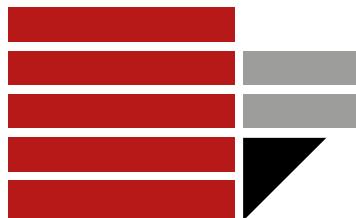


Università della Calabria
Dipartimento di Ingegneria Informatica, Modellistica,
Elettronica e Sistemistica



Corso di Studio in
Ingegneria elettronica

Tesi di Laurea Triennale

**Sviluppo di un metodo di misura per Capacitive Imaging
basato su ponte d'impedenze**

Relatore

Dott. Stefano Laureti

A handwritten signature in blue ink, appearing to read "Stefano Laureti".

Correlatori

Prof. Marco Ricci

Ing. Rocco Zito

Candidato

Raffaele Petrolo

Matricola 220254

A handwritten signature in black ink, appearing to read "Raffaele Petrolo".

ABSTRACT

Questo lavoro di tesi si concentra sull'analisi e lo sviluppo di nuove metodologie di misura per imaging capacitivo. L'imaging capacitivo è un approccio avanzato per la visualizzazione e caratterizzazione di materiali dielettrici o debolmente conduttori, il quale sfrutta le variazioni della capacità elettrica del sistema sensore-campione per ottenere immagini della struttura interna del materiale, in modo da visualizzare potenziali difetti/eterogeneità presenti al suo interno. La tesi esplora approcci numerici e sperimentali, metodologie di acquisizione dati e algoritmi di elaborazione, fornendo una panoramica delle attuali metodologie di imaging capacitivo presentandone delle alternative. In particolare, viene proposta ed esaminata una nuova metodologia di misura per l'imaging capacitivo basata su un ponte di impedenze. Il sistema di misura realizzato sfrutta l'elevata sensibilità del ponte alle variazioni di capacità per offrire al panorama dell'imaging capacitivo un'alternativa semplice, efficace e che non necessiti di strumentazione costosa per il condizionamento del segnale. I risultati ottenuti su campioni di prova aventi proprietà dielettriche dissimili confermano la validità e la robustezza del sistema ideato.

Sommario

| | |
|--|----|
| ABSTRACT | 3 |
| Capitolo I..... | 6 |
| 1 Introduzione..... | 6 |
| 1.1 Non Destructive Testing (NDT)..... | 6 |
| 1.2 Classificazione dei test | 7 |
| 1.3 Capacitive Imaging | 7 |
| 1.3.1 Principi di Funzionamento..... | 8 |
| 1.4 Concetti teorici | 11 |
| 1.4.1 Approssimazione quasi-statica | 12 |
| 1.5 Metodi di misura | 15 |
| 1.6.1 Principio di Funzionamento: | 17 |
| Analisi, modellazione e simulazione del sistema circuitale..... | 20 |
| 2.1 Circuito RC | 20 |
| 2.1.1 Simulazioni circuito RC | 23 |
| 2.2 Ponte di Wien..... | 27 |
| 2.2.1 Simulazioni ponte di Wien | 29 |
| 2.3 Ponte di impedenze - Configurazione 1..... | 34 |
| 2.3.1 Simulazione della prima configurazione | 36 |
| 2.4 Simulazione - Configurazione 2 | 42 |
| Progettazione e realizzazione del sistema di misura | 46 |
| 3.1 Setup sperimentale | 46 |
| 3.2 Architettura del sistema..... | 47 |
| 3.3.1 Acquisizione dati | 50 |
| 3.3.2 Progettazione e stampa del PCB | 52 |
| 3.4 Elaborazione dei dati | 56 |
| Test e risultati sperimentali | 58 |
| 4.1 PMMA Circolare | 58 |
| 4.1.1 Acquisizione Configurazione 1 | 60 |
| 4.2 PMMA Rettangolare | 67 |
| 4.2.1 Acquisizione con circuito RC | 69 |
| 4.2.2 Acquisizione Configurazione 1 | 72 |
| 4.2.3 Acquisizione Configurazione 2 | 75 |

| | |
|---|----|
| 4.2.4 Acquisizione con PCB | 78 |
| 4.3 Laminato composito in fibra di carbonio (CFRP) | 81 |
| 4.3.1 Acquisizione circuito RC | 83 |
| 4.3.2 Acquisizione Configurazione 1 | 86 |
| 4.3.3 Acquisizione Configurazione 2 | 89 |
| 4.3.4 Acquisizione con PCB | 92 |
| Allegati: Script Matlab - PostProcessingImageCI | 96 |
| BIBLIOGRAFIA | 97 |

Capitolo I

1 Introduzione

Nel presente capitolo, si intende fornire un' introduzione ai concetti che saranno ulteriormente esplorati e sperimentati all'interno dell'elaborato. L'obiettivo è definire i termini, i campi applicativi, i concetti teorici e i metodi di misura per i test non distruttivi, con particolare focus sui metodi di Capacitive Imaging.

1.1 Non Destructive Testing (NDT)

Il termine Non-Destructive Testing (NDT) si riferisce a un insieme di metodi e tecniche utilizzati per esaminare materiali e strutture senza causarne danni permanenti e/o alterarne le loro caratteristiche chimiche e fisiche. L'obiettivo principale di tali test è individuare la presenza di difetti in un campione di materiale, consentendo la valutazione del suo stato senza comprometterne la struttura o la sua idoneità all'uso [1]. Queste tecniche forniscono un approccio conveniente in termini di tempo e costi a livello industriale come nel controllo qualità, infatti, gli NDT sono in grado di fornire informazioni quantitative dei materiali analizzati, consentendo non solo la verifica e l'eventuale localizzazione di difetti, ma anche l'ottenimento di dettagli sulla natura degli stessi, come dimensioni e forma. Esistono diverse metodologie di NDT che si differenziano in base ai loro principi fisici di funzionamento, ciascuna con vantaggi e svantaggi specifici. Ne consegue che la comprensione di quale tipologia di test utilizzare in funzione della natura del campione in esame è di fondamentale importanza: spesso, la valutazione globale di un campione richiede l'uso combinato di più metodologie NDT. Emerge chiaramente la necessità di investire nella ricerca e nello sviluppo di queste tecniche al fine di perfezionarne la procedura e l'affidabilità, rendendoli sempre più automatizzati e ripetibili. Ciò mira a ridurre l'intervento umano e la supervisione da parte di personale specializzato che potrebbe introdurre errori di valutazione e rallentare il processo di test.

1.2 Classificazione dei test

Gli NDT, come spiegato nel paragrafo precedente, fanno ampio uso di diverse metodologie di misura, ciascuna basata su principi fisici specifici poiché ogni tecnica presenta punti di forza e limitazioni: la selezione della tecnica dipenderà quindi dal tipo di materiale da analizzare, dal difetto da individuare e dalle esigenze specifiche dell'applicazione. Tra gli NDT più comunemente utilizzati possiamo menzionare: *Capacitive Imaging, Eddy Current Pulsed Thermography (ECPT), Ultrasonic Testing (UT), Acoustic Testing (AT), Liquid Penetrant Testing, Magnetic Particle Inspection, Visual Inspection*. In questa tesi, verrà trattata e approfondita la tecnica di Capacitive Imaging.

1.3 Capacitive Imaging

Il Capacitive Imaging è una tecnica NDT che si basa sul principio per cui la capacità di un condensatore è influenzata dalla geometria e dalle proprietà dielettriche del materiale tra le sue armature. Inizialmente questa tecnica era poco utilizzata a causa dell'uso prevalente di materiali conduttori per molte applicazioni industriali per i quali sono più adatti i test con correnti indotte o ultrasonori. Tuttavia, grazie all'always maggiore diffusione dell'uso di materiali non conduttori (plastici) nell'ambito industriale, il potenziale impiego del Capacitive Imaging è aumentato. Nello specifico, nel campo degli NDT, l'interesse per le tecniche di Capacitive Imaging (CI) ha preso avvio nel 2006, anno in cui è stato proposto l'utilizzo di due elettrodi complanari per l'imaging dei materiali, differendo drasticamente delle configurazioni precedenti in cui si utilizzavano due elettrodi piani paralleli [3]. Infatti, originariamente il campione doveva essere collocato tra due elettrodi, operazione difficoltosa se il campione è di spessore elevato oppure se accessibile solo da un lato. Con elettrodi complanari invece, è nata la possibilità di analizzare un campione da un solo lato e senza contatto. La distribuzione di campo della configurazione complanare rispetto a due elettrodi piani paralleli è illustrata in figura 1.1.

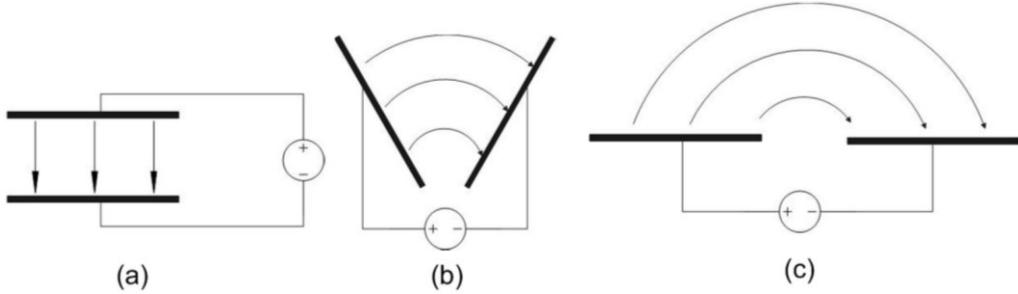


Figura 1.1: Schema della distribuzione di campo elettrico al variare della posizione degli elettrodi, dalla classica geometria a piatti piani paralleli (a) fino a quelli complanari (c) [2]

1.3.1 Principi di Funzionamento

Sonda capacitiva: Il sistema Capacitive Imaging utilizza una sonda capacitiva di diverse geometrie composta da due o più elettrodi. Questi elettrodi generano un campo elettrico statico che interagisce con il materiale in esame. Diversi aspetti della sonda possono influire positivamente o negativamente sulle misurazioni. Elementi critici nel design di un sensore complanare comprendono il numero di elettrodi, il loro posizionamento, la geometria adottata, nonché le soluzioni di schermatura e protezione. La forma degli elettrodi può essere di vario genere, ognuna delle quali ha i propri vantaggi e svantaggi, influendo sulle prestazioni in termini di intensità di segnale, profondità di penetrazione e sensibilità della misura. Durante questo lavoro di tesi è stata adottata una sonda con elettrodi triangolari in configurazione back-to-back. Questa tipologia di sonda rappresenta un buon compromesso tra intensità del segnale e profondità di penetrazione [4]. Esistono infatti due tipologie di sonde triangolari: back-to-back (figura 1.4 (a)) o point-to-point (figura 1.4 (b)) la prima è più adatta per difetti profondi, la seconda invece è più indicata per effettuare un imaging superficiale.

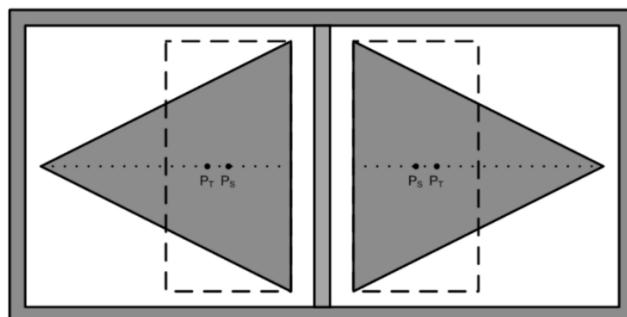


Figura 1.4 (a): Sonda triangolare configurazione back-to-back

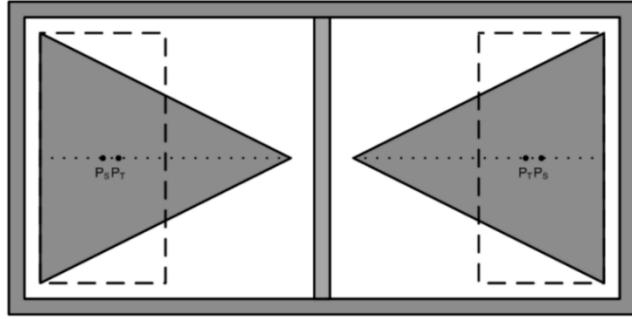


Figura 1.4 (b): Sonda triangolare in configurazione point-to-point

Interazione con il materiale: Quando la sonda viene avvicinata al materiale, il campo elettrico indotto dalla tensione alternata applicata ai capi dei due elettrodi interagisce con le caratteristiche dielettriche del materiale modificandone la capacità (Figura 1.2).

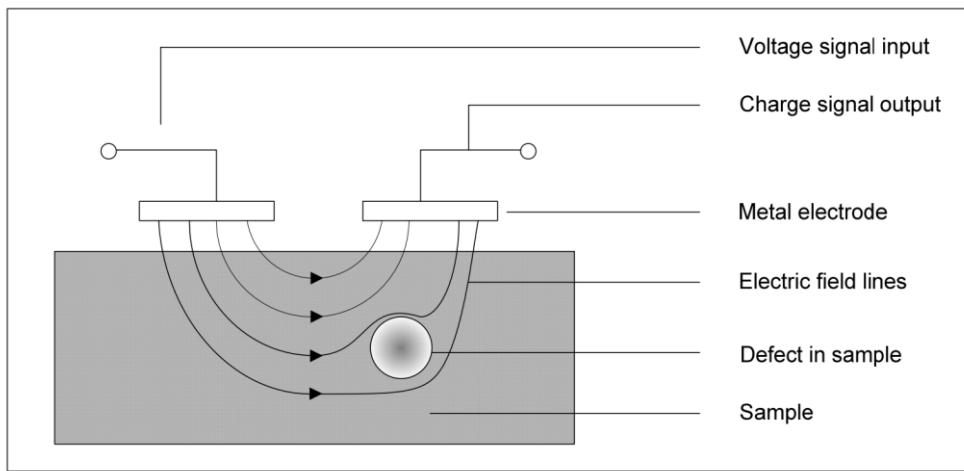


Figura 1.2: Schema esemplificativo del sistema elettrostatico formato da campione/elettrodi [4].

Il campo elettrico è influenzato dalla natura isolante o conduttiva del campione. Se il materiale è isolante (o comunque poco conduttivo), il campo elettrico generato dalla sonda avrà una certa profondità di penetrazione nel campione. Eventuali imperfezioni all'interno del volume avranno un impatto sul campo elettrico e modificheranno la quantità di cariche indotte sull'elettrodo di rilevamento, come illustrato nella Figura 1.3 (a). Se il materiale in esame è un conduttore efficiente (o contiene elementi condutttivi, come nel caso di materiali composti in fibra di carbonio), il campo elettrico si spingerà fino a raggiungere la superficie del conduttore. A causa

dell'elevata conducibilità, le cariche si accumuleranno sulla superficie del conduttore, portandola allo stesso potenziale, come evidenziato nella Figura 1.3 (b). In questa situazione, le variazioni del campo elettrico sono prevalentemente legate alle peculiarità superficiali del conduttore, come ad esempio crepe o corrosione, precludendo un'analisi al di sotto di tale superficie. Tuttavia, si possono ottenere informazioni sub-superficiali anche nei compositi in fibra di carbonio grazie alla presenza di resina epossidica che è un materiale non conduttivo. Questo aspetto verrà esaminato dettagliatamente nei prossimi capitoli.

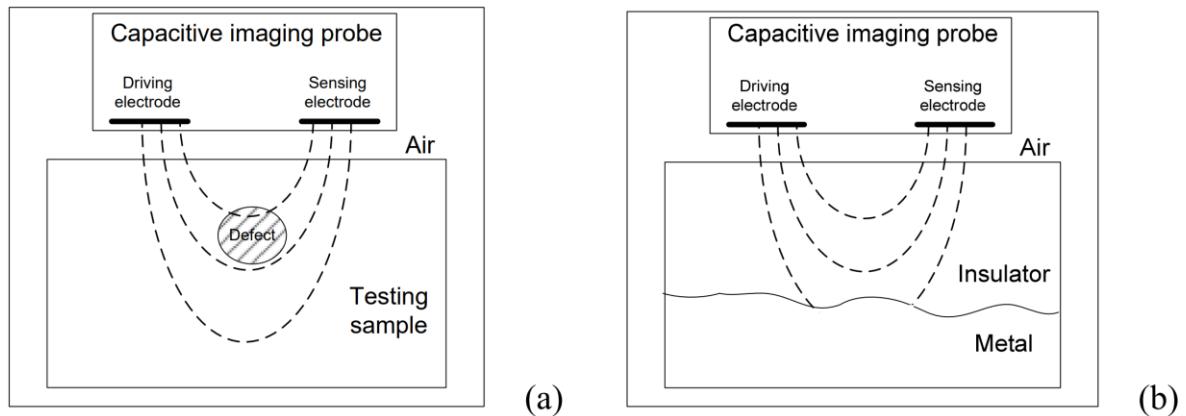


Figura 1.3: Distribuzione del campo elettrico in campioni conduttori e non conduttori [4]

Rilevamento del segnale: La variazione di capacità viene rilevata come un segnale elettrico. Questo segnale può essere utilizzato per mappare la distribuzione delle caratteristiche dielettriche o individuare variazioni nel materiale, come difetti o discontinuità. Per creare visualizzare la struttura superficiale o interna del campione, si sfrutta la variazione di capacità locale su di una matrice di posizioni all'interno dell'area d'interesse sul materiale. Trascurando effetti dovuti a lift-off, tali variazioni indicano differenti proprietà dielettriche locali del campione e possono essere utilizzate per creare immagini bidimensionali.

1.4 Concetti teorici

Come osservato nei paragrafi precedenti, il concetto teorico alla base dell’imaging capacitivo è l’interazione tra il campo elettrico generato dalla sonda e il materiale in analisi. Il fenomeno quindi da studiare è di natura elettromagnetica il quale è totalmente descritto dalle equazioni di Maxwell che nel dominio dello spazio-tempo hanno la seguente forma (1.1-1.4):

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad \text{Legge di Faraday} \quad (1.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad \text{Legge di Ampere} \quad (1.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad \text{Legge di Gauss} \quad (1.3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad \text{Legge di Gauss} \quad (1.4)$$

I vettori che formano il campo elettromagnetico sono il campo elettrico \mathbf{E} , il campo magnetico \mathbf{H} , l’induzione elettrica \mathbf{D} e magnetica \mathbf{B} , le sorgenti sono la densità spaziale di carica ρ e la densità di corrente \mathbf{J} . A queste, vanno corredate le relazioni costitutive (1.5-1.7) che legano tra loro i campi \mathbf{D} , \mathbf{E} , \mathbf{B} e \mathbf{H} e la densità di corrente \mathbf{J} :

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \epsilon \mathbf{E} \quad (1.5)$$

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mu \mathbf{H} \quad (1.6)$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (1.7)$$

dove:

- ϵ , la permittività elettrica relativa del mezzo;
- ϵ_0 , la permittività elettrica del vuoto che vale 8.85 pF/m ;
- μ , la permeabilità magnetica relativa del mezzo;
- μ_0 , la permeabilità magnetica del vuoto che vale $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$;
- σ , la conducibilità elettrica del materiale.

Una considerazione degna di nota è che per modellare le perdite di potenza dovute al materiale le quantità ϵ e μ devono essere delle quantità complesse, per cui sarebbe più appropriato denotarle come $\boldsymbol{\epsilon}$ e $\boldsymbol{\mu}$.

1.4.1 Approssimazione quasi-statica

Le equazioni di Maxwell sono un set di equazioni differenziali alle derivate parziali la cui soluzione dipende dalle condizioni al contorno del problema in esame. La complessità matematica della soluzione può essere mitigata da alcune approssimazioni, le quali sotto un determinato contesto ci permettono di non perdere significative informazioni. L'approssimazione che faremo è definita come **approssimazione quasi-statica**. Il termine **quasi-statico** in elettrodinamica fa riferimento al fatto che le dimensioni del sistema sono più piccole rispetto alla lunghezza d'onda elettromagnetica associata al periodo di tempo dominante del problema [5]. Con periodo di “tempo dominante” ci si riferisce al tempo caratteristico che governa l’evoluzione del fenomeno o del sistema in esame. Maggiori dettagli circa il problema quasi statico sono consultabili in [6]. Per la tecnica del Capacitive Imaging, le frequenze adoperate nei test vanno da 10 kHz a 1 MHz, a cui corrisponde una lunghezza d’onda dai 300 m ai 300 km, la quale è molto più grande delle dimensioni della sonda e delle tipiche dimensioni dei campioni da analizzare. Considerato ciò, possiamo considerare un’approssimazione quasi-statica senza perdere di generalità, trascurando quindi gli effetti magnetici associati al problema. Le equazioni di Maxwell che descrivono il fenomeno diventano:

$$\nabla \times \mathbf{E} \approx 0 \quad (1.8)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} \approx 0 \quad (1.9)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (1.10)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (1.11)$$

Questa semplificazione ha delle implicazioni molto forti. In particolare, il campo elettrico \mathbf{E} generato da una densità spaziale di carica ρ è **irrotazionale** e l’intensità

del campo magnetico \mathbf{H} è approssimativamente nulla. L'irrotazionalità del campo permette di scrivere il campo elettrico come **gradiente** di una funzione scalare chiamata **potenziale** (1.12).

$$\mathbf{E} = -\nabla\varphi \quad (1.12)$$

A questo punto l'analisi del sistema circa l'imaging capacitivo diventa l'analisi di un problema elettrostatico. Il problema può essere quindi semplificato come predizione del campo elettrico prodotto da diverse distribuzioni di cariche (quindi da differenti elementi infinitesimi della sonda) all'interno di un campione sottoposto ad esame. Per farlo utilizziamo l'equazione di Poisson che ha la seguente forma (1.13):

$$\nabla(\varepsilon_0\varepsilon\nabla\varphi) = \rho \quad (1.13)$$

Nella maggior parte delle applicazioni non è presente carica libera all'interno del volume dove il campo generato dalla sonda insiste, per cui la 1.13 si riduce all'equazione di Laplace (1.14):

$$\nabla(\varepsilon_0\varepsilon\nabla\varphi) = 0 \quad (1.14)$$

La distribuzione di φ può essere ottenuta risolvendo la 1.14 e risulta che la distribuzione del campo è come mostrato in figura 1.5.

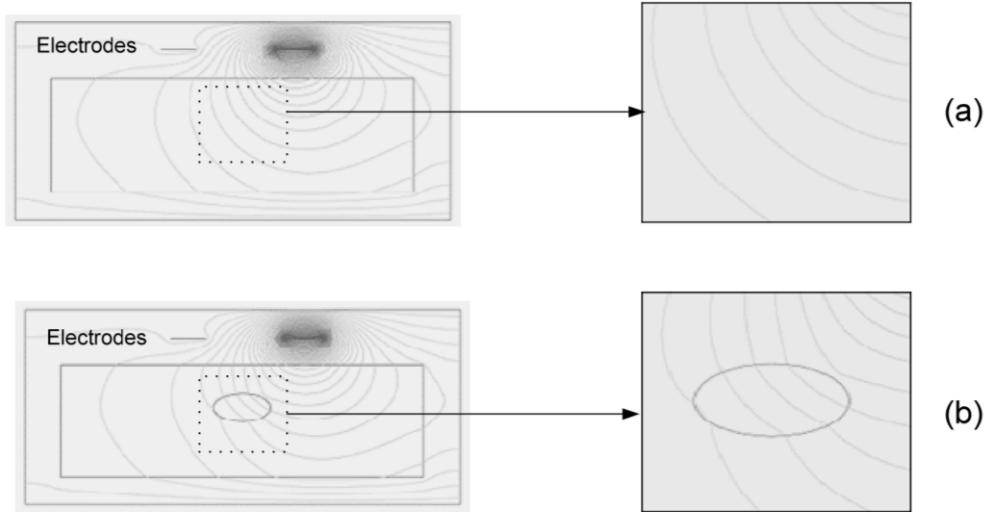


Figura 1.5: Distribuzione del campo elettrico (linee equipotenziali) all'interno di un campione isolante per (a) un campione uniforme e (b) un campione contenente un difetto riempito d'aria. L'elettrodo sorgente si trova a destra. Immagine presa da [4].

Questo è uno dei tanti casi possibili, infatti, la distribuzione del campo dipende da numerosi fattori quali ad esempio la forma del sensore. A tal proposito una dettagliata trattazione è presente in [4]. Il fulcro della seguente trattazione è che la quantità di carica Q sulla superficie s dell'elettrodo con volume v è influenzata dall'induzione elettrica \mathbf{D} secondo la legge di Gauss (come espressa nell'equazione 1.10) e dalla relazione costitutiva 1.5. Se all'interno del volume esaminato è presente un difetto, ciò comporterà una variazione del valore di ε , con conseguente modifica della carica sull'elettrodo di rilevamento. Utilizzando la relazione $Q = CV$, è possibile, applicando una tensione nota e misurando la variazione di carica, stimare la variazione di capacità del condensatore complanare.

1.5 Metodi di misura

Dai concetti introdotti nei paragrafi precedenti, si evince che il funzionamento pratico della tecnica Capacitive Imaging riconduce alla stima del valore della capacità. Infatti, mappando le variazioni di capacità per ogni punto di scansione, saremo in grado di ricostruire un'immagine. Nasce quindi la necessità di citare alcuni metodi di misura di impedenza, di conseguenza utili per stimare la capacità del sistema sonda-campione. I principali sono:

LCR Meter:

- **Principio di funzionamento:** Un LCR meter misura la reattanza, la resistenza e la capacità in un circuito. Per componenti capacitivi, determina la capacità e altre proprietà associate.
- **Applicazione:** Utile per misurare la capacità di componenti elettronici come condensatori.

Metodo I-V (Corrente-Tensione):

- **Principio di funzionamento:** Applicando la definizione di impedenza, si può calcolare la capacità di condensatori o più in generale l'impedenza di un circuito in situazioni più o meno complesse. Si applica una tensione nota al componente e si misura la corrente risultante.
- **Applicazione:** Può essere impiegato per valutare la capacità di strutture complesse e dispositivi.

Misura della caduta su una resistenza:

- **Principio di funzionamento:** Si misura la tensione su una resistenza conosciuta collegata in serie al condensatore.
- **Applicazione:** Adatto per condensatori di piccola capacità.

Metodo a ponte di impedenze:

- **Principio di funzionamento:** Questo metodo utilizza un ponte di impedenze per misurare la variazione della capacità. In questo sistema, viene variata la frequenza o la tensione applicata oppure si utilizzano resistori variabili fino a quando il ponte è in equilibrio, indicando una corrispondenza di impedenza.
- **Applicazione:** Adatto per misurare la capacità di componenti elettronici, specialmente in presenza di condizioni variabili.

Charge Amplifier:

- **Principio di funzionamento:** Il charge amplifier converte la variazione di carica su un condensatore in un segnale di tensione amplificato. La carica, generata da una variazione di capacità viene trasformata in un valore proporzionale tensione attraverso l'amplificatore.
- **Applicazione:** Ampiamente usato in situazioni in cui è necessario amplificare segnali di carica molto piccoli, come nelle misurazioni di accelerometri capacitivi o in dispositivi sensori a bassa potenza.

Dalle conoscenze acquisite durante la scrittura del presente elaborato è stata riscontrata la preponderanza a usare come metodo di misura di capacità per il Capacitive Imaging il metodo della caduta su una resistenza [4] o l'utilizzo di un Charge Amplifier [7]. Per questo motivo, durante questo lavoro di tesi, si è pensato un nuovo modo di affrontare le misure per CI utilizzando un ponte di impedenze, metodo che, seppur menzionato qui sopra, non è ancora presente in letteratura scientifica nella topologia qui proposta. Nel capitolo 2 seguirà un'analisi dettagliata di varie configurazioni di ponte di impedenze. A corredo delle misure è spesso utilizzato il **Lock-In** che sarà spiegato successivamente e utilizzato in quanto molto efficace circa la cancellazione del rumore. Di solito, il Lock-in Amplifier è un dispositivo fisico, hardware, generalmente costoso. Si è pensato qui di sostituirlo con una sua versione implementata a livello software, tramite elaborazione del segnale off-line.

1.6 Lock-In Amplifier

Il lock-in amplifier, un dispositivo rivoluzionario nelle applicazioni di misura di segnali deboli, ha origini negli anni '30 con l'interesse crescente per la modulazione di fase nella comunicazione radio. Tuttavia, è negli anni '60 che questo strumento trova la sua forma moderna grazie al lavoro di Robert H. Dicke, il quale lo sviluppò per migliorare la sensibilità nelle misurazioni spettroscopiche.

