



UNIVERSITÀ
DI PAVIA

FACOLTÀ DI INGEGNERIA
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA INDUSTRIALE E
DELL'INFORMAZIONE
CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN BIOINGEGNERIA

TESI DI LAUREA

“Sistemi a onde millimetriche per la diagnosi del tumore al
seno in configurazione planare: sviluppo di un modello
numerico e prova sperimentale”

Candidato: Andrea Megale

Relatore: Prof.ssa Simona Di Meo

Correlatore: Prof. Marco Pasian

A.A. 2025/2026

Indice

<i>Abstract</i>	5
<i>Capitolo 1. Introduzione</i>	7
<i>Capitolo 2. Stato dell'arte dei sistemi di imaging a microonde</i>	9
2.1 Il tumore al Seno: Epidemiologia e importanza della Diagnosi Precoce	9
2.2 Tecniche Diagnostiche e di Screening attuali: Vantaggi e Svantaggi	9
2.3 L'Imaging a Microonde come Tecnica Diagnostica Complementare.....	10
2.4 Approcci Metodologici: Tomografia vs. Radar	12
2.5 Limiti delle onde a microonde.....	14
2.6 L'utilizzo delle Onde Millimetriche.....	16
2.7 Algoritmo di Focalizzazione Spaziale: Il Delay-and-Sum (DAS).....	18
<i>Capitolo 3. Motivazioni e Obiettivi del lavoro di tesi</i>	20
<i>Capitolo 4. Modello numerico per la generazione di matrici di scattering 3D</i>	22
4.1 Sviluppo Teorico e Validazione Bidimensionale nel vuoto	22
4.1.1 Configurazione Geometrica e Generazione dei Dati (Problema Diretto).....	22
4.1.2 Elaborazione Temporale e Algoritmo di Focalizzazione (Problema inverso)	25
4.1.3 Validazione del Modello: Scansione e Risultati 2D	27
4.2 Estensione alla Ricostruzione Volumetrica 3D e Analisi delle Topologie di Array	31
4.2.1 Transizione dal Modello 2D al Dominio Tridimensionale e Ottimizzazioni Architettureali	31

4.2.2 Ricostruzione 3D in Configurazione Full e Analisi dei Risultati.....	36
4.2.3 Valutazione delle Prestazioni al Variare della Configurazione Geometrica dell'Array	38
4.3 Estensione del Modello a Bersagli Morfologicamente Complessi e Tessuto Adiposo	43
4.3.1 Evoluzione dell'Architettura Numerica: Aggiornamento del modello numerico.....	43
4.3.2 Ricostruzione di Geometrie Complesse nel vuoto e passaggio alla nuova configurazione.....	44
4.3.3 Inserimento del Tessuto Adiposo, del Rumore Termico e dell'SNR.....	49
4.3.4 Ricostruzione nel Tessuto Adiposo: Analisi dei Risultati.....	53
4.4 Estensione del Modello in Presenza di Disomogeneità a Doppio Strato.....	59
4.4.1 Compensazione delle Distorsioni Rifrattive: Implementazione della Legge di Snell	60
4.4.2 Validazione dell'Algoritmo a Doppio Strato: Analisi dei Risultati.....	65
4.4.3 Limiti Operativi.....	68
<i>Capitolo 5. Validazione Sperimentale del Sistema</i>	<i>73</i>
5.1 Setup Sperimentale e Architettura di Misura.....	74
5.2 Generazione delle Traiettorie e Gestione degli Ingombri Meccanici.....	79
5.3 Acquisizione Strumentale ed Elaborazione dei Dati (Calibrazione)	86
5.4 Risultati Sperimentali: Ricostruzione di Bersagli Metallici	92

5.4.1 Prima Configurazione: Rondelle Disposte in Verticale	94
5.4.2 Seconda Configurazione: Rondelle Disposte in Orizzontale	98
5.4.3 Terza Configurazione: Tre Rondelle Disposte a Triangolo	102
5.4.4 Quarta Configurazione: Rondelle Poste a Profondità Diverse.....	106
<i>Capitolo 6. Conclusioni</i>	<i>110</i>
<i>Bibliografia</i>	<i>114</i>
<i>Ringraziamenti</i>	<i>118</i>

Abstract

Il tumore al seno è il tumore più diagnosticato nelle donne. La diagnosi precoce fa una grande differenza per le possibilità di sopravvivenza del paziente. Oggi lo screening si basa soprattutto sulla mammografia. Questo esame però ha dei limiti noti quali l'uso di radiazioni ionizzanti, la necessità di comprimere la mammella e il peggioramento delle prestazioni nei seni densi, nei quali il tessuto sano tende a coprire quello malato. Una delle alternative su cui si lavora da anni è l'imaging a microonde, che è sicuro, costa poco e sfrutta il fatto che il tessuto tumorale e il grasso rispondano in modo diverso alle onde elettromagnetiche. I sistemi a microonde più diffusi, però, lavorando sotto i 15 GHz non hanno una risoluzione abbastanza alta da vedere le lesioni più piccole. Per superare questo limite, si può salire di frequenza fino alle onde millimetriche, il cui uso per l'imaging del seno è molto più recente e ancora poco esplorato. Da qui nasce questa tesi. Lo scopo è stato quello di progettare, simulare e poi provare in laboratorio un sistema radar in tre dimensioni a onde millimetriche, con un array planare di 10x10 antenne, una banda da 18 a 40 GHz e l'algoritmo Delay-and-Sum (DAS) per ricostruire le immagini. Si è partiti da un modello numerico, scritto in MATLAB, con il quale sono state generate le matrici di scattering e con il quale il DAS è stato messo alla prova in casi via via più difficili, a partire da un solo punto nel vuoto fino ad arrivare a un bersaglio a forma di stella. Tutto ciò ha permesso di comprendere quanto pesino, sulla qualità dell'immagine, la banda usata, il numero di antenne e il modo in cui queste sono disposte sulla griglia. In un secondo momento, il bersaglio è stato messo nel grasso, con l'aggiunta del rumore termico. Poi è stato aggiunto uno strato d'aria, con i percorsi corretti tramite la legge di Snell. Queste simulazioni hanno mostrato anche fino a dove il sistema riesce ad arrivare.

Il passo successivo è stato portare il modello in laboratorio. Qui la griglia 10x10 non esiste davvero ma viene ricreata con due sole antenne, spostate da motori dentro una piccola camera anecoica e collegate a un analizzatore

di reti. Per farla funzionare, è stato necessario tenere conto degli ingombri delle antenne, studiare il percorso dei motori e mettere a punto una calibrazione dei dati. Il sistema è stato provato con delle rondelle di metallo, in quattro configurazioni. In tutti i casi, le rondelle sono state trovate con un errore di pochi millimetri in profondità e sono state ricostruite separate tra loro, sia quando si trovavano sullo stesso piano, sia quando si trovavano a profondità diverse, come previsto dalla teoria.

Il setup è ancora molto semplice. Ma i risultati dicono che il sistema funziona e che le onde millimetriche sono una strada sulla quale vale la pena continuare a lavorare per la diagnosi del tumore al seno, soprattutto al fine di sviluppare tecniche valide per le attività preventive di screening della popolazione.

Capitolo 1. Introduzione

Il carcinoma mammario è la patologia neoplastica più diagnosticata nella popolazione femminile a livello globale [1], [2]. La tempestività della diagnosi risulta decisiva per l'efficacia dei percorsi terapeutici e per il tasso di sopravvivenza [3], [4]. La mammografia a raggi X rappresenta il principale strumento per lo screening di massa nonostante presenti delle limitazioni significative. Utilizza, infatti, radiazioni ionizzanti, richiede sempre la compressione meccanica della mammella ed è caratterizzata da un'efficacia diagnostica ridotta in presenza di tessuti mammari densi, dove il tessuto fibro-ghiandolare tende a mascherare le lesioni tumorali. Tutto ciò ne preclude un uso ravvicinato nel tempo e genera disagio nel paziente [3], [4], [5], [6]. Le tecniche alternative alla mammografia sono la Risonanza Magnetica (MRI) e la Tomografia a Emissione di Positroni (PET). La risonanza magnetica, pur offrendo un'elevata sensibilità, è ostacolata da costi elevati [5], [6], [7]; la PET richiede l'uso di radiofarmaci e presenta una sensibilità limitata per lesioni di piccole dimensioni [8], [9].

In risposta a queste limitazioni, la ricerca ha rivolto grande attenzione allo sviluppo di sistemi diagnostici complementari basati sull'imaging a microonde. Questa tecnologia è sicura, priva di radiazioni ionizzanti e si basa su un principio diverso dalla densità radiografica: il contrasto dielettrico. I tessuti neoplastici sono caratterizzati da una fitta vascolarizzazione e da un elevato contenuto di acqua presentando, quindi, valori di permittività dielettrica superiori a quelli del tessuto adiposo sano circostante [3], [6], [10].

I sistemi radar a microonde operano solitamente a frequenze inferiori a 15 GHz per massimizzare la penetrazione del segnale nei tessuti biologici [3], [4]. Ciò comporta l'impossibilità di ottenere una risoluzione spaziale sufficiente per rilevare lesioni sub-centimetriche.

Per superare questo limite, la ricerca si è orientata sull'utilizzo delle onde millimetriche (con frequenze operative fino a 40 GHz). A queste frequenze la lunghezza d'onda si riduce notevolmente. Questa caratteristica consente di ottenere una risoluzione spaziale millimetrica, mantenendo una profondità di penetrazione di alcuni centimetri, sufficiente per l'indagine dei seni a forte componente adiposa [3], [4], [6].

Il presente lavoro ha, quindi, come obiettivo la progettazione, simulazione e validazione sperimentale di un sistema di imaging radar tridimensionale a onde millimetriche. Verrà utilizzato un array planare multistatico configurato in una griglia di 10x10 antenne, operante in regime Ultra-Wideband tra 18 GHz e 40 GHz.

La grande mole di dati raccolti da questa architettura verrà elaborata attraverso un algoritmo di focalizzazione spaziale in grado di allineare coerentemente i segnali retrodiffusi e generare mappe di intensità 3D, il Delay-and-Sum (DAS).

In primo luogo verrà svolta una fase simulativa dedicata allo sviluppo del modello numerico in ambiente MATLAB, finalizzata alla generazione di matrici di scattering e al test dell'algoritmo DAS in molteplici scenari. Seguirà una seconda fase, di tipo sperimentale, che porterà alla trasposizione del modello simulativo in un setup reale di laboratorio; ciò permetterà di validare sperimentalmente le capacità diagnostiche del sistema progettato.

Capitolo 2. Stato dell'arte dei sistemi di imaging a microonde

2.1 Il tumore al Seno: Epidemiologia e importanza della Diagnosi Precoce

Come già detto, il cancro al seno è la malattia più frequentemente diagnosticata nelle donne a livello globale. L'Organizzazione Mondiale della Sanità (OMS) afferma che nel 2024 sono stati diagnosticati 2,4 milioni di nuovi casi di tumore al seno e circa 690 mila decessi su scala mondiale. Un dato importante riguarda la differenza tra paesi ad alto e basso reddito. Nei paesi ad alto reddito quasi 9 donne su 10 (87,3%) sopravvivono ad almeno 5 anni dalla diagnosi. Nei paesi a basso reddito questo dato scende al 41,9% poiché la diagnosi avviene più spesso in stadi avanzati [11]. L'identificazione tempestiva della malattia è quindi fondamentale. Infatti, l'OMS ricorda che l'80% dei tumori al seno insorge in donne che non hanno particolari fattori di rischio, a parte per il sesso e l'età; è pertanto importante aderire ai programmi di screening poiché la diagnosi e il trattamento precoci riducono la mortalità [1], [2], [11].

2.2 Tecniche Diagnostiche e di Screening attuali: Vantaggi e Svantaggi

Attualmente vengono utilizzate varie modalità di imaging per lo screening e la diagnosi dei tumori al seno, ognuna delle quali presenta vantaggi e svantaggi. La mammografia (Raggi X) rappresenta il gold standard ed è la tecnica utilizzata per lo screening di massa della popolazione, perché è presente in tutte le strutture sanitarie, ha un'elevata risoluzione e presenta un costo contenuto. La mammografia, però, utilizza raggi X, radiazioni ionizzanti ad alta energia in grado di strappare elettroni dagli atomi quando attraversano la materia e ciò ne preclude un uso frequente. Inoltre, la mammografia non è molto efficace, con rischio di falsi negativi, quando il

tessuto mammario è molto denso, come accade più spesso nelle giovani donne. Il tessuto fibro-ghiandolare sano maschera le lesioni tumorali poiché entrambi i tessuti presentano un coefficiente di attenuazione dei raggi X simile [3], [4], [5], [10], [12], [13]. In aggiunta, la mammografia è dolorosa, poiché comporta una compressione meccanica della mammella condizionando negativamente i pazienti [6], [14]. Un altro strumento a disposizione è la Risonanza Magnetica (MRI) che non utilizza radiazioni ionizzanti e offre immagini di alta qualità dei tessuti molli. Nonostante ciò, la risonanza magnetica è molto costosa, ha tempi di scansione lunghi e richiede spesso la somministrazione di un mezzo di contrasto. Per tutti questi motivi, è scarsamente accessibile su larga scala come strumento di screening primario [4], [5], [7], [10], [14]. Come ultimo strumento, la Tomografia a Emissione di Positroni (PET) sfrutta un radio-tracciante per evidenziare cellule con un elevato metabolismo del glucosio. Anche la PET utilizza radiazioni ionizzanti, presenta costi elevati, ha una sensibilità ridotta per tumori di piccole dimensioni (inferiori o uguali a 2 cm), inoltre l'aumento dell'attività metabolica di un tumore benigno ne riduce la specificità, incrementando il rischio di falsi positivi. Anch'essa, quindi, non è adatta per screening di massa o per la diagnosi precoce [8], [9].

2.3 L'Imaging a Microonde come Tecnica Diagnostica Complementare

Le limitazioni cliniche sopra descritte hanno motivato i ricercatori a esplorare nuove tecniche diagnostiche. In questo contesto, l'imaging a microonde rappresenta un'alternativa valida, poiché combina la sicurezza e la non invasività, essendo priva di radiazioni ionizzanti, con il basso costo [3], [4], [6], [10]. Questi sistemi operano con potenze tali da rispettare i limiti normativi di esposizione. Fino a 6 GHz tali limiti sono espressi in termini di assorbimento specifico (SAR), mentre alle frequenze superiori, comprese quelle millimetriche, in termini di densità di potenza incidente. Gli unici effetti biologici noti sono di natura termica e, con

opportune scelte di potenza trasmessa e distanza antenna-pelle, sono trascurabili. Inoltre, tali sistemi non richiedono necessariamente la somministrazione di mezzi di contrasto [6], [10], [15].

I sistemi di imaging a microonde sono basati sul rilevamento del contrasto dielettrico (risposta elettromagnetica del tessuto biologico) presente tra i tessuti sani e quelli tumorali quando esposti ad alte frequenze. Diverse campagne sperimentali hanno dimostrato che un contrasto dielettrico significativo si mantiene in un ampio spettro di frequenze, fino a 50 GHz [3], [4], [6], [10]. Dal punto di vista matematico, questo comportamento è descritto dalla permittività dielettrica complessa definita come

$\varepsilon = \varepsilon_0(\varepsilon' - j\varepsilon'')$, mentre nella forma relativa è definita come

$\varepsilon_r = \varepsilon/\varepsilon_0$. ε_0 è la permittività del vuoto, la parte reale ε' rappresenta l'energia o la potenza immagazzinata dall'onda mentre si propaga nel mezzo, fornendo un'indicazione di come il materiale risponde all'attraversamento dell'onda; la parte immaginaria ε'' modella la frazione di energia dissipata nel mezzo sotto forma di calore ed è legata alla conducibilità elettrica dalla seguente relazione $\varepsilon'' = \sigma / (\omega\varepsilon_0)$ [3], [10].

