere la misura coerente e scientificamente significativa è stata applicata la stessa catena di filtraggio (*detrending* e filtro di Butterworth di secondo ordine con banda [0.3 – 10] Hz) sia al dataset del rumore di fondo sia a quello del segnale di movimento.

La potenza del segnale e del rumore è stata stimata calcolando il valore efficace (*root mean square - RMS*) dei due dataset filtrati: il parametro RMS rappresenta la deviazione standard del segnale a media nulla e fornisce una misura della potenza media associata alle fluttuazioni nella banda. L'SNR è stato quindi calcolato in scala logaritmica secondo la seguente espressione:

$$SNR_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{RMS_{signal}}{RMS_{noise}} \right) \quad (5.1)$$

Dall'analisi numerica sono emersi i seguenti valori:

- $RMS_{noise} = 1411.85$ digit
- $RMS_{signal} = 4464.99$ digit

Inserendo questi valori nell'equazione 5.2 si ottiene un valore finale di SNR pari a 10.01 dB.

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

Questo valore indica che l'ampiezza del segnale utile è superiore a quella del rumore residuo di un fattore pari a circa 3.16, confermando che la strategia di *Beamforming* e la successiva fase di filtraggio sono in grado di isolare con successo le componenti di movimento del target, rendendo il sistema idoneo alla rilevazione del movimento umano anche in ambienti elettromagneticamente rumorosi.

5.2. Analisi comparativa dei singoli canali

Per valutare l'apporto specifico di ogni sensore dell'array è stata condotta un'analisi monocanale. In questa fase il sistema è stato configurato per acquisire il segnale da un sensore alla volta, mantenendo gli altri canali inattivi. Così facendo è possibile isolare eventuali differenze di guadagno o di accoppiamento parassita intrinseche ai TIA o alle linee di interconnessione sulla PCB, e di stimare dei pesi da utilizzare nel *Beamforming* specifici per canale. Similmente all'analisi del *Beamforming* fatta in precedenza, anche qui è stato fatto uno studio sul rumore di fondo per ogni canale e uno sul movimento rilevato, per poi stimare l'SNR del singolo sensore.

5.2.1. Caratterizzazione del SNR per singolo sensore

Inizialmente è stata fatta una misura del rumore di fondo per ogni canale, applicando la medesima catena di pre-elaborazione (*detrending* e filtraggio di Butterworth [0.3 – 10] Hz) utilizzata per l'analisi a quattro sensori. I

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

risultati delle acquisizioni sono mostrati in Figura 5.6:

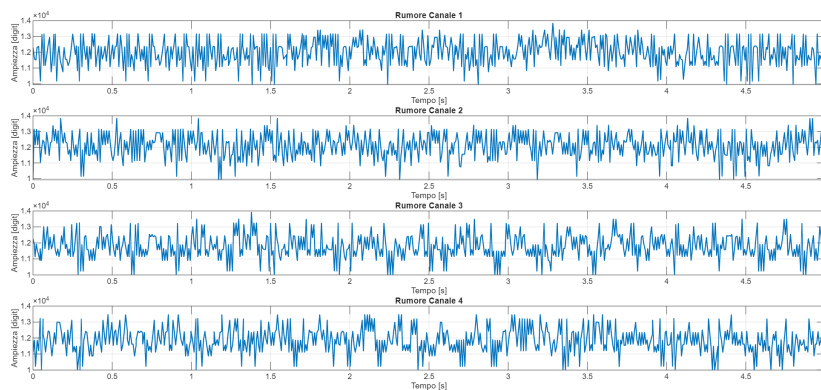


Figura 5.6: Confronto del rumore di fondo acquisito dai quattro sensori indipendenti

Successivamente è stata acquisita la risposta di ogni sensore a uno stimolo di movimento.

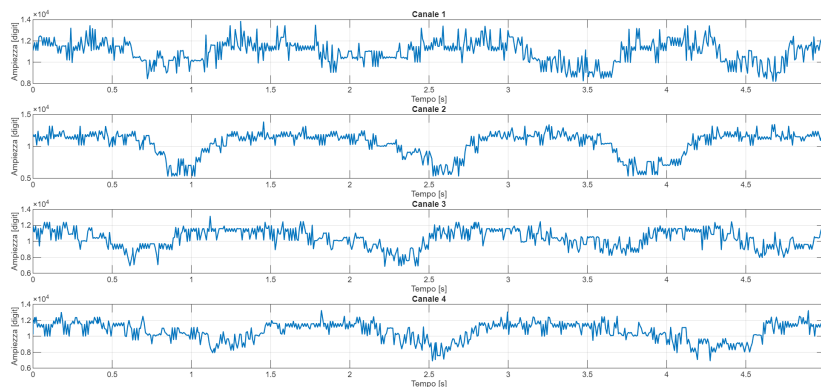


Figura 5.7: Segnale di movimento acquisito dai quattro canali in modo indipendente

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

La Figura 5.7 riporta i quattro segnali risultanti, dai quali è stato calcolato il valore efficace (RMS) e il relativo SNR_{dB} individuale.

I risultati numerici riassunti nella Tabella 5.1 mostrano il SNR dei singoli canali confrontati con quello ottenuto dal *Beamforming*:

Canale	RMS Noise [digit]	RMS Signal [digit]	SNR [dB]
Sensore 1	265.70	847.20	10.07
Sensore 2	307.02	1733.77	15.04
Sensore 3	345.84	972.49	8.98
Sensore 4	369.25	967.99	8.37
Beamforming	1411.85	4464.99	10.00

Tabella 5.1: Confronto delle prestazioni tra i singoli sensori e il *Beamforming*

Si può notare come il Sensore 2 abbia un SNR notevolmente più alto degli altri 3 e del *Beamforming* unitario stesso. Questo risultato dimostra che l'applicazione di un algoritmo a pesi unitari non permette di sfruttare appieno le potenzialità dell'array. Il Sensore 2 ha fornito un segnale caratterizzato da un'integrità superiore alla media, ma nella somma algebrica semplice il suo contributo viene degradato dal rumore predominante iniettato dai canali meno performanti come i Sensori 3 e 4.