1.6.1 Principio di Funzionamento:

I lock-in amplifier utilizzano la conoscenza sulla dipendenza temporale di un segnale per estrarlo da misure con basso SNR. Un lock-in amplifier esegue una moltiplicazione del suo input con un segnale di riferimento e successivamente applica un filtro passa-basso regolabile al risultato. Questo metodo è chiamato demodulazione e isola il segnale alla frequenza di interesse da tutte le altre componenti in frequenza. Il segnale di riferimento può essere generato dal lock-in amplifier o fornito da una sorgente esterna. Il segnale di riferimento è solitamente una sinusoida a frequenza ω ma potrebbe avere anche altre forme, quali ad esempio onde quadre. La demodulazione con una sinusoida pura consente una misurazione selettiva alla frequenza fondamentale o a qualsiasi armonica.

Dual-phase demodulation: In un tipico esperimento, il dispositivo in prova (DUT) è stimolato da un segnale sinusoidale come illustrato in figura 1.6 (a).

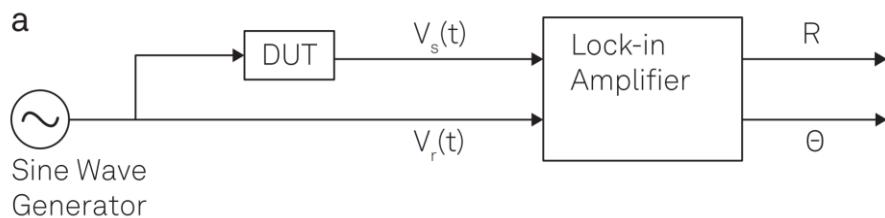


Figura 1.6 (a): Schema di una tipica misura con Lock-In presa da [8]

La risposta del dispositivo:

$$V_{sgn}(t) = V_{sgn} \sin(\omega t + \theta_{sgn}) + N(t) \quad (1.6.1)$$

così come il segnale di riferimento:

$$V_{ref}(t) = V_{ref} \sin(\omega t + \theta_{ref}) \quad (1.6.2)$$

vengono utilizzati dal lock-in amplifier per determinare l'ampiezza R e la fase Θ .

Questo viene realizzato mediante un circuito di demodulazione a doppia fase, come illustrato nella figura 1.6 (b).

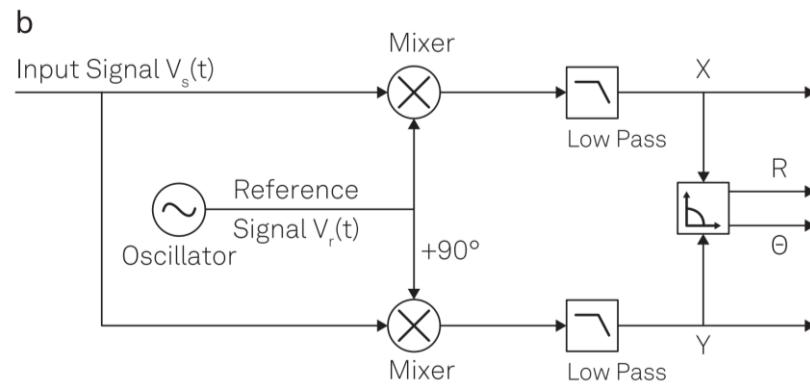


Figura 1.6 (b): Schema generale della struttura del Lock-in presa da [8]

Il segnale in ingresso viene spartito e moltiplicato separatamente con il segnale di riferimento (in fase) e una sua copia sfasata di 90 gradi (in quadratura):

$$V'_{ref}(t) = V_{ref} \cos(\omega t + \theta_{ref}) \quad (1.6.3)$$

L'uscita del mixer sarà:

$$\begin{aligned} & V_{signal}(t) \cdot V_{ref}(t) = \\ & = \frac{1}{2} V_{sgn} V_{ref} \cos(\theta_{sgn} - \theta_{ref}) - \frac{1}{2} V_{sgn} V_{ref} \cos(2\omega t + \theta_{sgn} - \theta_{ref}) + N(t) V_{ref} \sin(\omega t + \theta_{ref}) \end{aligned} \quad (1.6.4)$$

L'uscita del mixer passa attraverso un filtro passa-basso configurabile per eliminare la componente a frequenza 2ω . L'uscita del filtro è il segnale X che risulta essere:

$$X = \frac{1}{2} V_{sgn} V_{ref} \cos(\theta_{sgn} - \theta_{ref}) \quad (1.6.5)$$

Analogamente risulta che l'uscita Y è:

$$Y = \frac{1}{2} V_{sgn} V_{ref} \sin(\theta_{sgn} - \theta_{ref}) \quad (1.6.6)$$

Le due uscite X e Y sono chiamate **componente in fase** e **componente in quadratura**. L'ampiezza R e la fase Θ possono essere facilmente derivati da X e Y tramite una trasformazione dalle coordinate cartesiane alle coordinate polari utilizzando le relazioni 1.6.7-1.6.8:

$$R = \sqrt{X^2 + Y^2} \quad (1.6.7)$$

$$\Theta = \tan^{-1} \left(\frac{Y}{X} \right) \quad (1.6.8)$$

Dalle equazioni (1.6.7) e (1.6.8), si può notare che il rumore è stato rimosso con successo. L'uscita R rappresenta l'ampiezza del segnale mentre l'uscita Θ rappresenta l'angolo di fase del segnale. Sia l'uscita R che l'uscita Θ possono e saranno utilizzate come parametri per formare immagini, come illustrato nel capitolo 4.

Capitolo II

Analisi, modellazione e simulazione del sistema circuitale

In virtù degli aspetti teorici connessi ai test non distruttivi, si ritiene opportuno condurre un approfondito studio preliminare di fattibilità al fine di valutare la sensibilità del sistema e identificare eventuali criticità nelle misurazioni. A questo scopo è svolta l'analisi del modello circuitale e la sua simulazione. In questo capitolo saranno analizzati quattro tipologie di circuito, tre delle quali utilizzate in fase di misura, tra cui il metodo convenzionale formato da un circuito **RC** insieme a varie tipologie di ponte.

2.1 Circuito RC

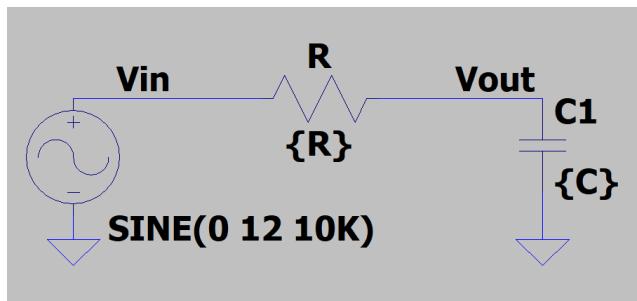


Figura 2.1: Circuito RC in ambiente LTSpice

La prima configurazione analizzata si basa su un circuito **RC**, con **R** nota e **C** determinata dal sistema sonda-campione. La tensione da prelevare da questo circuito è contrassegnata in Figura 2.1 come **V_{out}**, il suo valore in linea teorica è dato dal partitore di tensione tra la resistenza **R** e la capacità **C**. Di fatto si tratta di un circuito passa-basso completamente descritto dal seguente legame ingresso-uscita:

$$V_{out} = \frac{1}{1 + i\omega RC} V_{in} \quad (2.1)$$

con **V_{out}** e **V_{in}** i **fasori** delle tensioni di ingresso e uscita.

Se riformuliamo l'equazione (2.1) in termini di **modulo** e **fase**, otteniamo le seguenti espressioni:

$$|V_{out}| = |V_{in}| \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} \quad (2.2)$$

$$\angle V_{out} = \angle V_{in} - \tan^{-1}(\omega RC) \quad (2.3)$$

Il range frequenziale impiegato nel Capacitive Imaging è normalmente compreso tra **10 kHz e 1 MHz**, inoltre, è di nostro interesse minimizzare la caduta di tensione sulle resistenze in ingresso al fine di evitare sprechi di potenza e assicurare che sulla sonda sia presente una tensione adeguata alle circostanze. La rilevanza di tale aspetto si accentua in virtù del fatto che la tensione applicata alla sonda è proporzionale all'intensità del campo elettrico generato dal sensore, il quale costituisce l'elemento chiave per il rilevamento dei difetti. Pertanto, è stata adottata la decisione di mantenere la tensione sulla sonda approssimativamente pari a V_{in} facilitando così un'interazione più diretta tra la sorgente e la sonda. Il valore di capacità della sonda è stato approssimativamente stimato a circa **70 pF** in aria tramite strumentazione. In questo circuito, al fine di assicurare che sulla sonda ci sia una buona percentuale del segnale ingresso, una tensione significativa sulla sonda, è essenziale minimizzare il termine $\alpha^2 = \omega^2 R^2 C^2$, affinché $|V_{out}|$ sia circa $|V_{in}|$. Con una frequenza di **10kHz**, in **aria**, $\alpha^2 = 4.9 \cdot 10^{-14} \cdot R^2$ dunque, per garantire un'elevata quantità di segnale al sensore bisogna fare in modo che R non superi le decine di migliaia di ohm. Optare per questa scelta non ci permette però di avere informazioni utili sulla fase in quanto se $\alpha^2 = \omega^2 R^2 C^2 \ll 1$ allora anche ωRC sarà piccolo. Come espresso dalla formula 2.3 lo sfasamento di V_{out} rispetto al segnale in ingresso dipende solamente da $\tan^{-1}(\omega RC)$, la quale restituisce un valore prossimo allo zero se il suo argomento è tendente a zero. Tale problematica potrebbe essere mitigata nel caso in cui il valore di capacità **C** assunto dalla sonda presentasse una variabilità più significativa. Purtroppo, per la natura di queste misurazioni, le variazioni subite da **C** durante l'acquisizione relativamente piccole. L'analisi circuitale ha messo in luce che l'attuale approccio richiede la ricerca di compromessi tra i valori dei componenti circuituali.

L'analisi matematica ha infatti rivelato che, sebbene migliorare la tensione in ingresso al sensore porti vantaggi, questa porta a una **perdita di informazioni** sullo **sfasamento** introdotto da eventuali variazioni di capacità. L'informazione sullo sfasamento riveste un'importanza considerevole per l'imaging e idealmente desideriamo conservarla in quanto il processo di elaborazione dei dati si attua mediante la tecnica del **lock-in** la quale estrae informazioni distinguendo sia la differenza di ampiezza che di fase tra il segnale in ingresso e quello in uscita, presentandole in modo differenziato. Per supportare quanto appena esposto, sono state condotte **simulazioni** in ambiente **LTS spice**.

2.1.1 Simulazioni circuito RC

Lo scopo di questa simulazione è analizzare la variazione dell'uscita in risposta alla modifica della resistenza R . L'obiettivo è individuare il valore ottimale di resistenza che garantisca un segnale ottimale al sensore, mentre contemporaneamente si desidera osservare eventuali sfasamenti dovuti alla variazione di capacità della sonda. Il valore iniziale della resistenza è impostato a $10\text{ k}\Omega$, incrementando gradualmente fino a raggiungere $1.01\text{ M}\Omega$. Il segnale in ingresso è una sinusode a frequenza 10 kHz oscillante tra $\pm 12\text{ V}$.

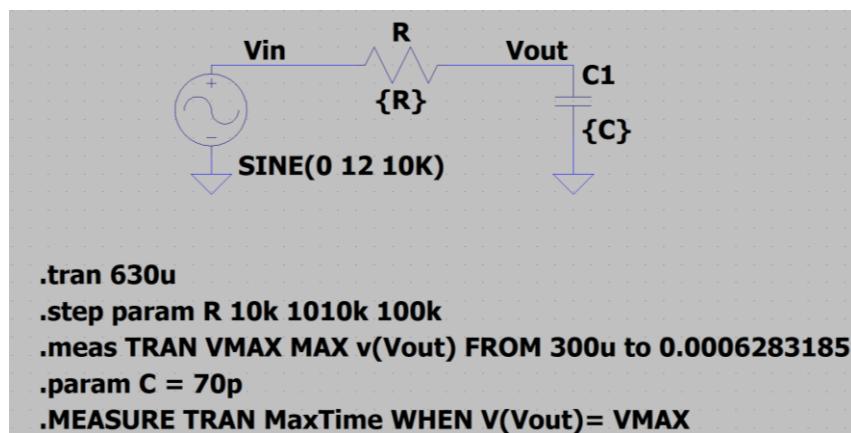


Figura 2.1.1: Schema circuitale simulato

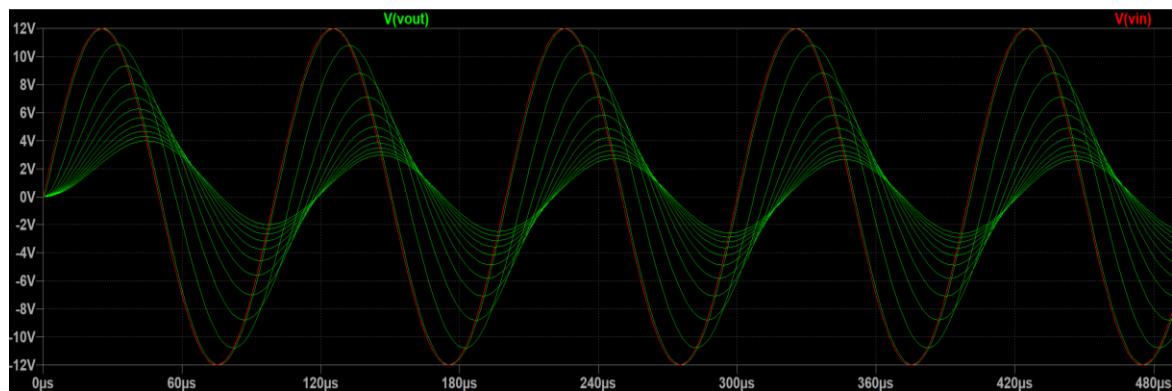


Figura 2.1.2: Segnale in uscita in verde confrontato con il segnale in ingresso in rosso variando R da $10\text{k}\Omega$ a $1.01\text{M}\Omega$

La simulazione mette in luce l'importante impatto della resistenza sul sistema di misurazione. Inoltre, sono stati registrati i valori di tensione massima in uscita ad ogni incremento della resistenza (vedi Figura 2.1.3). Questi dati hanno determinato la scelta della resistenza, pari a $200\text{ k}\Omega$, valore presente durante il terzo step della

simulazione (Figura 2.1.3). In questo punto specifico, la tensione sul sensore raggiunge gli 8.8 V, rappresentando oltre il 70% del segnale in ingresso.

```

Measurement: vmax
step MAX(v(vout))    FROM      TO
  1 11.9838 0.0003  0.000628318
  2 10.7979 0.0003  0.000628318
  3 8.8004  0.0003  0.000628318
  4 7.08471 0.0003 0.000628318
  5 5.81235 0.0003 0.000628318
  6 4.88397 0.0003 0.000628318
  7 4.18615 0.0003 0.000628318
  8 3.65887 0.0003 0.000628318
  9 3.24601 0.0003 0.000628318
 10 2.91618 0.0003 0.000628318
 11 2.65233 0.0003 0.000628318

```

Figura 2.1.3: Tensione massima in uscita al variare della resistenza R

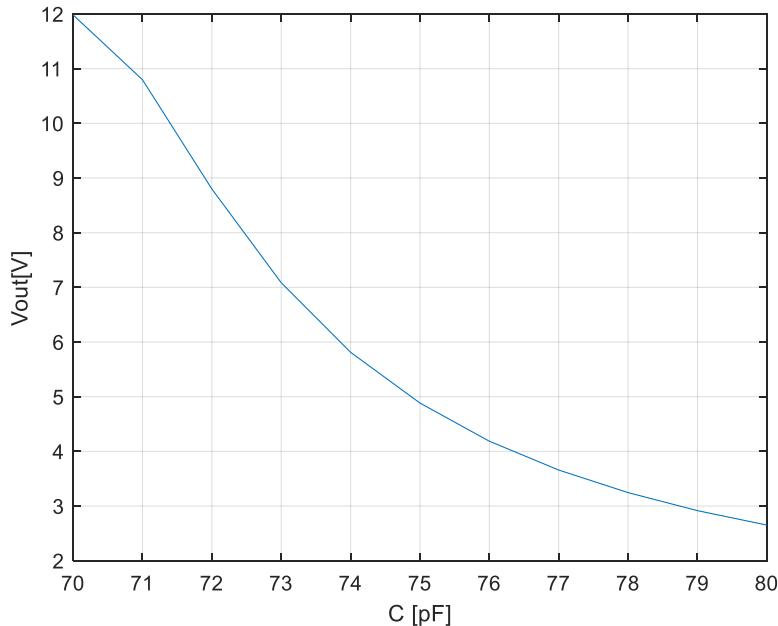


Figura 2.1.4: Andamento della tensione massima in uscita al variare della resistenza R

Successivamente a questa prima fase, avendo fissato **R** a $200\text{k}\Omega$, sono state simulate le variazioni di capacità **C** per osservare le differenti forme d'onda in uscita.

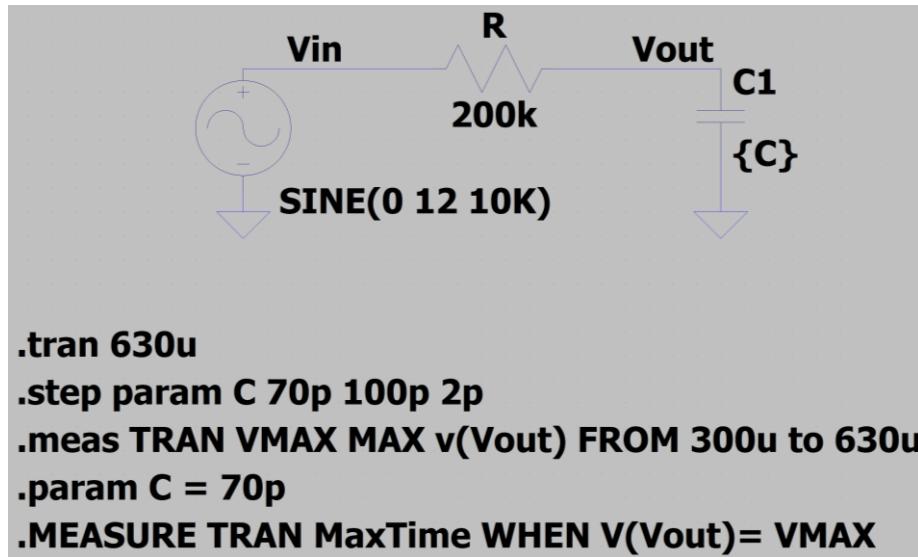


Figura 2.1.5: Circuito simulato

Il segnale in ingresso è nuovamente una sinusoide a frequenza 10 kHz oscillante tra ± 12 V, la capacità della sonda varia da 70 pF a 80 pF a step di 1 pF. Le forme d'onda in uscita sono rappresentate in Figura 2.1.6.



Figura 2.1.6: Variazione della tensione in uscita al variare della capacità, per ogni step un colore diverso

Un'analisi visiva mette in luce chiaramente sia gli sfasamenti che le variazioni di ampiezza massima, come illustrato quantitativamente nelle figure 2.1.7 e 2.1.8.

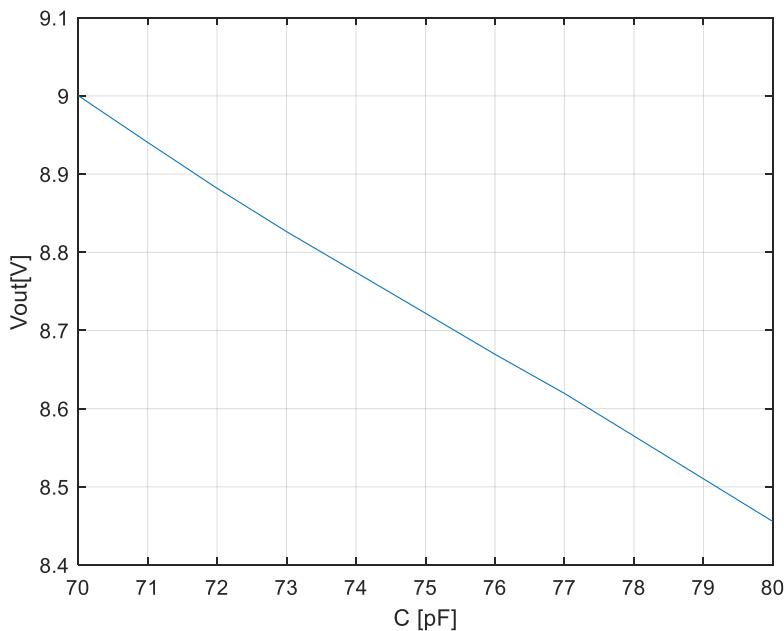


Figura 2.1.7: Andamento del massimo valore di V_{out} in funzione di C

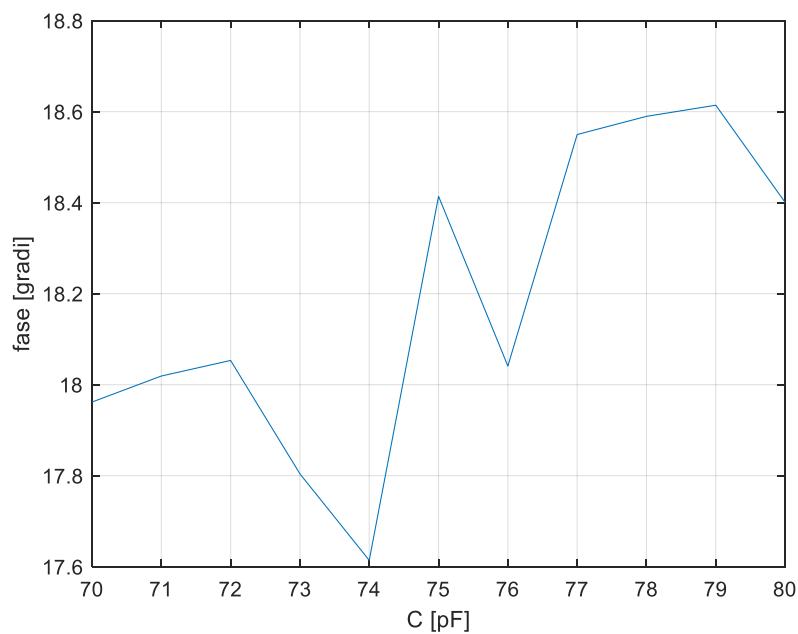


Figura 2.1.8: Sfasamento in gradi rispetto al segnale in ingresso

Dall'approfondimento preliminare condotto, è emersa la concreta possibilità di implementare una misurazione per imaging capacitivo mediante l'utilizzo del presente circuito, ma, la bassa variazione della fase ha portato, durante questo lavoro di tesi, alla ricerca di ulteriori metodi di misura.

2.2 Ponte di Wien

Sebbene lo studio del circuito precedente abbia dato dei discreti risultati c'è bisogno di confrontarci sul campo con la realtà dei fatti, considerando la non idealità dei componenti e del generatore utilizzati, i rumori elettromagnetici alle basse e alle alte frequenze, le variazioni di temperatura e tanti altri fattori che vanno a influenzare la buona riuscita del progetto. Per questi motivi, l'obbiettivo è stato quello di creare o ideare un circuito che riesca a fornirci delle informazioni nette, e non, come nel caso precedente, variazioni infinitesime soprattutto per la fase, in quanto associabili a rumore. L'analisi di ulteriori metodi è proseguita in quest'ottica. In questo paragrafo analizzeremo matematicamente il ponte di Wien per determinare un suo possibile utilizzo (Figura 2.2.1).

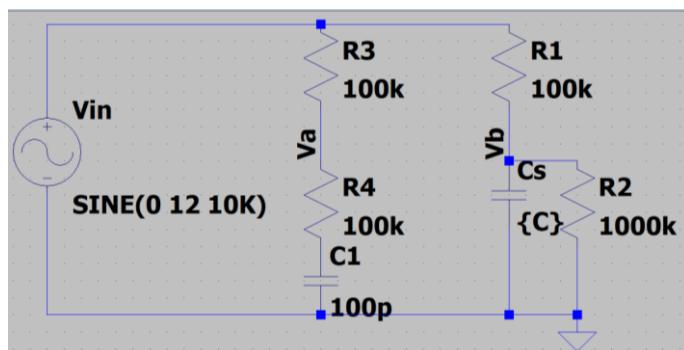


Figura 2.2.1: Un Esempio di ponte di Wien in ambiente LTSpice

Sia $V_{out} = V_b - V_a$, allora tale circuito è descritto dal seguente legame ingresso-uscita:

$$V_{out} = V_{in} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2 + i \cdot \omega \cdot C_s \cdot R_1 \cdot R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4 + i \cdot \omega \cdot C_1 \cdot R_3 \cdot R_4} \right) \quad (2.2.1)$$

con V_{out} e V_{in} i **fasori** delle tensioni di ingresso e uscita mentre C_s il valore di capacità della sonda.

Se riscriviamo la (2.2.1) in termini di **modulo** e **fase** otteniamo le seguenti espressioni:

$$|V_{out}| = |V_{in}| \sqrt{\frac{-2R_1R_2R_3R_4 + R_1^2R_4^2 + R_2^2(R_3^2 + \omega^2(C_sR_1 - C_1R_3)^2R_4^2)}{(2R_1R_2 + R_2^2 + R_1^2(1 + \omega^2C_s^2R_2^2))(2R_3R_4 + R_4^2 + R_3^2(1 + \omega^2C_1^2))}} \quad (2.2.2)$$

Per quanto riguarda la fase di V_{out} , la trattazione matematica è particolarmente articolata. Il motivo è che in questo caso lo sfasamento è la differenza fra due fasori, i quali hanno un modulo ed una fase distinti. Dopo aver svolto gli opportuni calcoli è stato definito lo sfasamento di V_{out} in funzione delle variazioni ΔCs del sensore.

Siano $|Vb| = \frac{R_2}{\sqrt{(R_1+R_2)^2 + \Delta C_s^2 \cdot R_1^2 \cdot R_2^2 \cdot \omega^2}}$ e $|Va| = \frac{R_4}{\sqrt{(R_3+R_4)^2 + C_1^2 \cdot R_3^2 \cdot R_4^2 \cdot \omega^2}}$ i moduli

delle tensioni V_a e V_b divisi per $|V_{in}|$.

Siano $\alpha = \frac{\omega \cdot \Delta C_s \cdot R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$ e $\beta = \frac{\omega \cdot C_1 \cdot R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4}$ due coefficienti ausiliari, allora lo sfasamento di V_{out} rispetto a V_{in} in funzione di ΔCs sarà dato dalla formula:

$$\Delta\varphi(\Delta Cs) = \tan^{-1} \left(\frac{|Vb| \cdot \beta \cdot \sqrt{1 + \alpha^2} + |Va| \cdot \alpha \cdot \sqrt{1 + \beta^2}}{|Va| \cdot \sqrt{1 + \beta^2} - |Vb| \cdot \sqrt{1 + \alpha^2}} \right) \quad (2.2.3)$$

Considerando che gli sfasamenti sono influenzati dalle costanti di tempo delle componenti reattive, in questo caso, i due condensatori, è ragionevole supporre che variando le resistenze in serie e in parallelo ai condensatori potremmo ottenere risultati significativi.

2.2.1 Simulazioni ponte di Wien

La prima simulazione ha come obiettivo quello di trovare la resistenza ottimale per garantire un buon segnale in ingresso al sensore, idealmente desideriamo che $V_{sonda} = V_b \approx V_{in}$. Per far ciò simuliamo il circuito come illustrato in Figura 2.2.2.