La permittività dielettrica dei tessuti biologici non è un parametro costante, ma dipende anche dalla frequenza dell'onda elettromagnetica incidente [3], [4], [10]. I tessuti biologici presentano un comportamento altamente dispersivo. Le loro proprietà dielettriche si modificano al variare della frequenza. Nel regime delle microonde, questa dispersione è dovuta principalmente ai fenomeni di polarizzazione per orientamento dei dipoli delle molecole d'acqua [10]. Il tessuto tumorale maligno è molto vascolarizzato e ricco di acqua e presenta quindi valori di ε' e ε'' molto elevati. Il tessuto adiposo è a basso contenuto di acqua e presenta valori di permittività dielettrica nettamente inferiori. Ciò rende questi sistemi particolarmente efficaci quando il tumore si trova in mammelle con un'alta percentuale di tessuto adiposo [3], [4], [10], [14].

Tuttavia, gli studi di caratterizzazione tissutale hanno evidenziato che la differenza dielettrica tra il tumore e il tessuto fibro-ghiandolare sano è

molto meno marcata (circa il 10%), rappresentando una sfida per il rilevamento di lesioni in seni particolarmente densi [5], [10], [12], [14].

2.4 Approcci Metodologici: Tomografia vs. Radar

La comunità scientifica ha seguito due macro-approcci durante lo sviluppo dei sistemi diagnostici a microonde [3], [4], [6], [10].

Il primo approccio è **l'imaging tomografico** il quale punta a ricostruire quantitativamente il profilo dielettrico del distretto corporeo in esame, associando ad ogni pixel le proprietà dielettriche assolute (permettività e conducibilità). Per ottenere tale risultato, viene analizzato il segnale di ritorno nella sua interezza, ampiezza e fase. Ciò richiede l'inversione della matrice di scattering, ovvero la matrice dei parametri S che raccoglie tutti i segnali trasmessi e retrodiffusi tra le antenne del sistema [4], [10], [13]. Tuttavia, dal punto di vista matematico, la risoluzione di questo problema, noto come problema di diffusione inversa (Inverse Scattering Problem, ISP), è non lineare e mal posto [3], [10], [13], [14]. La non linearità dipende dal fatto che l'onda elettromagnetica, attraversando la mammella, subisce fenomeni di diffrazione, rifrazione e riflessioni multiple (scattering multiplo); il campo elettromagnetico totale all'interno del seno non sarà, quindi, una semplice somma dei campi incidenti ma dipenderà dalla distribuzione dei tessuti che si cerca di ricostruire. L'essere "mal posto" implica, invece, che la soluzione matematica non sia unica e che sia molto sensibile al rumore, di conseguenza, piccole incertezze di misura, come quelle sul posizionamento delle antenne o il rumore termico, vengono amplificate dall'algoritmo e generano artefatti nell'immagine finale [3], [10], [13], [14].

Ne derivano costi computazionali elevati e tempi di elaborazione lunghi, che rendono questo approccio poco adatto alle applicazioni cliniche in tempo reale [3], [10], [14]. Inoltre, i sistemi tomografici richiedono spesso l'immersione della mammella in un liquido di accoppiamento (matching medium) per mitigare riflessioni all'interfaccia aria-pelle. L'uso di questi

fluidi crea problemi logistici, come la sterilizzazione e la manutenzione del sistema [3], [16].

L'approccio tomografico presenta, però, il vantaggio di non avere un legame diretto tra banda del sistema e la risoluzione spaziale; in questo modo, la quantità di informazioni ricavata dall'inversione permette di ottenere alte risoluzioni anche utilizzando bande di frequenze ristrette [3], [10].

Il secondo approccio è l'**imaging radar** o multistatico (frequentemente implementato con segnali a banda ultra-larga, **UWB**), nato per superare i limiti computazionali e logistici dell'approccio tomografico. L'approccio radar, rispetto a quello tomografico, non mira a ricostruire le proprietà dielettriche assolute dei tessuti, ma si limita a rilevare e localizzare spazialmente l'anomalia dielettrica (tessuto tumorale) all'interno del tessuto analizzato [3], [4], [6], [10].

L'imaging radar sfrutta la misura del tempo di volo (*Time of Flight*, **ToF**) di un segnale trasmesso e poi ricevuto assumendo una velocità di propagazione media all'interno del mezzo. L'illuminazione della mammella può avvenire tramite impulsi elettromagnetici molto brevi oppure tramite l'impiego di segnali a frequenza spazzolata (*Stepped-Frequency Continuous Wave*, **SFCW**) [3], [12], [14]. Conoscendo o stimando la permittività reale media del tessuto adiposo di background (ϵ'), è possibile calcolare analiticamente la velocità di propagazione dell'onda nel mezzo come $v \approx c_0/\sqrt{\epsilon'}$ (dove c_0 è la velocità della luce nel vuoto). Attraverso questa relazione, il ritardo temporale viene convertito direttamente in distanza spaziale, consentendo di focalizzare l'energia riflessa [3], [10], [14].

L'approccio radar si basa, quindi, su un problema diretto e, di conseguenza, l'elaborazione del segnale è computazionalmente più rapida e non soggetta agli artefatti numerici legati all'inversione [3], [4], [10].

Inoltre, l'approccio in questione adotta configurazioni multistatiche per migliorare la rilevazione di echi deboli. Si utilizza una schiera (array) di

M antenne ed il segnale retrodiffuso dal bersaglio viene raccolto $M(M - 1)$ volte [3], [6]. Questo permette di aumentare il rapporto segnale-rumore (SNR) e contribuisce a rendere possibili sistemi a secco (air-coupled), senza l'uso di liquidi di accoppiamento [3], [4]. L'assenza del mezzo di accoppiamento genera una riflessione all'interfaccia aria-pelle, di ampiezza molto superiore all'eco del tumore. Per questo motivo, l'elaborazione radar richiede l'implementazione di algoritmi di filtraggio (skin artifact removal) volti a sopprimere l'interferenza della cute [3], [4], [10], [14], [16], [17].

2.5 Limiti delle onde a microonde

La quasi totalità dei prototipi radar proposti in letteratura lavora però nella parte bassa dello spettro delle microonde, tipicamente con frequenze che non superano i 15 GHz. La scelta della frequenza operativa dipende da un compromesso fisico tra due parametri: la profondità di penetrazione e la risoluzione spaziale dell'immagine. Il tradizionale approccio radar garantisce una buona penetrazione nei tessuti biologici ma si scontra con il limite fisico di una scarsa risoluzione spaziale. Tale limite compromette le capacità del sistema di rilevare tumori di piccole dimensioni tipici di stadi clinici poco avanzati [3], [4], [6], [10], [12], [14].

Per comprendere la natura di questa limitazione, è necessario analizzare il legame tra la lunghezza d'onda del segnale e le formule che governano la risoluzione. La lunghezza d'onda all'interno del mezzo è descritta dalla relazione che lega la frequenza del segnale elettromagnetico alla permittività del tessuto; c_0 rappresenta la velocità della luce nel vuoto [10]:

$$\lambda = \frac{c_0}{f\sqrt{\epsilon'_r}}$$

I seni con un alto contenuto adiposo presentano bassi valori di permittività dielettrica ($\epsilon'_r \approx 3$); operando a basse frequenze, non avviene una sufficiente riduzione della lunghezza d'onda all'interno del mezzo [3], [4],

[10], [13], [14]. Le dimensioni di un tumore dovrebbero essere confrontabili con la lunghezza d'onda del segnale incidente per far sì che l'onda venga riflessa in modo significativo: quando la lunghezza d'onda è molto maggiore delle dimensioni del bersaglio, infatti, lo scattering è molto debole (regione di Rayleigh) [18]. Inoltre, due bersagli vicini possono essere distinti solo se la distanza tra loro è almeno pari alla risoluzione spaziale del sistema; se sono più vicini, le loro risposte nell'immagine si sovrappongono e appaiono come un'unica macchia [18]. La risoluzione spaziale si scompone nella componente assiale e laterale. La risoluzione assiale (range resolution) è inversamente proporzionale alla larghezza di banda B del segnale, secondo la formula [6], [18]:

$$\delta_R = \frac{c_0}{2B\sqrt{\epsilon'_r}}$$

Per ottenere un δ_R piccolo, è necessario utilizzare bande più ampie e frequenze più elevate [6].

La risoluzione laterale (cross-range resolution) dipende direttamente dalla frequenza operativa e, di conseguenza, dalla lunghezza d'onda [18]:

$$\delta_L = \frac{\lambda R}{2D}$$

dove λ è la lunghezza d'onda nel mezzo, R la distanza tra l'array e il bersaglio e D l'apertura dell'array. Il valore ottenuto rappresenta la larghezza della macchia focale prodotta da un bersaglio puntiforme. A titolo di esempio, un tipico sistema diagnostico operante a 5 GHz con una larghezza di banda B pari a 3 GHz offre una risoluzione assiale teorica all'interno del tessuto adiposo ($\epsilon'_r \approx 3$) nell'ordine dei centimetri (circa 2.9 cm). Tale valore è insufficiente per garantire l'identificazione di lesioni sub-centimetriche [3], [18]. Per individuare tali lesioni, è indispensabile avere una lunghezza d'onda ridotta all'interno del tessuto, il che richiede l'utilizzo di frequenze più elevate [3], [4], [10]. Aumentare la frequenza consente di migliorare sensibilmente la risoluzione dell'immagine,

sebbene riduca la capacità di raggiungere bersagli in profondità [6], [10], [12], [14].

2.6 L'utilizzo delle Onde Millimetriche

Per superare questa limitazione, i ricercatori si sono orientati verso l'utilizzo di onde millimetriche (tipicamente con frequenze centrali intorno ai 30 GHz) [3], [4], [6]. Si tratta di un filone di ricerca molto più recente rispetto ai sistemi a microonde tradizionali, sviluppato soprattutto nell'ultimo decennio [3], [6]. Utilizzando architetture a banda estesa centrate, ad esempio, a 29 GHz (frequenza centrale della banda 18–40 GHz), è possibile ridurre notevolmente la lunghezza d'onda. Applicando le formule della risoluzione introdotte nel paragrafo precedente al sistema considerato in questo lavoro ($B = 22$ GHz, $\epsilon' = 3$, apertura $D = 4.5$ cm, bersaglio a $R = 4$ cm), si ottengono risoluzioni teoriche prossime a 3.9 mm in profondità (*range resolution*) e circa 2.7 mm trasversalmente (*cross-range resolution*) [6], [18].

L'impiego delle onde millimetriche (alte frequenze) è stato a lungo scoraggiato dall'idea che l'attenuazione subita durante la propagazione fosse troppo elevata, relegando l'uso di tali onde esclusivamente ai tessuti cutanei superficiali [3], [6]. Tuttavia, vari test sperimentali eseguiti su *phantom* mammari hanno smentito questa limitazione; in presenza di un tessuto adiposo, le onde millimetriche riescono, invece, a mantenere una profondità di penetrazione utile di alcuni centimetri (fino a circa 3 cm) [3], [4]. Tale valore è sufficiente per l'analisi di porzioni estese della mammella, garantendo una risoluzione spaziale millimetrica superiore rispetto ai sistemi a microonde tradizionali [3].

L'impiego di frequenze più elevate ha richiesto valutazioni sulla sicurezza dell'esposizione per il paziente. Alle frequenze millimetriche i limiti normativi sono espressi in termini di densità di potenza incidente, e il parametro biologicamente più significativo diventa l'aumento di temperatura nei tessuti [6], [10], [15]. Alcune analisi termiche e dosimetriche hanno validato la sicurezza dell'impiego diagnostico delle

onde millimetriche. I risultati dimostrano che, irraggiando la mammella con una potenza in trasmissione ragionevole (100 mW), il massimo incremento di temperatura si verifica a livello cutaneo mantenendosi, comunque, inferiore a 1°C, valore che può essere considerato un limite conservativo per gli effetti termici [6], [10].

Queste evidenze confermano la fattibilità e le potenzialità dei sistemi di imaging a onde millimetriche per la diagnosi precoce del tumore al seno [3], [6].

Gran parte delle validazioni sperimentali a onde millimetriche è stata condotta in configurazione bidimensionale (2D), con le antenne disposte lungo un solo asse. Una scansione di questo tipo, pur risultando molto utile come banco di prova, presenta dei limiti intrinseci. Un array lineare forma infatti un'immagine del solo piano che contiene le antenne. Di conseguenza, lungo la direzione perpendicolare al piano il sistema non dispone di un'apertura e quindi di risoluzione. Ciò comporta che un bersaglio fuori dal piano viene schiacciato sull'immagine o non viene visto affatto [6]. Non a caso, le validazioni sperimentali bidimensionali sono state condotte con inclusioni di forma cilindrica, invarianti lungo il proprio asse e quindi adatte a una descrizione 2D [3]. Una lesione reale presenta invece una morfologia irregolare nelle tre dimensioni, e la sua forma costituisce un'informazione diagnostica rilevante per il medico [6], [7]. Inoltre, il passaggio a una griglia planare aumenta notevolmente il numero di combinazioni trasmettitore-ricevitore, da $M(M-1) = 90$ per un array lineare di 10 antenne a 9900 per un array 10x10, con un corrispondente incremento del rapporto segnale-rumore, importante per raggiungere bersagli in profondità in tessuti dissipativi [6]. Infine, i sistemi a microonde già sperimentati in ambito clinico adottano configurazioni tridimensionali che circondano la mammella [12], [19].

2.7 Algoritmo di Focalizzazione Spaziale: Il Delay-and-Sum (DAS)

Come detto in precedenza, i risultati delle acquisizioni sono una grande quantità di dati grezzi sotto forma di matrici di scattering. Questi dati, sparsi nel dominio del tempo e dello spazio, devono essere tradotti in una mappa tridimensionale di riflettività interpretabile dal punto di vista clinico [3], [4], [6]. L'approccio radar utilizza tecniche di focalizzazione note come *beamforming*. Tra le varie tecniche proposte in letteratura l'algoritmo Delay-and-Sum (DAS) rappresenta una delle tecniche più diffuse e consolidate, anche nei sistemi a onde millimetriche, grazie alla sua semplicità, robustezza e al ridotto costo computazionale [3], [4], [14], [19], [20]. Tuttavia, prima di procedere con il beamforming, i dati grezzi necessitano di un pre-filtraggio. Soprattutto nelle configurazioni air-coupled, l'interfaccia aria-pelle, a causa della forte differenza di valori di permittività dielettrica tra aria e pelle, genera una riflessione speculare (*clutter*) di entità superiore agli echi retrodiffusi dai target profondi [3], [16], [17]. È quindi necessario utilizzare algoritmi di rimozione degli artefatti per eliminare l'interferenza cutanea ed evitare eventuali falsi positivi o bersagli non reali nell'immagine finale [10], [17], [19], [20]. Il DAS, dal punto di vista analitico, opera discretizzando il volume sotto indagine in una griglia tridimensionale di punti focali, o voxel, identificati dal vettore posizione $\mathbf{r} = (x, y, z)$ [3], [14], [20]. L'algoritmo DAS consiste nel calcolare il tempo di volo teorico necessario all'onda elettromagnetica a viaggiare dall'antenna che trasmette al generico voxel $\mathbf{r}$, e da quest'ultimo all'antenna ricevente [3], [14], [19], [20]. In un mezzo a propagazione omogenea considerando una velocità media v , il ritardo temporale $\tau_{ij}(\mathbf{r})$ associato alla coppia composta dalla i -esima antenna trasmittente e dalla j -esima antenna ricevente è dato dalla relazione geometrica [3], [10], [14], [19]:

$$\tau_{ij}(\mathbf{r}) = \frac{|\mathbf{r} - \mathbf{r}_{TX,i}| + |\mathbf{r} - \mathbf{r}_{RX,j}|}{v}$$

I termini al numeratore indicano le distanze euclidee tra le antenne e il punto focale nello spazio tridimensionale.