Per superare questo limite è stata implementata una strategia di *Weighted*

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

Beamforming ispirata al criterio del MRC discusso nei capitoli precedenti. In questa configurazione ogni canale i -esimo contribuisce alla sintesi spaziale con un peso w_i proporzionale alla qualità del segnale rilevata. I pesi sono stati calcolati secondo la relazione:

$$w_i = \frac{RMS_{signal,i}}{(RMS_{noise,i})^2} \quad (5.2)$$

Per garantire la stabilità del sistema e mantenere invariato il guadagno complessivo i coefficienti sono stati normalizzati così che la loro somma corrisponda al numero totale di canali:

$$W_{norm,i} = w_i \cdot \frac{N}{\sum_{j=1}^N w_j} \quad (5.3)$$

In questo modo si assegna una priorità computazionale ai sensori con alto SNR, attenuando invece l'influenza dei canali più incerti. I pesi ottimali calcolati sulla base dei parametri estratti in Tabella 5.1 sono riportati nella Tabella 5.2.

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

Canale	Peso Grezzo (w_i)	Peso Normalizzato ($W_{norm,i}$)
Sensore 1	0.01200	1.0522
Sensore 2	0.01839	1.6124
Sensore 3	0.00813	0.7128
Sensore 4	0.00710	0.6226
Somma	0.04562	4.0000

Tabella 5.2: Pesi calcolati secondo il criterio MRC per l'ottimizzazione del *Beamforming*

Come previsto, il Sensore 2 riceve il coefficiente di ponderazione più elevato, mentre l'influenza dei Sensori 3 e 4 viene ridotta per limitare l'iniezione di rumore nel processo di sintesi.

I pesi ottimali calcolati tramite il criterio MRC sono stati implementati nel firmware del PSoC 5LP, ed è stata eseguita una nuova serie di acquisizioni per validare sperimentalmente l'efficacia dell'ottimizzazione software.

I risultati, riassunti nella Tabella 5.3, mostrano un SNR finale di 12.36 dB.

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

Configurazione	RMS Noise [digit]	RMS Signal [digit]	SNR [dB]
<i>Beamforming</i> Unitario	1411.85	4464.99	10.00
<i>Beamforming</i> Pesato	1463.00	6070.08	12.36

Tabella 5.3: Confronto finale tra l'algoritmo standard e l'algoritmo ottimizzato tramite pesi MRC

L'incremento di oltre 2 dB conferma la validità della strategia di pesatura dei canali. Sebbene il valore sperimentale sia lievemente inferiore alla stima teorica 13.38 dB, il miglioramento dimostra come la calibrazione dei singoli rami di acquisizione sia un passaggio fondamentale per compensare le asimmetrie costruttive del prototipo.

L'analisi conferma che il sistema così ottimizzato è in grado di estrarre un segnale di movimento pulito e stabile, minimizzando l'impatto dei canali meno performanti e garantendo una robustezza superiore del dato finale trasmesso verso l'interfaccia utente.

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

5.3. Caratterizzazione della sensitività e risposta alla distanza

L'ultima fase della validazione sperimentale ha riguardato lo studio della sensitività del sistema in funzione della distanza tra l'array di sensori e il target. Per garantire la ripetibilità della misura e la precisione del posizionamento, è stato impiegato un set-up elettromeccanico basato su un motore passo-passo a 6 fili, configurato per movimentare linearmente un piatto di supporto. Sul piatto è stato alloggiato un *phantom* multistrato progettato per simulare le proprietà dielettriche della pelle umana.

La composizione chimica del *phantom* è stata definita seguendo la formulazione proposta in [35], ottimizzata per simulare le proprietà dielettriche della pelle umana in un ampio spettro di frequenze. La miscela è basata su una matrice acquosa addensata con gelatina, in cui l'aggiunta di olio di semi permette di modulare la permittività relativa del materiale. Una piccola quantità di detersivo per piatti facilita l'emulsione acqua-olio.

La Tabella 5.4 riporta le percentuali in volume dei componenti utilizzati per la realizzazione del phantom G6.7O32.7.

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

Tabella 5.4: Composizione del phantom G6.7O32.7 (percentuali in volume)

Ingrediente	Concentrazione (% v/v)
Acqua Deionizzata (ml)	68
Olio di Semi (ml)	33
Gelatina (g)	6.8
Detersivo per Piatti (ml)	3.8

Il processo di preparazione ha previsto il riscaldamento della soluzione fino alla temperatura di ebollizione sotto agitazione magnetica costante, per garantire l'omogeneità dei componenti e l'attivazione dell'agente gelificante. Dopo il versamento nello stampo, il materiale è stato lasciato solidificare a temperatura ambiente.

Sebbene il lavoro di riferimento analizzi il comportamento del materiale fino alle onde millimetriche, la stabilità della miscela lo rende adatto anche come substrato per test di accoppiamento capacitivo a bassa frequenza.

5.3.1. Sistema di movimentazione lineare e controllo dello stepper

Per il movimento controllato del target è stato utilizzato un motore passo-passo unipolare a 6 fili (modello KP39HM1 prodotto dalla Japan Servo) mostrato in Figura 5.8. Il motore è caratterizzato da un passo nativo di

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

0.9°, ovvero 400 passi/giro. La scelta di questo componente è stata dettata dalla necessità di ottenere una risoluzione micrometrica nello spostamento lineare lungo l'asse di misura.