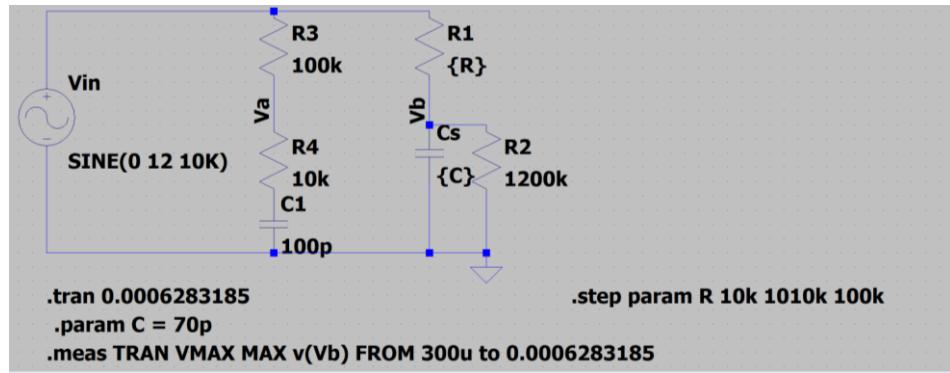


Figura 2.2.2: Simulazione ponte di Wien in ambiente LTSpice

Il ramo opposto al sensore, sebbene abbia delle componenti inserite, non ha alcun impatto sulla tensione V_b per cui i valori presenti in Figura 2.2.2 sono puramente a scopo illustrativo. I risultati simulativi sono presentati in Figura 2.2.3:

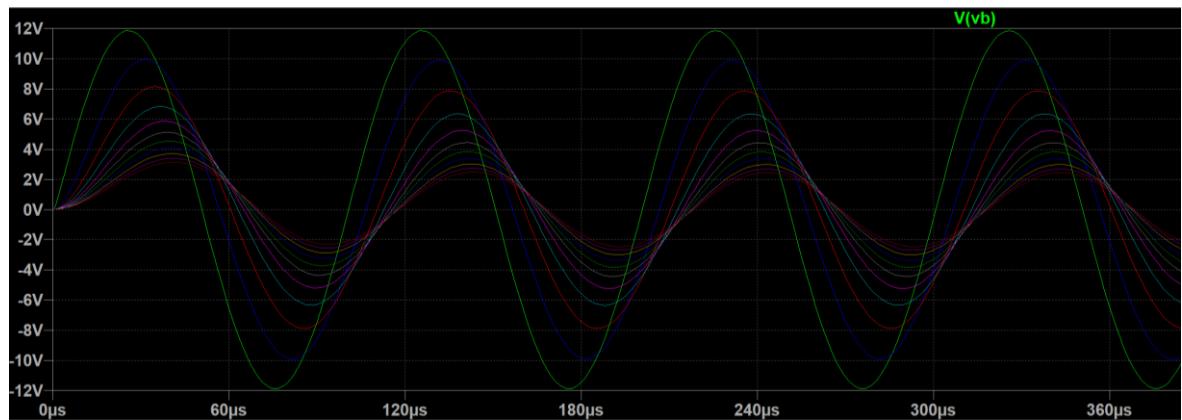


Figura 2.2.3 Ponte di Wien: Tensione in ingresso alla sonda al variare di R_1 da $10k\Omega$ a $1.01M\Omega$

Si riporta in Figura 2.2.4 l'andamento dei valori massimi di V_{sonda} al variare di R_1 .

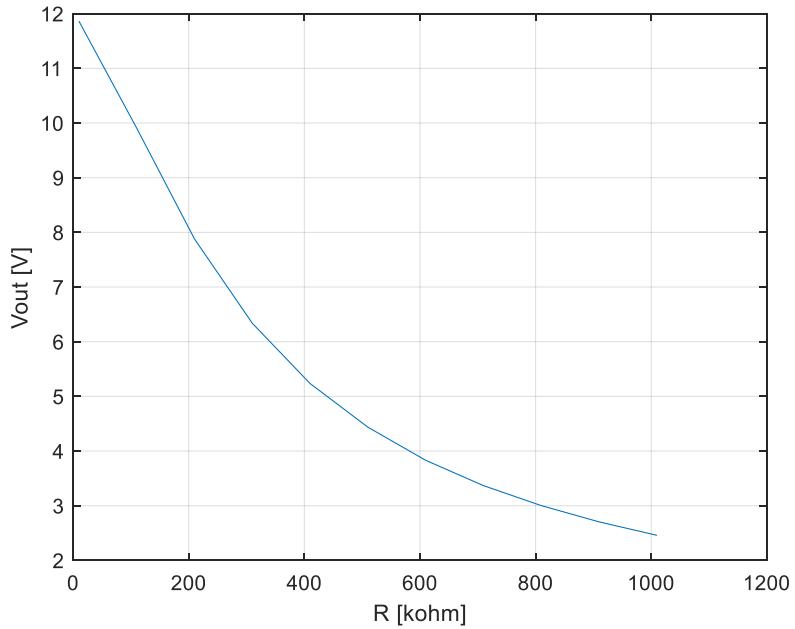


Figura 2.2.4 Ponte di Wien: Tensione in ingresso alla sonda massimi al variare di R_1

Questa analisi ci suggerisce che la scelta si R_1 può spaziare da qualche Ω a qualche centinaio di $k\Omega$. Dopo numerose simulazioni si è giunti ad un setup molto valido, riuscendo, almeno in linea teorica, ad avere un circuito che riesca a garantire un'elevata tensione sul sensore, restituendo al variare della capacità della sonda informazioni nette sia in ampiezza che in fase. Il circuito è presentato in figura 2.2.5;

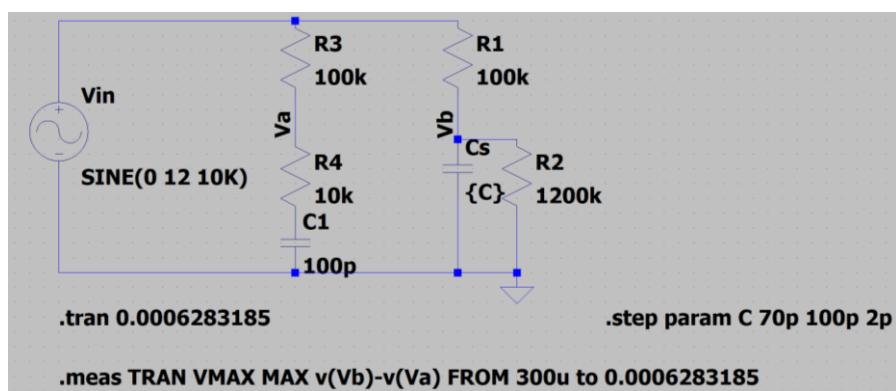


Figura 2.2.5: Schema circuitale a ponte di Wien ideato

Simulando le variazioni di C_s otteniamo il risultato sottostante (Figura 2.2.6):

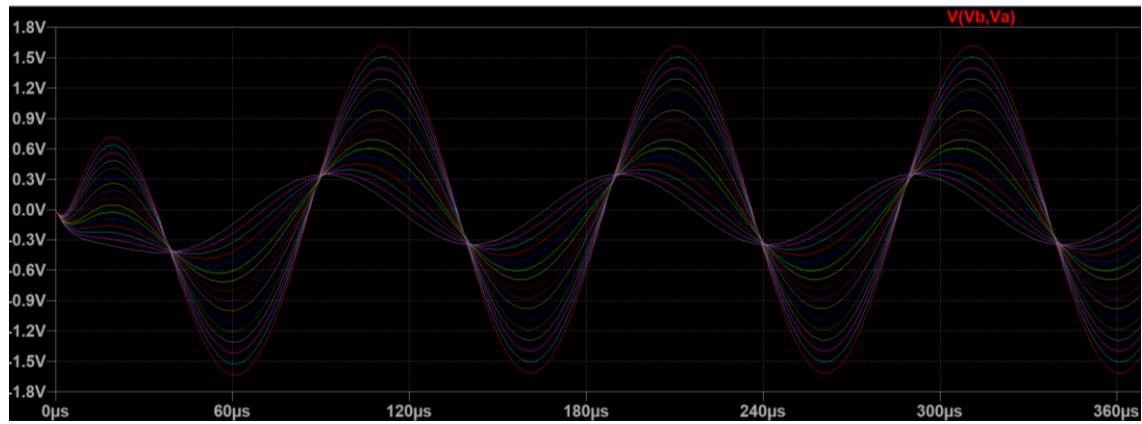


Figura 2.2.6 Ponte di Wien: Forma d'onda in uscita al variare di C_s da 70 a 100 pF

L'andamento del massimo valore raggiunto da V_{out} e gli sfasamenti dal segnale in ingresso in funzione di C_s sono presentati nelle figure 2.2.7 e 2.2.8:

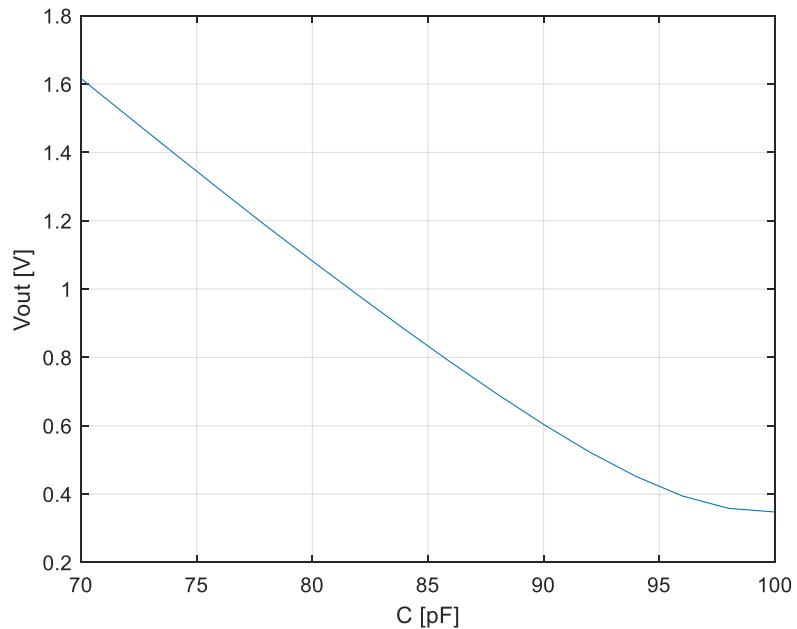


Figura 2.2.7 Ponte di Wien: Andamento dei picchi di V_{out} in funzione di C_s da 70 a 100 pF

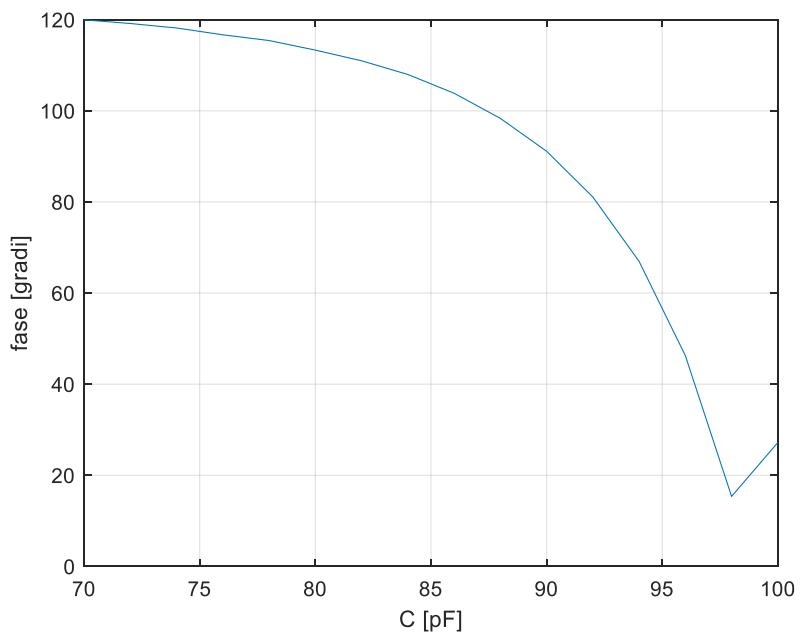


Figura 2.2.8 Ponte di Wien: Andamento dello sfasamento di V_{out} rispetto V_{in} in funzione di C_s da 70 a 100 pF

Una simulazione con piccole variazioni di C_s , da 70 a 75 pF, ha dato i risultati presenti nelle figure 2.2.9 e 2.2.10:

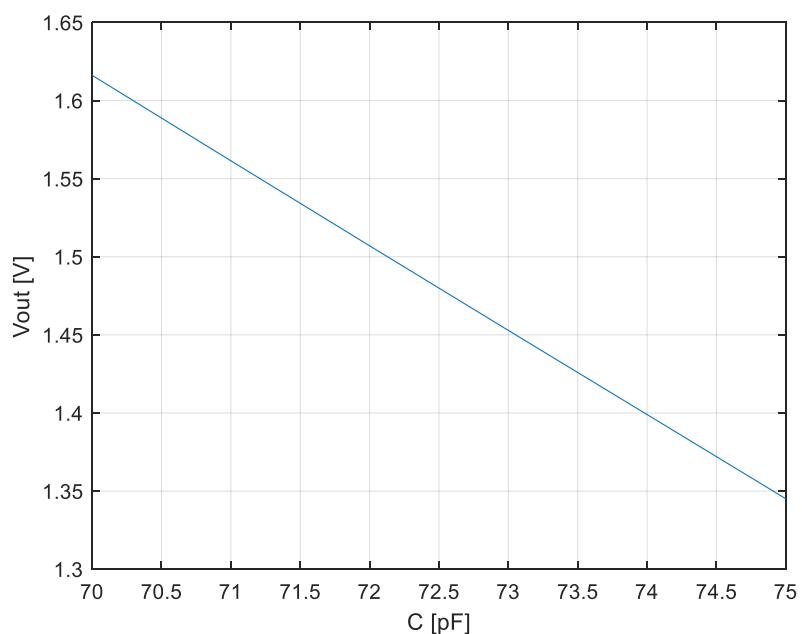


Figura 2.2.9 Ponte di Wien: Variazione dei picchi di V_{out} in funzione di C_s da 70 a 75 pF

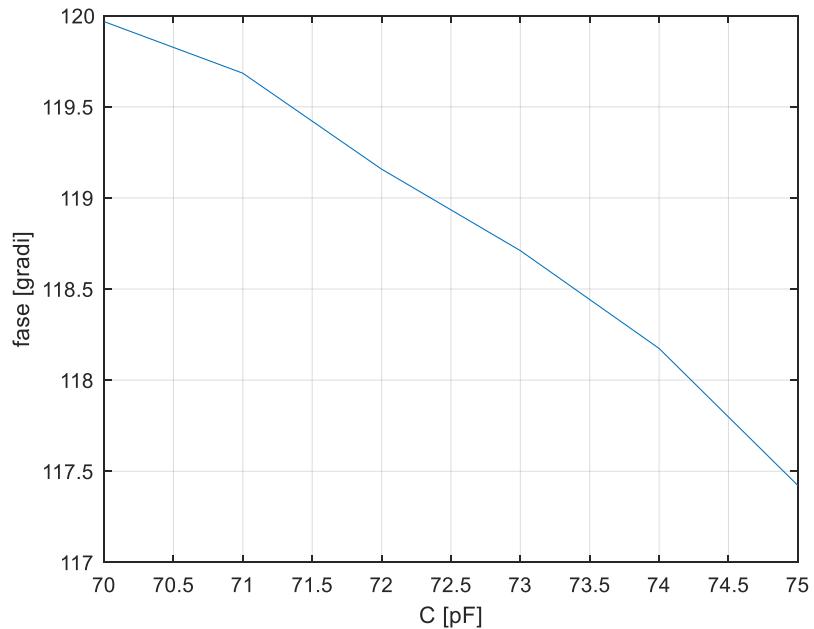


Figura 2.2.10 Ponte di Wien: Variazione di fase di V_{out} rispetto V_{in} in funzione di C_s da 70 a 75 pF

L'analisi condotta finora ha fornito conoscenze fondamentali e preziose per ciò che dovrà essere poi la parte realizzativa del sistema di misura. In particolare, questo sistema a ponte sembra essere molto efficace sia per estrarre informazioni in ampiezza che per la fase, per cui la ricerca di ulteriori metodi di misura da poter utilizzare, auspicando che possano giovare alla buona riuscita dal progetto, sono proseguiti verso altri tipi di ponti.

2.3 Ponte di impedenze - Configurazione 1

Il circuito che andremo ora ad analizzare si è rivelato, in fase sperimentale, lo strumento più efficace per l'imaging capacitivo. Lo schema circuitale è illustrato in Figura 2.3.1.

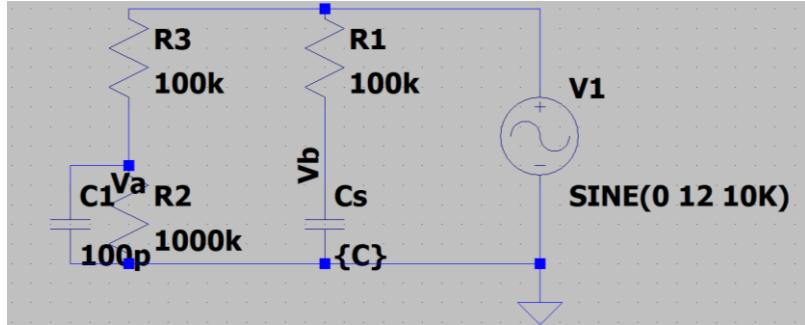


Figura 2.3.2: Schema circuitale del ponte

Sia $V_{out} = V_b - V_a$, allora tale circuito è descritto dal seguente legame ingresso-uscita:

$$V_{out} = V_{in} \left(\frac{R_2}{R_3 + R_2 + i \cdot \omega \cdot C_1 \cdot R_3 \cdot R_2} - \frac{1}{1 + i \cdot \omega \cdot C_s \cdot R_1} \right) \quad (2.3.1)$$

con V_{out} e V_{in} i **fasori** delle tensioni di ingresso e uscita mentre C_s il valore di capacità della sonda.

Se riscriviamo la (2.3.1) in termini di **modulo** e **fase** otteniamo le seguenti espressioni:

$$|V_{out}| = |V_{in}| \sqrt{\frac{-2R_1R_2R_3R_4 + R_1^2R_4^2 + R_2^2(R_3^2 + \omega^2(C_sR_1 - C_1R_3)^2R_4^2)}{(2R_1R_2 + R_2^2 + R_1^2(1 + \omega^2C_s^2R_2^2))(2R_3R_4 + R_4^2 + R_3^2(1 + \omega^2C_1^2R_4^2))}} \quad (2.3.2)$$

Lo sfasamento segue la formula 2.2.3, cioè:

$$\Delta\varphi(\Delta C_s) = \tan^{-1} \left(\frac{|V_b| \cdot \beta \cdot \sqrt{1 + \alpha^2} + |V_a| \cdot \alpha \cdot \sqrt{1 + \beta^2}}{|V_a| \cdot \sqrt{1 + \beta^2} - |V_b| \cdot \sqrt{1 + \alpha^2}} \right) \quad (2.2.3)$$

In questo caso cambiano però i coefficienti:

$$|Vb| = \frac{1}{\sqrt{1 + \Delta C_s^2 \cdot R_1^2 \cdot \omega^2}} ; |Va| = \frac{R_2}{\sqrt{(R_3 + R_2)^2 + C_1^2 \cdot R_3^2 \cdot R_2^2 \cdot \omega^2}} ;$$

$$\alpha = \frac{\omega \cdot C_1 \cdot R_3 \cdot R_2}{R_3 + R_2} ; \beta = \omega \cdot \Delta C_s \cdot R_1 ;$$

Le informazioni fin qui prelevate sono di fondamentale importanza per le successive simulazioni. Infatti, osservando l'equazione 2.3.2 è evidente come lo sbilanciamento del modulo della tensione in uscita in funzione di C_s sia pesato da **tutte** le resistenze del circuito aumentando i gradi di libertà nella progettazione. I ragionamenti sulla fase invece seguiranno la linea del paragrafo precedente.

2.3.1 Simulazione della prima configurazione

La simulazione di questa configurazione fa leva sullo studio precedente circa il ponte di Wien. Infatti, la somiglianza a livello elettrico è notevole, per cui possiamo assumere con buona approssimazione di avere già informazioni utili riguardo il valore della resistenza in ingresso al ramo del sensore e la resistenza in parallelo alla capacità del secondo ramo.

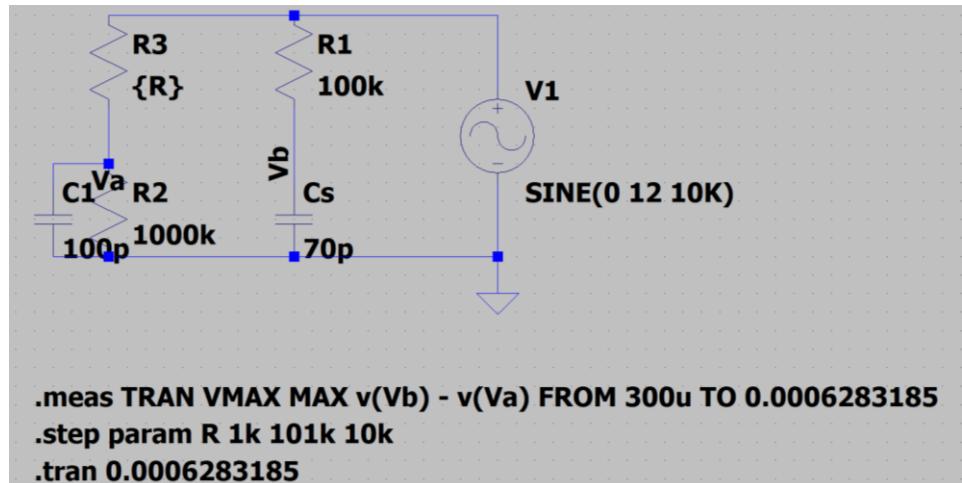


Figura 2.3.2: Circuito simulato in ambiente LTSpice

Resta da capire cosa inserire in ingresso al ramo opposto al sensore, con l'obbiettivo questa volta di rendere quanto più prossima a zero la forma d'onda in uscita, in modo da indurre in un secondo momento degli sbilanciamenti dovuti al variare di C_s relativi alle variazioni locali di dielettrico. È stata quindi effettuata una simulazione per osservare l'uscita $V_{out} = V_b - V_a$ in funzione di R_3 (Figura 2.3.3).

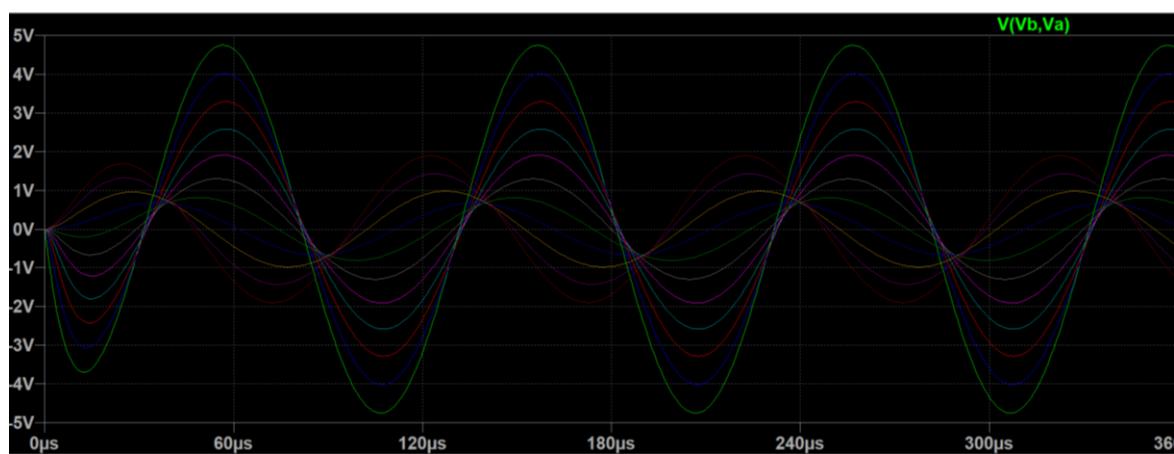


Figura 3.3.3 Configurazione I: V_{out} in funzione di R_3 da $1k\Omega$ a $101k\Omega$

I valori di picco misurati presentano l'andamento rappresentato in Figura 2.3.4:

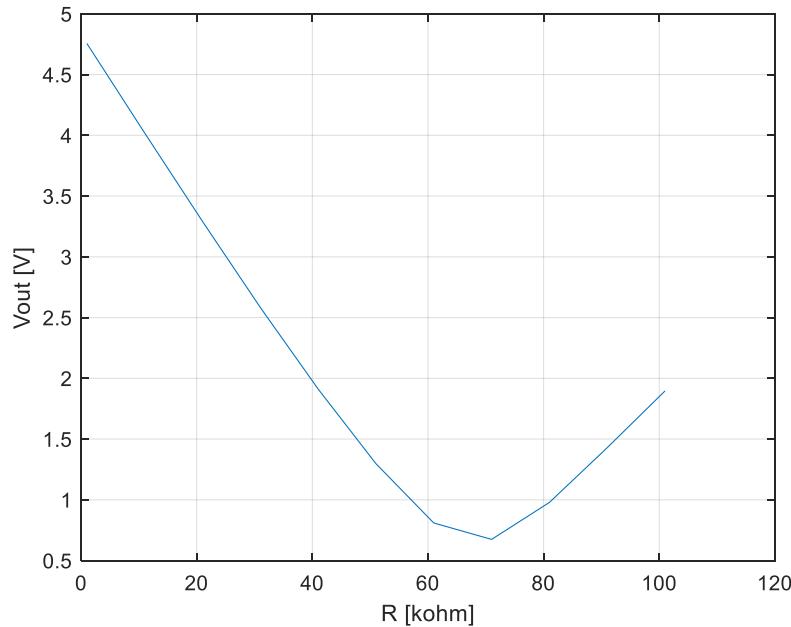


Figura 2.3.4 Configurazione 1: Valori di picco della tensione in uscita, R_3 da $1\text{k}\Omega$ a $101\text{k}\Omega$

Considerata la Figura 2.3.4 la scelta di R_3 sarà di **70 kΩ**. La fase successiva è stata quella di simulare le variazioni di C_s , le quali hanno forniti ottimi risultati. In particolare, una condizione ottima che garantisce l'utilizzabilità di questo circuito nelle misure capacitive, è stata trovata variando la resistenza R_2 , portandola a un valore pari a **2MΩ** (Figura 2.3.5).