Una volta calcolati i ritardi, l'intensità energetica $I(\mathbf{r})$ associata al singolo voxel viene ottenuta sommando coerentemente i contributi acquisiti da tutte le antenne p_{ij} valutati all'istante $\tau_{ij}(\mathbf{r})$ [3], [19], [20]. Considerando un array composto da M antenne, la formulazione matematica dell'intensità energetica è la seguente [3], [14], [20]:

$$I(\mathbf{r}) = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M p_{ij} (\tau_{ij}(\mathbf{r}))$$

Il successo di questo algoritmo è dovuto al principio fisico della sovrapposizione degli effetti. Se all'interno della mammella è presente un tumore nella posizione di coordinate $\mathbf{r}$, la compensazione analitica dei ritardi annulla lo sfasamento accumulato durante la propagazione. In questo modo tutti i segnali acquisiti dalle antenne che ricevono, dal momento in cui è presente un fenomeno di scattering, si sommano in fase (interferenza costruttiva), producendo un picco di energia locale nell'immagine tridimensionale [3], [14], [19], [20]. Al contrario, quando l'algoritmo analizza i voxel nel tessuto sano, i tempi di volo applicati non corrispondono a nessun evento di scattering reale. In quei voxel vengono sommati fronti d'onda disallineati e fluttuazioni stocastiche, innescando una cancellazione di fase (interferenza distruttiva). Questo meccanismo permette di ridurre il rumore di fondo, migliorando il rapporto segnale-rumore di un fattore proporzionale a $M(M-1)$ [3], [6], [10], [20].

Capitolo 3. Motivazioni e Obiettivi del lavoro di tesi

L'imaging a microonde è una tecnica studiata da tempo per la diagnosi del tumore al seno, ma i sistemi che lavorano sotto i 15 GHz non hanno una risoluzione abbastanza alta per vedere le lesioni più piccole. Le onde millimetriche possono risolvere questo problema. Il loro uso per il seno, però, è molto più recente, e le prove sperimentali fatte fino ad oggi sono state svolte quasi sempre in due dimensioni, muovendo le antenne lungo un solo asse. Una scansione di questo tipo non basta per capire dove si trova davvero una lesione all'interno del volume della mammella. È da qui che nasce questo lavoro. Il presente elaborato ha come obiettivi la progettazione, simulazione e validazione sperimentale di un sistema di imaging radar tridimensionale (3D) operante nel regime delle onde millimetriche. Lo scopo è dimostrare la fattibilità tecnica di questa architettura diagnostica, in grado di rilevare lesioni tumorali all'interno di tessuti mammari prevalentemente adiposi.

Per superare i limiti computazionali e logistici degli approcci tomografici, è stata creata un'architettura basata su un array planare multistatico configurato in una griglia 10x10. Questa configurazione permette l'acquisizione teorica di 100x99 combinazioni di antenne trasmettente-ricevente, in modo tale da avere un set di dati spaziali molto denso. Questo è un requisito fondamentale per gli algoritmi di focalizzazione 3D, massimizzando il rapporto segnale-rumore (SNR) e la qualità dell'immagine finale.

Il sistema è stato progettato per operare a banda ultra-larga (Ultra-Wideband) con frequenze operative da 18 GHz a 40 GHz. Incrementare la larghezza di banda permette di ottimizzare la risoluzione assiale del sistema (δ_R), parametro fondamentale per la corretta localizzazione spaziale di bersagli complessi e ravvicinati lungo l'asse di propagazione.

Il lavoro è stato strutturato in due fasi consecutive, passando dalla modellazione teorica alle acquisizioni sperimentali in laboratorio.

Nella prima fase è stato realizzato un ambiente simulativo in MATLAB per calcolare analiticamente le matrici di scattering multistatiche dell'array. Per testare la stabilità del sistema, sono stati riprodotti vari scenari virtuali, partendo dallo studio di un target isolato nel vuoto, per poi passare all'inserimento del bersaglio all'interno di un volume modellato sulle proprietà dielettriche reali del tessuto mammario sano. Per rendere l'ambiente il più verosimile possibile, è stato aggiunto rumore termico ai segnali. Infine sono state affrontate le disomogeneità tipiche del multistrato (aria-tessuto) sfruttando la legge di Snell per compensare matematicamente le distorsioni rifrattive dei percorsi di volo, escludendo la risposta dell'epidermide per poter valutare in modo isolato le prestazioni di penetrazione e focalizzazione.

La seconda fase si è basata sulla trasposizione fisica del modello numerico in un ambiente reale di laboratorio. La griglia 10x10 viene ricreata con due sole antenne, spostate da motori dentro una piccola camera anecoica e collegate a un analizzatore di reti vettoriale. Per farla funzionare è stato necessario tenere conto degli ingombri delle antenne, che riducono il numero di combinazioni misurabili, studiare i percorsi dei motori e mettere a punto una calibrazione dei dati. Il sistema è stato poi provato con dei bersagli semplici, delle rondelle di metallo disposte in configurazioni diverse. Lo scopo di queste prove è verificare se il sistema riesce a localizzare i bersagli nel punto giusto e se i risultati sono in accordo con quanto previsto dalla teoria e dalle simulazioni.

Capitolo 4. Modello numerico per la generazione di matrici di scattering 3D

Per testare le performance di un sistema diagnostico a onde millimetriche basato sull'algoritmo Delay-and-Sum è stato, inizialmente, creato un ambiente simulativo. La simulazione affronterà vari step sempre più complessi. Il primo step si concentra sullo studio di un bersaglio puntiforme isolato nello spazio libero (aria), di seguito verranno simulati ostacoli clinici più complessi introducendo il tessuto adiposo fino ad arrivare all'interfaccia aria-grasso.

4.1 Sviluppo Teorico e Validazione Bidimensionale nel vuoto

L'intera architettura simulativa è stata implementata nell'ambiente di calcolo numerico MATLAB e costituisce la base per la modellazione del sistema radar e per la validazione dell'algoritmo di focalizzazione spaziale. Il flusso di lavoro gestisce sia la generazione sintetica delle matrici di scattering (problema diretto), sia la successiva elaborazione dei segnali nel dominio del tempo per la ricostruzione dell'immagine tridimensionale (problema inverso). La fase di modellazione numerica e simulazione, descritta in questo capitolo, è stata sviluppata e validata congiuntamente con la collega Marta Alvario, con la quale è stata condivisa l'infrastruttura di calcolo MATLAB. I risultati esposti di seguito costituiscono le basi teoriche per la successiva fase di validazione sperimentale (Capitolo 5), oggetto specifico e individuale di questo elaborato.

4.1.1 Configurazione Geometrica e Generazione dei Dati (Problema Diretto)

Il setup geometrico iniziale prevede l'utilizzo di un array planare quadrato multistatico, posizionato sul piano cartesiano ad una quota $Z=0$ e composto da 64 antenne isotrope, disposte in una griglia 8×8 .

Il bersaglio (target) è stato posizionato lungo l'asse centrale ad una profondità di 10 cm, quindi, con coordinate spaziali $T = [0,0,10]$, in un volume di spazio “libero”, mezzo omogeneo e ideale caratterizzato da una permittività dielettrica relativa unitaria.

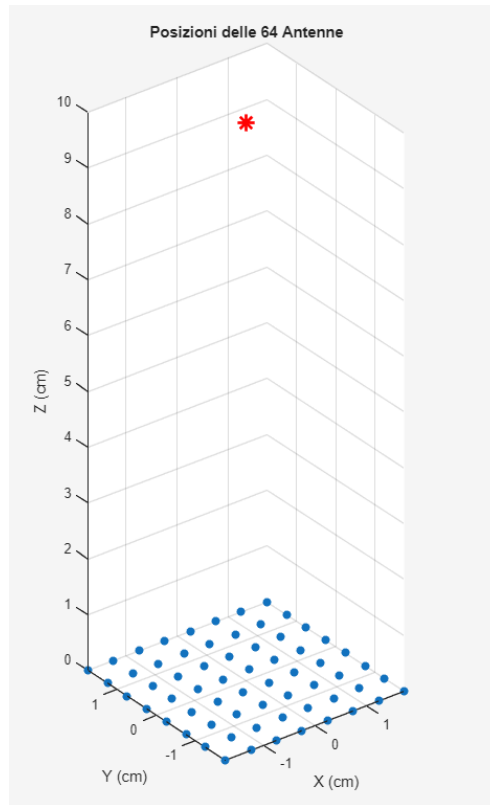


Figura 4.1: Rappresentazione 3D del dominio di simulazione. Sono evidenziate le posizioni delle 64 antenne planari (in blu) sul piano $Z = 0$ e il centro di scattering puntiforme (in rosso) a 10 cm di profondità.

L'intera architettura è stata, inizialmente, progettata per lavorare in regime Ultra-Wideband (UWB) nel range delle onde millimetriche, sfruttando una banda di frequenza che si estende da 26.5 GHz a 40 GHz [3], [4]. Tale banda di frequenze è stata discretizzata in 271 punti di campionamento [3]. In tale contesto è importante la scelta della distanza “d” tra gli elementi radianti. Se le antenne sono troppo distanti tra loro, oltre al lobo principale che ricostruisce il *target*, compaiono altri lobi di ampiezza paragonabile, chiamati lobi di reticolo (*grating lobes*). Si tratta di repliche del lobo principale che, nell'immagine ricostruita, si traducono in falsi bersagli [18], [21], [22]. Per evitare la formazione dei *grating lobes*, la distanza tra

i centri delle antenne deve essere non superiore alla metà della lunghezza d'onda (condizione analoga al teorema del campionamento di Nyquist, applicata allo spazio). In questo caso alla frequenza di 40 GHz si ha $\lambda_{min} = 7.5$ mm che richiederebbe $d \leq 3.75$ mm [21], [22]. Nella presente architettura è stata invece adottata una spaziatura $d = 0.5$ cm, pari a metà della lunghezza d'onda in aria alla frequenza di 30 GHz ($\lambda = c/f \approx 1$ cm), in linea con il dimensionamento adottato nei sistemi a onde millimetriche di riferimento [3], [6]. Alle frequenze più alte della banda l'array è quindi leggermente sotto-campionato. Tale scelta è tollerabile grazie all'ampia larghezza di banda del sistema. Nella ricostruzione, che somma i contributi di tutte le frequenze, i lobi di reticolo generati alle frequenze più alte cadono in punti diversi e non si sommano in modo coerente, vengono, quindi, fortemente attenuati, mentre il picco principale beneficia di un'interferenza costruttiva [3], [18], [22].

La matrice di scattering S (di dimensioni $64 \times 64 \times 271$) racchiude i parametri elettromagnetici per ogni combinazione di antenna trasmittente (TX) e ricevente (RX) lungo l'intero spettro di frequenze [3], [4]. Il segnale per ogni coppia viene calcolato valutando il percorso totale D dell'onda sferica attraverso il teorema di Pitagora esteso alle tre dimensioni, calcolando quindi la distanza euclidea sia per la tratta di andata, sia per quella di ritorno [3], [4], [18], [22]:

$$D = r_{TX} + r_{RX}$$

$$D = \sqrt{(x_{TX} - x_T)^2 + (y_{TX} - y_T)^2 + (z_{TX} - z_T)^2} + \sqrt{(x_{RX} - x_T)^2 + (y_{RX} - y_T)^2 + (z_{RX} - z_T)^2}$$

L'impiego di questa formula generale permette all'algoritmo di gestire qualsiasi geometria spaziale; nel caso bidimensionale (2D) l'immagine viene ricostruita su un piano, descritto da due sole coordinate, mentre il termine relativo alla terza si annulla e la formula si riduce alla distanza euclidea nel piano. Nel caso tridimensionale (3D), invece, la formula viene utilizzata in forma completa, con tutte e tre le coordinate [3], [4], [6]. Ogni elemento della matrice viene quindi popolato combinando due contributi: l'attenuazione geometrica spaziale (inversamente proporzionale al

prodotto delle distanze di andata e ritorno e che descrive la dispersione sferica dell'energia lungo i due percorsi) e lo sfasamento accumulato lungo la traiettoria [3], [4], [18], [21]. La formula analitica che governa il riempimento della matrice di scattering S , definendone il generico elemento per l'antenna trasmittente TX , l'antenna ricevente RX e la frequenza operativa f , è la seguente [3], [4], [18]:

$$S_{TX,RX}(f) = \left(\frac{1}{r_{TX} \cdot r_{RX}} \right) \cdot e^{-jkD}$$

dove il termine frazionario modella l'attenuazione del segnale nello spazio libero, mentre il termine esponenziale complesso ne quantifica lo sfasamento lungo il percorso D , con k che indica il numero d'onda nel vuoto ($k = 2\pi/\lambda$) [10], [18], [21].

Da segnalare, inoltre, l'azzeramento della diagonale della matrice S , che corrisponde alle configurazioni monostatiche, in cui la stessa antenna trasmette e riceve [18]. Tale scelta replica le reali condizioni di acquisizione di un Analizzatore di Reti Vettoriale (VNA), con il quale vengono misurati solo i parametri di trasmissione tra due antenne distinte; i percorsi monostatici, infatti, richiederebbero un hardware aggiuntivo (un accoppiatore direzionale) e sono i più disturbati dalle riflessioni indesiderate [3], [19].

4.1.2 Elaborazione Temporale e Algoritmo di Focalizzazione (Problema inverso)

La fase successiva consiste nel passaggio dei dati al modulo di ricostruzione temporale. Per elaborare il segnale nel dominio del tempo, le risposte in frequenza vengono ricampionate e sottoposte a una trasformata di Fourier inversa (IFFT), modellando l'impulso elettromagnetico trasmesso come un impulso gaussiano in banda base, modulato da una portante cosinusoidale alla frequenza centrale del sistema [3], [6], [23], [24]. La forma d'onda gaussiana rappresenta lo standard nei sistemi UWB, poiché garantisce uno spettro in frequenza compatto, privo

di lobi laterali indesiderati, e consente di ottenere impulsi temporali molto brevi, necessari per garantire un'elevata risoluzione assiale del bersaglio [18], [23], [24]. Eseguendo la convoluzione di questo impulso con la matrice di scattering ricampionata, si ottengono gli impulsi retrodiffusi nel dominio del tempo, pronti per essere allineati spazialmente [3], [6], [23]. L'ultima fase del modello implementa l'algoritmo Delay-and-Sum (DAS). Il volume tridimensionale di interesse viene discretizzato in una griglia di punti focali. Per valutare l'intensità energetica di ogni coordinata, l'algoritmo procede calcolando innanzitutto le grandezze geometriche: la distanza euclidea r_{TX} dall'antenna trasmittente al punto focale e la distanza r_{RX} dal punto focale all'antenna ricevente. La somma di queste due tratte rappresenta il percorso totale del segnale che viene diviso per la velocità di propagazione (in questo caso c_0 , la velocità della luce nel vuoto) per ottenere il tempo di volo teorico: $t_d = (r_{TX} + r_{RX})/c_0$ [3], [14].

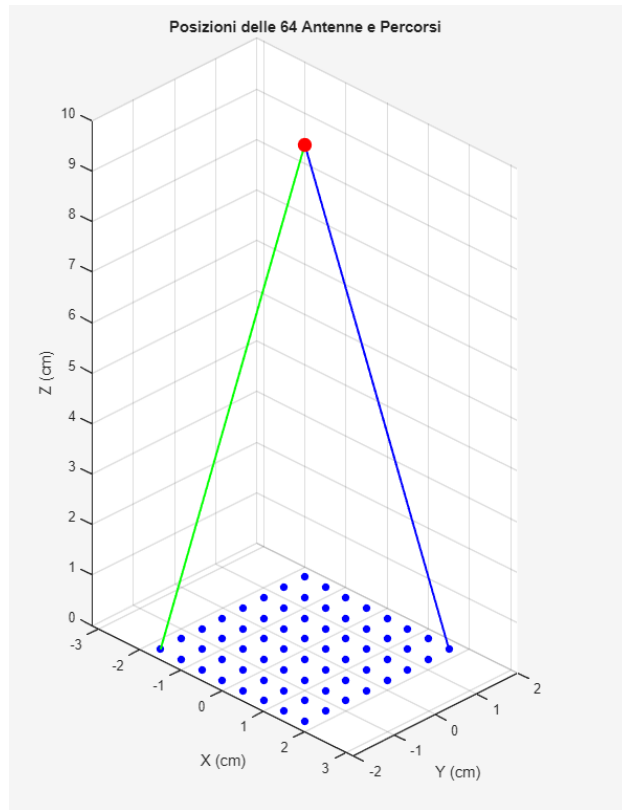


Figura 4.2: Rappresentazione geometrica del dominio di simulazione. Sono evidenziati i percorsi di andata (tratto verde) e ritorno (tratto blu) dell'onda sferica tra una generica coppia di antenne e il bersaglio, fondamentali per il calcolo analitico del tempo di volo teorico.