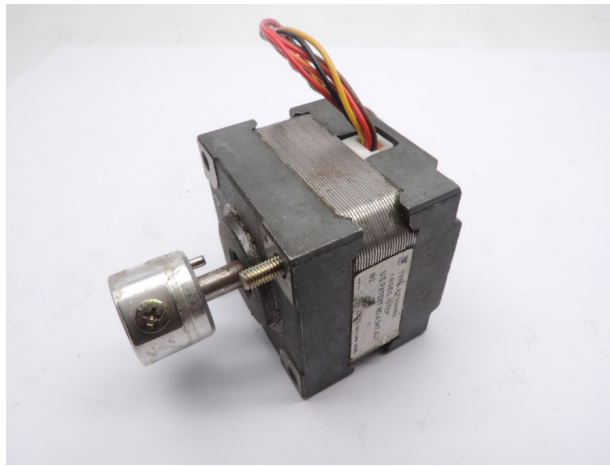


Figura 5.8: Motorino stepper per il movimento e posizionamento del target ad alta precisione

Il pilotaggio del motore avviene in modalità *wavemode*: si agisce su una fase del motore alla volta, accendendo quindi in sequenza le coppie di bobine. L'architettura interna a 6 fili prevede due avvolgimenti indipendenti dotati di presa centrale per l'alimentazione, come mostrato in Figura 5.9. L'identificazione delle coppie di bobine è stata effettuata tramite misure di continuità e di resistenza con il multimetro digitale:

- I due fili comuni sono stati collegati alla tensione di alimentazione di 5 V, necessaria per garantire una corrente di fase di circa 500 mA.

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

- Le quattro estremità delle bobine, identificate dai colori marrone, giallo, nero e arancio, sono state collegate ai collettori di quattro transistor di potenza NPN, configurati come interruttori *open-collector*.

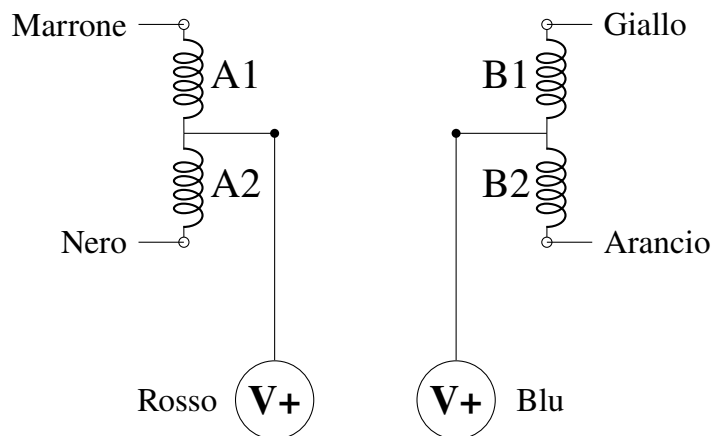


Figura 5.9: Schema elettrico interno del motore unipolare KP39HM1

Per garantire l'integrità del circuito di pilotaggio, l'interfaccia di potenza è stata progettata includendo:

- Resistenze di base: per garantire la saturazione del transistor durante lo stato logico alto del PSoC, assicurando il passaggio della corrente nominale di fase.
- Diodi di *flyback* (di ricircolo): collegati in parallelo a ciascun avvolgimento (catodo verso $V+$). Questi componenti sono fondamentali per fornire un percorso sicuro alla corrente nel momento in cui il transistor interrompe l'alimentazione della bobina, proteggendo il semiconduttore dai picchi di tensione inversa all'apertura del circuito.

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

Dal punto di vista energetico, il motore è stato alimentato a una tensione costante di 5 V e una corrente di 1 A, e in condizioni di lavoro con la sequenza *Full-Step* descritta il sistema presenta un assorbimento di corrente di circa 500 mA per fase eccitata.

Questa configurazione ha permesso di eccitare le coppie di bobine portandole sequenzialmente a massa, chiudendo il circuito verso il riferimento comune del sistema.

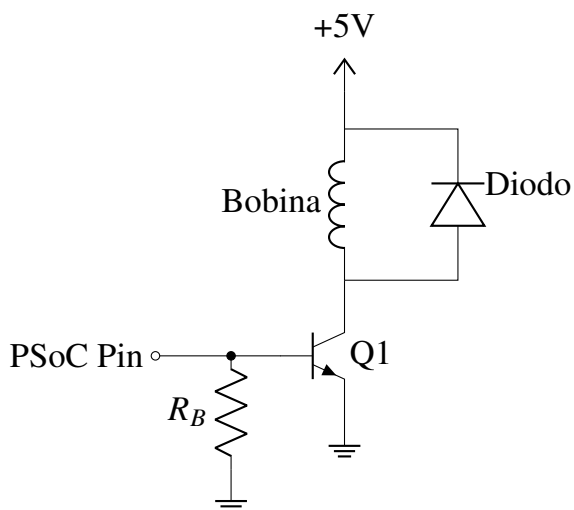


Figura 5.10: Schema elettrico di uno dei quattro stadi di potenza per il pilotaggio del motore stepper

In Figura 5.10 viene mostrato lo schema dello stadio di potenza utilizzato per tutte le bobine del motore stepper. La resistenza R_B da 560 Ω è posta in configurazione di pulldown verso massa per stabilizzare lo stato logico

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

della base, mentre il diodo protegge il transistor dalle extra-tensioni di apertura.