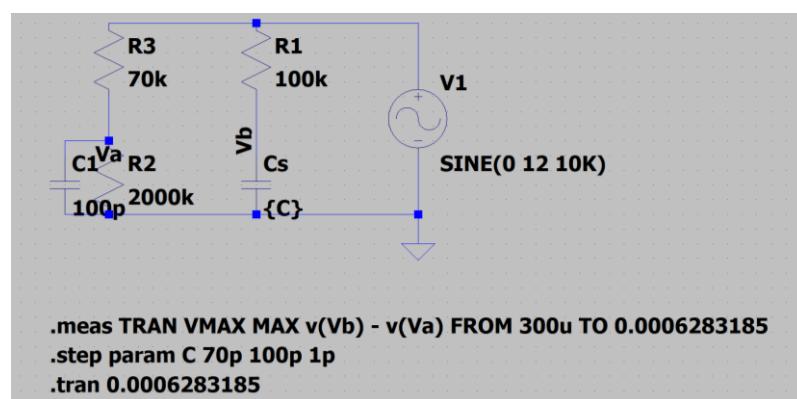


Figura 2.3.5 Configurazione 1: Schema e Parametri della simulazione

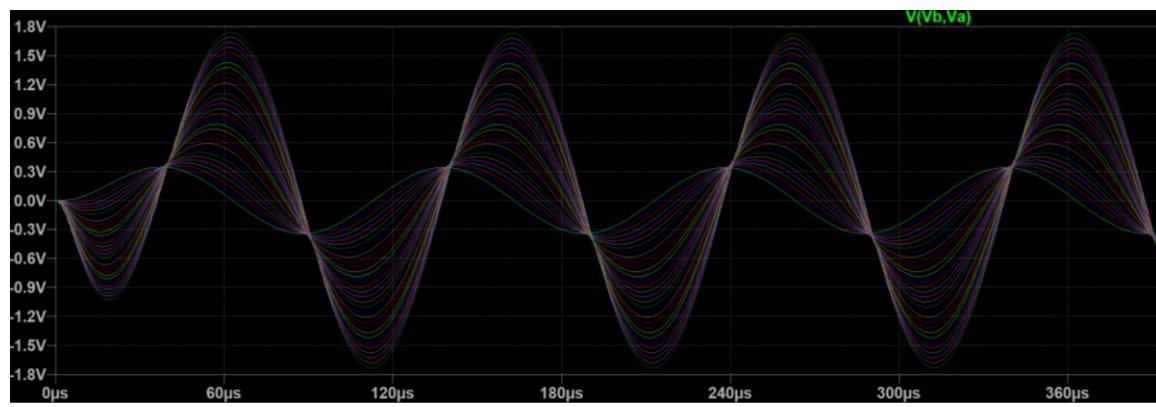


Figura 2.3.6 Configurazione 1: V_{out} in funzione delle variazioni di C_s da 70 a 100 pF

Con valori di picco e sfasamento illustrati nelle figure 2.3.7 e 2.3.8:

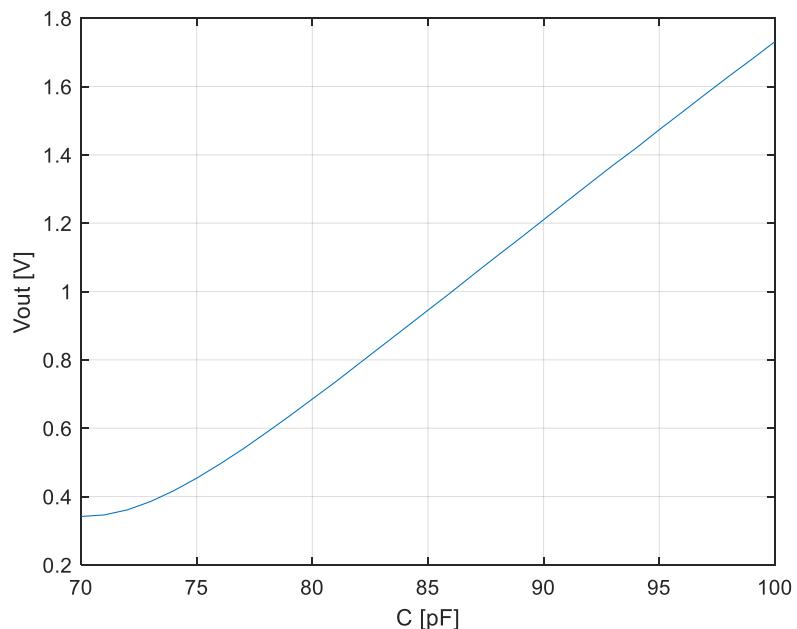


Figura 2.3.7 Configurazione 1: Valori di picco di V_{out} in funzione di C_s

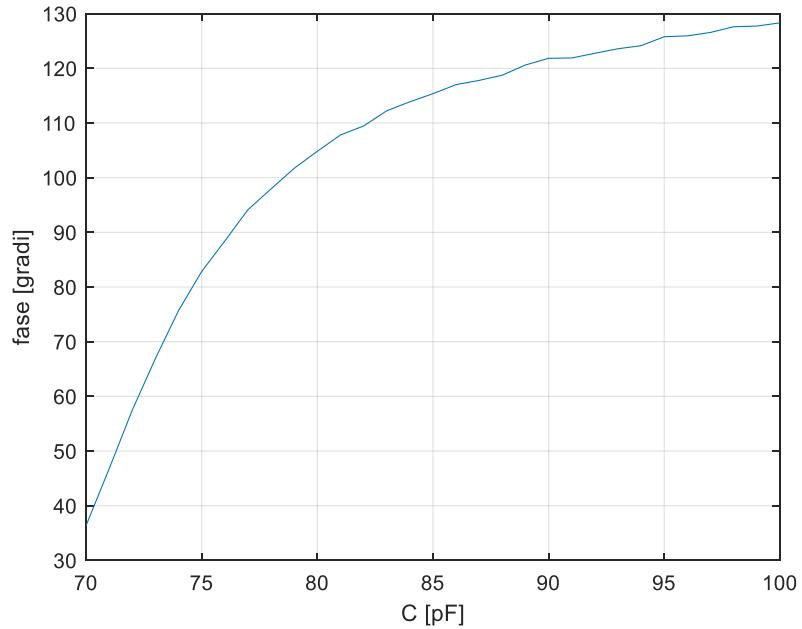


Figura 2.3.8 Configurazione 1: Sfasamento di V_{out} rispetto a V_{in} in funzione di C_s da 70 a 100 pF

L'analisi di questo circuito ha rivelato delle grandi potenzialità: portando vicino l'azzeramento il ponte, possiamo osservare cambiamenti netti di fase e ampiezza al variare di C_s . Ulteriori simulazioni hanno confermato la validità del sistema, infatti con variazioni di C_s di 5 pF sono stati ottenuti i risultati nelle figure 2.3.9, 2.3.10 e 2.3.11:

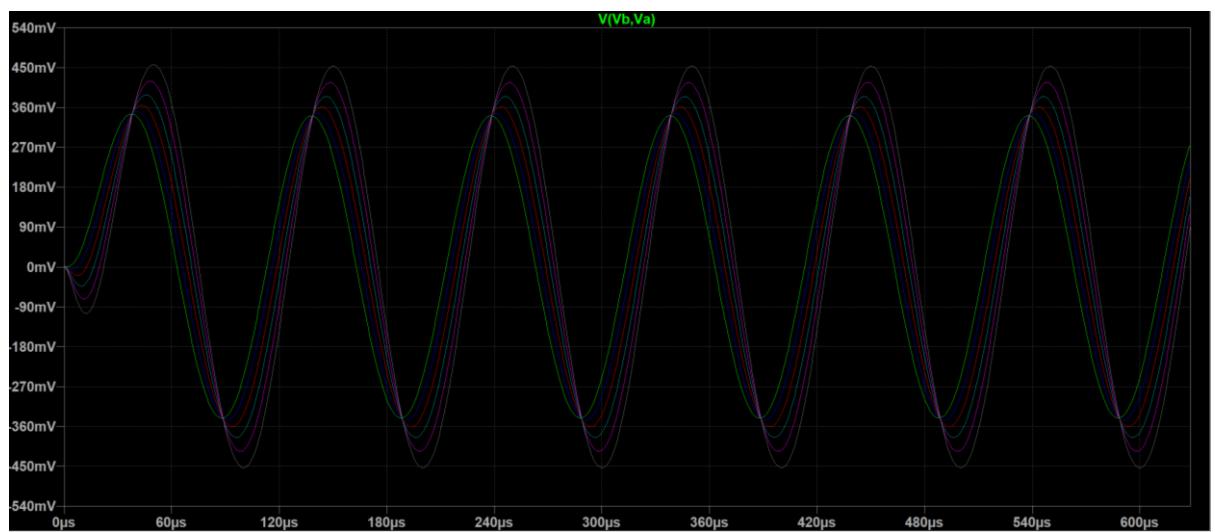


Figura 2.3.9 Configurazione 1: Tensione in uscita al variare di C_s da 70 a 75 pF

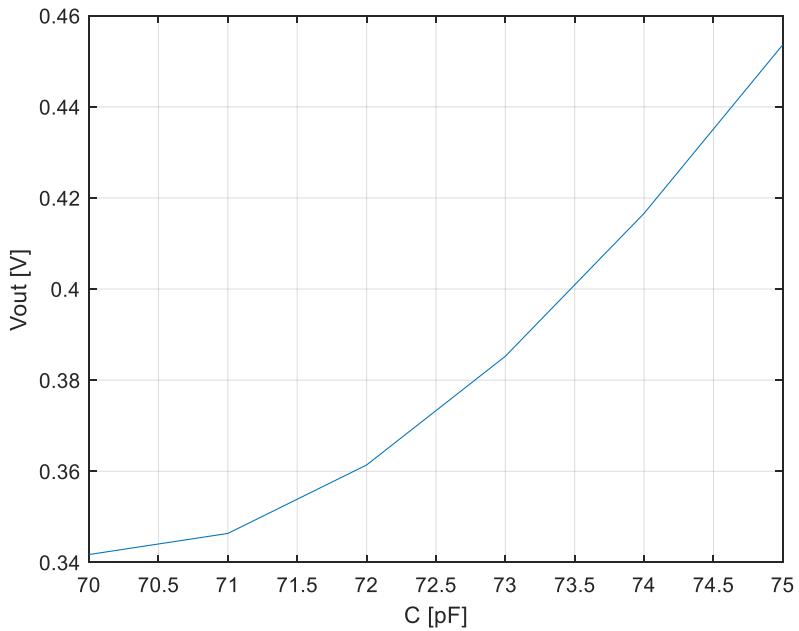


Figura 2.3.10 Configurazione 1: Picchi di V_{out} con C_s da 70 a 75 pF

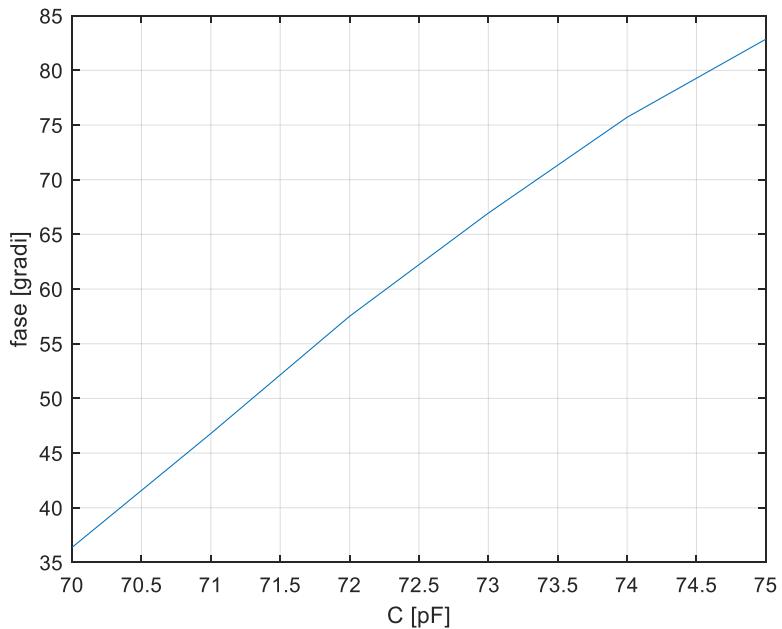


Figura 2.3.11 Configurazione 1: Variazione di fase di V_{out} rispetto a V_{in} con C_s da 70 a 75 pF

Un'ulteriore modifica apportata consiste nell'inserimento di un amplificatore da strumentazione, volto ad accentuare le differenze di ampiezza. Durante la fase sperimentale, uno dei principali inconvenienti riscontrati con l'utilizzo di questo circuito è stato il complesso processo di bilanciamento. Per applicare un circuito di amplificazione in modo efficace, era essenziale minimizzare il valore di tensione

$V_{out} = V_b - V_a$ il più possibile prima di procedere con la misurazione. Per agevolare l'operazione di bilanciamento, è stata introdotta in fase sperimentale una resistenza variabile in parallelo al sensore, riducendo la complessità dell'operazione a pochi secondi. Nasce quindi un nuovo circuito, sul quale sono state fatte ulteriori simulazioni per comprenderne meglio il funzionamento. Queste sono riportate nel prossimo paragrafo.

2.4 Simulazione - Configurazione 2

In questa sezione illustreremo il comportamento della seconda configurazione, la quale rende molto rapida l'operazione di bilanciamento, per capirne le differenze le differenze rispetto all'uso della prima configurazione (Configurazione 1). Il circuito è il seguente (Figura 2.4.1):

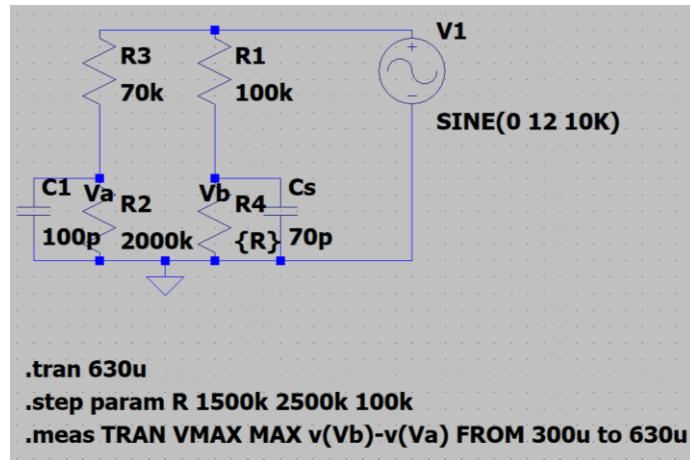


Figura 2.4.1: Seconda configurazione in ambiente LTSpice

Andremo a simulare il seguente circuito osservando come il cambio di R_4 impatti sull'ampiezza del segnale in uscita. Sono stati considerati valori di resistenza tali per cui $R_4 \approx R_2$.

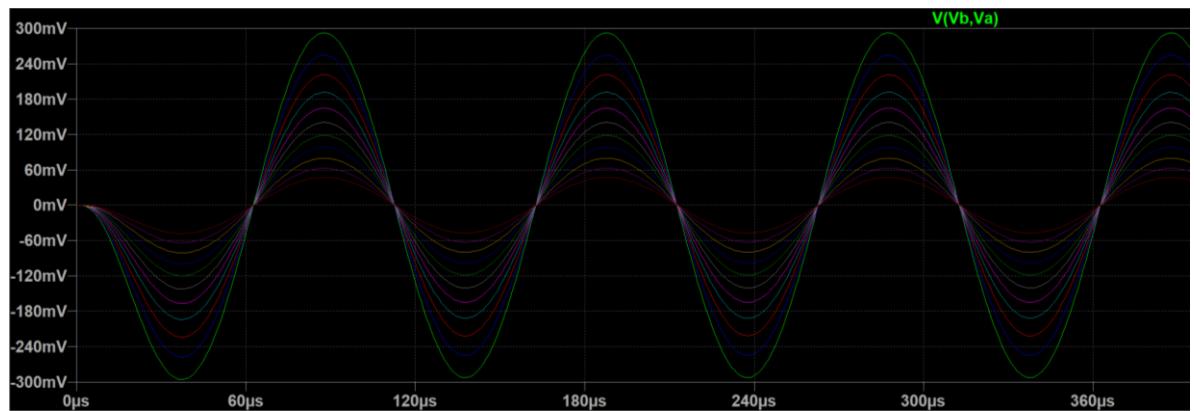


Figura 2.4.2 Configurazione 2: Forma d'onda in uscita con R_4 da $1.5M\Omega$ a $2.5M\Omega$

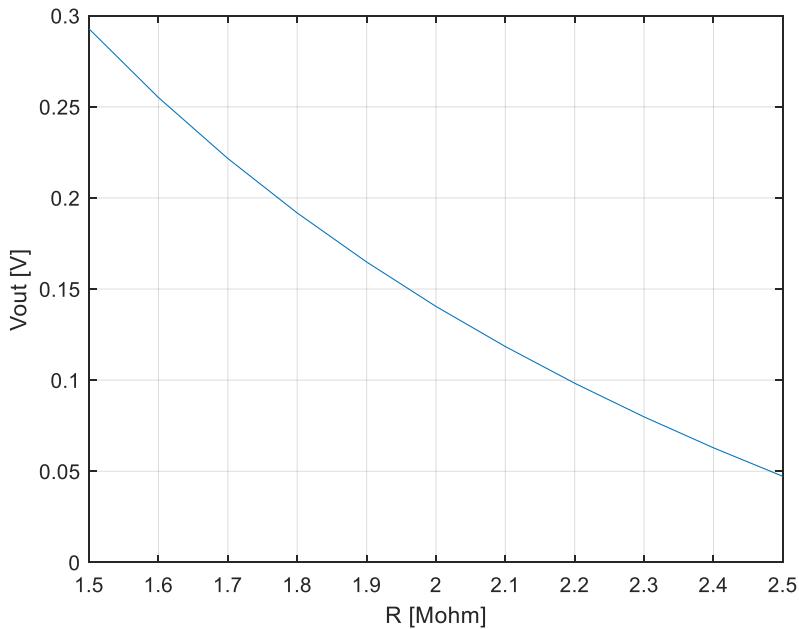


Figura 2.4.3 Configurazione 2: Valori di picco di V_{out} in funzione di R_4 da $1.5M\Omega$ a $2.5M\Omega$

I risultati ottenuti, Figure 2.4.2 e 2.4.3, mostrano come l'aumento di R_4 sia benefico ai fini del bilanciamento del ponte, facendo tendere a zero l'ampiezza della forma d'onda in uscita. Scegliamo $R_4 = 2M\Omega$ e simuliamo variazioni ΔC_s osservando le caratteristiche delle forme d'onda in uscita (Figure 2.4.5, 2.4.6 e 2.4.7).

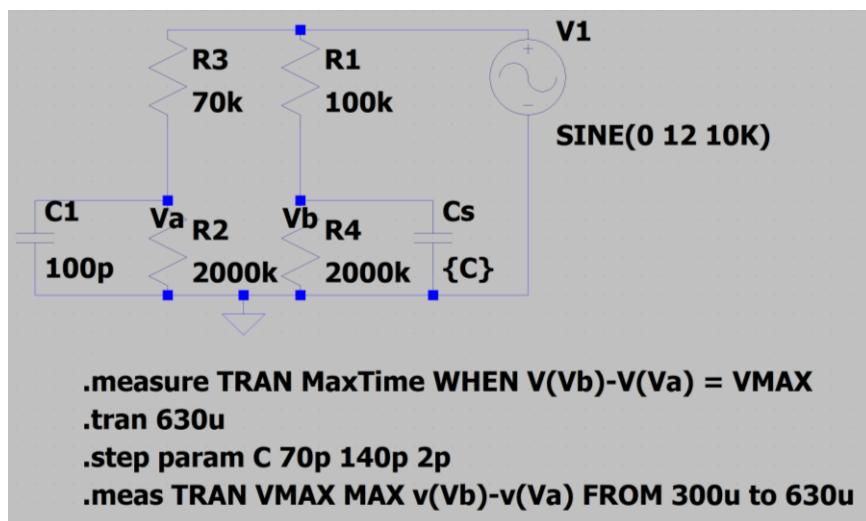


Figura 2.4.4 Configurazione 2: Circuito simulato con C_s da 70 a 75 pF

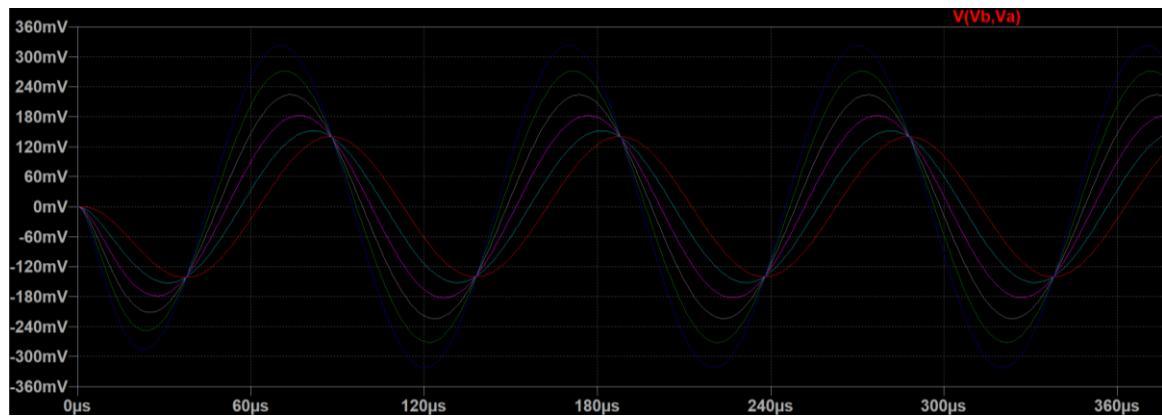


Figura 2.4.5 Configurazione 2: Forma d'onda in uscita con C_s da 70 a 75 pF

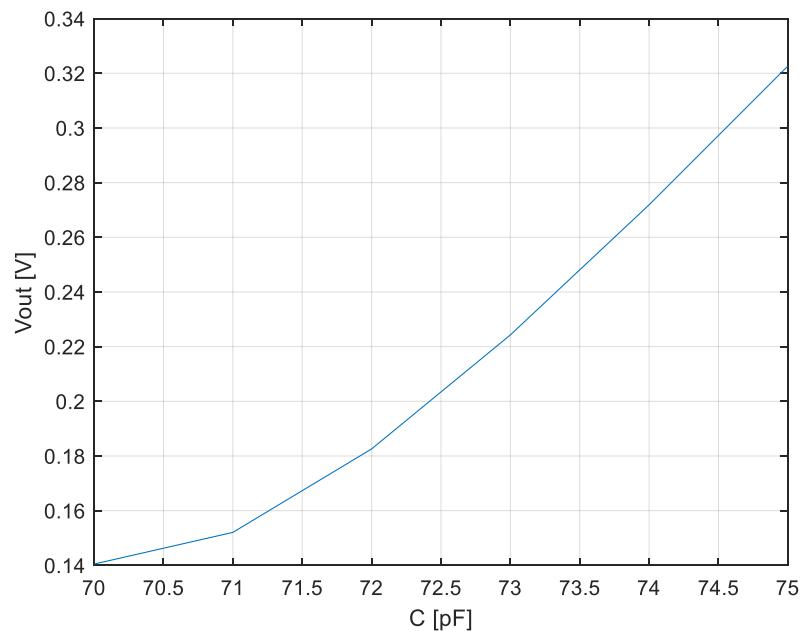


Figura 2.4.6 Configurazione 2: Picchi di V_{out} con C_s da 70 a 75 pF

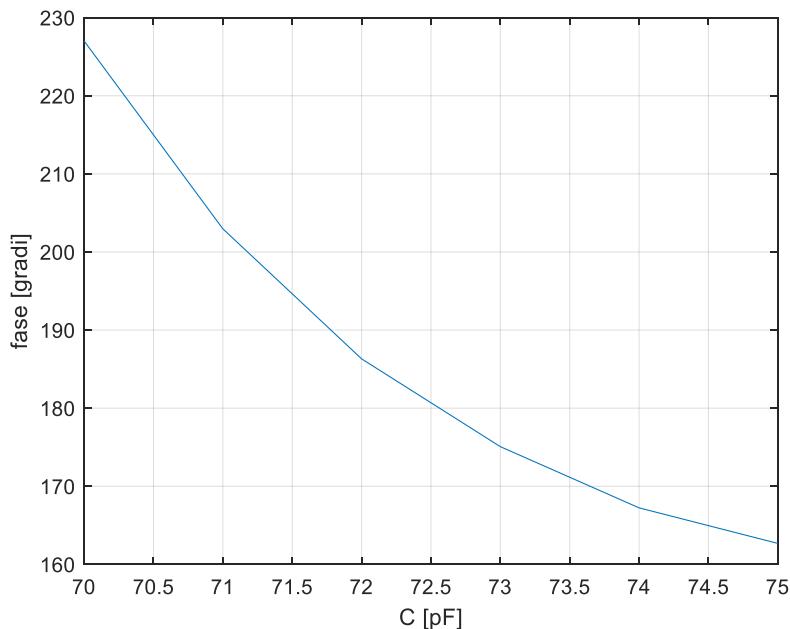


Figura 2.4.7 Configurazione 2: Sfasamento di V_{out} rispetto V_{in} con variazione di C_s da 70 a 75 pF

A livello simulativo non sono emerse differenze significative tra prima e seconda configurazione, per cui sarà la prova sperimentale a stabilire chi dei due è il miglior candidato ad essere utilizzato per l'imaging capacitivo. Entrambe le configurazioni infatti danno luogo a differenze significative di valori della fase e dell'ampiezza, le quali possono essere sfruttate efficacemente per l'imaging.

Capitolo III

Progettazione e realizzazione del sistema di misura

Nel presente capitolo, si procederà a delineare la progettazione e l'implementazione sia hardware che software del sistema di misurazione. Le sezioni precedenti hanno agevolato l'identificazione di soluzioni pertinenti da adottare, mettendo in luce aspetti cruciali da considerare nella realizzazione sperimentale del sistema di misura.

3.1 Setup sperimentale

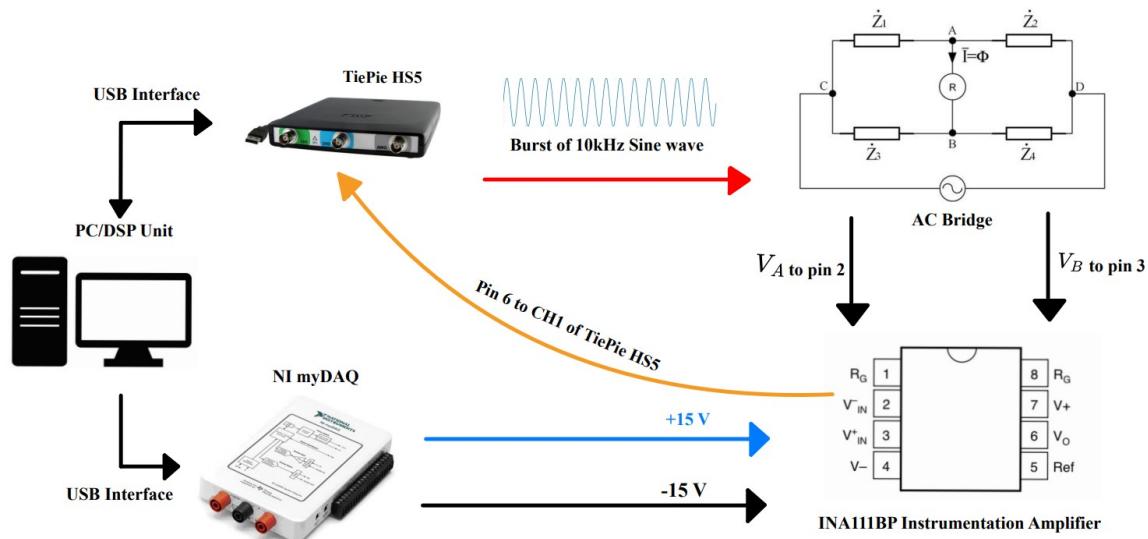


Figura 3.1: Schema a blocchi del setup sperimentale

L'idea alla base del sistema prodotto in questo lavoro di tesi è la seguente: poiché la **sonda capacitiva** può essere vista come un condensatore variabile la cui capacità dipende dal mezzo in cui il campo da essa uscente è immerso, ne consegue che, se la sonda rimane fissata in un punto, allora tale capacità rimane costante. Per cui se

portiamo a bilanciamento il ponte, ad esempio in aria, allora la sonda capacitiva creerà uno sbilanciamento in tutti i casi in cui il mezzo sottostante non sia aria. Alternativamente, si può procedere al bilanciamento del ponte posizionando la sonda sul campione. Questo sbilanciamento, seppur piccolo, è misurabile e per renderlo ancora più apprezzabile utilizziamo uno stadio di amplificazione differenziale utilizzando l'amplificatore da strumentazione **INA111BP**.

3.2 Architettura del sistema

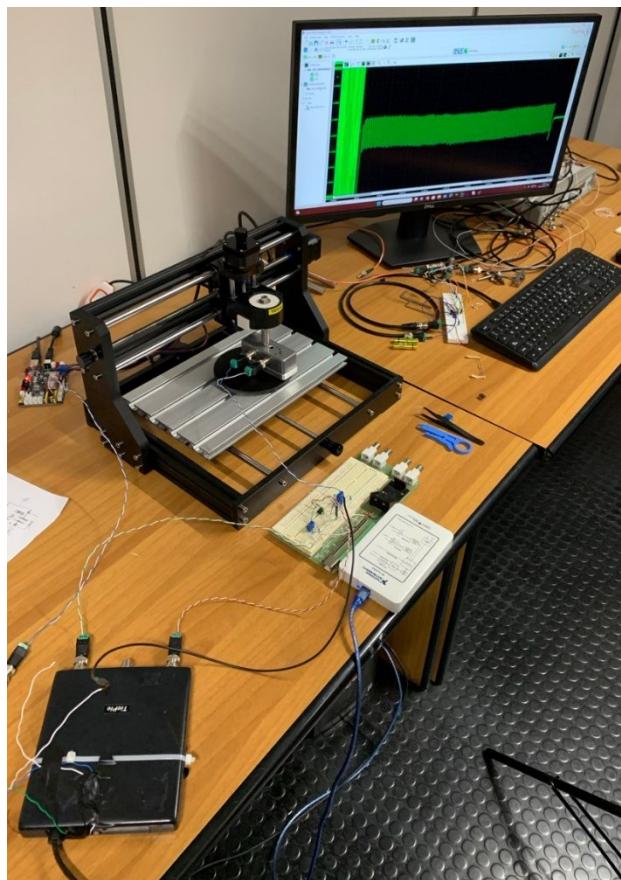


Figura 3.3: Setup sperimentale durante un'acquisizione

Come illustrato in Fig. 3.1, la parte hardware del setup sperimentale si compone nel seguente modo:

- **Computer**, con il quale gestiamo il controllo dello **scanner (movimentatore CNC Vevor 3018)**, del **TiePie HS5**, del **NI myDAQ**, della modalità di acquisizione dei dati, il loro salvataggio e la successiva elaborazione;
- **TiePie HS5**, generatore di segnale ed oscilloscopio;

- **Sonda Capacitiva** simmetrica a coppia di triangoli in configurazione back-to-back;
- **NI myDAQ**, per prelevare un'alimentazione duale di $\pm 15V$ da collegare all'amplificatore da strumentazione;
- **Circuito a ponte**, da portare a bilanciamento sul materiale in analisi o in aria;
- **INA111BP**, amplificatore da strumentazione, effettua la differenza delle forme d'onda in ingresso e la porta in uscita con un guadagno determinato dalla scelta del valore di una resistenza. Sia G il guadagno e Rg la resistenza di gain allora $G = 1 + \frac{50k\Omega}{Rg}$;
- **Scanner Vevor3018**, la sonda, collocata su di esso, si muove in una certa regione di spazio determinata tramite opportuno codice, fermandosi dove necessario per effettuare la misura;
- **Driver**, per gestire i motori stepper dello scanner.