Noti questi ritardi temporali, l'algoritmo procede all'assegnazione di un valore di intensità energetica $I(\mathbf{r}_p)$ associata al singolo punto della griglia, integrando i contributi acquisiti da tutte le antenne p_{ij} , valutati all'istante $\tau_{ij}(\mathbf{r})$. L'operazione è governata dalla seguente relazione [3], [4], [14], [20]: $I(r_p) = \sum_{i=1}^{N_{ant}} \sum_{j=1}^{N_{ant}} p_{ij} (\tau_{ij}(r_p))$.

Mediante un'interpolazione di tipo spline cubica, l'algoritmo compensa la discretizzazione temporale dei campioni evitando di approssimare il ritardo teorico al campione più vicino e, quindi, permettendo un'estrazione precisa dell'ampiezza [23].

Infine, i contributi energetici estratti per tutte le combinazioni di antenne vengono sommati in modo coerente; questa sovrapposizione degli effetti fa sì che i segnali retrodiffusi da un bersaglio reale si sommino in fase (massimizzando il picco), mentre i disturbi e il rumore di fondo, non essendo allineati, si sommano in modo incoerente e restano molto più bassi [3], [14], [19], [20].

Il risultato di questa somma coerente conserva però le fluttuazioni ad alta frequenza legate all'impulso a radiofrequenza originario. È quindi necessario un ulteriore passaggio di filtraggio, basato sull'applicazione della Trasformata di Hilbert, per estrarre l'involuppo del segnale. Questa operazione rimuove le oscillazioni della portante, restituendo il solo contenuto energetico riflesso, dal quale si ottiene un'immagine più uniforme e leggibile [3], [23], [24].

4.1.3 Validazione del Modello: Scansione e Risultati 2D

Prima di affrontare la complessità computazionale legata ad una ricostruzione volumetrica tridimensionale (3D) completa, si è scelto di validare l'architettura e l'algoritmo in uno scenario bidimensionale (2D). A tale scopo, dalla griglia planare è stata estratta la sola riga centrale di antenne, riducendo temporaneamente il sistema ad un array lineare (figura 4.3) [3], [4]. Questa scelta ha permesso di condurre un test su una singola

sezione trasversale (slice) del dominio spaziale; ciò ha consentito di verificare in modo controllato la correttezza delle matrici generate e la capacità del DAS di focalizzare il bersaglio sul piano.

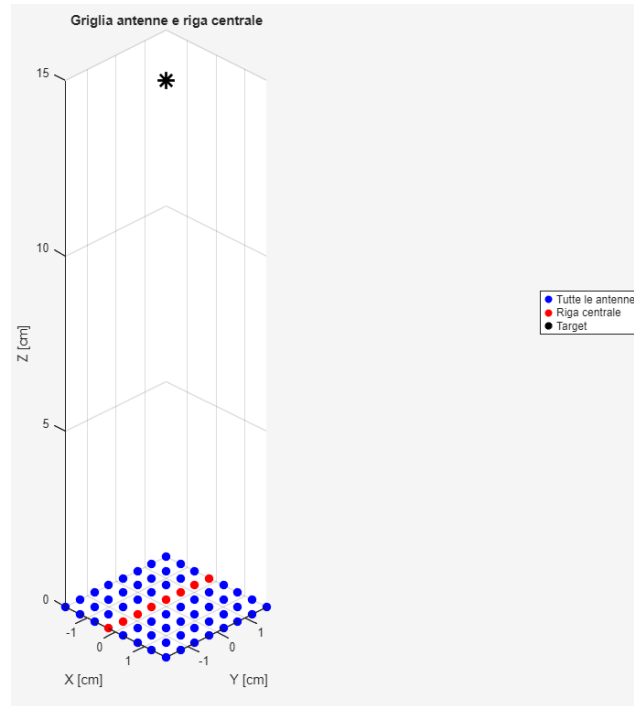


Figura 4.3: Rappresentazione del setup per la validazione bidimensionale (2D). Dalla griglia planare viene isolata unicamente la riga centrale di antenne (evidenziata in rosso).

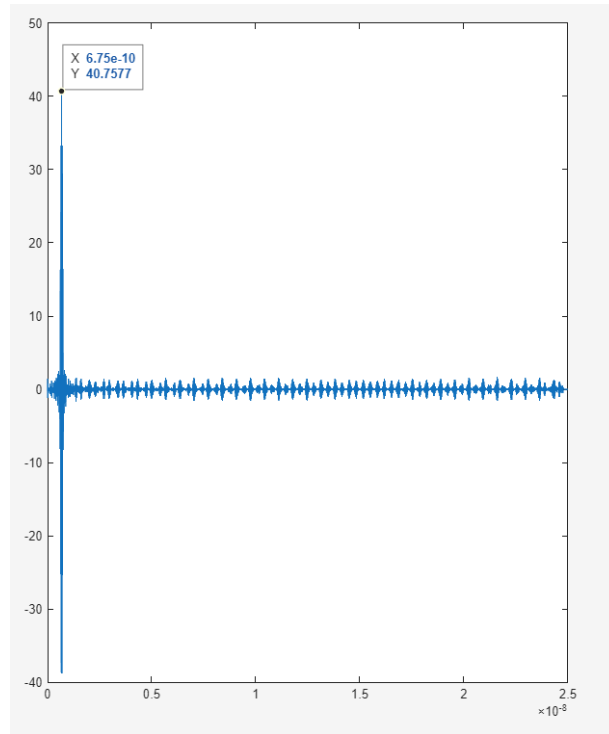


Figura 4.4: Andamento nel dominio del tempo di un singolo impulso retrodiffuso. Il marcatore indica il picco di massima intensità in corrispondenza del corretto tempo di volo teorico.

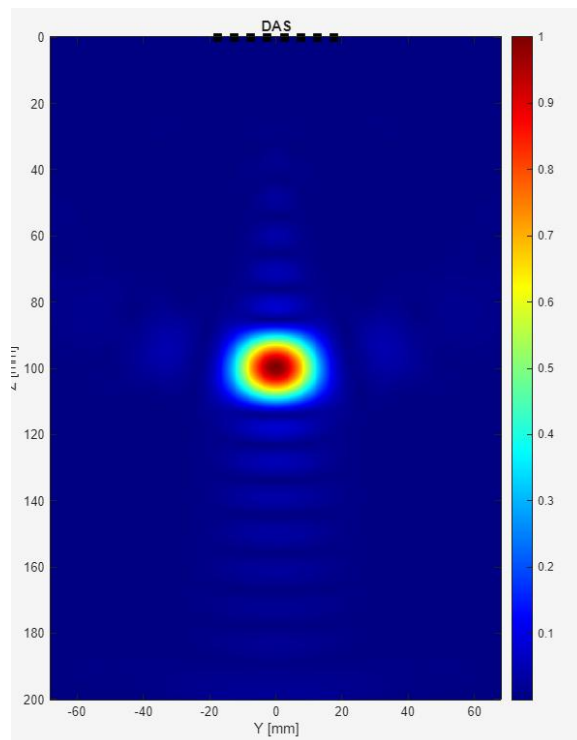


Figura 4.5: Mappa di intensità 2D generata dall'algoritmo DAS. La scala cromatica normalizzata evidenzia la focalizzazione dell'energia (interferenza costruttiva massima in rosso) in corrispondenza delle coordinate spaziali del target ($Y = 0$, $Z = 100$ mm).

Nella figura 4.4 è rappresentato l'andamento di un singolo segnale retrodiffuso nel dominio del tempo, relativo ad una specifica coppia di antenne della riga centrale (la prima antenna trasmittente e l'ottava ricevente). La posizione di questo picco lungo l'asse temporale dipende dalla geometria del sistema. Considerando che il bersaglio puntiforme si trova a una profondità $z_T = 10$ cm e lo scostamento laterale delle due antenne periferiche è di 1.75 cm, la distanza totale percorsa, come somma del tratto di andata e di ritorno, è calcolata con il teorema di Pitagora:

$$D = 2 \cdot \sqrt{(1.75)^2 + (10)^2} \approx 20.30 \text{ cm} = 0.2030 \text{ m}$$

In questa fase di validazione, l'onda si propaga in un mezzo ideale (assimilabile al vuoto) con velocità della luce pari a $c_0 = 3 \cdot 10^8$ m/s, la distanza geometrica viene convertita in tempo di volo dividendo lo spazio percorso per la velocità [3], [14]:

$$t_{atteso} = \frac{D}{c_0} = \frac{0.2030 \text{ m}}{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}} \approx 6.77 \cdot 10^{-10} \text{ s}$$

Di conseguenza, il picco di massima intensità dell'impulso si trova a circa $6.75 \cdot 10^{-10}$ secondi, in accordo con il valore teorico di $6.77 \cdot 10^{-10}$ secondi. La piccola differenza è dovuta alla discretizzazione temporale del segnale. Ciò conferma la correttezza del processo di sintesi in frequenza e della sua trasformazione (tramite IFFT) nel dominio del tempo.

La figura 4.5 rappresenta la mappa di intensità generata dall'applicazione dell'algoritmo DAS sull'intero set di segnali estratti dalla riga centrale. La mappa di intensità utilizza una scala cromatica normalizzata tra 0 (blu scuro) e 1 (rosso scuro) e traduce le misurazioni temporali in una rappresentazione spaziale della riflettività. Anche in questo caso il bersaglio è localizzato correttamente: applicando coerentemente i tempi di volo a tutte le coppie TX-RX, i segnali si allineano in fase. Ciò produce un'interferenza costruttiva che si manifesta con un picco di energia (l'ovale rosso), centrato alla coordinata spaziale $Z = 100$ mm (10 cm) sull'asse $Y = 0$, in accordo con la posizione reale del target. Nei restanti voxel, invece, l'algoritmo applica ritardi che non corrispondono a nessun evento

fisico reale; i segnali si sommano, quindi, in modo sfasato, producendo un'interferenza distruttiva che mantiene bassa l'intensità al di fuori del bersaglio. I lievi artefatti visibili lungo l'asse Z (lobi secondari azzurri) sono una conseguenza dell'estensione spettrale finita del segnale UWB ma hanno ampiezza trascurabile e non compromettono la capacità diagnostica bidimensionale del sistema [3], [18], [23], [24].

4.2 Estensione alla Ricostruzione Volumetrica 3D e Analisi delle Topologie di Array

Lavorare su un singolo piano è un passaggio importante nelle fasi iniziali di validazione ma, allo stesso tempo, costituisce un'approssimazione se si vuole fare un confronto realistico con quello che accade in un vero scenario clinico. Un tumore reale si sviluppa nello spazio tridimensionale. Le sue coordinate sono, quindi, incognite su tutti e tre gli assi. Il modello per la generazione delle matrici di scattering era già stato sviluppato per un array planare. Nella validazione 2D ci si era limitati a estrarre una singola riga di antenne. Il passaggio al dominio volumetrico ha, quindi, riguardato soprattutto la fase di ricostruzione dell'immagine. È stato necessario anche ottimizzare l'efficienza computazionale e introdurre nuovi strumenti di visualizzazione dei risultati 3D.

4.2.1 Transizione dal Modello 2D al Dominio Tridimensionale e Ottimizzazioni Architetture

Il primo passo per gestire la ricostruzione volumetrica ha riguardato una modifica sul volume di indagine. Invece di scansionare un volume ampio, la griglia dei voxel (X, Y, Z) è stata costruita come un volume spaziale che si centra intorno al target. Calcolare tempi di volo e interpolare segnali in zone vuote avrebbe sprecato risorse computazionali; in questo modo, invece, l'algoritmo concentra lo sforzo solo dove necessario. Ciò è possibile perché, in simulazione, la posizione del target è nota e, trovandosi sull'asse centrale dell'array, il volume così definito coincide di fatto con quello centrato sull'array. In uno scenario sperimentale, invece,

la posizione della lesione è proprio l'incognita da determinare e non può essere usata per definire il volume. Nelle misure del Capitolo 5 il volume di ricostruzione è stato quindi definito a partire dalla sola geometria del sistema: centrato sull'array, con un'estensione di ± 5 cm lungo X e Y, e da 1 cm a 15 cm in profondità. La posizione dei bersagli viene poi individuata come il punto di massima intensità all'interno di tale volume.

In questa fase, il sistema non estrae la singola riga di antenne ma sfrutta l'intera apertura sintetica della griglia planare. Il calcolo delle distanze euclidee, come anticipato nel paragrafo 4.1.1, è stato quindi eseguito nella sua formulazione pitagorica completa [14]. Per ogni voxel del dominio, il codice ha calcolato il percorso tridimensionale dall'antenna trasmittente al punto focale (r_{TX}) e dal punto focale all'antenna ricevente (r_{RX}), compensando i ritardi temporali per tutte le coppie possibili.

È stato, poi, introdotto un cambiamento riguardante il trattamento matematico del segnale radar. Nel precedente modello bidimensionale, il sistema operava interamente nel dominio reale, affidando a un filtro di Hilbert il compito di estrarre l'involuppo e ripulire il segnale solo alla fine del *beamforming*. A frequenze così elevate, la portante cosinusoidale oscilla molto rapidamente, alternando di continuo valori positivi e negativi. Il DAS, per ogni voxel, calcola un ritardo e legge il valore del segnale in quell'istante. Poiché i voxel occupano posizioni discrete, il ritardo calcolato non coincide mai perfettamente con quello reale: basta una differenza di una frazione di millimetro perché il segnale venga letto in un punto diverso dell'oscillazione, ad esempio in una valle invece che su un picco. Sommando i contributi di tutte le coppie di antenne, questi piccoli scostamenti fanno sì che i segnali non si sommino più in fase attenuando o nascondendo il bersaglio nell'immagine finale [18], [23].

Per superare questo limite, il codice sfrutta ora un approccio basato sui segnali analitici [23], [24]. A differenza del modello precedente, l'impulso trasmesso non viene più modulato tramite una componente cosinusoidale reale. Si è scelto, invece, di generare la portante direttamente nel dominio complesso sfruttando l'esponenziale di Eulero [3], [18], [23], [24]:

$$p(t) = e^{-(t-t_0)^2/\sigma^2} \cdot e^{j2\pi f_c(t-t_0)}$$

Il segnale analitico così ottenuto è complesso: il suo modulo coincide con l'involuppo dell'impulso, che ora non oscilla, mentre l'informazione sul ritardo di propagazione è contenuta nella fase. Un piccolo errore sul ritardo modifica quindi solo di poco il valore letto, e i contributi delle diverse coppie di antenne continuano a sommarsi in modo coerente. Inoltre, l'intensità di ogni voxel si ottiene semplicemente come modulo della somma finale, senza dover applicare la trasformata di Hilbert all'intero volume 3D che avrebbe richiesto tempi di calcolo e memoria più elevati [18], [23], [24]. Ciò ha reso la ricostruzione volumetrica tollerante agli errori di discretizzazione sub-millimetrica della griglia spaziale [18], [23]. L'effetto di questa modifica è visibile analizzando la forma d'onda estratta dal nuovo blocco di calcolo. A differenza dell'impulso reale utilizzato nella validazione bidimensionale, che mostrava un'alternanza di picchi e valli attorno allo zero, la nuova rappresentazione, evidenziata nella figura 4.6, restituisce un profilo diverso: il taglio delle frequenze negative trasforma il segnale grezzo in un involuppo, caratterizzato da un unico picco positivo ben definito [23].