Il controllo logico è stato demandato a un microcontrollore PSoC 5LP diverso da quello utilizzato per il sensing. All'interno dell'ambiente *PSoC Creator* è stato configurato un componente *Control Register* a 4 bit, mappato su altrettanti pin di output digitali. Questa architettura consente di aggiornare simultaneamente lo stato di tutti i transistor, garantendo una sincronizzazione rigorosa nelle transizioni di fase.

Per la movimentazione del target è stata implementata una tecnica di pilotaggio a passo intero (*Full-Step*) con due fasi eccitate simultaneamente. Questa modalità è stata selezionata per garantire la massima coppia motrice disponibile, assicurando una traslazione lineare stabile e priva di slittamenti magnetici sotto carico. In questa configurazione, il motore opera alla sua risoluzione nativa di 0.9° per scatto, completando una rivoluzione in 400 passi.

Le sequenze esadecimali caricate nel registro di controllo per gestire le fasi del motore KP39HM1 sono riportate nella Tabella 5.5.

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

Tabella 5.5: Sequenza di eccitazione *Full-Step* per il controllo del motore KP39HM1

Step	Dato (Hex)	Binario	Bobine	Angolo Relativo
1	0x09	1001	Arancio + Marrone	0.0°
2	0x0C	1100	Marrone + Giallo	0.9°
3	0x06	0110	Giallo + Nero	1.8°
4	0x03	0011	Nero + Arancio	2.7°

Il software di controllo è stato programmato per gestire cicli di oscillazione periodica a frequenza variabile, permettendo di simulare movimenti fisiologici (come la pulsazione arteriosa o il ritmo respiratorio) e di caratterizzare la risposta dinamica del sensore in tempo reale.

5.3.2. Caratterizzazione sperimentale della risoluzione lineare

Per tradurre il movimento rotatorio del motore in uno spostamento lineare millimetrico del target, è stato necessario caratterizzare sperimentalmente il passo della vite senza fine accoppiata all'albero motore. La procedura ha previsto l'esecuzione di 15 rotazioni complete, misurando per ogni rivoluzione la posizione assoluta del piatto di supporto tramite un calibro digitale con incertezza nominale pari a ± 0.01 mm.

I dati raccolti sono riportati nella Tabella 5.6. Per ogni misura i , è stato

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

calcolato lo spostamento relativo $\Delta_i = |x_i - x_{i-1}|$.

Tabella 5.6: Misure di spostamento lineare per rotazioni complete del motore (400 step)

Rotazione	Posizione x [mm]	Rotazione	Posizione x [mm]
1	64.48	9	60.60
2	63.96	10	60.10
3	63.49	11	59.59
4	63.00	12	59.09
5	62.53	13	58.60
6	62.07	14	58.10
7	61.58	15	57.61
8	61.07	-	-

L'analisi statistica dei differenziali Δ_i , effettuata in ambiente MATLAB, ha permesso di determinare il valore medio dell'avanzamento per giro (μ_Δ) e la relativa deviazione standard (σ_Δ):

- Avanzamento medio per giro (400 passi): $\mu_\Delta = 0.4907$ mm
- Deviazione standard: $\sigma_\Delta = 0.0177$ mm

A partire da questi risultati, è stata calcolata la risoluzione lineare nominale del sistema (δ_{lin}), ovvero lo spostamento infinitesimo corrispondente a un

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

singolo scatto del motore (0.9°):

$$\delta_{lin} = \frac{\mu_{\Delta}}{400} = \frac{0.4907 \text{ mm}}{400} \approx 1.226 \times 10^{-3} \text{ mm} \approx 1.23 \mu\text{m} \quad (5.4)$$

Tale risoluzione micrometrica risulta ampiamente adeguata per lo studio della sensitività in campo vicino, dove la variazione della capacità mutua in funzione della distanza è maggiore. La stabilità del sistema è confermata dall'esiguità della deviazione standard, che attesta l'assenza di slittamenti meccanici significativi o perdite di passo durante la movimentazione.

5.3.3. Procedura sperimentale e Caratterizzazione

L'analisi è stata condotta variando la distanza d tra il phantom e il piano dei sensori in un intervallo compreso tra 1 e 10.6 mm, con incrementi discreti di $100 \mu\text{m}$. Per ogni posizione, il sistema ha acquisito la capacità di *baseline* mediata su una finestra temporale di 5 s. Successivamente, i dati sono stati ulteriormente mediati per ciascuna acquisizione al fine di ottenere una stima robusta del segnale ricevuto post-*Beamforming*.

La caratterizzazione ha previsto due fasi: una di avvicinamento (96 acquisizioni) e una di allontanamento (70 acquisizioni), mantenendo costante il passo spaziale. Coerentemente con il modello teorico dello *shunt-mode* capacitivo, la presenza del phantom interferisce con le linee di campo elettrico generate dall'elettrodo di eccitazione. Durante l'avvicinamento,

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

una quota crescente del campo viene drenata verso massa dal phantom, determinando una riduzione della capacità mutua rilevata. Specularmente, l'allontanamento riduce tale accoppiamento verso massa, comportando un incremento del segnale capacitivo.

Come evidenziato dalle Figure 5.11 e 5.12, il sistema opera in *shunt mode*, e questo comportamento è confermato dall'andamento del segnale: nella fase di avvicinamento la capacità mutua diminuisce proporzionalmente alla distanza, poiché il phantom drena una quota crescente del campo elettrico verso massa, mentre nella fase di allontanamento il segnale mostra un trend crescente man mano che il target esce dalla regione di interazione.