3.3 Fase di misura

La fase di misura si divide in **acquisizione dei dati** ed **elaborazione**, a supporto ci sono due codici:

- **GenerateGCODERaster** (Figura 3.4), codice scritto in linguaggio **Python**, nel quale inseriti un numero di righe, colonne e un passo per il movimento, genererà un **GCode** che non è altro che un file di testo contenente le istruzioni da fornire allo scanner per effettuare i movimenti.
- **PostProcessingImageCI.m**, codice scritto in linguaggio **Matlab** (presente in appendice) che elabora i dati acquisiti tramite algoritmo lock-in e ricostruisce due immagini, una per la fase e una per l'ampiezza.

```
1 This code generate GCODE to move capacitive sensor using Vevor3018
2 ...
3
4 #Set parameters
5 step = 0.1 #cm
6 velocity = 1000
7 row = 12 #cm
8 column = 12 #cm
9 pause='G04P0.25;\n'
10 xstep = int(row/step)
11 ystep = int(column/step)
12
13 # Generate .gcode
14 f = open('ScannerRaster12x12.gcode','w')
15 c=0;
16 flag=1;
17 for j in range(ystep):
18     velocity = 1000
19     flag=1
20     for i in range(xstep+1):
21         if j!=0 and flag ==1:
22             f.write('G1 X'+str(10*i*step)+' Y'+str(-10*j*step)+' F'+str(velocity)+';\n')
23             f.write(pause)
24             flag=0;
25             c=c+1;
26         else:
27             velocity = 500
28             f.write('G1 X'+str(10*i*step)+' Y'+str(-10*j*step)+' F'+str(velocity)+';\n')
29             f.write(pause)
30             c=c+1
31
32
33 # Return at X0 Y0 position
34 f.write('G90X0Y0F1200;')
35 f.close()
36 print(c)
37 print('Finished')
```

Figura 3.4: *GenerateGCODERaster*

La fase successiva alla generazione del **GCode** è quella dell'acquisizione dei dati.

3.3.1 Acquisizione dati

Questa fase è la più delicata e richiede una serie di accortezze per garantire una buona qualità dei dati. Innanzitutto, settiamo l'AWG del **TiePie HS5** in maniera tale da stimolare il nostro circuito con un **burst** di segnali sinusoidali con frequenza di **10kHz** e ampiezza di $\pm 12 V$ (**24 Vpp**). Tale scelta è spiegata nel capitolo 1 dato che a questa frequenza valgono le approssimazioni quasi statiche del campo elettromagnetico; dunque, possono essere trascurati i fenomeni magnetici. Inoltre, è stato inserito un valore di tensione alto poiché il campo elettrico generato dalla sonda è proporzionale alla sua tensione in ingresso, per cui avere più tensione sulla sonda equivale ad avere più campo elettrico uscente da essa e quindi maggiore capacità di individuare difetti. È stato necessario inoltre **sincronizzare** il movimento dello scanner con l'acquisizione dei dati e la generazione del segnale. Tramite l'apposito canale dedicato a segnali di **trigger esterni** presente sul **TiePie HS5** [9] è stato possibile gestire l'istante di acquisizione: quando lo **scanner** termina un passo, quindi i motori sono fermi, vengono acquisiti **200k samples** con una risoluzione di **14 o 16 bit**. Il tutto sarà salvato in una cartella come mostrato in figura 3.5.

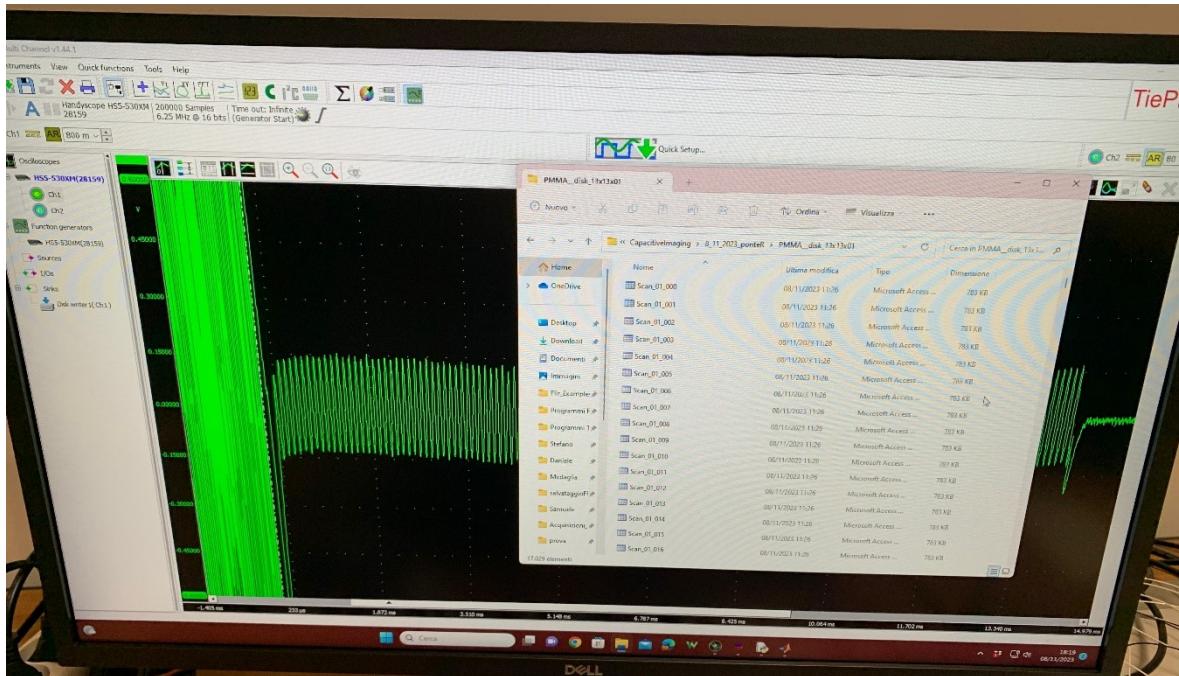


Figura 3.5: Esempio di acquisizione dati: 200k samples con risoluzioni di 16 bit

Durante l'esperienza in laboratorio sono stati osservati ed affrontati una diversa gamma di problemi, i principali sono stati i seguenti:

- **Rumore** elettromagnetico dei motori stepper o di altre sorgenti in prossimità del sensore, compresa la presenza della 50Hz dovuta alle linee elettriche;
- **Sensibilità** del circuito rispetto l'operatore;
- **Lift-off;**
- **Sbilanciamento del ponte.**

Le soluzioni adottate per mitigare totalmente il rumore dei motori dello scanner sono state diverse: si è utilizzato un trigger affinché si acquisisse durante il loro spegnimento, mentre per minimizzare il numero di fili non schermati e compattare il tutto è stato deciso di creare un PCB apposito. Rimane però il problema della **sensibilità del sensore all'ambiente esterno e all'operatore**. Infatti, per garantire una buona qualità delle misure bisogna evitare di stare vicini al sensore, il consiglio è di stare almeno 15-20 cm di distanza dalla sonda, tenendo anche distanti altre fonti di disturbo dal circuito. Tra le fonti di disturbo quella dell'**operatore** è la più **consistente**. Infatti, la presenza dell'operatore in prossimità del sensore cambia in maniera significativa l'ampiezza della forma d'onda campionata il che potrebbe portare a una errata interpretazione dei dati in prossimità di quella regione di spazio. Una possibile soluzione potrebbe essere quella di mettere a **massa** l'involucro del sensore, ma tutto ciò, dall'esperienza fatta, ne compromette drasticamente l'efficacia. Sebbene fossero presenti altri tipi di rumore come, ad esempio, quello della rete elettrica o alle alte frequenze, ciò non ha intaccato in maniera significativa le misure, tutto grazie alla tecnica del **lock-in** effettuata in fase di elaborazione nel codice **PostProcessingImageCI**. Il problema del **lift-off** è la problematica principale delle misure capacitive, per cui per tutte le misure si è fatta accortezza di tenere il sensore molto vicino alla superficie del campione senza però fare contatto. Un ulteriore problema è stato quello del **bilanciamento del ponte**, infatti, è necessario far permanere il ponte in uno stato di bilanciamento prima di una acquisizione: effettuando una **misura differenziale** con apposito stadio di amplificazione un piccolo sbilanciamento dovuto alla temperatura, all'umidità oppure alle vibrazioni dello scanner potrebbe portare la saturazione del segnale in uscita con conseguente

perdita di informazioni. L'utilizzo di cavi schermati BNC potrebbe mitigare il contributo dovuto al rumore ambientale, anche se tale scelta presenta ancora problematiche dovute ai riferimenti di massa. Tale soluzione verrà investigata in successivi lavori di tesi.

3.3.2 Progettazione e stampa del PCB

Al fine di ottenere un sistema di misura il più ordinato e compatto possibile, è stato ideato e prodotto un circuito stampato (PCB) sul quale assemblare i componenti elettronici. Il circuito stampato in questione è la Configurazione 1, ampiamente trattato nel capitolo precedente, ed è seguito da uno stadio di amplificazione differenziale. Si presentano lo schema e la progettazione su PCB nelle Figure 3.5 e 3.6.

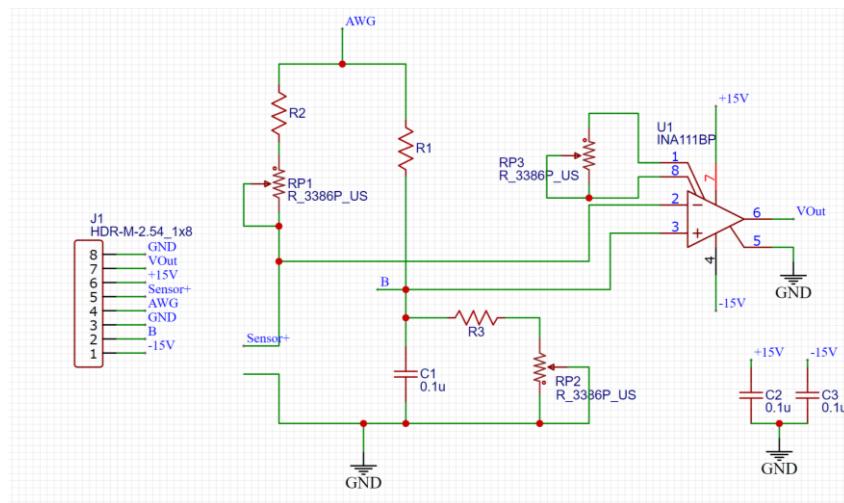


Figura 3.5: Schematico del circuito da stampare

Da notare all'interno dello schematico due capacità inserite tra $\pm 15 V$ e GND. Queste capacità vengono chiamate capacità di bypass o di disaccoppiamento e servono per filtrare i disturbi dell'alimentazione e per compensare le piccole perdite delle piste. Per l'interfacciamento con l'esterno sono presenti otto pin che descriveremo di seguito:

- Pin 8 e 3 per i collegamenti a **GND**, in cui uno è il collegamento al **sensing** del sensore;

- Pin **6** e **1**, chiamati rispettivamente **$+15V$** e **$-15V$** in Fig. 3.5, per garantire l’alimentazione dell’amplificatore da strumentazione;
- Pin **5**, chiamato ***sensor+*** in Fig. 3.5, collegamento al **driving** del sensore;
- Pin **4**, chiamato **AWG** in Fig. 3.5, dedicato all’**AWG** del **TiePie**;
- Pin **2**, chiamato **B** in Fig. 3.5, dal quale può essere letta la forma d’onda in ingresso al sensore;
- Pin **7**, chiamato **V_{out}** in Fig. 3.5, da cui leggiamo il segnale in uscita.

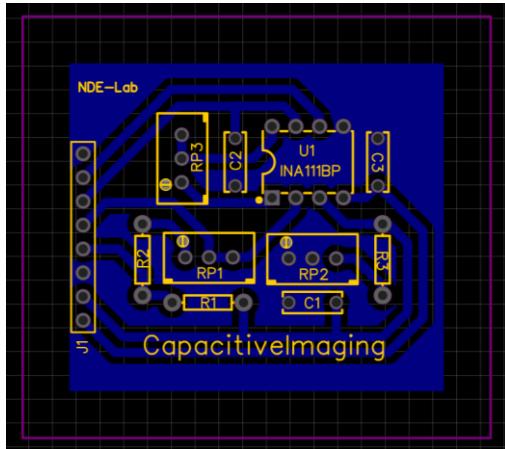


Figura 3.6: Schema circuitale del circuito stampato su PCB

Dopo la progettazione delle piste sul circuito stampato (Figura 3.6) e la verifica delle regole di progettazione, il PCB è stato effettivamente fabbricato (Figure 3.7 e 3.8), assemblato con i vari componenti e montato con precisione in prossimità del sensore (Figura 3.9). Questa disposizione è stata adottata per minimizzare la lunghezza dei cavi del sensore, riducendone al minimo il potenziale accoppiamento.

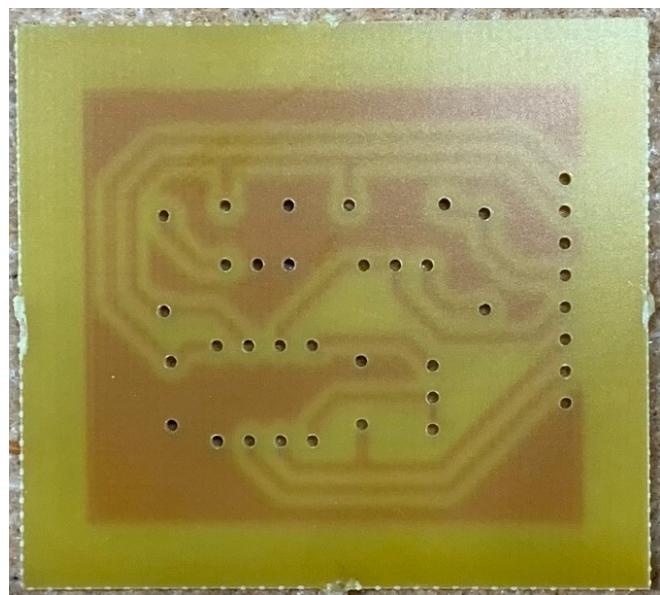


Figura 3.7: Vista superiore del PCB realizzato

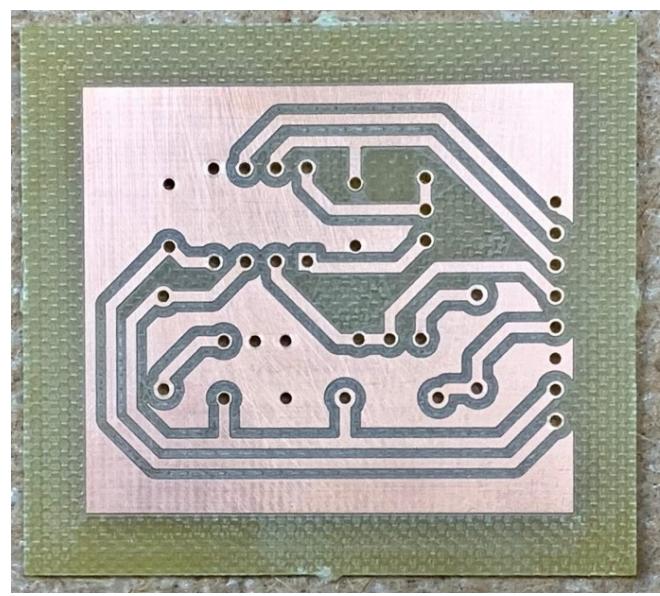


Figura 3.8: Vista inferiore del PCB realizzato

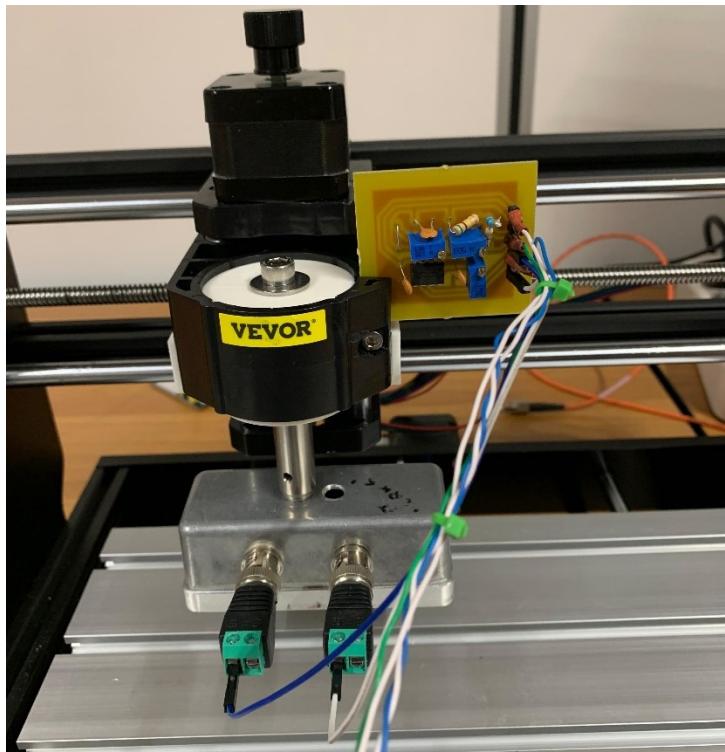


Figura 3.9: Piazzamento del PCB in prossimità del sensore

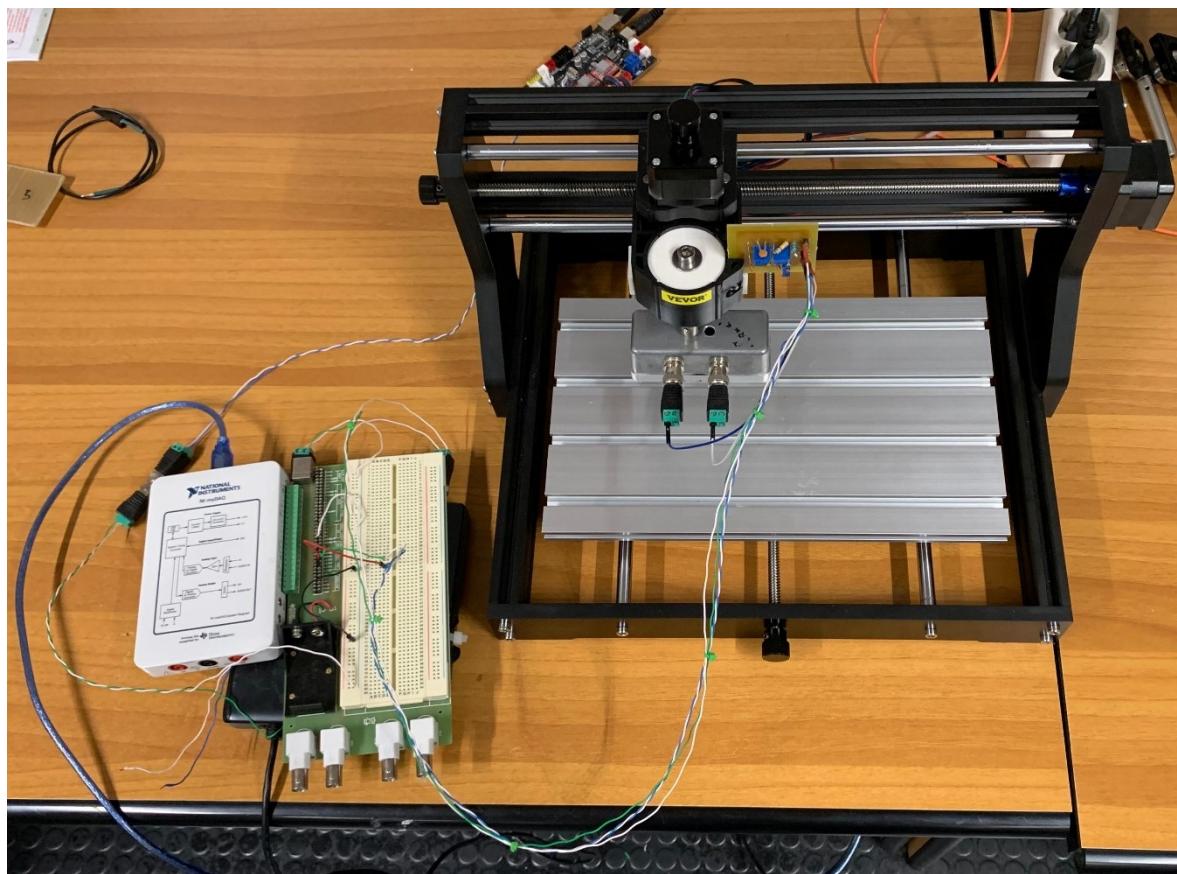


Figura 3.10: Vista dall'alto del sistema di misura

3.4 Elaborazione dei dati

L'elaborazione dei dati è gestita da un codice scritto in linguaggio **Matlab**, il quale elabora i dati attraverso il processo di **lock-in**. Il codice è suddiviso in cinque parti principali, che sono:

- **Definizione della Region Of Interest (ROI) e caricamento dei dati**, in questa regione vanno inseriti il passo, il numero di righe e colonne che abbiamo utilizzato per generare il GCode, nonché indicatori della regione di spazio analizzata (dimensione);
- **Definizione del segnale in ingresso**, qui specifichiamo il numero di burst e la frequenza del segnale in ingresso; Tale informazione è necessaria per la costruzione delle forme d'onda da utilizzare per effettuare il **lock-in**. Tali forme d'onda avranno un valore non nullo solo nella finestra temporale determinata dal numero di burst;
- **Padding**, questa fase ci è necessaria per pulire il segnale. Infatti, a causa del transitorio del ponte e del tempo di setup dell'amplificatore dovuto alle loro capacità parassite, abbiamo delle regioni in cui il segnale ha degli andamenti anomali come mostrato in Figura 3.5, per cui facciamo in modo che il segnale di lock-in sia non nullo dopo un certo delay, determinato da una variabile chiamata **pre_trigger**, (vedi codice allegato) in modo tale che il lock-in non “veda” quella parte di segnale.

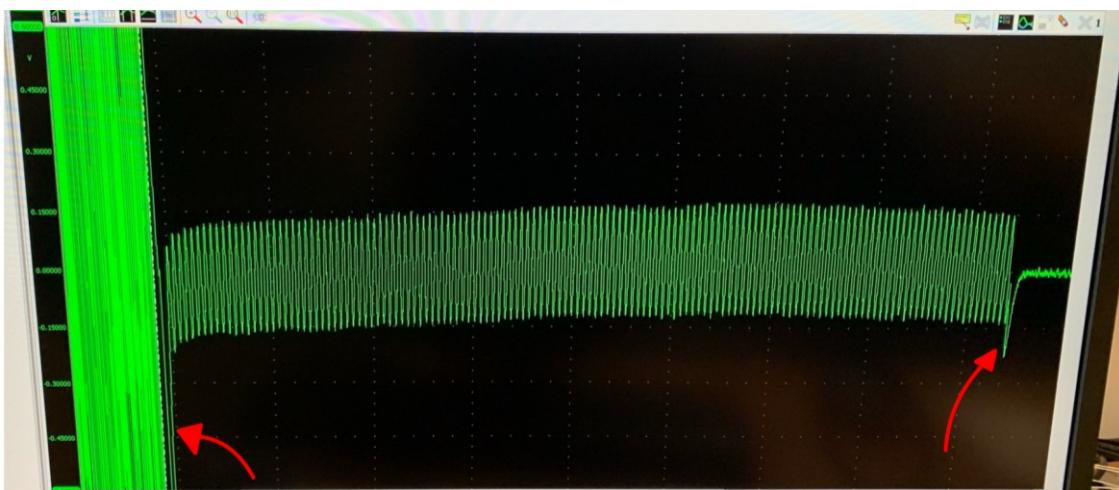


Figura 3.5: Anomalie del segnale dovute al transitorio contrassegnate dalle frecce in rosso

- **Lock-in**, durante questa fase, vengono estratti tutti i dati memorizzati durante l'acquisizione, che consistono essenzialmente in una forma d'onda. Su questa forma d'onda viene successivamente applicata la tecnica del lock-in descritta precedentemente. Il risultato (rappresentato nella variabile ***lock*** nel codice, come mostrato nella Figura 3.6), sarà un vettore di numeri complessi, ciascuno caratterizzato da un **modulo** e una **fase**;
- **Reshape**, i dati ottenuti, essendo un vettore di numeri complessi, vanno trattati separatamente in **modulo** e in **fase**. Utilizzando il comando ***reshape()*** una volta per il modulo della variabile ***lock*** e un'altra volta per la **fase** è possibile inserire all'interno di una matrice i dati elaborati ognuno dei quali rappresenterà successivamente un pixel.

In conclusione, saranno presentate due immagini: una generata dalle variazioni locali (per ogni punto della scansione) del **modulo** e l'altra dalle variazioni della **fase**. Sia l'ampiezza che la fase sono funzioni del **dielettrico** che caratterizza la regione di spazio in considerazione. Le immagini così ottenute possono essere considerate come una funzione che associa a ogni punto dello spazio un valore specifico, dipendente dalle proprietà dielettriche di quella particolare regione, a sua volta influenzate dalle caratteristiche **morfologiche (fisiche)** del campione in analisi. È possibile inoltre fondere le due informazioni per ottenere delle immagini più chiare rispetto alle singole visualizzate separatamente, come descritto in [10]. Tale possibilità, in combinazione con le configurazioni di misura qui proposte, verrà sfruttata in futuri lavori di tesi e di ricerca.

Capitolo IV

Test e risultati sperimentali

In questo capitolo, vengono presentati i risultati delle acquisizioni sperimentali effettuate in laboratorio utilizzando i metodi e gli strumenti descritti nei **capitoli 2 e 3**. Le immagini derivanti da queste prove mettono in luce le caratteristiche interne dei campioni in esame. In questo capitolo, verranno presentati i risultati relativi a due tipologie di materiali plastici, uno di geometria circolare e l'altro con geometria rettangolare, realizzati tramite manifattura additiva. Successivamente, sarà analizzato un laminato composito in fibra di carbonio (CFRP) contenenti dei difetti artificiali al suo interno (lamine di Teflon), le quali simulano delle potenziali delaminazioni dei plies.

4.1 PMMA Circolare

Il disco in PMMA (Figura 4.1.1) è un oggetto non conduttivo, di materiale plastico, realizzato con processo additivo FDM tramite stampa 3D. L'oggetto ha un diametro di 120 mm e uno spessore di 8 mm. Sotto la sua superficie sono presenti 16 fori di forma di circolare disposti in una griglia 4x4 (Figura 4.1.2) ognuno dei quali ha diametro 10 mm.



Figura 4.4.1: Lato superiore del disco in PMMA



Figura 4.1.2: Lato inferiore del disco in PMMA

4.1.1 Acquisizione Configurazione 1

I parametri utilizzati durante questa acquisizione sono stati:

- **Risoluzione** a 16 bit, 6.25MS/s;
- **200k** sample al secondo;
- **140** burst;
- Onda **sinusoidale** di ampiezza **12 V** ($24 V_{pp}$) a frequenza **10 kHz**;
- **Gain** dell'amplificatore pari a 10.
- La superficie scansionata è un'area di 120 mm \times 120 mm a step di 1.5 mm.