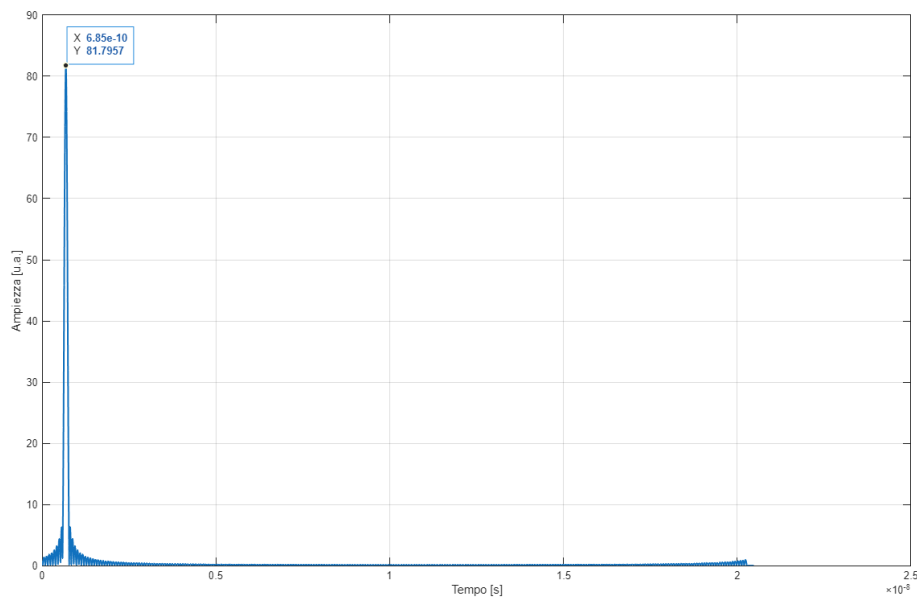


Figura 4.6: Andamento nel dominio del tempo di un singolo impulso retrodiffuso in formato analitico. Il grafico evidenzia l'assenza di fluttuazioni ad alta frequenza e di componenti negative, confermando la corretta estrazione dell'involuppo.

Anche in questo caso, la posizione del picco lungo l'asse temporale può essere verificata analiticamente. Poiché il bersaglio è localizzato sull'asse centrale a una profondità $Z = 10$ cm, il percorso totale compiuto dall'onda sferica deve essere calcolato includendo tutte e tre le componenti spaziali del teorema di Pitagora:

$$D = 2 \cdot \sqrt{(-1.75)^2 + (-1.75)^2 + 10^2} \approx 20.60 \text{ cm} = 0.2060 \text{ m}$$

Assumendo un mezzo di propagazione ideale (il vuoto) con una velocità $c_0 = 3 \cdot 10^8$ m/s, la distanza geometrica si converte nel tempo di volo teorico:

$$t_{atteso} = \frac{D}{c_0} = \frac{0.2060 \text{ m}}{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}} \approx 6.87 \cdot 10^{-10} \text{ s}$$

Questo accordo tra il dato simulato e il modello teorico ha confermato l'affidabilità del codice prima della successiva ricostruzione volumetrica. Anche le routine matematiche di estrazione dei campioni sono state snellite. L'allineamento temporale dei fronti d'onda ha richiesto il recupero dell'ampiezza esatta del segnale per ogni ritardo di propagazione. Nel modello 2D veniva usata un'interpolazione di tipo *spline*, accurata ma troppo onerosa da elaborare su milioni di voxel moltiplicati per le migliaia di combinazioni dell'array [23]. Si è quindi passati a un'interpolazione lineare, più efficiente, eseguita in modo diretto sulla matrice dei dati complessi. Questa scelta ha garantito un buon compromesso tra l'efficienza dei tempi di esecuzione e la precisione geometrica richiesta dal *beamforming* [18], [23].

Una volta ottenuta la mappa energetica spaziale, cambiano anche le modalità di ispezione visiva e diagnostica. I valori della matrice 3D sono stati tradotti in scala logaritmica (dB). L'adozione della scala logaritmica rappresenta uno standard nell'imaging radar: a differenza della scala lineare, che tende a mascherare i segnali deboli, la rappresentazione in dB espande la dinamica visiva, consentendo di quantificare il rapporto tra il

segnale utile e l'entità dei lobi secondari o dei disturbi di fondo (*clutter*) [6], [18], [22].

Sono state, quindi, implementate due differenti tecniche di rendering grafico [19], [22]:

- **Sezioni Ortogonali:** sono stati estratti tre piani cartesiani perpendicolari, intersecati nel punto di massima intensità rilevato dall'algoritmo. Questa vista ha permesso sia di ispezionare l'interno del volume e di valutare qualitativamente la risoluzione laterale e assiale del sistema, sia di valutare la presenza di possibili lobi o artefatti.
- **Isosuperfici:** il volume energetico del target è stato ricostruito tracciando superfici tridimensionali che uniscono i voxel con il medesimo valore di intensità. Sono state impostate soglie decrescenti (es. -1.4 dB per il nucleo centrale ad alta densità energetica, -3.9 dB per il corpo principale e -6.5 dB per l'alone periferico) per restituire una morfologia chiara e stratificata della focalizzazione.

Contestualmente a queste ottimizzazioni software, l'architettura è stata predisposta per esplorare l'impatto di diverse geometrie hardware. Tramite una maschera logica vettoriale, lo script è stato in grado di "spegnere" selettivamente specifiche antenne della griglia planare prima di avviare il *beamforming*. Questo strumento ha permesso di testare configurazioni sotto-campionate, come le disposizioni a scacchiera o a croce, ponendo le basi numeriche per valutare il compromesso tra il degrado della risoluzione volumetrica e la semplificazione della circuiteria a radiofrequenza [3], [6], [18], [22].

4.2.2 Ricostruzione 3D in Configurazione Full e Analisi dei Risultati

La prima simulazione tridimensionale è stata condotta utilizzando la configurazione strumentale completa (denominata *Full*), mantenendo attivi tutti i 64 elementi radianti dell'array 8x8 con le stesse frequenze utilizzate precedentemente (da 26.5 GHz a 40 GHz).

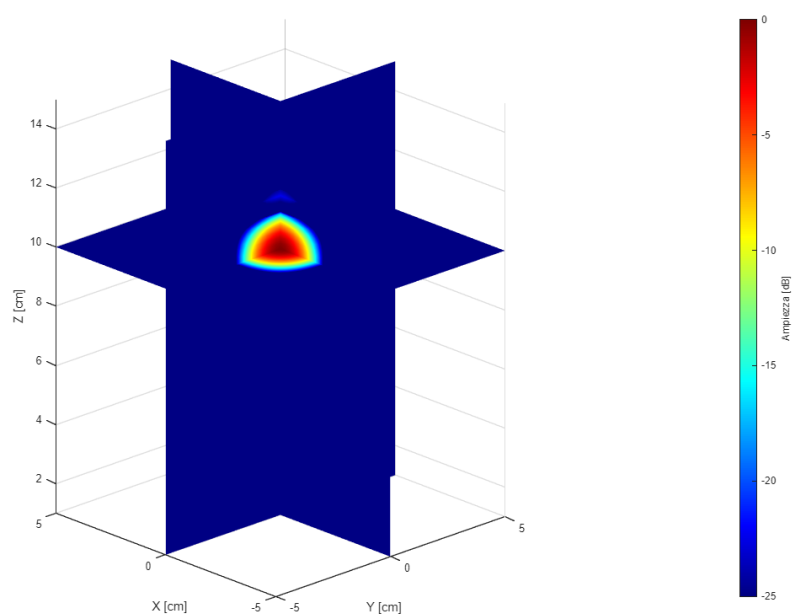


Figura 4.7: Sezioni ortogonali della mappa di intensità 3D (scala in dB) per la configurazione Full, 64 antenne. L'intersezione dei piani evidenzia il picco di energia alle coordinate spaziali del target ($X = 0, Y = 0, Z = 10$ cm).

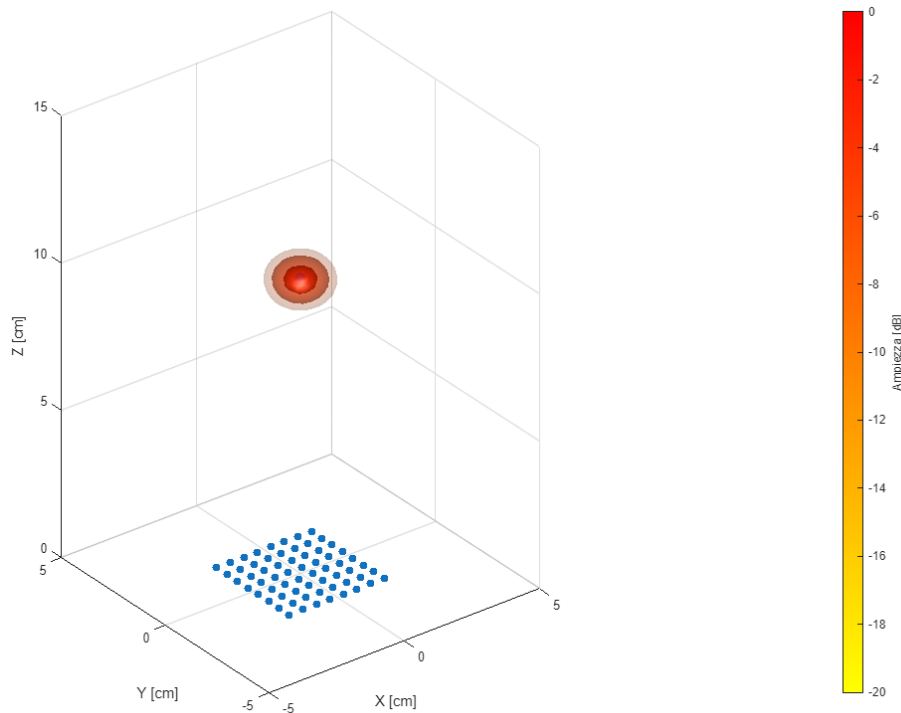


Figura 4.8: Ricostruzione volumetrica 3D tramite isosuperfici (configurazione Full, 64 antenne) del punto focale posizionato a 10 cm.

Come si evince dalle figure 4.7 e 4.8, l'algoritmo è risultato affidabile, nonostante le modifiche effettuate per il passaggio ad una ricostruzione 3D. Dalla figura 4.7 emerge che il picco di intensità massima si trova alle coordinate teoriche ($X = 0, Y = 0, Z = 10$ cm).

L'impiego della scala logaritmica si è rivelato utile; la mappa cromatica evidenzia una rapida diminuzione dell'energia già in prossimità del target, a dimostrazione del fatto che i lobi secondari e gli artefatti di ricostruzione restano a livelli molto inferiori rispetto al picco utile [18], [22].

Nella figura 4.8, i tre gusci di isosuperficie descrivono l'estensione tridimensionale della macchia focale. Il nucleo più interno si chiude in modo compatto e sferico attorno al punto di scattering. Mantenendo attive tutte le 64 antenne, il sistema sfrutta il massimo campionamento spaziale possibile per l'architettura. L'elevato numero di percorsi multistatici permette all'algoritmo di ridurre i lobi secondari [6], [18], [22].

4.2.3 Valutazione delle Prestazioni al Variare della Configurazione Geometrica dell'Array

La configurazione *Full* rappresenta il miglior risultato ottenibile in termini di focalizzazione. Tuttavia, presenta dei limiti tecnologici e logistici. Un array planare denso composto da 64 antenne richiede la gestione di oltre quattromila percorsi di propagazione indipendenti [3], [4]. Questo comporta un elevato costo computazionale e lunghi tempi di calcolo, oltre alla necessità di aumentare complessità e, quindi, costo dei componenti [6], [18]. Inoltre, un sotto-campionamento dell'array può produrre, teoricamente, dei lobi laterali più marcati [18], [22]. Per far fronte a queste problematiche, il codice è stato concepito con la possibilità di disattivare selettivamente una parte delle antenne. L'obiettivo di questa indagine è valutare il compromesso diagnostico offerto da quattro specifiche configurazioni sotto-campionate, analizzando l'impatto della riduzione hardware sulla pulizia dell'immagine 3D [6], [22].

Per interpretare i risultati seguenti, è opportuno richiamare la formula analitica che governa la risoluzione laterale (cross-range) di un sistema radar [18]:

$$\delta_L = \frac{\lambda R}{2D}$$

dove λ rappresenta la lunghezza d'onda operativa, R indica la distanza spaziale tra le antenne e il bersaglio e D definisce la massima estensione geometrica (apertura) dell'array. La risoluzione laterale è la capacità di distinguere i bersagli sul piano ortogonale alla propagazione (sugli assi X e Y). Quindi, la capacità del sistema di mantenere una macchia focale trasversalmente stretta dipende dal mantenimento della dimensione D [6], [18], [24]. Il primo esperimento, visibile nell'immagine 4.9, utilizza la configurazione a Scacchiera, ottenuta disattivando le antenne della griglia originaria in modo alternato. Questa geometria dimezza il numero di antenne attive, alleggerendo notevolmente il carico computazionale e hardware ma mantiene inalterata l'apertura spaziale complessiva dell'array (D).

I risultati confermano che il nucleo focale resta sferico e compatto e che l'energia converge con precisione. Anche se il sotto-campionamento della griglia riduce il numero di sovrapposizioni costruttive, l'estesa larghezza di banda del segnale mitiga la formazione dei lobi secondari, che rimangono confinati a livelli di ampiezza trascurabili per un'indagine diagnostica [3], [18], [22]. Ciò rende la configurazione a Scacchiera un ottimo compromesso ingegneristico per ottimizzare costi e tempi senza ridurre la qualità dell'immagine.

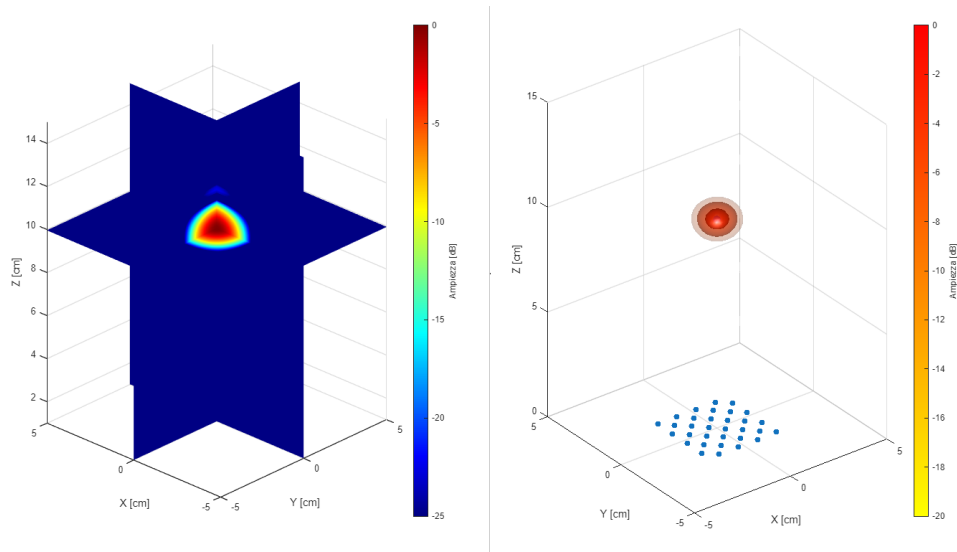


Figura 4.9: Configurazione a Scacchiera (32 antenne attive): sezioni ortogonali della mappa di intensità in scala dB (a sinistra) e ricostruzione volumetrica 3D tramite isosuperfici (a destra). Le prestazioni di focalizzazione si mantengono molto vicine a quelle della griglia completa.