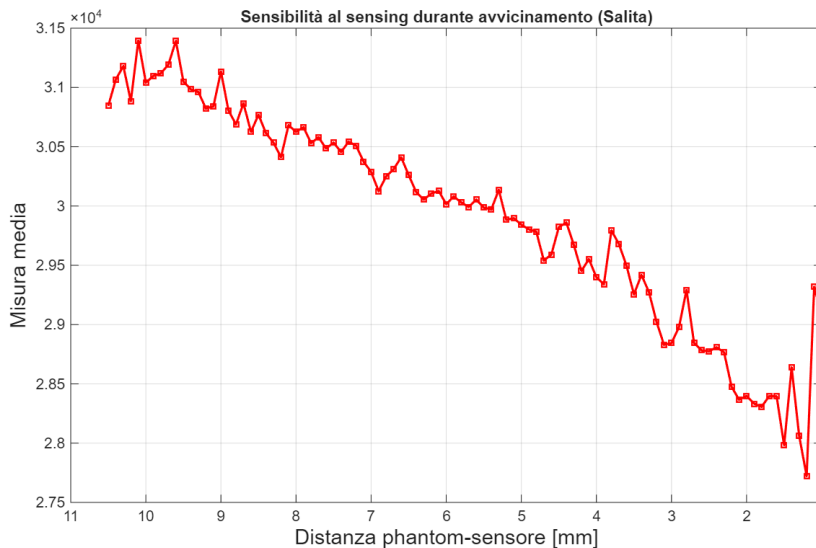


Figura 5.11: Caratterizzazione della capacità mutua in funzione della distanza phantom-sensore: fase di avvicinamento

5| Discussione dei Risultati Sperimentali

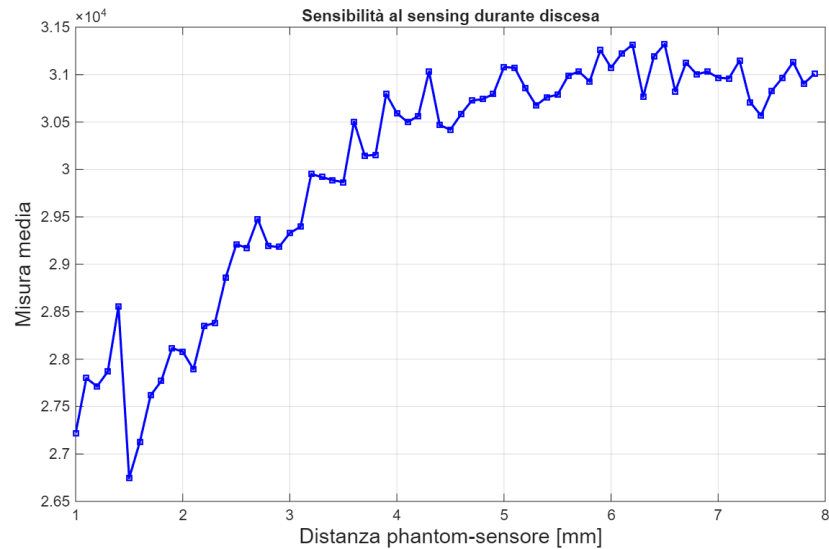


Figura 5.12: Caratterizzazione della capacità mutua in funzione della distanza phantom-sensore: fase di allontanamento

Il confronto tra le due acquisizioni permette inoltre di valutare l'isteresi del sistema. Tale caratterizzazione complessiva è fondamentale per definire il range operativo ottimale del prototipo, permettendo di identificare la distanza limite oltre la quale la perturbazione indotta dal target diventa indistinguibile dal rumore di fondo elettronico.

6 | Conclusioni e Sviluppi Futuri

Il presente lavoro di tesi ha permesso di investigare e validare un sistema di *sensing* capacitivo non a contatto per il monitoraggio dei parametri fisiologici, con particolare riferimento alla rilevazione della frequenza cardiaca tramite l'onda di pressione sistolica. Durante la fase sistolica, l'onda di pressione arteriosa determina un'espansione volumetrica dei vasi sanguigni che si traduce in un micro-spostamento meccanico della superficie cutanea sovrastante. Tale variazione della distanza relativa tra la cute e l'elettrodo può essere rilevata mediante un sistema di *sensing* capacitivo, capace di trasdurre la variazione geometrica in una variazione di capacità elettrica, estraendo così un segnale informativo correlato all'attività cardiaca. L'intero percorso, che ha visto l'integrazione di modellizzazione matematica, simulazione numerica e implementazione hardware, ha dimostrato come la combinazione di strategie di elaborazione coerente e tecniche di *Beamforming* possa superare i limiti intrinseci del *sensing* capacitivo in termini di robustezza e rapporto segnale-rumore.

6.1. Sintesi dei risultati e validazione del modello

La prima fase del progetto è stata dedicata alla simulazione in ambiente MATLAB del sistema ipotizzando uno scenario ideale, e ha fornito indicazioni determinanti per la valutazione della fattibilità e per la successiva prototipazione hardware. Le analisi numeriche hanno evidenziato come la geometria circolare rappresenti la soluzione più performante in termini di SNR rispetto alle altre configurazioni analizzate, ovvero la matrice

6| Conclusioni e Sviluppi Futuri

quadrata e l'array lineare di sensori. In particolare, è emerso che un incremento del numero di elettrodi, specialmente in configurazioni a cinque o sei sensori, garantisce una superiore capacità di discriminare il segnale utile dal rumore. L'analisi di sensibilità condotta tramite algoritmi di Machine Learning quali *Random Forest* e *RReliefF* ha ulteriormente confermato che il numero di sensori e la dimensione del lato dell'elettrodo sono le variabili con il maggiore impatto sulla qualità del dato rilevato. Tale evidenza è coerente con il modello fisico simulato: una maggiore area elettrodica incrementa la capacità di accoppiamento e, conseguentemente, l'ampiezza del segnale rilevato. Sebbene ciò comporti un contestuale aumento del rumore captato, l'adozione di specifiche tecniche di filtraggio e condizionamento ha permesso di mitigare le componenti indesiderate, garantendo un SNR elevato.