L'acquisizione è stata eseguita sul lato superiore del PMMA, le immagini ricostruite sono le seguenti:

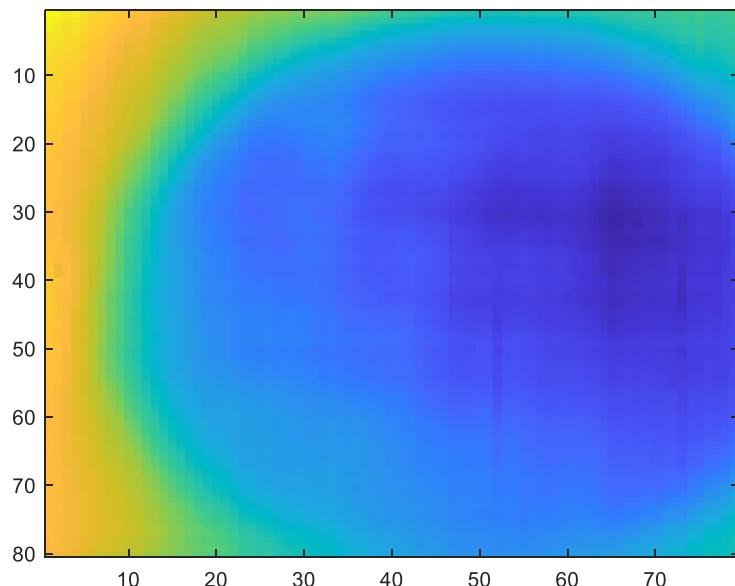


Figura 4.1.1-1: Immagine ricostruita in base alle differenze di ampiezza

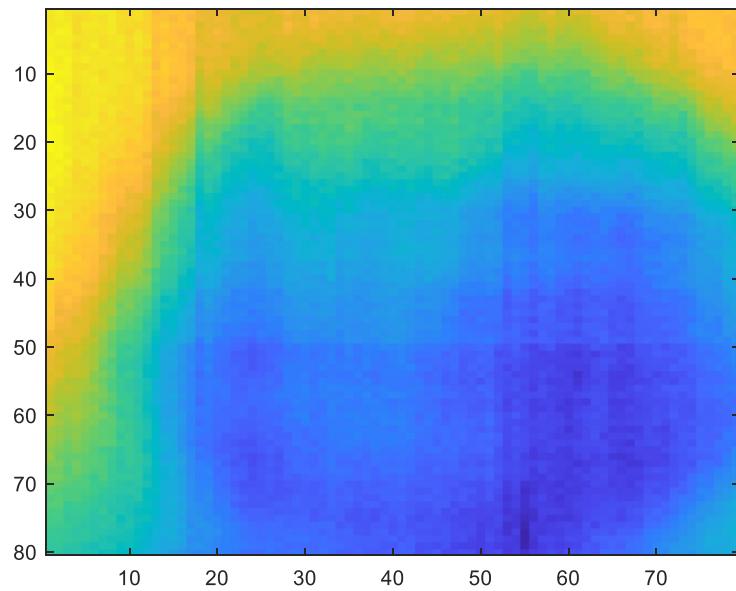


Figura 4.1.1-2: Immagine ricostruita in base alle differenze di fase

Guardando l'immagine ricostruita grazie alle ampiezze (Figura 4.3) è possibile intravedere i difetti circolari nascosti sotto la superficie come anche il contorno netto dal campione analizzato. Inserendo una soglia si notano sia i difetti che il contorno del campione utilizzando le informazioni sulle ampiezze (Figura 4.5).

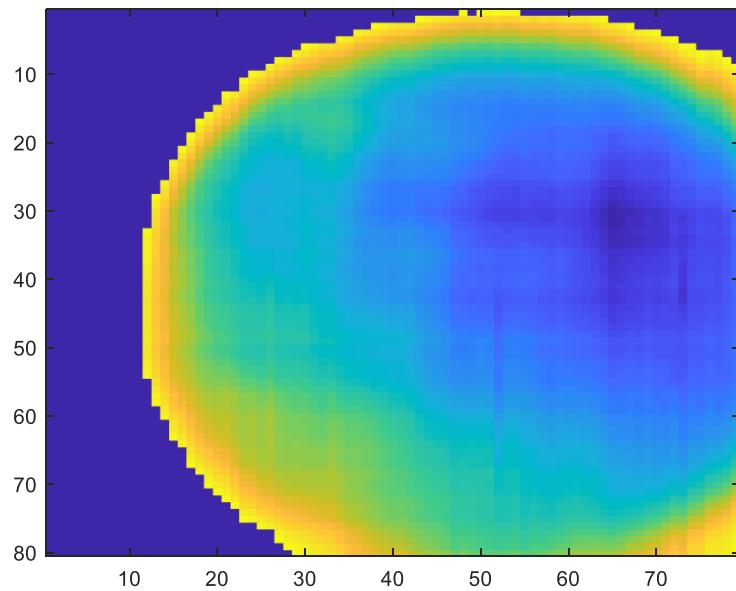


Figura 4.1.1-3: Ricostruzione dalle informazioni di ampiezza inserendo una soglia

Utilizzando il comando ***surf()*** sui dati dell'immagine i difetti vengono visualizzati in maniera più marcata (Figura 4.6):

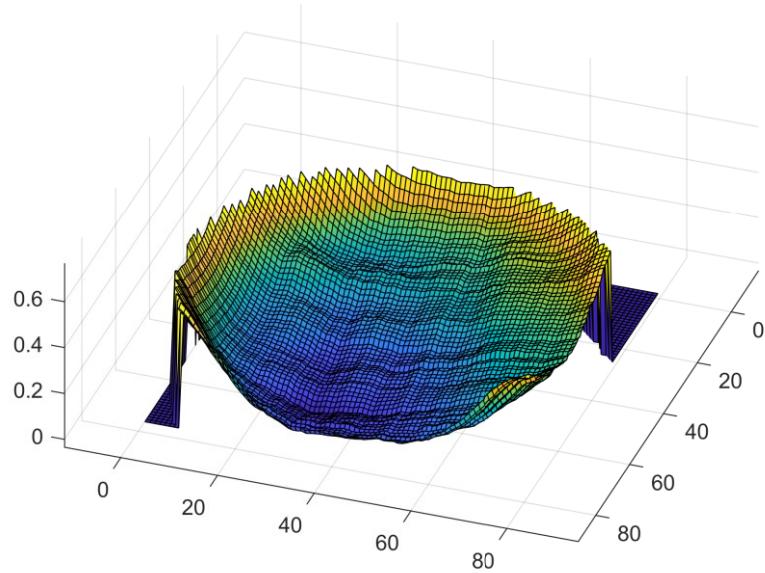


Figura 4.1.1-4: Surf dei dati delle ampiezze

Purtroppo, in questa acquisizione non sono stati prelevati dati significativi nella fase (figure 4.1.1 – 2), ma nel compenso le informazioni sulle ampiezze (figure 4.1.1 – 1, 3, 4) sono state più che sufficienti; infatti, eseguendo dei filtri sull'immagine si è riusciti ad ottenere l'immagine in figura 4.1.1 - 5:

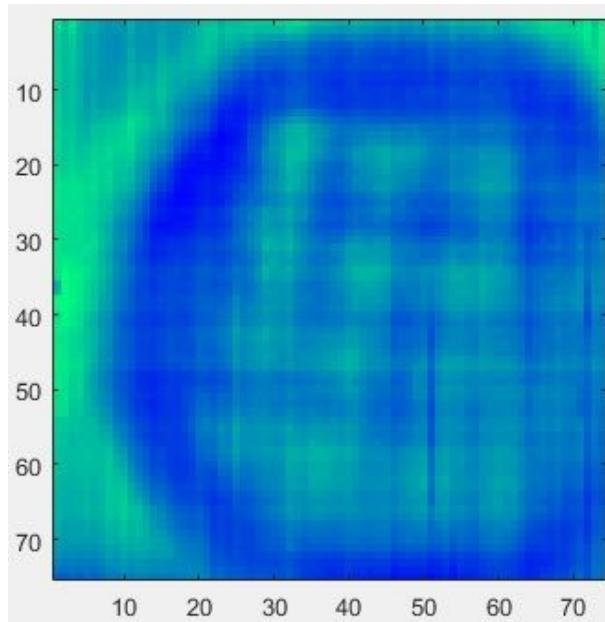


Figura 4.1.1-5: Immagine ricostruita dalle informazioni sulle ampiezze filtrata

4.1.2 Acquisizione Configurazione 2

I parametri utilizzati durante questa acquisizione sono stati:

- **Risoluzione** a 16 bit, 6.25MS/s;
- **200000** sample al secondo;
- **140** burst;
- Onda **sinusoidale** di ampiezza **12 V** ($24 \text{ } V_{pp}$) a frequenza **10 kHz**;
- **Gain** dell'amplificatore pari a 10.
- La superficie scansionata è un'area di 130 mm \times 85 mm a step di 1 mm.

L'acquisizione è stata eseguita sul lato superiore del PMMA, le immagini ricostruite sono le seguenti:

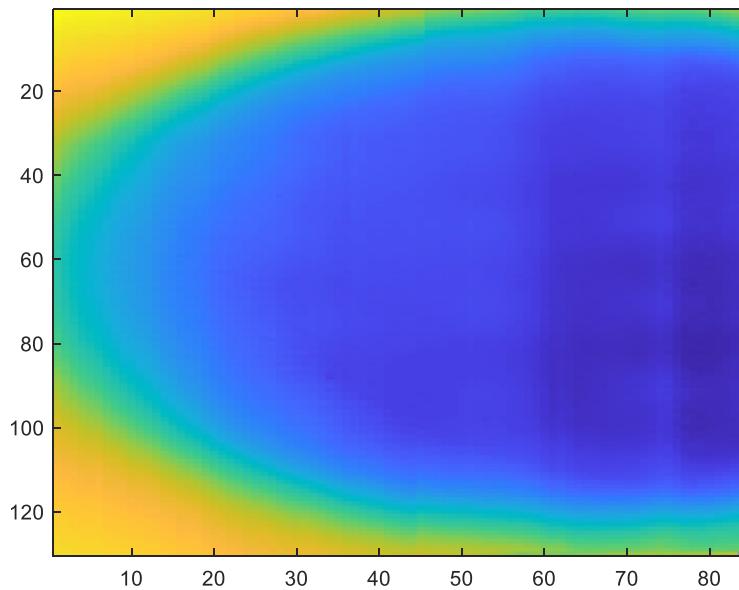


Figura 4.1.2- 1: Immagine ricostruita dalle differenze di ampiezza

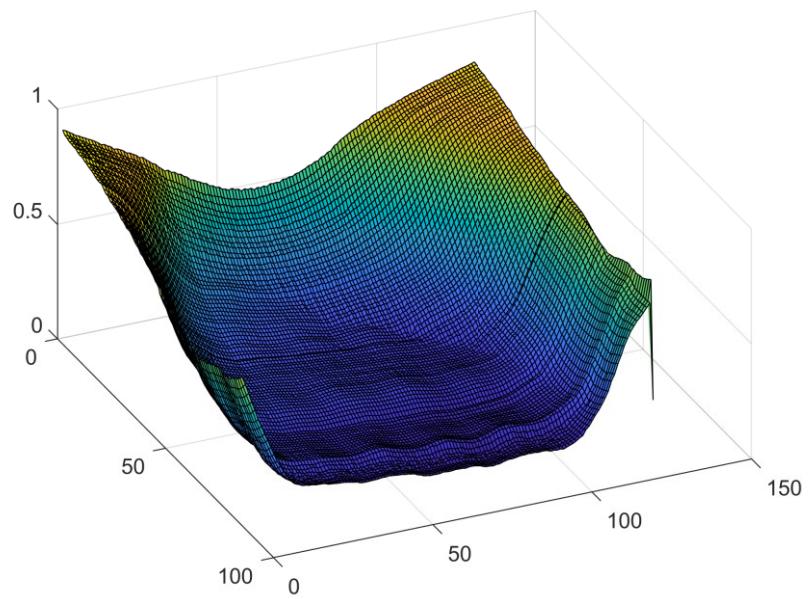


Figura 4.1.2 - 2: Surf dei dati relativi alle differenze di ampiezza

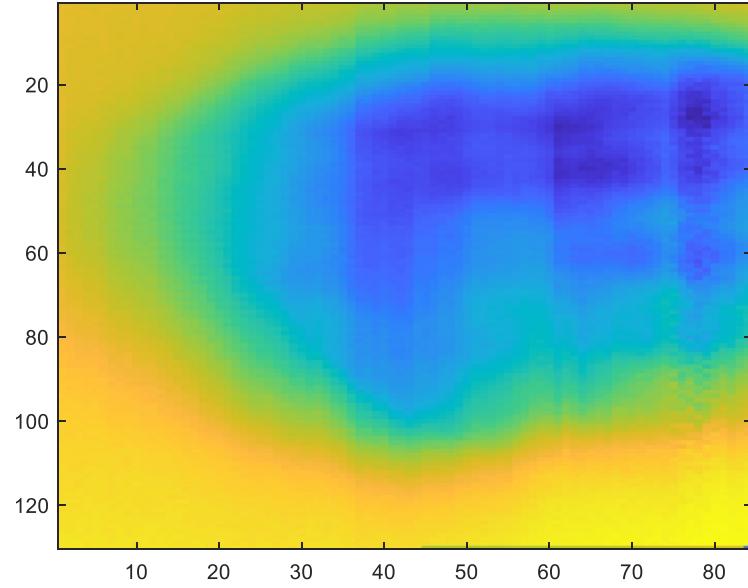


Figura 4.1.2 - 3: Immagine ricostruita in base alle differenze di fase

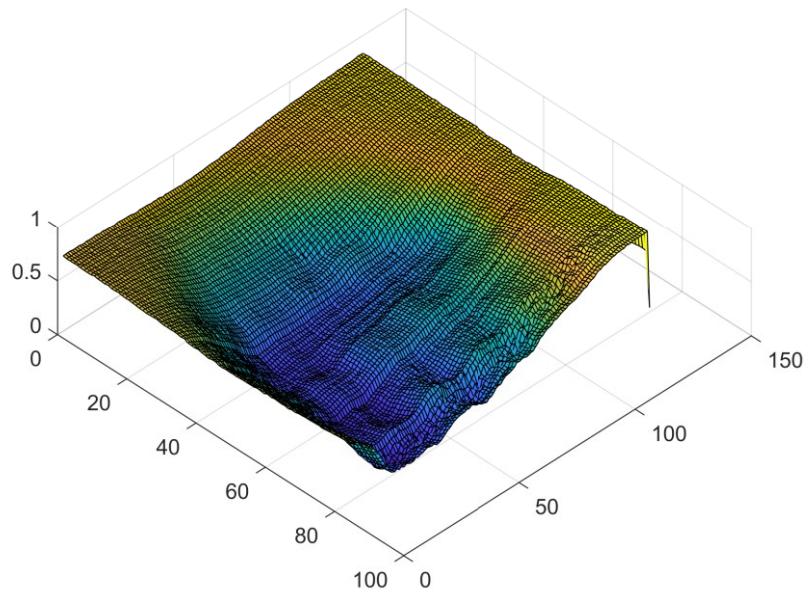


Figura 4.1.2 - 4: Surf dei dati relativi alle differenze di fase

Un'operazione di thresholding sui surf di modulo e fase ha portato a una più semplice analisi visiva dei difetti come mostrato nelle figure 4.1.2 – 5 e 4.1.2 – 6.

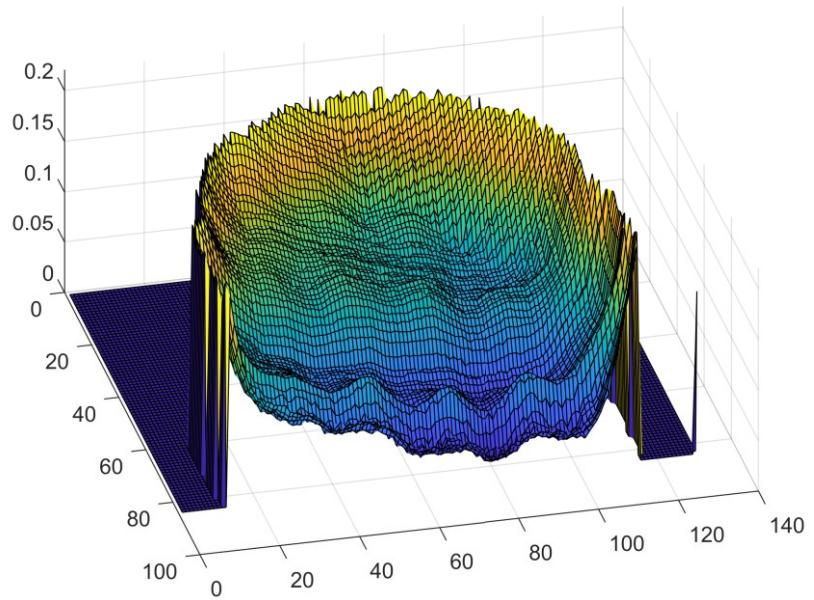


Figura 4.1.2 – 5: Surf delle informazioni sulle ampiezze con una soglia

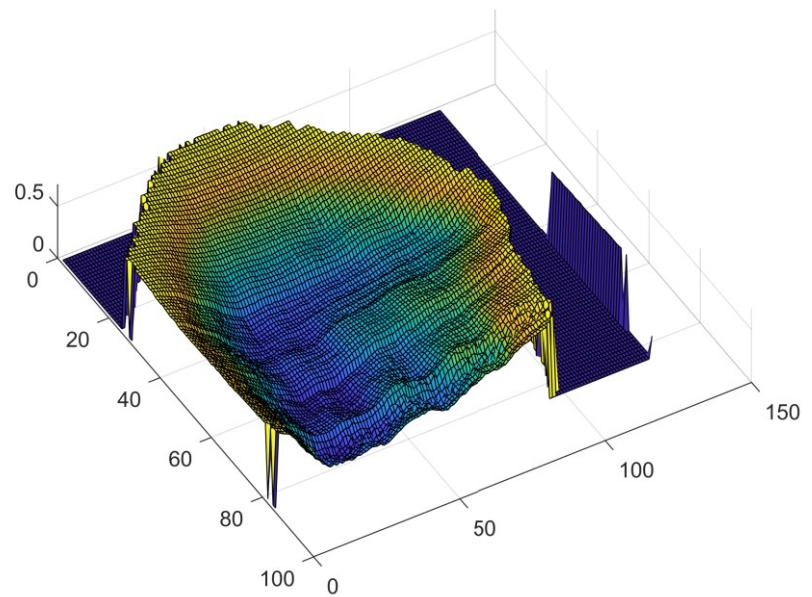


Figura 4.1.2 – 6: Surf delle informazioni sulla fase con una soglia

Questa acquisizione ha individuato i difetti sia in modulo che in fase (figure 4.1.2 – 1, 2, 3, 4, 5, 6), in accordo con l’analisi effettuate all’interno del capitolo 2.

4.2 PMMA Rettangolare

Questo campione (Figura 4.2.1) è stato realizzato con processo additivo FDM tramite stampa 3D. L'oggetto ha dimensioni esterne pari a $130 \times 85 \times 5$ mm ed è caratterizzato da due fori quadrati di lato 20 mm a profondità diverse, una a circa 3 mm e l'altra a 1 mm dalla superficie.



Figura 4.2.1: Lato superiore PMMA rettangolare

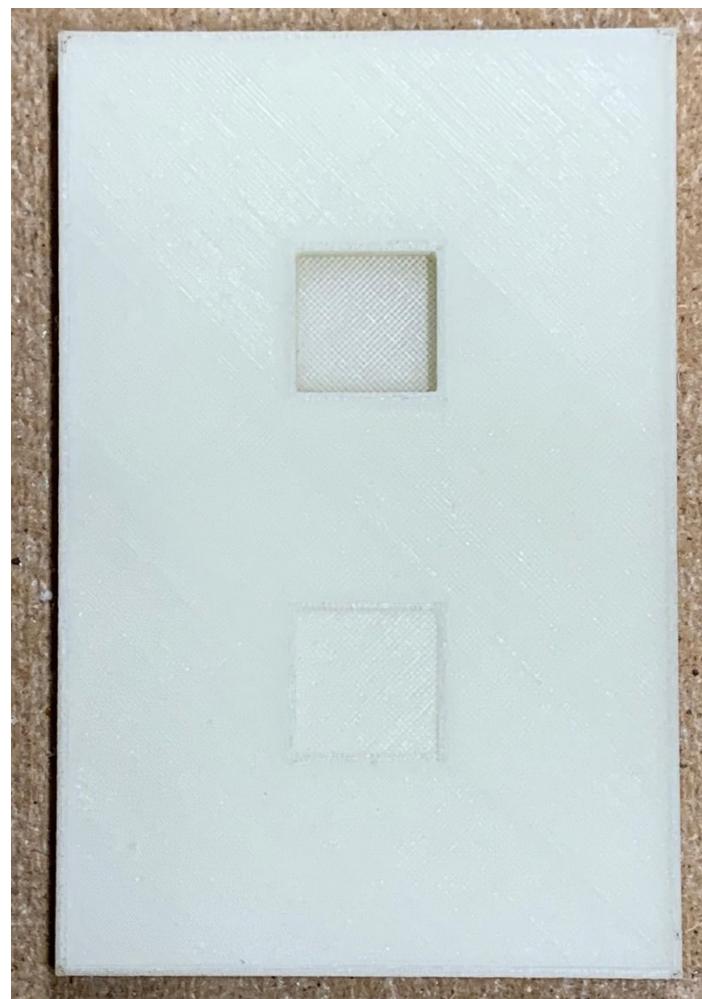


Figura 4.2.2: Lato inferiore PMMA rettangolare

4.2.1 Acquisizione con circuito RC

I parametri utilizzati durante questa acquisizione sono stati:

- **Risoluzione** a 14 bit, 10MS/s;
- **200k** sample al secondo;
- **140** burst;
- Onda **sinusoidale** di ampiezza ± 12 V (24 V_{pp}) a frequenza **10 kHz**;
- La superficie scansionata è un'area di 50 mm \times 50 mm a step di 1 mm.

L'acquisizione è stata eseguita sul lato superiore del PMMA, cioè dal lato in cui il difetto non è visibile, utilizzando una resistenza di valore 200 $k\Omega$, le immagini ricostruite sono le seguenti:

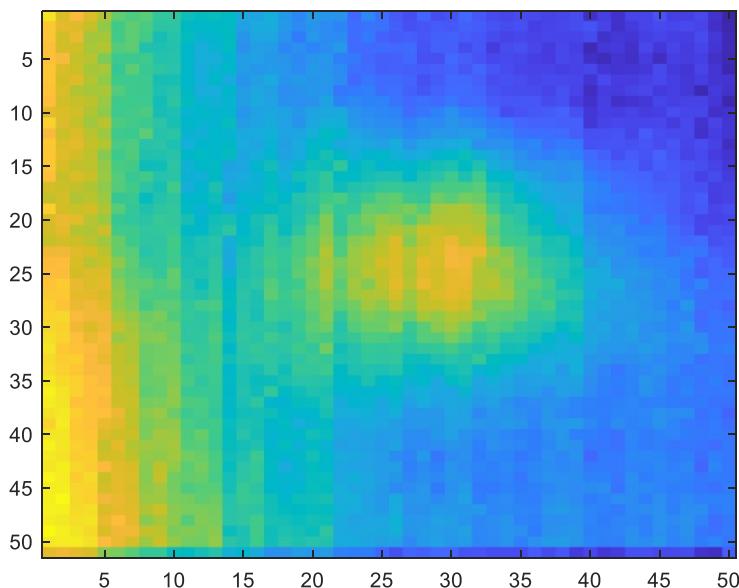


Figura 4.2.1 - 1: Immagine ricostruita a partire dalle differenze di ampiezza

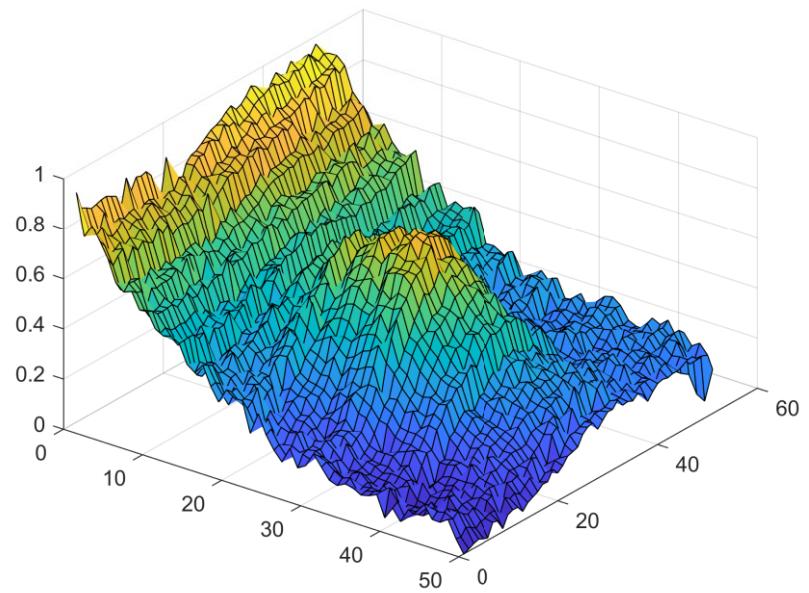


Figura 4.2.1 - 2: Surf dei dati relativi alle ampiezze

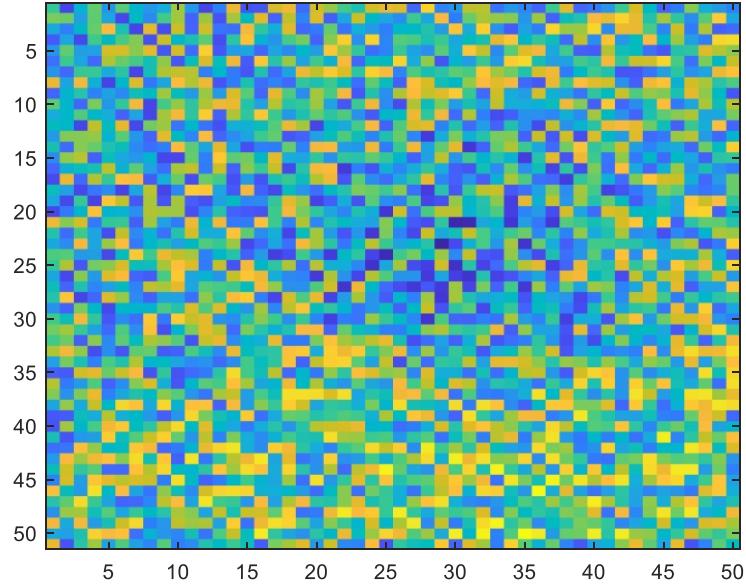


Figura 4.2.1 - 3: Immagine ricostruita dalle differenze di fase

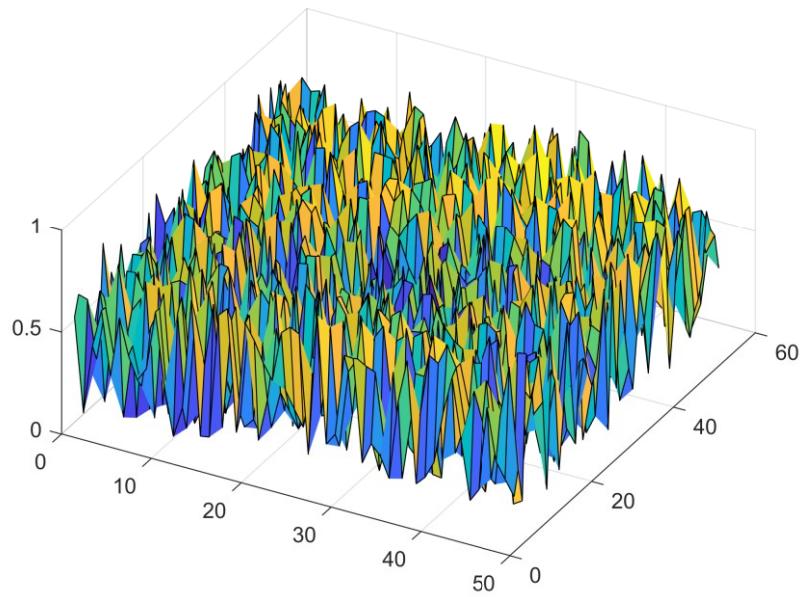


Figura 4.2.1 - 4: Surf dei dati relativi alla fase

Questi risultati sono in accordo con l'analisi affrontata nel capitolo 2. Infatti, utilizzando un circuito RC abbiamo informazioni buone per quanto riguarda l'ampiezza (figure 4.2.1 – 1, 2), ma non è possibile estrarre informazioni riguardanti la fase (figure 4.2.1 – 3, 4).