Un sotto-campionamento della griglia più marcato è rappresentato dalla configurazione a Cornice (figura 4.10). Le uniche antenne mantenute attive (28) sono quelle disposte sul perimetro esterno, lasciando vuota la parte centrale dell'array. Come si osserva nella figura 4.10, anche la disposizione a Cornice conserva l'apertura spaziale complessiva dell'array (D) ottenendo una buona risoluzione laterale; infatti, il picco centrale rimane stretto e concentrato intorno al target [18]. Tuttavia, l'assenza di antenne nell'area centrale genera lobi secondari. Questi lobi sono la diretta conseguenza del mancato rispetto della condizione di campionamento spaziale descritta nel paragrafo 4.1.1 ($d \leq \lambda/2$). Nella parte centrale, infatti, le antenne attive più vicine si trovano sui lati opposti della cornice,

a una distanza fino a 3.5 cm, ben superiore alla metà della lunghezza d'onda [18], [21], [22]. Ai fini diagnostici, la presenza dei lobi laterali può portare ad avere un numero di falsi positivi maggiore. Per questo motivo, la configurazione a Cornice non è ottimale.

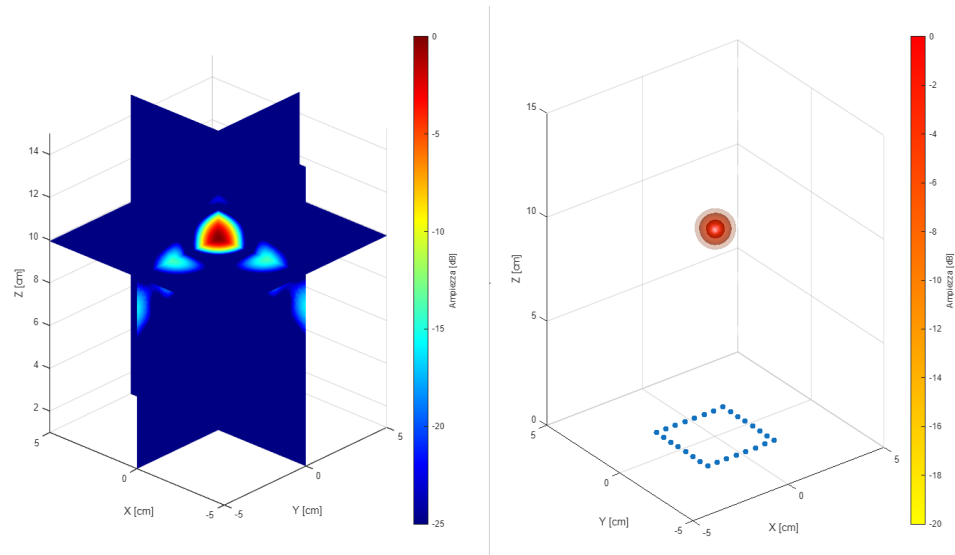


Figura 4.10: Configurazione a Cornice (28 antenne attive): sezioni ortogonali della mappa di intensità in scala dB (a sinistra) e ricostruzione volumetrica 3D tramite isosuperfici (a destra). Si osserva la comparsa di lobi laterali attorno al bersaglio principale.

È stato poi eseguito un test con la configurazione a Croce (figura 4.11), formata da antenne disposte solo sui due assi cartesiani di simmetria della griglia. Come nella configurazione a Cornice, le antenne attive sono 28, ma disposte in modo diverso. Le antenne attive, infatti, sono vicine tra loro e tale vicinanza permette di soddisfare il teorema del campionamento spaziale di Nyquist, riducendo i lobi laterali [21], [22]. L'assenza di antenne nei quattro quadranti diagonali riduce notevolmente l'estensione geometrica efficace dell'array (D) lungo quelle specifiche direttrici. In base all'equazione della risoluzione laterale, la diminuzione di D causa un diretto peggioramento della risoluzione laterale per cui il punto focale perde la sua sfericità e si allarga visibilmente [18]. Ai fini diagnostici, l'assenza di intensi lobi laterali rende questa geometria più sicura rispetto alla “Cornice” in quanto minimizza la probabilità di rilevare falsi positivi.

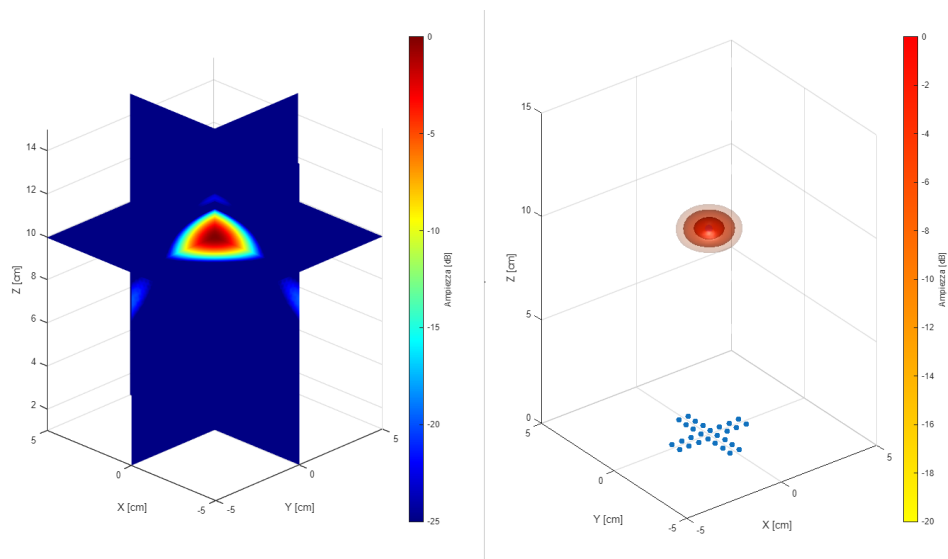


Figura 4.11: Configurazione a Croce (28 antenne attive): sezioni ortogonali della mappa di intensità in scala dB (a sinistra) e ricostruzione volumetrica 3D tramite isosuperfici (a destra). Si osserva un allargamento della macchia focale.

L'ultimo test effettuato ha, infine, riguardato la configurazione "L-Shape" (figura 4.12). Sono stati mantenuti attivi unicamente gli elementi radianti che formano una "L" sul perimetro esterno dell'array, svuotando l'intera area centrale e i restanti margini della griglia. Tale geometria porta ad una diminuzione ancora più marcata delle antenne delle quali solo 15 rimangono attive.

L'analisi visiva delle sezioni ortogonali dell'immagine 4.12 mostra come l'energia non riesca a confinarsi in un volume compatto intorno al punto focale ma subisce una dispersione spaziale, generando un nucleo deformato nella direzione in cui non sono presenti antenne e dimostrando, quindi, un peggioramento delle prestazioni focali. Questo comportamento è dovuto alla forte riduzione dell'apertura efficace D lungo la diagonale principale che compromette la risoluzione laterale [18]. Da segnalare, inoltre, la presenza di molti artefatti, dovuti al numero ridotto di antenne e alla loro distribuzione non uniforme [22].

Per questo motivo, la configurazione a "L" non è adatta per fini diagnostici poiché la dilatazione asimmetrica dell'energia renderebbe impossibile stimare morfologia, dimensione e posizione reali di una massa tumorale.

Inoltre, l'elevato numero di artefatti comprometterebbe l'affidabilità dell'esame generando molti falsi positivi.

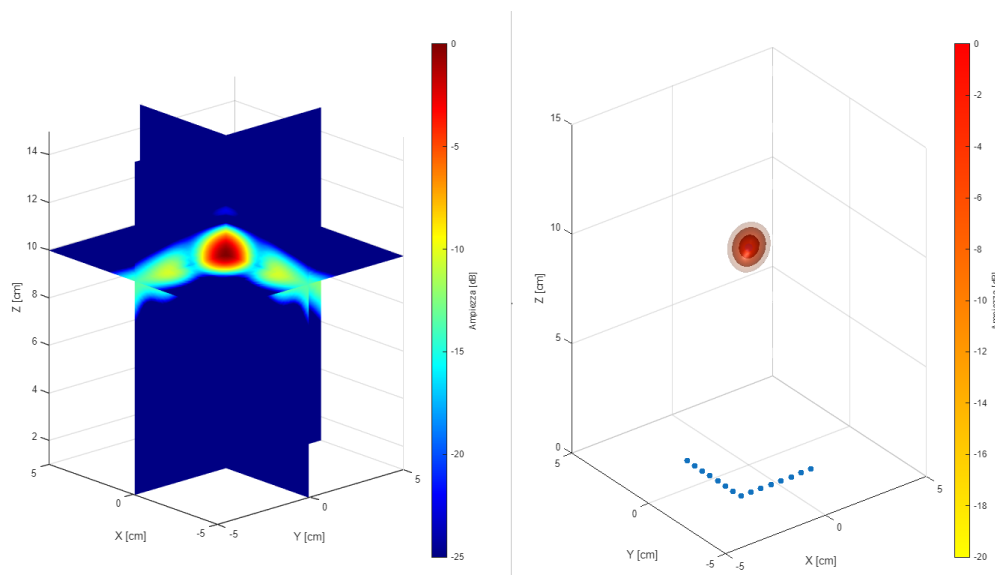


Figura 4.12: Configurazione L-Shape (15 antenne attive): sezioni ortogonali della mappa di intensità in scala dB (a sinistra) e ricostruzione volumetrica 3D tramite isosuperfici (a destra). Si evidenzia una forte distorsione asimmetrica della macchia focale e l'incapacità del sistema di confinare l'energia.

Il confronto tra queste quattro configurazioni ha dimostrato quanto il campionamento spaziale incida sull'affidabilità clinica dell'immagine radar. A parità di riduzione hardware, il posizionamento geometrico delle antenne determina la natura dell'errore diagnostico. La Cornice genera falsi positivi (lobi secondari), la Croce sfoca il bersaglio, pur mantenendolo pulito, mentre la L-Shape distorce la morfologia della lesione. Alla luce di ciò, la tipologia a Scacchiera (32 antenne) si è confermata come il miglior compromesso ingegneristico, garantendo un'accuratezza spaziale e una pulizia visiva quasi equiparabili alla griglia completa.

4.3 Estensione del Modello a Bersagli Morfologicamente Complessi e Tessuto Adiposo

Il passo successivo ha avvicinato il modello numerico a scenari clinicamente più verosimili. Un tumore reale non si presenta mai come un semplice punto ma è tipicamente caratterizzato da geometrie estese, bordi irregolari e conformazioni spesso spigolose [5], [7]. Per questo motivo è stato necessario aggiornare l'architettura simulativa sviluppata fino a questo momento, per valutare non solo la capacità del sistema radar di localizzare un'anomalia nello spazio tridimensionale ma anche la sua risoluzione spaziale, cercando di ricostruirne fedelmente la morfologia. Nella prima fase di questa indagine si è scelto di mantenere l'ambiente di propagazione privo di perdite e disomogeneità, lavorando in condizioni di fatto assimilabili al vuoto. L'attenzione si è quindi concentrata sull'aggiornamento degli algoritmi di calcolo e sulla valutazione delle prestazioni geometriche del beamforming. Una volta validato il codice in questo scenario ideale, il realismo della simulazione è stato aumentato. L'anomalia è stata infatti immersa all'interno di un mezzo dielettrico dissipativo, usato per replicare le proprietà del tessuto adiposo mammario. L'inserimento di un materiale biologico di questo tipo introduce un'attenuazione esponenziale del segnale a radiofrequenza [6], [10]. Il codice permette di generare diverse geometrie di prova, come linee o croci. L'analisi che segue si è però concentrata su un bersaglio a forma di stella, scelto per la sua complessità geometrica, con spigoli e concavità.

4.3.1 Evoluzione dell'Architettura Numerica: Aggiornamento del modello numerico

Come accennato precedentemente, la transizione da un bersaglio puntiforme ad uno morfologicamente più complesso ha richiesto la riscrittura della parte di codice dedicata alla generazione dei dati grezzi (matrice di scattering) e alla loro successiva elaborazione.

Nel modello precedente, il target era definito da un singolo punto spaziale $T = [0,0,10]$, mentre ora una forma complessa viene generata tramite una “nuvola di punti”. Il bersaglio viene, infatti, discretizzato in un set di N punti di scattering indipendenti distribuiti con un passo sub-millimetrico in modo da delineare la geometria desiderata. Dal punto di vista elettromagnetico, il codice calcola i percorsi vettoriali per ciascun punto e somma coerentemente i contributi complessi sfruttando il principio fisico della sovrapposizione degli effetti [4], [18], [21]. In questa fase, si è scelto di assegnare una Radar Cross Section (σ) di valore costante, per tutti i punti della griglia, fissata a 10^{-4} m^2 (equivalente a 1 cm^2). Tale grandezza descrive quanta energia un bersaglio rimanda verso il radar [4], [18]. Se il valore di σ fosse variato a seconda della posizione del punto sulla forma, si sarebbero creati dei gradienti di riflettività artificiali. Punti con alta RCS avrebbero, infatti, generato degli echi dominanti che, in fase di beamforming, avrebbero mascherato i contributi dei punti a bassa riflettività. Ciò avrebbe comportato una distorsione nella stima della forma geometrica del target [4], [18].

4.3.2 Ricostruzione di Geometrie Complesse nel vuoto e passaggio alla nuova configurazione

L'obiettivo di questa fase è stato valutare i limiti della risoluzione spaziale del sistema nel vuoto. Il target a forma di stella a 5 punte è stato posizionato a una profondità di 4 cm ($Z = 4 \text{ cm}$). L'escursione laterale complessiva della stella è pari a circa 2.5 cm. L'analisi si è basata sul confronto tra due configurazioni. Il primo scenario ha ripreso i parametri già utilizzati per il target puntiforme: una griglia planare di 8×8 antenne con una banda operativa che va da 26.5 GHz a 40 GHz, campionata in 271 punti.

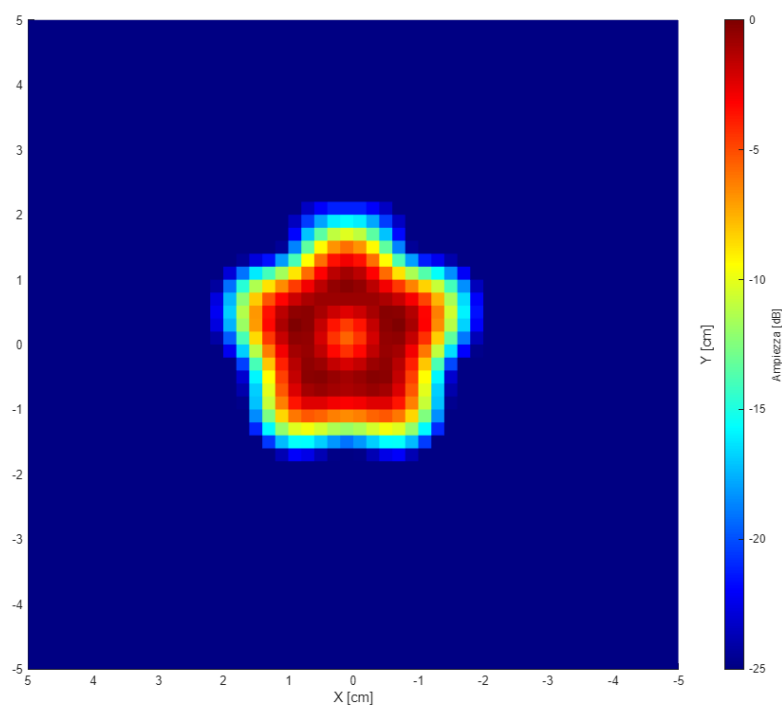


Figura 4.13: Sezione ortogonale sul piano trasversale (XY) per il target a stella a 4 cm di profondità (array 8x8, banda 26.5-40 GHz, 271 punti). La morfologia a cinque punte sul piano orizzontale è ben delineata.