Dal punto di vista del *processing*, sono stati confrontati due approcci per l'estrazione dell'informazione da segnali modulati in ampiezza: l'estrazione dell'involuppo tramite trasformata di *Hilbert* e la demodulazione I/Q accoppiata a *Beamforming*. Il confronto tra le diverse tecniche ha dimostrato che, sebbene sia l'estrazione dell'involuppo che la demodulazione I/Q siano in grado di ricostruire il segnale del battito in modo soddisfacente, l'utilizzo della demodulazione I/Q accoppiata al *Beamforming* è in grado di fornire prestazioni che sono sistematicamente superiori in termini di SNR. Tale approccio non solo permette di preservare l'informazione di fase dei

6| Conclusioni e Sviluppi Futuri

segnali provenienti dai diversi sensori, ma consente un miglioramento del SNR che giustifica la maggiore complessità computazionale rispetto alle tecniche di inviluppo tradizionali.

6.2. Validazione hardware e performance sperimentali

Il passaggio dalla fase di modellizzazione alla validazione sperimentale ha confermato la fattibilità del sistema su una piattaforma *embedded* a risorse limitate come il microcontrollore PSoC 5LP. La realizzazione prototipale ha dimostrato l'efficacia di una logica di *Time-Division Multiplexing* per la gestione della demodulazione I/Q multicanale, ottimizzando il carico computazionale del processore. Il principale vincolo progettuale è emerso nella gestione del campionamento: l'architettura del PSoC dispone di un singolo convertitore analogico-digitale condiviso, con una frequenza di campionamento limitata a 80kHz per risoluzioni a 16 bit. Per ovviare a tale limitazione, il sistema è stato adattato implementando una rete di multiplexer analogici per la commutazione sequenziale dei quattro canali verso l'ADC, la cui logica è stata gestita da *interrupt* della durata di 2ms. Tale approccio introduce intrinsecamente uno sfasamento temporale contenuto tra i campioni dei diversi sensori, differenziando il comportamento dell'hardware rispetto alla sincronia ideale assunta nelle simulazioni. Questa architettura a divisione di tempo, necessaria per evitare sfasamenti eccessivi, ha imposto vincoli stringenti sull'implementazione del filtraggio

6| Conclusioni e Sviluppi Futuri

on-board. In particolare, il filtro di *Butterworth* del quarto ordine, applicato in simulazione mediante l'algoritmo a fase nulla *filtfilt*, è risultato computazionalmente incompatibile con i tempi di esecuzione richiesti dalla routine di *interrupt*. Per garantire la stabilità del sistema in tempo reale, è stato adottato un approccio di filtraggio ibrido:

- Filtraggio on-board: È stata implementata una media mobile sui vettori di dati ottenuti post-demodulazione I/Q, agendo come filtro passa-basso a bassa complessità per una prima pulizia del segnale.
- Post-processing: Il filtraggio del quarto ordine a fase nulla è stato delegato a una stazione PC esterna, applicando l'algoritmo tramite uno script Python sui dati ricevuti via UART.

L'ottimizzazione finale del sistema si è focalizzata sulla massimizzazione del SNR tramite un approccio di *Weighted Beamforming*. I coefficienti di peso sono stati derivati dall'analisi individuale di ogni canale, privilegiando i sensori caratterizzati da un miglior SNR. Sebbene tale approccio non agisca direttamente sulla compensazione dello sfasamento temporale, la robustezza intrinseca del *Beamforming* e le tecniche di filtraggio utilizzate hanno comunque permesso di ottenere un incremento del SNR complessivo fino a 12.36 dB. Questo risultato dimostra come, anche in presenza di limiti hardware deterministici, la strategia di pesatura basata sulle performance locali dei sensori sia efficace nel mitigare il rumore ambientale e le asimmetrie costruttive.

6| Conclusioni e Sviluppi Futuri

6.3. Sviluppi Futuri

Nonostante i risultati positivi ottenuti in questa fase prototipale, il sistema presenta ampi margini di evoluzione che aprono la strada a diverse direzioni di ricerca futura, sia in ambito hardware che applicativo.

Dal punto di vista della miniaturizzazione e del design elettronico, il passaggio successivo prevede il superamento della piattaforma di prototipazione PSoC 5LP a favore di un'architettura *custom* più idonea allo scopo, basata su System-on-Chip (SoC) più performanti e specifici per il *sensing* capacitivo. L'impiego di componenti ottimizzati permetterebbe inoltre di integrare l'intero stadio di condizionamento e acquisizione su PCB flessibili di dimensioni ridotte, eliminando le capacità parassite dei cablaggi e migliorando drasticamente la portabilità del dispositivo.

Parallelamente all'evoluzione dell'elettronica di acquisizione, un'ingegnerizzazione avanzata della geometria degli elettrodi in rame permetterebbe di stabilizzare l'accoppiamento capacitivo e minimizzare i disturbi captati. L'adozione di tecniche di *active guarding*, ovvero di anelli di eccitazione attivi, e lo studio di configurazioni di elettrodi ottimizzate tramite simulazioni agli elementi finiti, consentirebbero di focalizzare le linee di campo elettrico verso il bersaglio biologico. In questo modo si ridurrebbe drasticamente la sensibilità del sistema alle interferenze esterne e ai parassiti ambientali, portando a segnali più puliti e a una maggiore ripetibilità della

6| Conclusioni e Sviluppi Futuri

misura rispetto ai limiti riscontrati nel prototipo attuale.