4.2.2 Acquisizione Configurazione 1

I parametri utilizzati durante questa acquisizione sono stati:

- **Risoluzione** a 14 bit, 10MS/s;
- **200k** sample al secondo;
- **140** burst;
- Onda **sinusoidale** di ampiezza **± 12 V** (**24 V_{pp}**) a frequenza **10 kHz**;
- **Gain** dell'amplificatore pari a 10.
- La superficie scansionata è un'area di 50 mm × 50 mm a step di 1 mm.

L'acquisizione è stata eseguita sul lato superiore del PMMA, analizzando un'area di 50 mm×50 mm in prossimità del foro più profondo. I risultati ottenuti sono stati i seguenti:

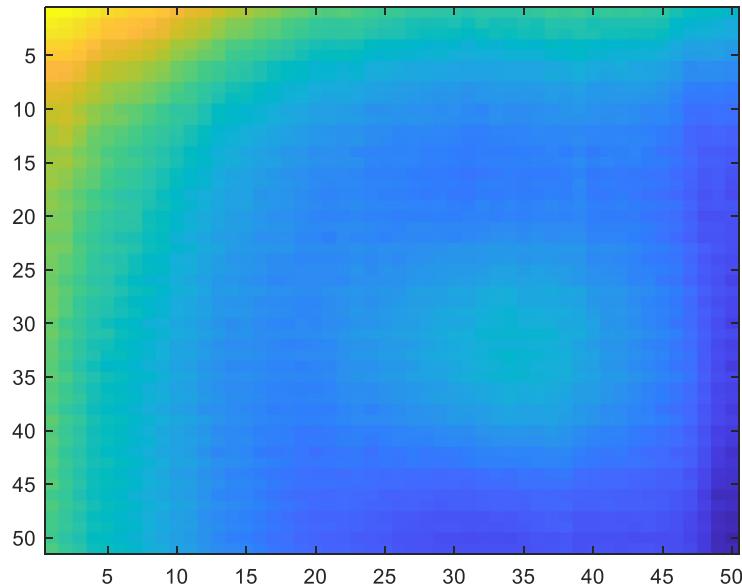


Figura 4.2.2 – 1: Immagine ricostruita in base alle differenze di ampiezze

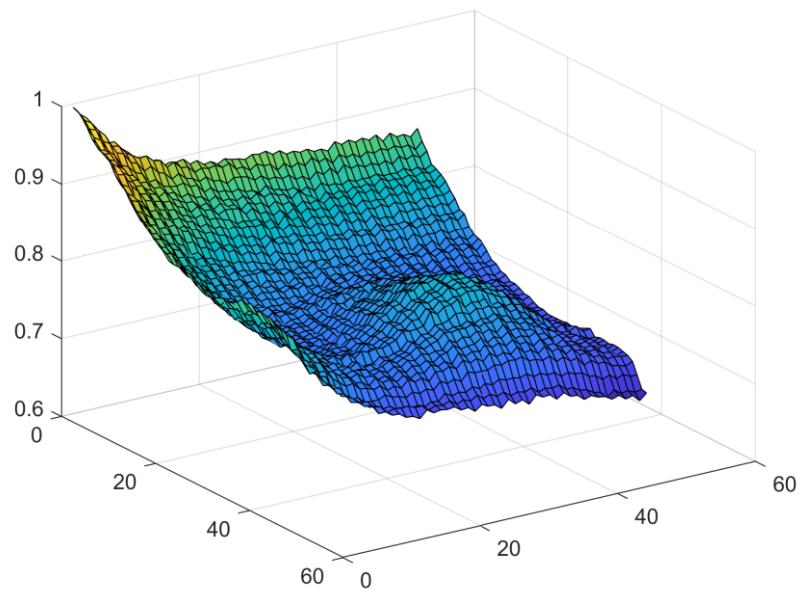


Figura 4.2.2 – 2: Comando `surf()` applicato ai dati dell'immagine precedente

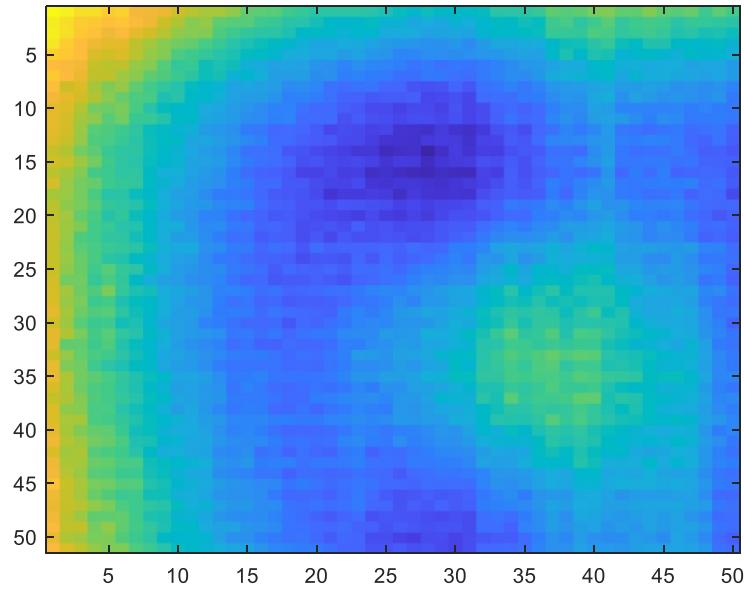


Figura 4.2.2 – 3: Immagine ricostruita in base alle differenze di fase

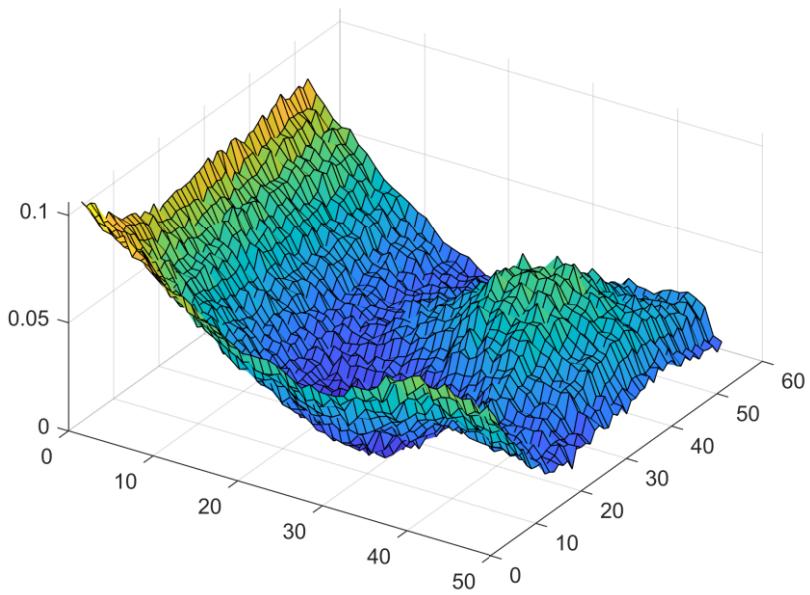


Figura 4.2.2 – 4: Comando `surf()` utilizzato sui dati relativi alla fase

Il difetto è stato rilevato sia attraverso le variazioni di ampiezza che di fase in maniera inequivocabile (figure 4.2.2 – 1, 2, 3, 4), in accordo con l’analisi effettuate nel capitolo 2.

4.2.3 Acquisizione Configurazione 2

I parametri utilizzati durante questa acquisizione sono stati:

- **Risoluzione** a 14 bit, 10MS/s;
- **200k** sample al secondo;
- **140** burst;
- Onda **sinusoidale** di ampiezza **± 12 V** (**24 V_{pp}**) a frequenza **10 kHz**;
- **Gain** dell'amplificatore pari a 1.
- La superficie scansionata è un'area di 50 mm × 50 mm a step di 1 mm.

L'acquisizione è stata eseguita sul lato superiore del PMMA, analizzando un'area di 50 mm × 50 mm in prossimità del foro più profondo. I risultati ottenuti sono stati i seguenti:

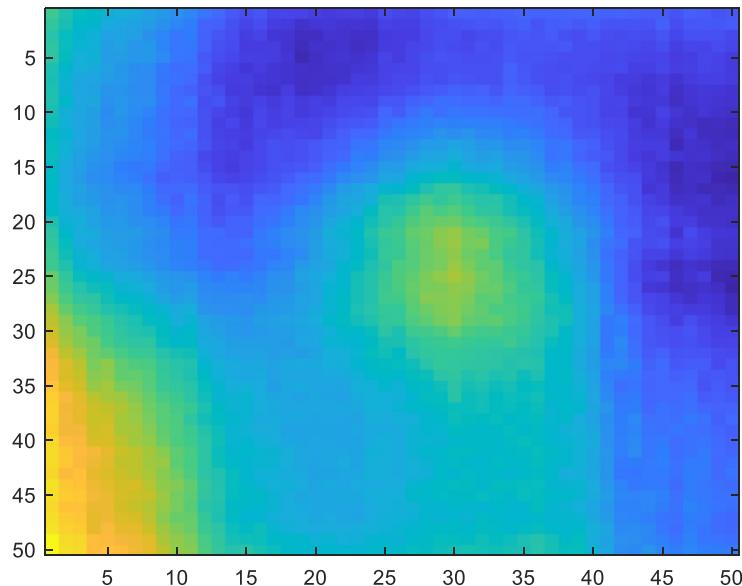


Figura 4.2.3 – 1: Immagine ricostruita in base alle differenze di ampiezze

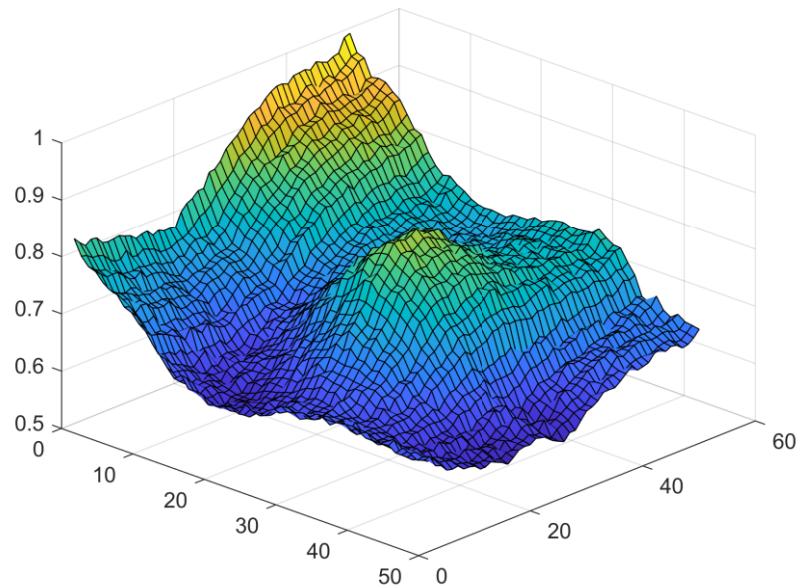


Figura 4.2.3 – 2: Comando `surf()` applicato ai dati dell'immagine precedente

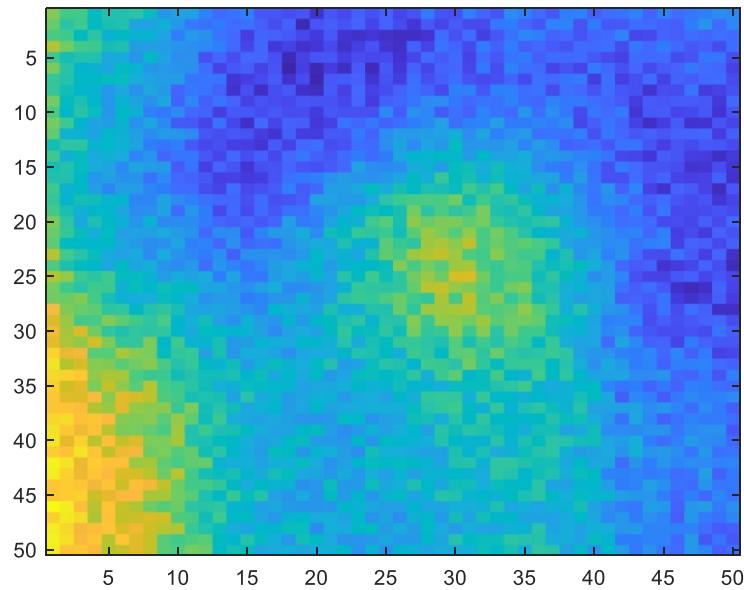


Figura 4.2.3 – 3: Immagine ricostruita in base alle differenze di fase

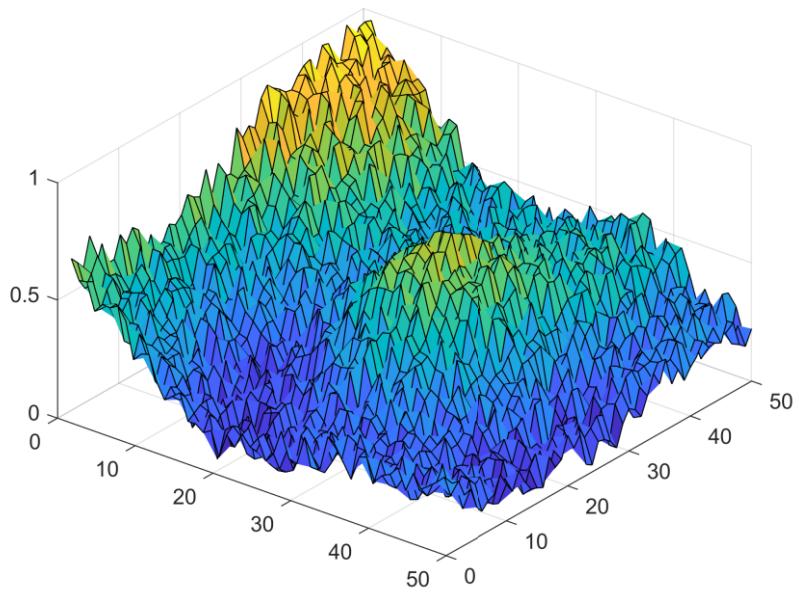


Figura 4.2.3 – 4: Comando `surf()` utilizzato sui dati relativi alla fase

Il difetto è stato rilevato sia attraverso le variazioni di ampiezza che di fase in maniera inequivocabile (figure 4.2.3 – 1, 2, 3, 4) in accordo con l’analisi effettuate nel capitolo 2.

4.2.4 Acquisizione con PCB

I parametri utilizzati durante questa acquisizione sono stati:

- **Risoluzione** a 14 bit, 10MS/s;
- **200k** sample al secondo;
- **140** burst;
- Onda **sinusoidale** di ampiezza ± 10 V (24 V_{pp}) a frequenza **10 kHz**;
- **Gain** dell'amplificatore pari a 10.
- La superficie scansionata è un'area di 50 mm \times 50 mm a step di 1 mm.

L'acquisizione è stata eseguita sul lato superiore del PMMA, analizzando un'area di 50 mm \times 50 mm in prossimità del foro più profondo. I risultati ottenuti sono stati i seguenti:

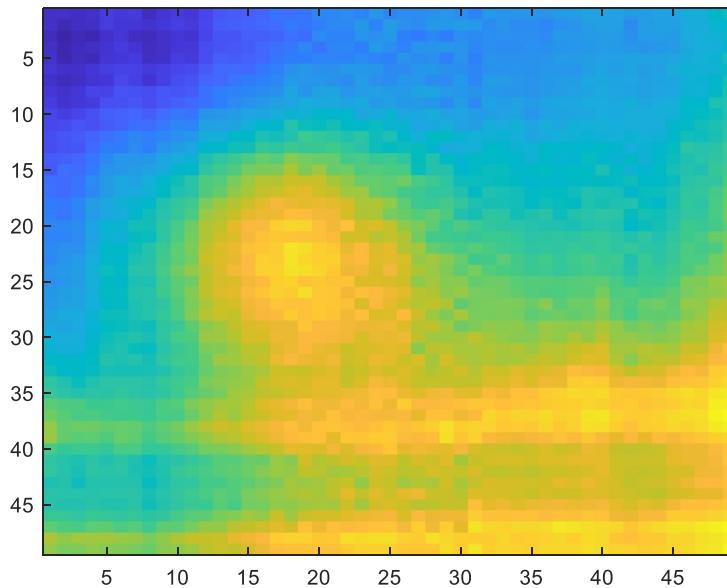


Figura 4.2.4 – 1: Immagine ricostruita in base alle differenze di ampiezze

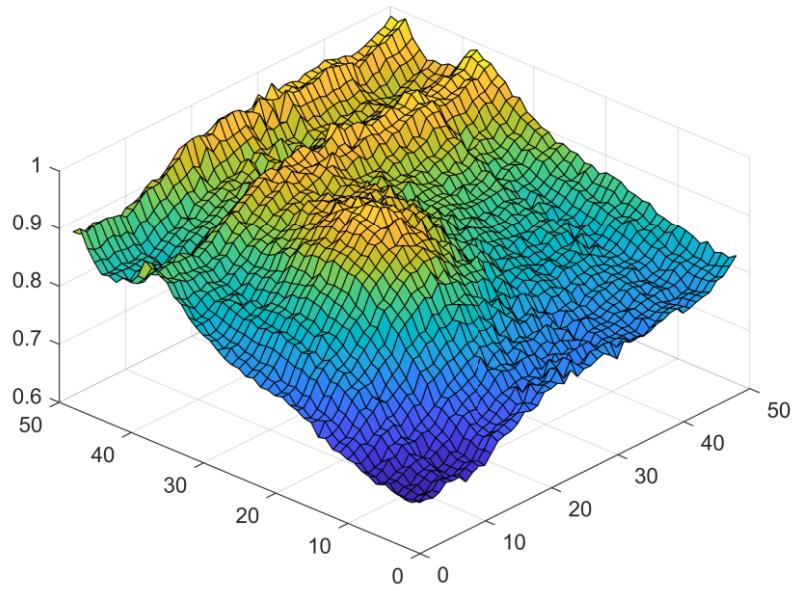


Figura 4.2.4 – 2: Comando `surf()` applicato ai dati dell'immagine precedente

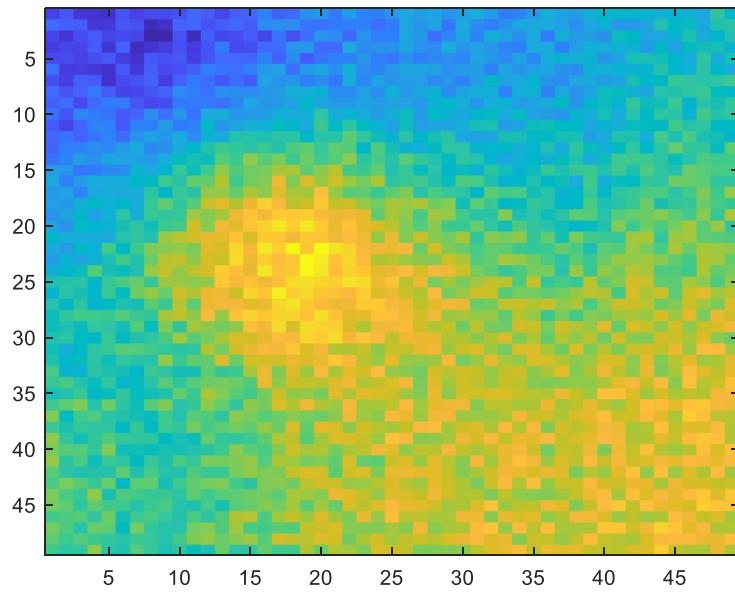


Figura 4.2.4 – 3: Immagine ricostruita in base alle differenze di fase

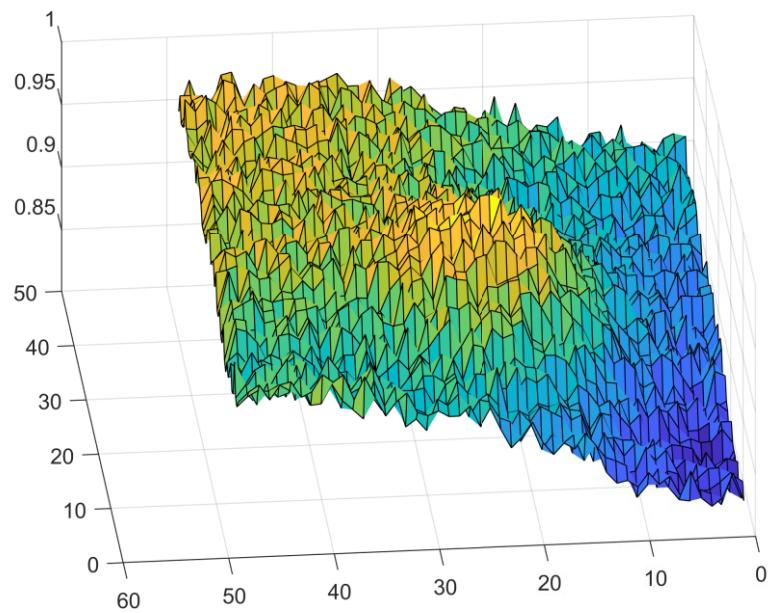


Figura 4.2.4 – 4: Comando `surf()` utilizzato sui dati relativi alla fase

Il difetto è stato rilevato sia attraverso le variazioni di ampiezza che di fase in maniera inequivocabile (figure 4.2.4 – 1, 2, 3, 4) in accordo con l’analisi effettuate nel capitolo 2.

4.3 Laminato composito in fibra di carbonio (CFRP)

Nelle figure 4.3.1 e 4.3.2 viene mostrato il campione utilizzato per queste acquisizioni, ovvero un laminato composito in fibra di carbonio (CFRP) contenente nove difetti quadrati, disposti a griglia, di lato 20mm a differenti profondità. Le caratteristiche del materiale sono illustrate in figura 4.3.3;



Figura 4.3.1: Lato superiore del CFRP



Figura 4.3.2: Lato inferiore del CFRP

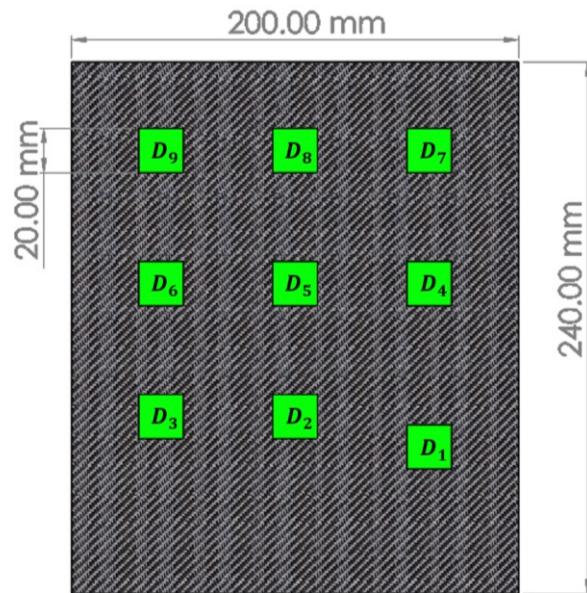


Figura 4.3.3: Caratteristiche tecniche del CFRP

4.3.1 Acquisizione circuito RC

I parametri utilizzati durante questa acquisizione sono stati:

- **Risoluzione** a 14 bit, 10MS/s;
- **200k** sample al secondo;
- **140** burst;
- Onda **sinusoidale** di ampiezza **± 12 V** (**24 V_{pp}**) a frequenza **10 kHz**;
- La superficie scansionata è un'area di 50 mm \times 50 mm a step di 1 mm in prossimità del difetto **D8**.

L'acquisizione è stata eseguita sul lato superiore del CFRP, utilizzando una resistenza di valore 200 $k\Omega$. Le immagini ricostruite sono le seguenti:

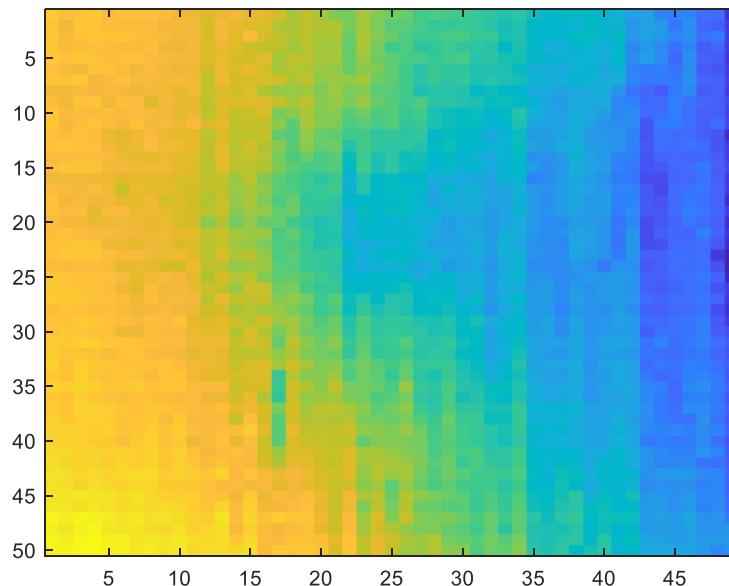


Figura 4.3.1 – 1: Immagine ricostruita in base alle differenze di ampiezze

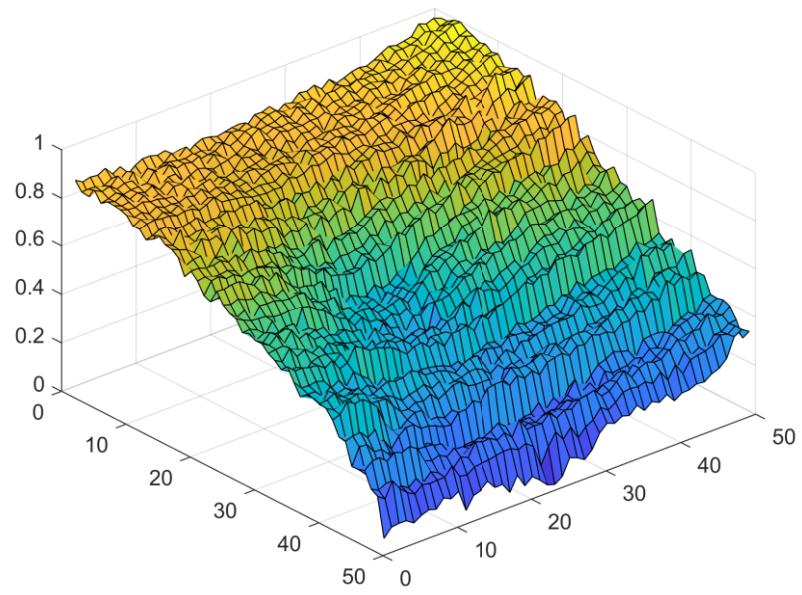


Figura 4.3.1 – 2: Comando `surf()` applicato ai dati dell'immagine precedente

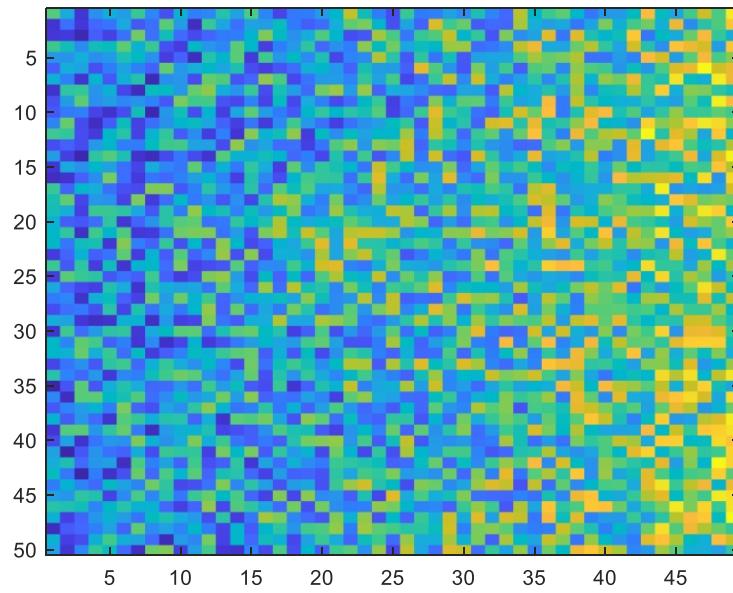


Figura 4.3.1 – 3: Immagine ricostruita in base alle differenze di fase

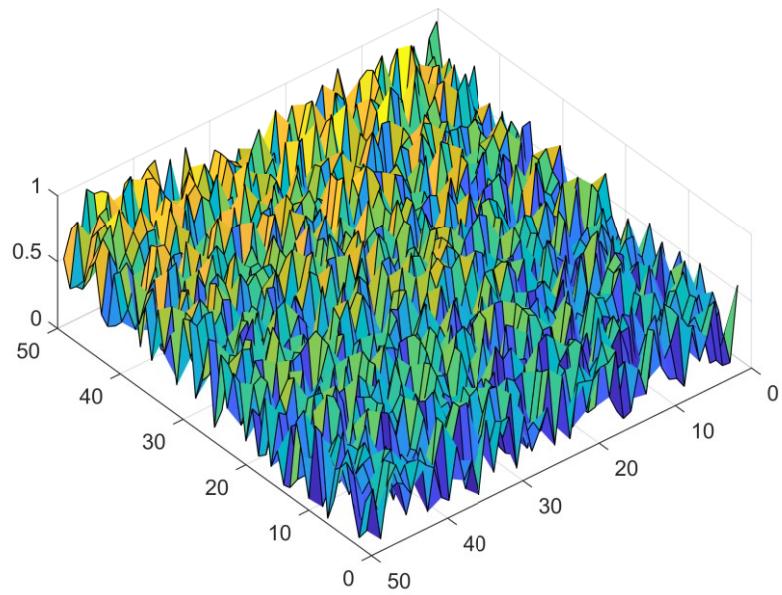


Figura 4.3.1 – 4: Comando `surf()` utilizzato sui dati relativi alla fase

Il difetto è visibile, anche se non nettamente, nei dati relativi alle ampiezze (figure 4.3.1 – 1, 2). Totalmente insufficienti le informazioni sulla fase (figure 4.3.3 – 3, 4).