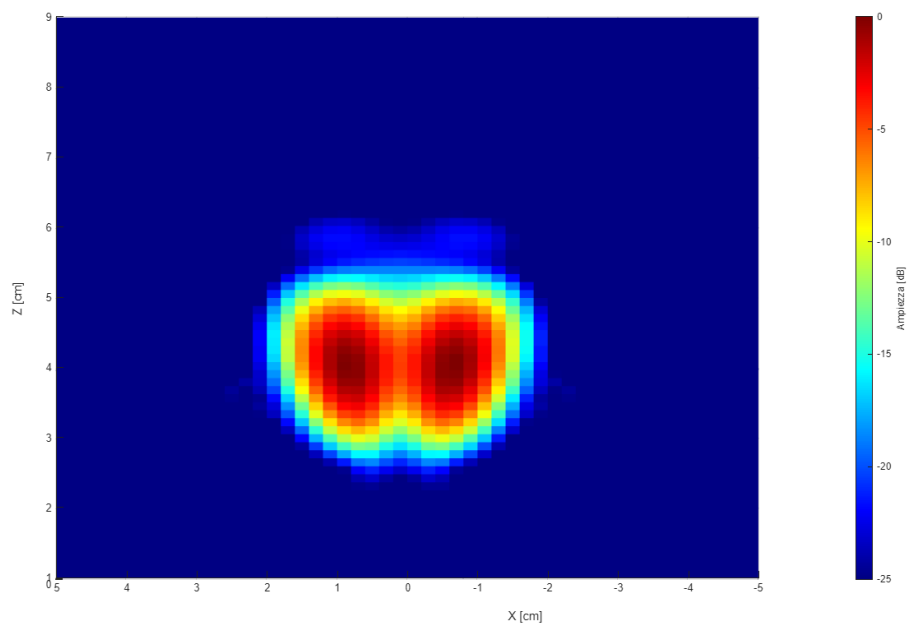


Figura 4.14: Sezione ortogonale lungo l'asse Z (array 8x8, banda 26.5-40 GHz). La scala logaritmica evidenzia come l'energia retrodiffusa sia distribuita lungo l'asse della profondità a causa della scarsa risoluzione assiale.

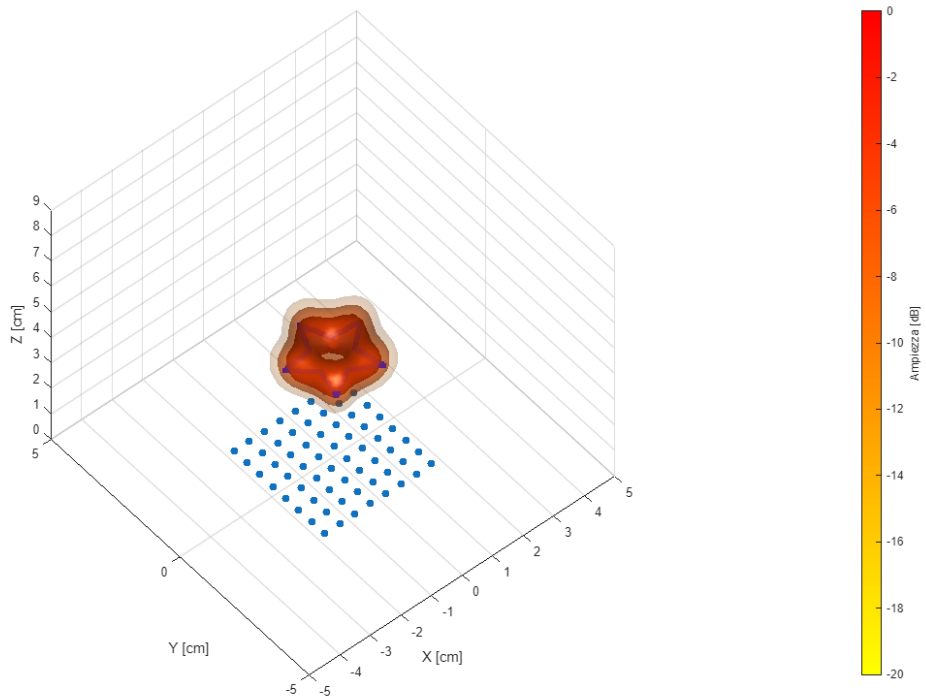


Figura 4.15: Ricostruzione volumetrica 3D tramite isosuperfici per la stella a 4 cm (array 8x8, banda 26.5-40 GHz). Il mancato confinamento energetico produce un volume allungato lungo l'asse Z.

Le figure relative a questo primo scenario hanno mostrato un comportamento ben definito. Sul piano trasversale XY, l'algoritmo DAS è riuscito a ricostruire bene la forma della stella: i contorni sono ben delineati e la forma a cinque punte è chiaramente riconoscibile. Il problema è emerso, invece, quando è stata analizzata l'immagine lungo il piano della profondità Z. Ciò dipende dalla risoluzione assiale del sistema, che distribuisce l'energia retrodiffusa su un volume troppo ampio. Questo difetto è spiegato dalla formula della risoluzione assiale che governa il comportamento del radar [3], [6], [18]:

$$\delta_R = \frac{c_0}{2B}$$

La capacità di separare i bersagli lungo la direzione di propagazione è inversamente proporzionale alla larghezza di banda B [18]. La banda totale di 13.5 GHz utilizzata in questo primo caso non si è rivelata sufficiente per confinare l'impulso temporale in uno spessore soddisfacente [3], [4], [24].

I parametri di acquisizione sono stati, quindi, modificati per risolvere questa limitazione sulla profondità. La banda Ultra-Wideband è stata estesa verso il basso, partendo da 18 GHz per arrivare a 40 GHz [3], [4]. L'aumento della banda passante, che in questo modo raggiunge i 22 GHz, ha richiesto un conseguente aumento del numero di campioni di scansione che sono passati da 271 a 551 punti [23]. Questo allargamento spettrale permette, in teoria, di migliorare sensibilmente la risoluzione assiale lungo l'asse Z [3], [6], [18]. L'inserimento di frequenze più basse all'interno dello spettro ha però un effetto collaterale da non trascurare. Frequenze minori comportano un aumento diretto della lunghezza d'onda media del segnale [3], [6], [21]. Come già visto nei capitoli precedenti, questo parametro incide negativamente sulla risoluzione trasversale (cross-range, XY), la quale è descritta dalla seguente equazione [18]:

$$\delta_L = \frac{\lambda R}{2D}$$

Un aumento numerico del termine λ posto al numeratore causa un peggioramento della risoluzione laterale δ_L [18]. Per compensare questo degrado della risoluzione trasversale e mantenere la qualità morfologica ottenuta sul piano orizzontale, è stato necessario intervenire sull'hardware di acquisizione simulato, aumentando lo spazio occupato dai sensori [3], [4], [18]. Si è quindi passati a una griglia 10x10. Grazie all'incremento del numero di antenne, si è ottenuta un'apertura totale D pari a 4.5 cm, un valore che si ricava considerando i 9 intervalli di separazione spaziale da 0.5 cm presenti tra le antenne collocate agli estremi opposti della matrice.

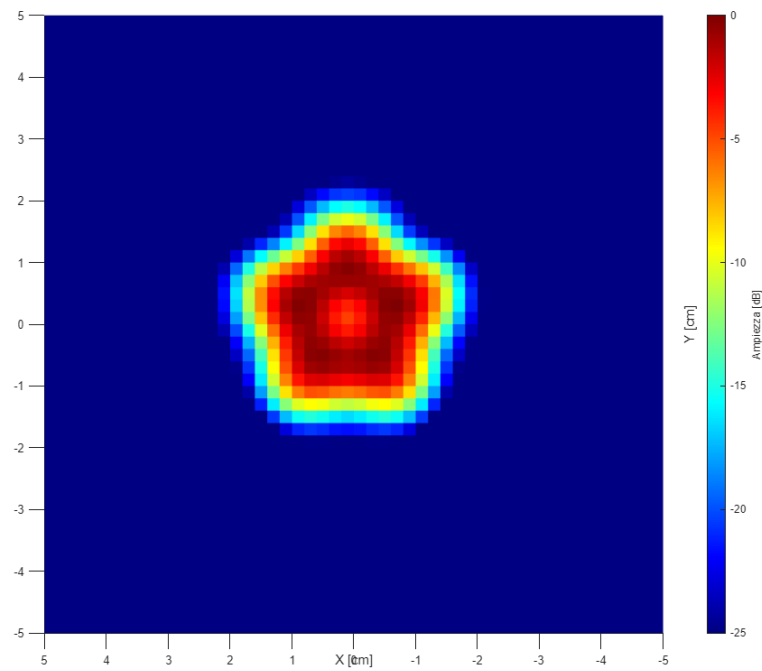


Figura 4.16: Sezione ortogonale sul piano trasversale (XY) per il target a stella a 4 cm di profondità (array 10x10, banda 18-40 GHz, 551 punti). L'aumento dell'apertura sintetica ha bilanciato gli effetti negativi dovuti all'inserimento delle basse frequenze, restituendo una buona ricostruzione della morfologia.

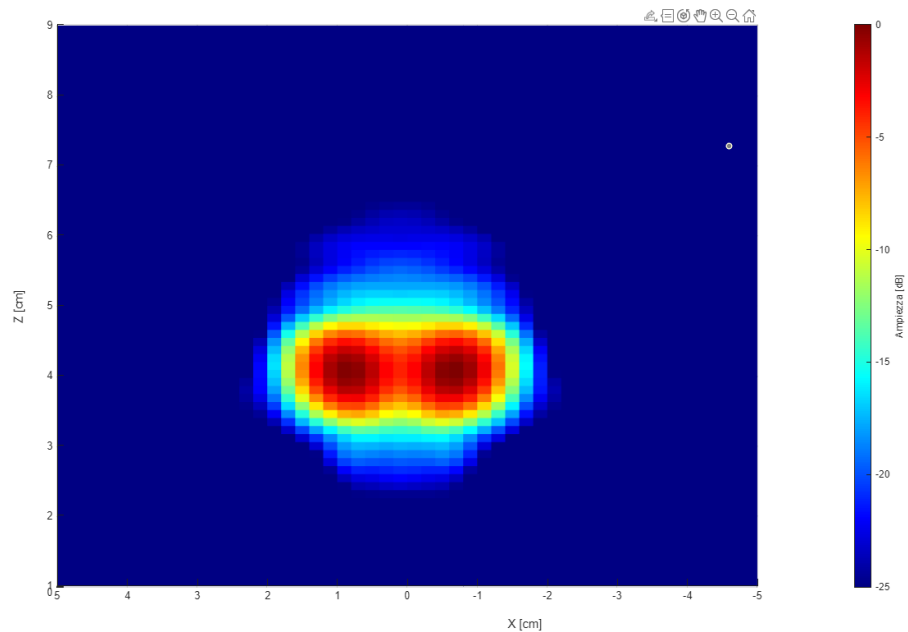


Figura 4.17: Sezione ortogonale lungo l'asse Z (array 10x10, banda 18-40 GHz). L'estensione della banda passante produce un confinamento assiale dell'energia migliore.

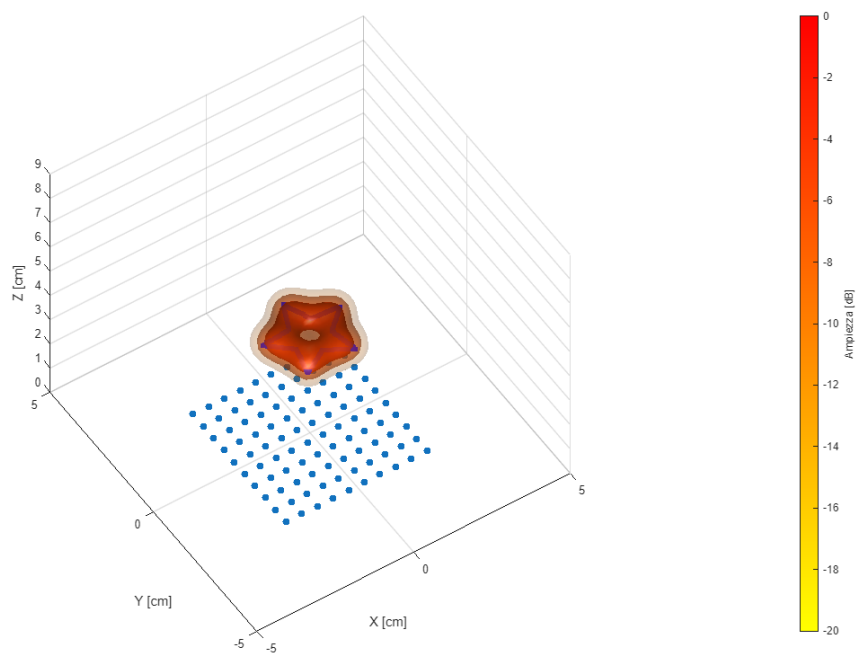


Figura 4.18: Ricostruzione volumetrica 3D tramite isosuperfici (array 10x10, banda 18-40 GHz). La combinazione tra banda allargata e maggiore apertura spaziale restituisce una forma tridimensionale ben definita.

I risultati di questa seconda simulazione confermano la validità delle modifiche apportate. L'ampliamento della larghezza di banda ha corretto la dispersione dell'energia lungo l'asse Z, garantendo un buon confinamento assiale attorno al target. Al tempo stesso, l'aumento dell'apertura planare ha bilanciato gli effetti negativi indotti dall'inserimento delle basse frequenze. La morfologia della stella sul piano orizzontale è stata, infatti, ricostruita correttamente, a conferma che il bilanciamento tra la banda estesa e l'apertura spaziale dell'array rappresenta un buon compromesso per affrontare indagini tridimensionali su volumi clinicamente rilevanti.

4.3.3 Inserimento del Tessuto Adiposo, del Rumore Termico e dell'SNR

Il passo successivo ha portato l'ambiente simulativo ad affrontare le criticità tipiche di uno scenario diagnostico reale, abbandonando lo spazio libero. Il target a forma di stella è stato immerso per intero all'interno di un volume omogeneo che simula le proprietà fisiche del tessuto adiposo

mammario sano. L'inserimento di questo mezzo biologico nello script ha modificato la propagazione del segnale elettromagnetico [3], [10], [21]. La permittività dielettrica relativa del background non è più unitaria. Nel codice è stata impostata una permittività reale pari a $\epsilon' = 3$, un valore che modella la capacità del grasso di immagazzinare energia e che riduce la velocità di propagazione dell'onda [3], [4], [6], [10], [21]. Parallelamente, è stato introdotto un termine dissipativo, impostando la parte immaginaria a $\epsilon'' = 0.3$. Questa componente immaginaria è responsabile dell'attenuazione esponenziale che il segnale subisce penetrando in profondità [3], [4], [6], [10].