In ottica di *wearability*, una prospettiva di grande interesse riguarda l'integrazione del sensore in dispositivi di uso quotidiano, come le montature degli occhiali, o la realizzazione di *patch* elettrodermiche flessibili integrabili direttamente nei capi di abbigliamento. Nel primo caso, questo posizionamento consentirebbe il monitoraggio continuo del battito cardiaco a livello della tempia sfruttando l'arteria temporale superficiale, oltre al rilevamento dei movimenti facciali e dell'attività oculare. Ciò aprirebbe nuove frontiere nel campo dell'*affective computing* e della sicurezza stradale, ad esempio nella prevenzione dei colpi di sonno alla guida, oppure nel rilevare possibili aritmie dal segnale di frequenza cardiaca.

Parallelamente, l'implementazione di sensori capacitivi distribuiti su ampie superfici tessili permetterebbe di estendere il monitoraggio alla dinamica respiratoria. Sfruttando la diversa firma spettrale delle variazioni di distanza indotte dall'espansione toracica rispetto a quelle del battito cardiaco, il sistema potrebbe agire come un dispositivo multi-parametrico. Questa soluzione risulterebbe particolarmente efficace nel monitoraggio domiciliare o ospedaliero dei pazienti allettati, dove la *patch* o l'indumento intelligente potrebbero rilevare non solo i parametri vitali, ma anche la qualità del sonno e i cambiamenti posturali, migliorando la gestione clinica senza l'ausilio di cablaggi potenzialmente ingombranti.

Infine, la futura validazione clinica su popolazioni eterogenee permetterà

6| Conclusioni e Sviluppi Futuri

di valutare la robustezza del sistema rispetto alla variabilità inter-soggetto, come l'indice di massa corporea oppure la tipologia di abbigliamento interposto tra il sensore e la pelle. In conclusione, la metodologia proposta pone solide basi per lo sviluppo di dispositivi di monitoraggio invisibili e non a contatto, capaci di coniugare la precisione dei dati fisiologici con una totale libertà di movimento per l'utente finale.

Bibliografia

- [1] Allen J. Cheng, Liao Wu, Zhao Sha, Wenkai Chang, Dewei Chu, Chun Hui Wang, and Shuhua Peng. Recent advances of capacitive sensors: Materials, microstructure designs, applications, and opportunities. *Advanced Materials Technologies*, 8(11):2201959, 2023.
- [2] Guanghe Bai, Liliang Gao, Dongxue Wang, Zhihao Zhang, and Xi-nwen Wu. Capacitive sensors latest application research and development. In *2025 40th Youth Academic Annual Conference of Chinese Association of Automation (YAC)*, pages 1421–1426, 2025.
- [3] Attilio Di Nisio, Gregorio Andria, Francesco Adamo, Daniel Lotano, and Filippo Attivissimo. Performances evaluation and characterization of a novel design of capacitive sensors for in-flight oil-level monitoring aboard helicopters. *Measurement*, 224:113813, 2024.
- [4] Gianni Stano, Attilio Di Nisio, Anna Maria Lanzolla, Mattia Alessandro Ragolia, and Gianluca Percoco. Additive manufacturing for capacitive liquid level sensors. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 123(7–8):2519–2529, October 2022.
- [5] Yishou Wang, Zhibin Han, Tian Gao, and Xinlin Qing. In-situ capacitive sensor for monitoring debris of lubricant oil. *Industrial Lubrication and Tribology*, 70(7):1310–1319, 2018.
- [6] Hanxu Ma, Gang Wang, Pengyuan Xu, Hao Wang, and Yulin Huang.

6| BIBLIOGRAFIA

- An object detection system using array planar capacitive sensors. *Journal of Physics: Conference Series*, 2761:012017, 05 2024.
- [7] Ming-Yuan Cheng, Chun-Liang Lin, Yu-Tse Lai, and Yao-Joe Yang. A polymer-based capacitive sensing array for normal and shear force measurement. *Sensors*, 10(11):10211–10225, 2010.
- [8] Peter Werner Egger, Gidugu Lakshmi Srinivas, and Mathias Brandstötter. Real-time detection and localization of force on a capacitive elastomeric sensor array using image processing and machine learning. *Sensors*, 25(10), 2025.
- [9] Ronald N. Miles, Weili Cui, Quang T. Su, and Dorel Homentcovschi. A mems low-noise sound pressure gradient microphone with capacitive sensing. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 24(1):241–248, 2015.
- [10] Serkan Ergun, Yitao Ding, Hosam Alagi, Christian Schöffmann, Barnaba Ubezio, Gergely Sóti, Michael Rathmair, Stephan Muehlbacher-Karrer, Ulrike Thomas, Björn Hein, Michael Hofbaur, and Hubert Zangl. A unified perception benchmark for capacitive proximity sensing towards safe human-robot collaboration (hrc). 05 2021.
- [11] M. Carminati, L. Pedalà, E. Bianchi, F. Nason, G. Dubini, L. Cortelezzi, G. Ferrari, and M. Sampietro. Capacitive detection of micro-metric airborne particulate matter for solid-state personal air quality