4.3.2 Acquisizione Configurazione 1

I parametri utilizzati durante questa acquisizione sono stati:

- **Risoluzione** a 14 bit, 10MS/s;
- **200k** sample al secondo;
- **140** burst;
- Onda **sinusoidale** di ampiezza ± 12 V (24 V_{pp}) a frequenza **10 kHz**;
- **Gain** dell'amplificatore pari a 10.
- La superficie scansionata è un'area di 50 mm \times 50 mm a step di 1 mm in prossimità del difetto **D8**.

L'acquisizione è stata eseguita sul lato superiore del CFRP le immagini ricostruite sono le seguenti:

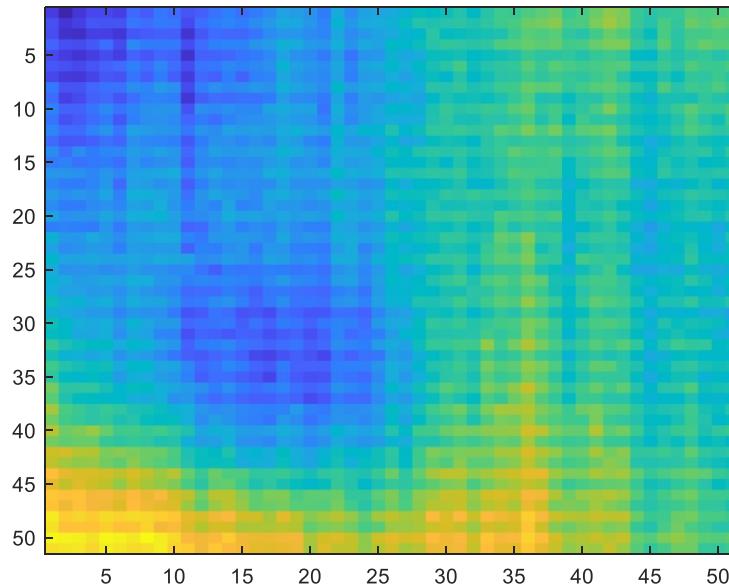


Figura 4.3.2 – 1: Immagine ricostruita in base alle differenze di ampiezze

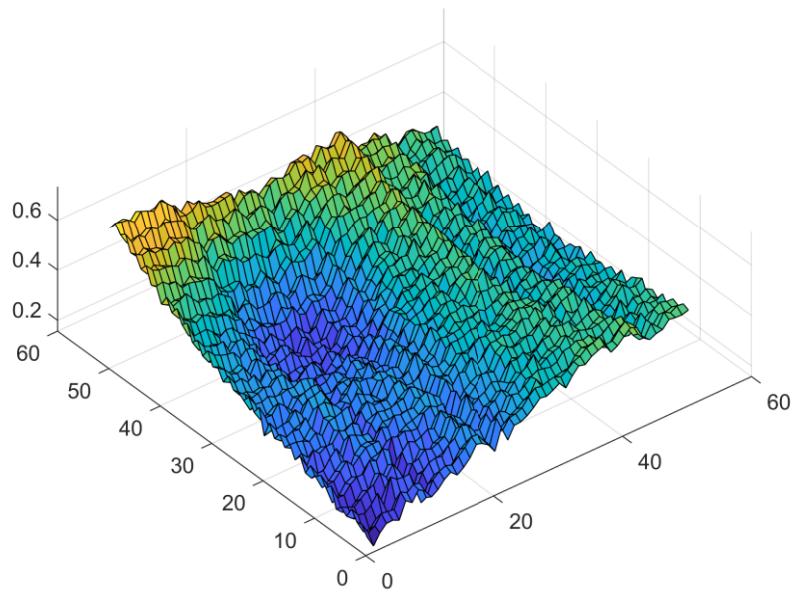


Figura 4.3.2 – 2: Comando `surf()` applicato ai dati dell'immagine precedente

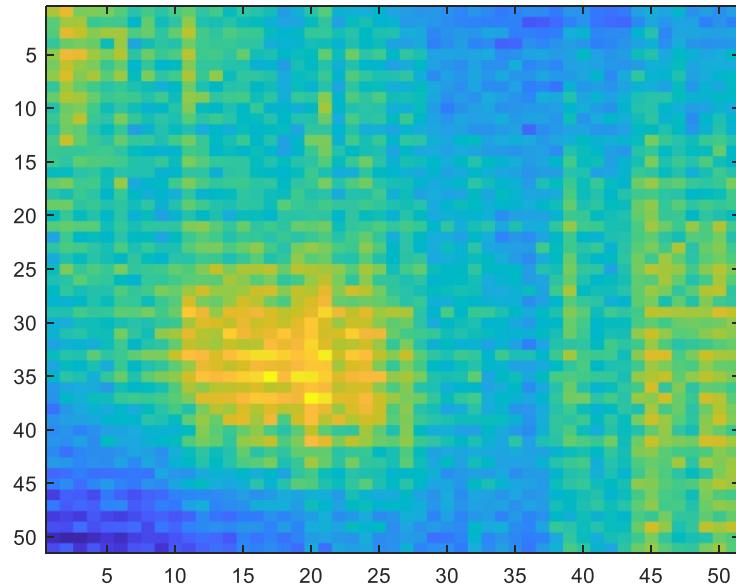


Figura 4.3.2 – 3: Immagine ricostruita in base alle differenze di fase

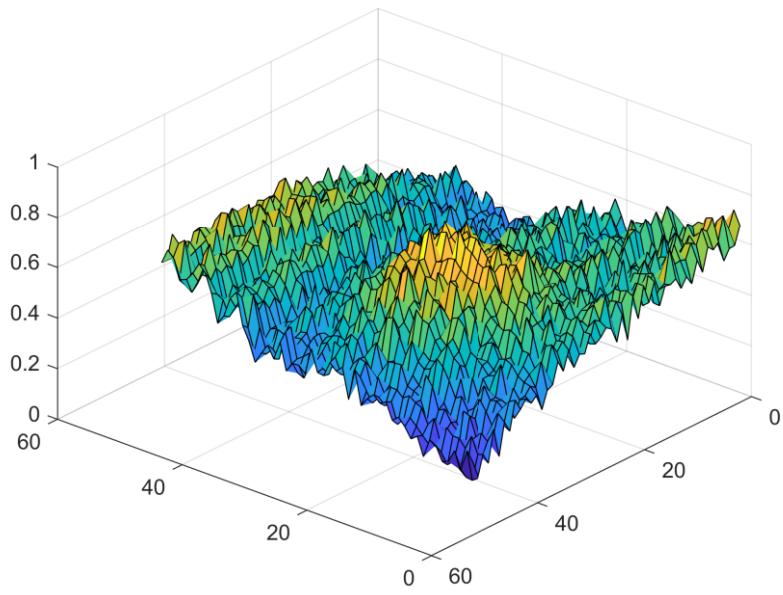


Figura 4.3.3 – 4: Comando `surf()` utilizzato sui dati relativi alla fase

Il difetto è stato rilevato in maniera netta sia con i dati relativi all’ampiezza che con quelli sulla fase (figure 4.3.3 – 1, 2, 3, 4) in accordo con le analisi effettuate nel capitolo 2.

4.3.3 Acquisizione Configurazione 2

I parametri utilizzati durante questa acquisizione sono stati:

- **Risoluzione** a 14 bit, 10MS/s;
- **200k** sample al secondo;
- **140** burst;
- Onda **sinusoidale** di ampiezza ± 12 V (24 V_{pp}) a frequenza **10 kHz**;
- **Gain** dell'amplificatore pari a 1.
- La superficie scansionata è un'area di 50 mm \times 50 mm a step di 1 mm in prossimità del difetto **D8**.

L'acquisizione è stata eseguita sul lato superiore del CFRP. Le immagini ricostruite sono le seguenti:

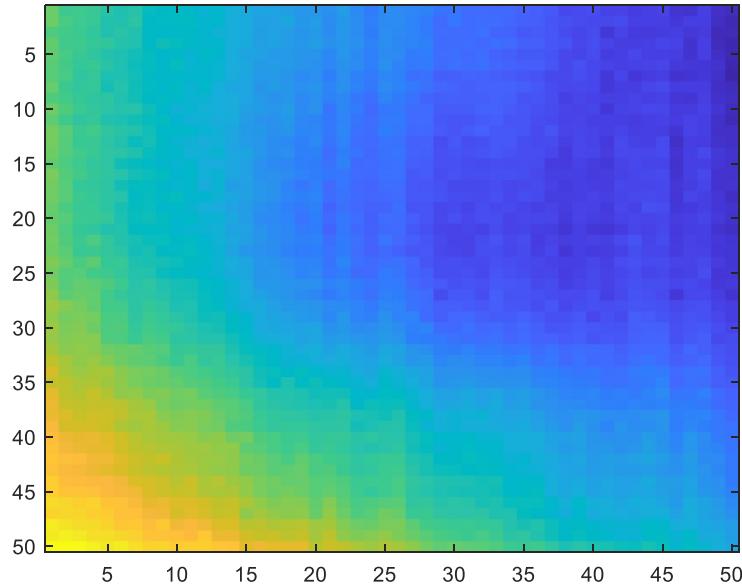


Figura 4.3.3 – 1: Immagine ricostruita in base alle differenze di ampiezze

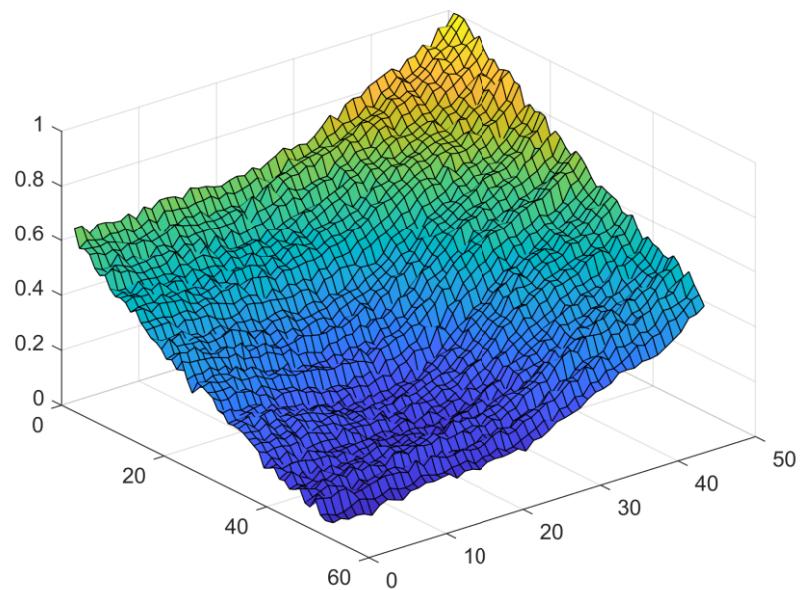


Figura 4.3.3 – 2: Comando `surf()` applicato ai dati dell'immagine precedente

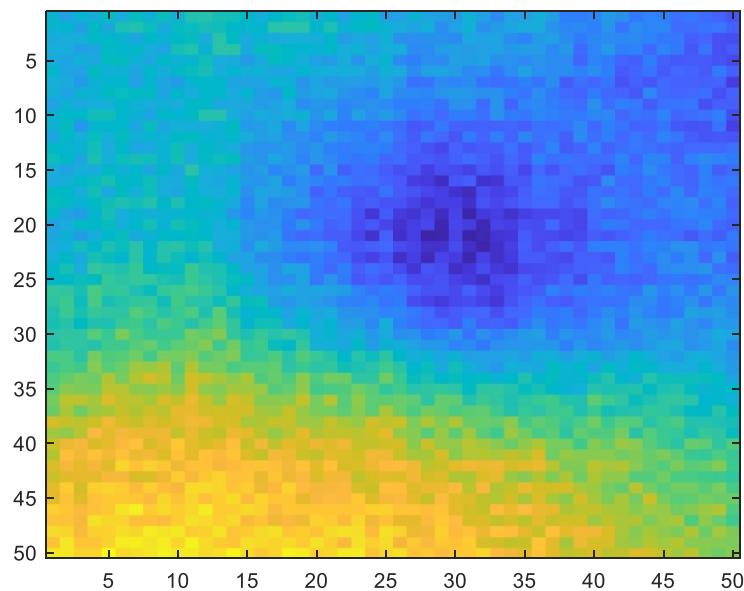


Figura 4.3.3 – 3: Immagine ricostruita in base alle differenze di fase

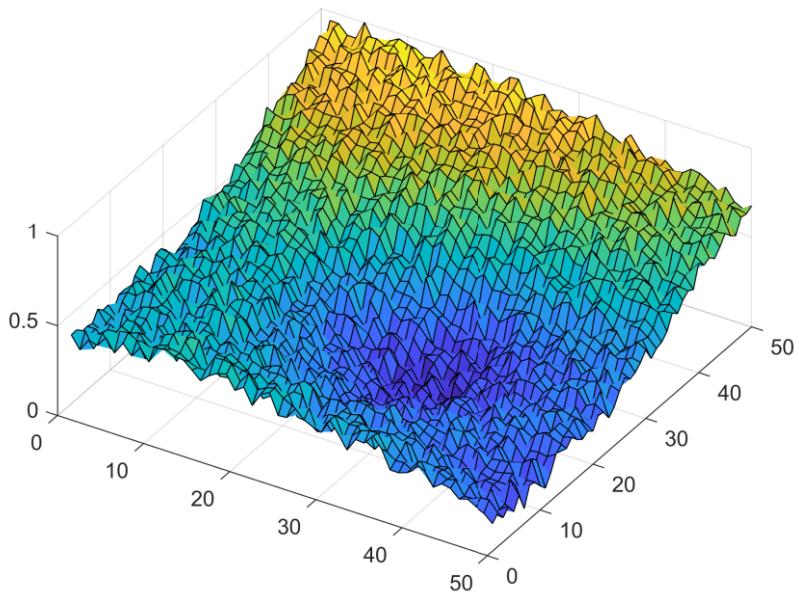


Figura 4.3.3 – 4: Comando `surf()` utilizzato sui dati relativi alla fase

Il difetto è stato rilevato in maniera netta con i dati relativi alla fase (Figure 4.3.3 – 3, 4). Risultano ambigui ed equivocabili i dati relativi alle ampiezze nelle figure 4.3.3 – 1, 2. Ciò può essere causato da una variazione accidentale del lift-off sonda-campione nel passaggio da una configurazione di misura all'altra.

4.3.4 Acquisizione con PCB

I parametri utilizzati durante questa acquisizione sono stati:

- **Risoluzione** a 14 bit, 10MS/s;
- **200k** sample al secondo;
- **140** burst;
- Onda **sinusoidale** di ampiezza ± 10 V (24 V_{pp}) a frequenza **10 kHz**;
- **Gain** dell'amplificatore pari a 10.
- La superficie scansionata è un'area di 50 mm \times 50 mm a step di 1 mm in prossimità del difetto **D8**.

L'acquisizione è stata eseguita sul lato superiore del CFRP. I risultati ottenuti sono stati i seguenti:

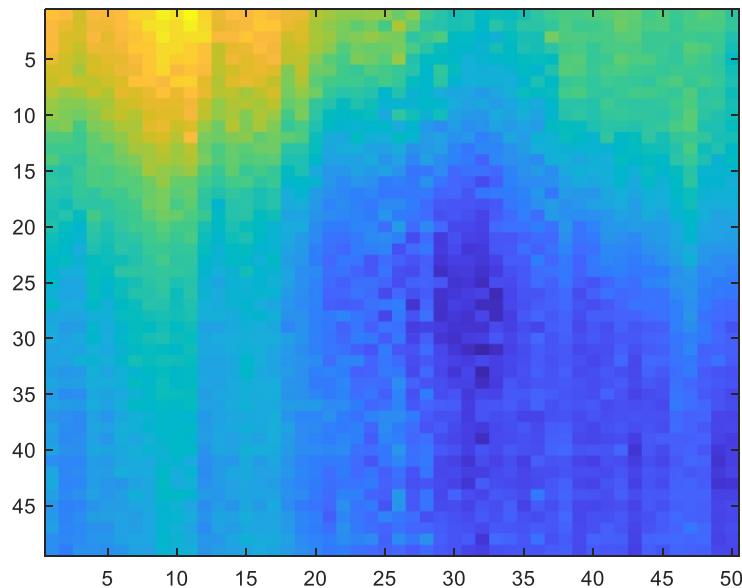


Figura 4.3.4 – 1: Immagine ricostruita in base alle differenze di ampiezze

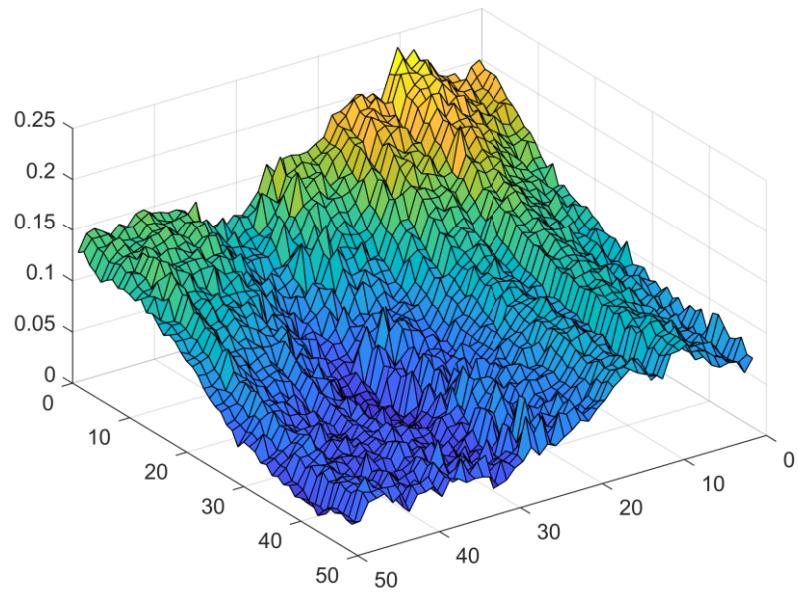


Figura 4.3.4 – 2: Comando `surf()` applicato ai dati dell'immagine precedente

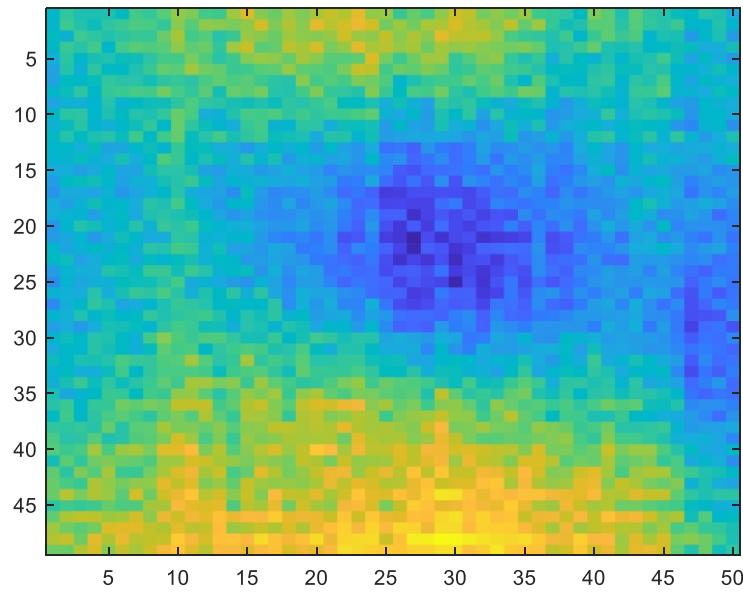


Figura 4.3.4 – 3: Immagine ricostruita in base alle differenze di fase

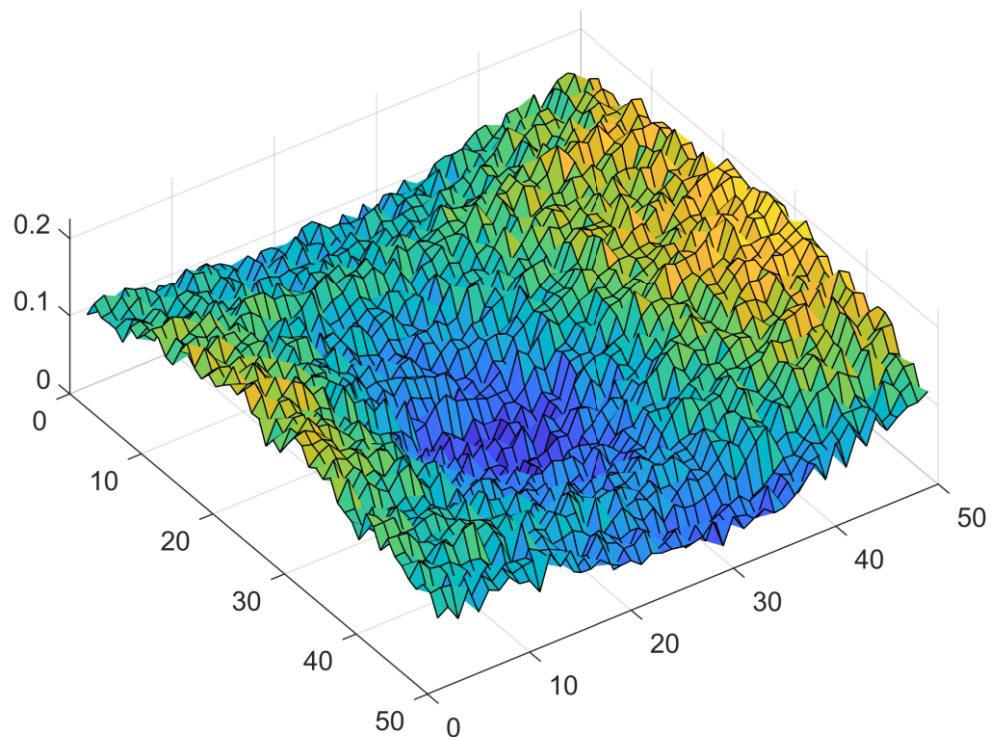


Figura 4.3.4 – 4: Comando `surf()` utilizzato sui dati relativi alla fase

I risultati ottenuti sono in accordo con l'analisi effettuata nel capitolo 2. Infatti, il difetto è stato rilevato in maniera chiara sia con i dati riguardanti le variazioni di ampiezze (figure 4.3.4 – 1 e 2) sia con quelli sulla fase (figure 4.3.4 – 3 e 4).

5.0 Conclusioni

L'imaging capacitivo è una tecnica avanzata e versatile che offre notevoli potenzialità nelle applicazioni di imaging e caratterizzazione di materiali dielettrici o debolmente conduttori. L'obiettivo primario di questo progetto di tesi era quello di proporre una nuova configurazione di misura per imaging capacitivo basato su un ponte di impedenze, stabilirne inoltre i punti di forza e le criticità rispetto ai metodi convenzionali. L'uso e di un metodo di misura basato su ponte d'impedenze è una scelta efficace per migliorare la robustezza delle misurazioni, consentendo una valutazione più accurata delle variazioni di capacità elettrica tra il sensore e l'oggetto in esame. Questo lavoro di tesi si è anche focalizzato sull'analisi di un approccio sperimentale che integra metodologie di acquisizione dati e algoritmi di elaborazione, con particolare attenzione alla sensibilità del sistema. L'implementazione di questo approccio è altamente promettente per l'analisi di campioni non conduttori come il PMMA o materiali compositi come il CFRP, offrendo una solida base per sviluppi futuri in diversi contesti.

Allegati: Script Matlab - PostProcessingImageCI

```
%opening laser data and performing lock-in
close all
clear all

%init scan
step= ; %Insert value of step in cm
row= ; %cm
column= ; %cm
xstep=round(row/step)+1;
ystep=round(column/step);

load Scan_01_000.mat;
a=tpd.Data;
N=numel(a);
data=zeros(xstep*ystep,N);
lock=zeros(1,xstep*ystep);

%input
fs=tpd.SampleFrequency;
f1= ; %reference frequency
cycle= ; %number of burst
T=1/f1;
t=0:1/fs:cycle*T;
y=sin(2*pi*f1*t);
y1=cos(2*pi*f1*t);

%padding
pre_trigger= ;
aa=[zeros(1,pre_trigger) y];
signal=[aa zeros(1,N-length(aa))];
bb=[zeros(1,pre_trigger) y1];
signal1=[bb zeros(1,N-length(bb))];
c=1;

% Lock-in
for i=0:((xstep*ystep)-1)
    if i<9
        load(['Scan_01_00',num2str(i),'.mat']);
    elseif i<99
        load(['Scan_01_0',num2str(i),'.mat']);
    else
        load(['Scan_01_',num2str(i),'.mat']);
    end
    tpd.Data(1:pre_trigger)=0;
    temptemp=tpd.Data;
    data(c,:)=temptemp;
    lock(c)=signal1*temptemp'+1j*signal*temptemp';
    c=c+1;
end

%reshape rows and col
lock1=reshape(abs(lock),xstep,ystep);
figure
imagesc(lock1)

lock2=reshape(angle(lock),xstep,ystep);
figure
imagesc(lock2)
```

BIBLIOGRAFIA

- [1] Hellier, C.J. (2020) 'Handbook of Nondestructive Evaluation'. New York: McGraw-Hill.
- [2] <https://doi.org/10.1016/j.cemconres.2010.08.015>.
- [3] G G Diamond et al. «Single-sided capacitive imaging for NDT». In: Insight - Non-Destructive Testing and Condition Monitoring 48.12 (dic. 2006), pp. 724–730. doi: 10.1784/insi.2006.48.12.724. url: <http://dx.doi.org/10.1784/insi.2006.48.12.724>.
- [4] Xiaokang Yin. «Capacitive imaging technique for non-destructive evaluation (NDE)». Tesi di dott. University of Warwick, 2011. url: <http://webcat.warwick.ac.uk/record=b2493185~S15>.
- [5] J. D. Jackson, Classical Electrodynamics, Third ed. New York: Wiley, 1999.
- [6] J. Larsson, "Electromagnetics from a quasistatic perspective," American Journal of Physics, vol. 75, pp. 230-239, 2007.
- [7] DIAMOND, Geoff G.; HUTCHINS, David A. A new capacitive imaging technique for NDT. In: *Proceedings of the European Conference on NDT, Berlin, Germany*. 2006. p. 25-29.
- [8] https://www.zhinst.com/sites/default/files/documents/2023-04/zi_whitepaper_principles_of_lock-in_detection_0.pdf
- [9] Handyscope HS5. User manual. TiePie engineering
- [10] Amato, S., Hutchins, D. A., Yin, X., Ricci, M., & Laureti, S. (2021). Capacitive imaging using fused amplitude and phase information for improved defect detection. NDT & E International, 124, 102547.