6| BIBLIOGRAFIA

- monitors. *Sensors and Actuators A: Physical*, 219:80–87, 2014.
- [12] Matthias Steinmaßl, Hanns-Erik Endres, Jamila Boudaden, Peter Müller-Buschbaum, Ignaz Eisele, and Christoph Kutter. Smart monitoring system for air quality control with capacitive sensors. 07 2018.
- [13] Bobby George, Hubert Zangl, Thomas Bretterkieber, and Georg Brasseur. Seat occupancy detection based on capacitive sensing. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 58(5):1487–1494, 2009.
- [14] Johannes Sturm, Mehdi Moradian, Wolfgang Scherr, Ali Roshanghias, and Hubert Zangl. Integrated circuit for capacitive sensing in collaborative robotics. *e+i Elektrotechnik und Informationstechnik*, 142(6):377–387, 2025.
- [15] Tobias Grosse-Puppendahl, Christian Holz, Gabe Cohn, Raphael Wimmer, Oskar Bechtold, Steve Hodges, Matthew S. Reynolds, and Joshua R. Smith. Finding common ground: A survey of capacitive sensing in human-computer interaction. In *Proceedings of the 2017 CHI Conference on Human Factors in Computing Systems, CHI '17*, pages 3293–3315. ACM, May 2017.
- [16] Larry K. Baxter. *Capacitive Sensors: Design and Applications*. IEEE Press, 1996.

6| BIBLIOGRAFIA

- [17] Mahnaz Bayat, Javad Safaie, Sahar Mollazadeh Beidokhti, and Fabrice Wallois. A comprehensive review of eeg electrode technologies: Advancements, applications, and future directions. *Sensors and Actuators A: Physical*, 399:117396, 2026.
- [18] Mathieu Lessard-Tremblay, Joshua Weeks, Laura Morelli, Glenn Cowan, Ghyslain Gagnon, and Ricardo J. Zednik. Contactless capacitive electrocardiography using hybrid flexible printed electrodes. *Sensors*, 20(18):5156, September 2020.
- [19] Seung Min Lee, Jeong Hun Kim, Hang Jin Byeon, Yoon Young Choi, Kwang Suk Park, and Sang-Hoon Lee. A capacitive, biocompatible and adhesive electrode for long-term and cap-free monitoring of eeg signals. *Journal of Neural Engineering*, 10(3):036006, apr 2013.
- [20] N. L. Buck and R. A. Aherin. Human presence detection by a capacitive proximity sensor. *Applied Engineering in Agriculture*, 7(1):55–60, 1991.
- [21] Yong Ye, Yuting Liu, Weihan Yin, Jiahao Deng, and Xiaofeng Zhu. Improving the measurement accuracy of distance and positioning for capacitive proximity detection in human-robot interaction. *Microsystem Technologies*, 27(12):4305–4317, April 2021.
- [22] Azmal Huda Chowdhury, Borzooye Jafarizadeh, Nezhir Pala, and Chunlei Wang. Wearable capacitive pressure sensor for contact and

6| BIBLIOGRAFIA

- non-contact sensing and pulse waveform monitoring. *Molecules*, 27(20):6872, October 2022.
- [23] Athul Krishnan, Matteo Rossi, Francesco Latino, Andrea Costanzo Palmisciano, Andrea Farabbi, Filippo Melloni, Diana Trojaniello, Luca Mainardi, and Pietro Cerveri. Capacitive sensing for facial expression recognition and beyond: Materials, architectures, and wearable applications. *Sensors and Actuators A: Physical*, 396:117200, December 2025.
- [24] Sebastian Frank and Arjan Kuijper. Robust driver foot tracking and foot gesture recognition using capacitive proximity sensing. *Journal of Ambient Intelligence and Smart Environments*, 11(3):221–235, May 2019.
- [25] Chun Ni, Yixuan Li, and Liang Zhang. Research on the electromagnetic characteristics of metasurfaces based on air dielectric substrates. *Journal of Applied Physics*, 135(7):073103, 02 2024.
- [26] Yanlu Li, Patrick Segers, Joris Dirckx, and Roel Baets. On-chip laser doppler vibrometer for arterial pulse wave velocity measurement. *Biomed. Opt. Express*, 4(7):1229–1235, Jul 2013.
- [27] Brian Olshansky, Fabrizio Ricci, and Artur Fedorowski. Importance of resting heart rate. *Trends in Cardiovascular Medicine*, 33(8):502–515, November 2023.

6| BIBLIOGRAFIA

- [28] Martin Plonus. *Digital systems*, pages 355–480. Elsevier, 2020.
- [29] Alfio Quarteroni, Riccardo Sacco, and Fausto Saleri. *Matematica Numerica*, volume 77 of *Unitext*. Springer Science & Business Media, Milano, 2014.
- [30] Richard G. Lyons. *Understanding Digital Signal Processing*. Pearson Education, 3rd edition, 2010.
- [31] Ruba Zaheer, Quoc Viet Phung, Iftekhar Ahmad, Asma Aziz, Daryoush Habibi, Yue Rong, and Walid K Hasan. A review on underwater beamforming: Techniques, challenges, and future directions. *Journal of Ocean Engineering and Science*, September 2025.
- [32] Neila Kammoun, Meriem Drissi, and Ali Gharsallah. Beamforming techniques for high-capacity wireless networks. In *2025 IEEE 22nd International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, pages 897–901. IEEE, February 2025.
- [33] Xiao Feng, Feng Tian, Junfeng Wang, Mingzhang Zhou, Dingzhao Li, Haixin Sun, and Ruiping Song. A survey on maximum ratio combination: Applications, evaluation and future directions. *Electronics*, 13(15):3087, August 2024.
- [34] Harry L. Van Trees. *Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory*. John Wiley & Sons, Inc., New York, 2002.

6| BIBLIOGRAFIA

- [35] Simona Di Meo et al. Broadband dielectric characterization of skin-equivalent phantoms up to 100 ghz. *IEEE Journal of Microwaves*, 2024.