Per gestire queste nuove condizioni dielettriche, il calcolo dell'attenuazione del segnale è stato modificato. L'algoritmo abbandona la semplice dipendenza geometrica ($1/(R_{tx} \cdot R_{rx})$) per implementare una modellazione basata sull'equazione radar bistatica [4], [10], [18], [21]. Considerando una potenza trasmessa prudenziale per le applicazioni medicali pari a $P_t = 1$ mW (0 dBm) e assumendo l'impiego di antenne isotrope con guadagno unitario ($G_{tx} = G_{rx} = 1$), la potenza ricevuta P_r dal singolo i -esimo scatterer viene calcolata come [4], [6], [15], [18], [21]:

$$P_{r,i} = \frac{P_t \cdot G_{tx} \cdot G_{rx} \cdot \sigma \cdot \lambda_{mezzo}^2}{(4\pi)^3 (R_{tx,i} \cdot R_{rx,i})^2}$$

A partire da tale valore di potenza, sono state modellate l'ampiezza e la fase del campo elettromagnetico. Per il tessuto adiposo sono stati utilizzati i valori di permittività introdotti in precedenza, mantenuti costanti in tutta la banda di frequenze. Si tratta di un'approssimazione ragionevole per tessuti a basso contenuto d'acqua, come quello adiposo [3], [10]. Da questi valori sono state poi ricavate la costante di attenuazione α e la costante di fase β [10], [18], [21]:

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{|\mu\epsilon| - \Re(\mu\epsilon)}{2}}, \quad \beta = \omega \sqrt{\frac{|\mu\epsilon| + \Re(\mu\epsilon)}{2}}$$

Il contributo complesso del singolo punto riflettente diventa quindi [3], [4], [6], [10]:

$$S_i = \left(\sqrt{P_{r,i}} \cdot e^{-\alpha(R_{tx,i}+R_{rx,i})} \right) \cdot e^{-j\beta(R_{tx,i}+R_{rx,i})}$$

Un'ulteriore modifica ha riguardato il calcolo dei tempi di volo all'interno del beamforming. La formula per stimare i tempi di volo teorici è stata svincolata dalla velocità della luce nel vuoto c_0 . Il ritardo temporale t_d , necessario per focalizzare il generico punto spaziale, è stato calcolato sulla base della velocità dell'onda all'interno del materiale. Tale velocità varia in funzione della parte reale della permittività dielettrica del mezzo (ϵ'). Il codice ricava, quindi, il valore della velocità v_{mezzo} dalla seguente formula [3], [6], [10], [18]:

$$v_{mezzo} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon'}}$$

Va sottolineato che all'interno di tessuti biologici la permittività dielettrica del mezzo (ϵ') dipende dalla frequenza e quindi varierà con essa [10], [15]. Il codice ricava il valore della velocità v_{mezzo} valutandola in corrispondenza della frequenza centrale della banda operativa f_c (29 GHz per l'architettura a banda estesa) [3], [6], [20].

Nota la velocità di propagazione dell'impulso a radiofrequenza, il tempo di volo teorico per la singola coppia di antenne assume la seguente forma [3], [6], [18]:

$$t_d = \frac{R_{tx} + R_{rx}}{v_{mezzo}}$$

Per testare la robustezza dell'algoritmo in condizioni più vicine alla realtà strumentale, è stato integrato un modulo che ha sommato alla matrice di scattering ideale un rumore termico gaussiano bianco (AWGN). La potenza del rumore introdotto nel sistema è stata ricavata attraverso la relazione [10], [18]:

$$P_N = k_B \cdot T \cdot B$$

All'interno di questa equazione, il termine k_B rappresenta la costante di Boltzmann (1.380649×10^{-23} J/K); la variabile T indica la temperatura di lavoro espressa in Kelvin, fissata a 300 K per replicare le condizioni di un tipico ambiente di laboratorio; il termine B indica, invece, la larghezza di banda totale del sistema radar [10], [18].

Il calcolo della potenza di rumore termico permette di valutare la qualità del segnale ricevuto dalle antenne, cioè quanto il segnale utile prevalga sul rumore. Il parametro che descrive questa grandezza e che indica quanto il bersaglio sia distinguibile dal rumore termico introdotto dall'elettronica del ricevitore è il rapporto segnale-rumore (SNR), che mette in relazione la potenza del segnale utile con quella del rumore. Il codice ha valutato la potenza media dei segnali utili retrodiffusi dal bersaglio, indicata con P_{media} , e l'ha confrontata con la potenza di rumore appena calcolata. La formula analitica è la seguente [3], [6], [10], [18]:

$$SNR = \frac{P_{media}}{P_N}$$

Per facilitare la lettura dei dati durante le simulazioni, questo rapporto è stato poi convertito in scala logaritmica [3], [6], [18]:

$$SNR_{dB} = 10 \log_{10}(SNR)$$

L'aggiunta del mezzo dissipativo e del rumore termico ha permesso di verificare la robustezza dell'algoritmo di focalizzazione. Il DAS somma in modo coerente i contributi di tutte le coppie di antenne. Nel punto in cui si trova il bersaglio i segnali utili hanno la stessa fase e si rafforzano,

mentre il rumore, essendo casuale e indipendente da una misura all'altra, non si somma in fase e cresce molto meno. In questo modo l'eco del bersaglio immerso nel grasso può emergere nell'immagine finale anche quando è poco superiore al rumore [3], [6], [18].

4.3.4 Ricostruzione nel Tessuto Adiposo: Analisi dei Risultati

Venendo ai risultati, è stata mantenuta la configurazione che si era dimostrata migliore nei test precedenti per ricostruire il target (stella) posizionato a 4 cm di profondità.

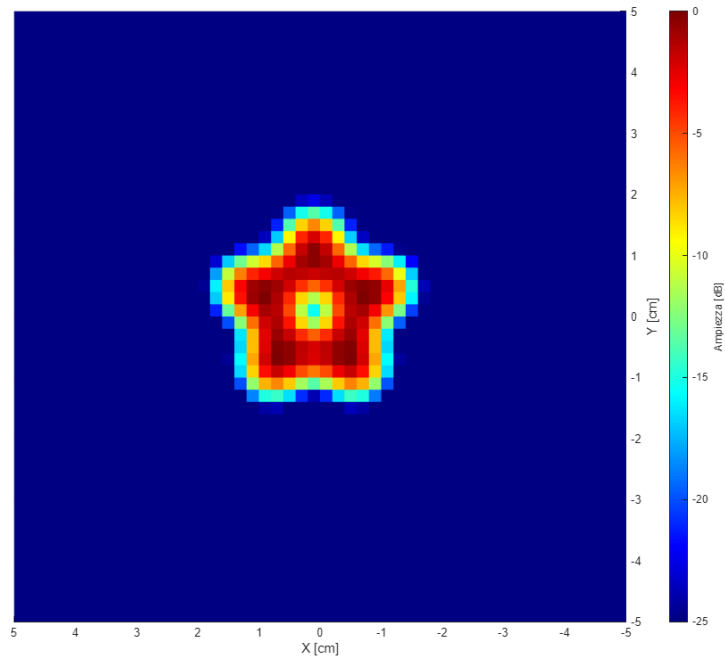


Figura 4.19: Sezione ortogonale sul piano trasversale (XY) per il target a stella a 4 cm di profondità nel tessuto adiposo, con rumore termico (array 10x10, banda 18-40 GHz). La geometria a cinque punte appare ben delineata.

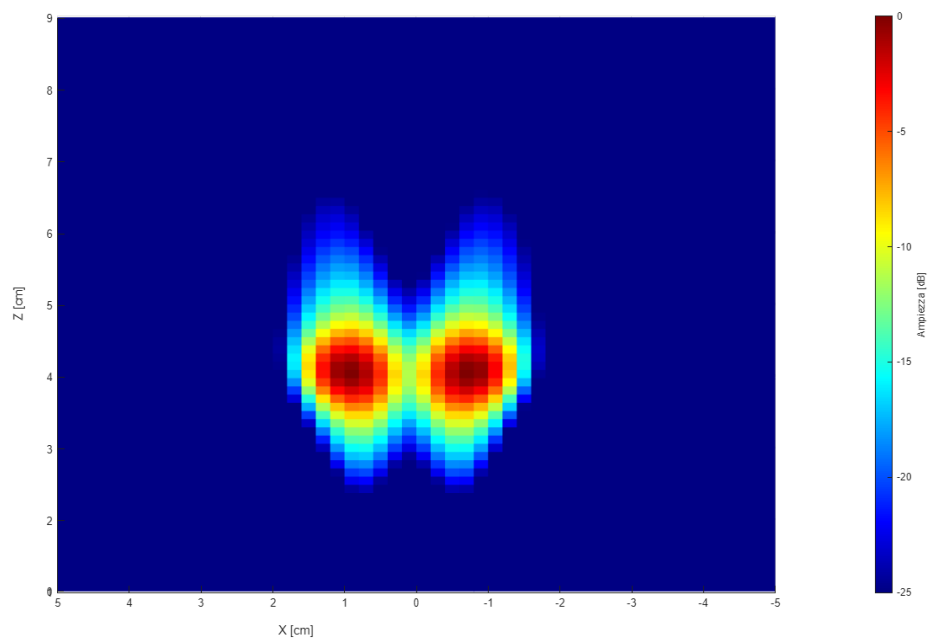


Figura 4.20: Sezione ortogonale lungo l'asse Z per il target a 4 cm nel tessuto adiposo (array 10x10, banda 18-40 GHz). La scala logaritmica mostra un buon confinamento assiale dell'energia attorno alle coordinate reali del bersaglio.

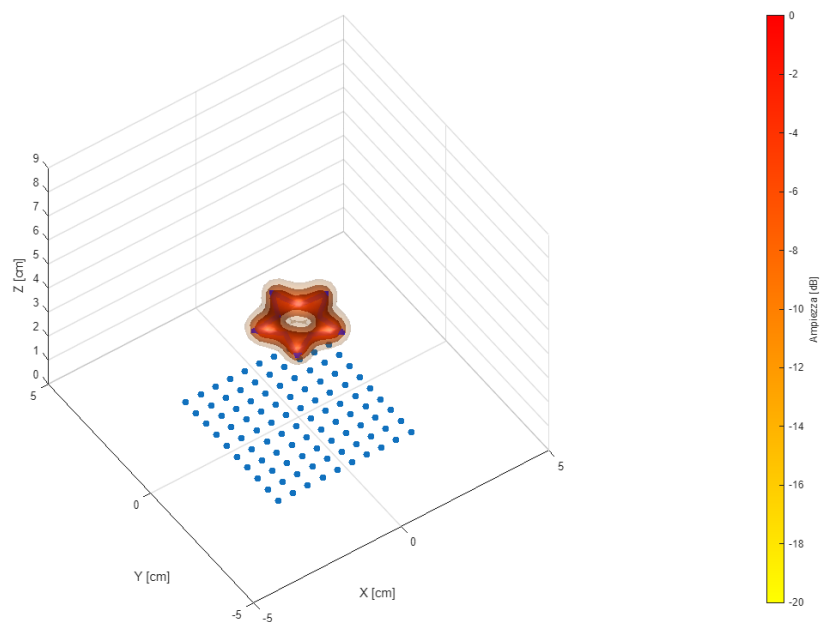


Figura 4.21: Ricostruzione volumetrica 3D tramite isosuperfici per il target a 4 cm nel tessuto adiposo (array 10x10, banda 18-40 GHz). La capacità dell'algoritmo DAS di sopprimere l'interferenza termica restituisce un nucleo energetico rappresentativo della forma originaria.

Un aspetto interessante emerge dal confronto tra queste immagini e i risultati ottenuti nello spazio libero a parità di hardware. Nel vuoto il segnale viaggia alla velocità della luce, mentre nel tessuto adiposo la permittività dielettrica relativa pari a 3 rallenta il fronte d'onda, riducendo il valore di v_{mezzo} . Questa riduzione della velocità migliora entrambe le componenti della risoluzione spaziale [3], [18]. Per quanto riguarda la risoluzione laterale, una lunghezza d'onda minore al numeratore si traduce in un miglioramento di tale risoluzione. Di conseguenza, la capacità del sistema di distinguere i dettagli sul piano orizzontale è superiore rispetto al caso ideale [3], [6], [24]. Questo effetto, visibile in figura 4.19, mostra come gli spigoli e le rientranze delle cinque punte appaiano più definiti rispetto al test senza mezzo. Passando alla risoluzione assiale (lungo Z), quest'ultima dipende dalla velocità di propagazione e dalla larghezza di banda [3], [4], [6], [18]. Poiché la banda rimane pari a 22 GHz in entrambi gli scenari, la riduzione di v_{mezzo} porta a una diminuzione di δ_R , migliorando la capacità del sistema di separare i dettagli lungo la profondità. Il confronto tra la sezione ortogonale lungo l'asse Z ottenuta nel tessuto adiposo e quella ricavata nel vuoto mostra infatti una differenza evidente [3], [6], [18], [24].

In un mezzo biologico reale è importante considerare la forte attenuazione del segnale. Le perdite dielettriche del grasso riducono la potenza dell'onda, per cui gli echi del tumore devono competere con il rumore termico gaussiano dell'hardware [3], [6], [18]. I dati di questa simulazione quantificano l'entità del problema. Lavorando a una temperatura ambientale standard di 300 K e con una banda passante pari a 22.00 GHz, il calcolo restituisce una potenza di rumore di fondo (kTB) pari a 9.11×10^{-11} Watt, un valore che equivale a -70.40 dBm. A fronte di questo *noise floor*, la potenza media del segnale utile ricevuto dalle antenne, dopo aver attraversato il tessuto mammario sia all'andata che al ritorno, si attesta a 8.81×10^{-10} Watt (-60.55 dBm). Il rapporto segnale-rumore (SNR), calcolato in ingresso ai ricevitori, è quindi pari a 9.85 dB [3], [6], [18].

Si tratta di un margine ristretto, con il quale ci si poteva aspettare un'immagine finale corrotta da artefatti. L'analisi delle isosuperfici mostra invece che non è così: l'algoritmo DAS svolge un efficace filtraggio spaziale. Il rumore, essendo casuale, si somma in modo incoerente sulle cento antenne dell'array e cresce molto meno del segnale utile [3], [6], [18], [20]. I segnali retrodiffusi dalla stella si allineano, invece, in fase nel punto focale corretto, restituendo una morfologia compatta e fedele alla forma del target. Per lo stesso motivo, i test condotti variando la temperatura di rumore a 300 K, 600 K e 900 K hanno mostrato come l'aumento del rumore termico non produca effetti visivamente o diagnosticamente rilevanti sulle immagini finali [6], [18].

Il modello numerico si dimostra quindi affidabile. La combinazione tra il guadagno di elaborazione fornito dall'array 10x10 e l'ampliamento della banda passante permette di gestire le complessità del tessuto adiposo [3], [6].

Un ultimo test numerico è stato svolto per individuare il limite operativo dell'architettura, ovvero la soglia oltre la quale l'algoritmo di focalizzazione non funziona più. Sono state mantenute la griglia da 10x10 antenne e la banda estesa campionata in 551 punti tra 18 e 40 GHz, mentre la stella a cinque punte è stata posta a una profondità di 11 cm all'interno del tessuto adiposo.

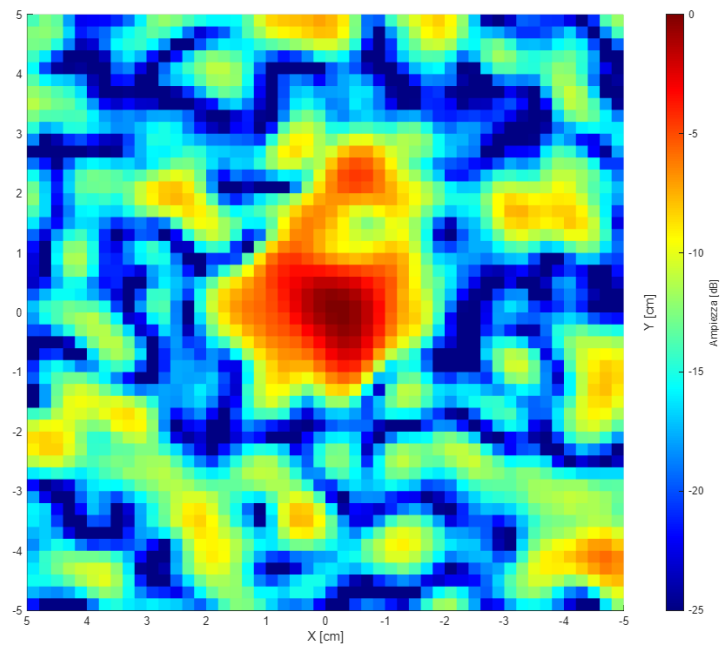


Figura 4.22: Sezione ortogonale sul piano trasversale (XY) con la stella posizionata a 11 cm di profondità nel tessuto adiposo (array 10×10 , banda 18-40 GHz). La morfologia originaria non è riconoscibile a causa della forte riduzione del rapporto segnale-rumore.

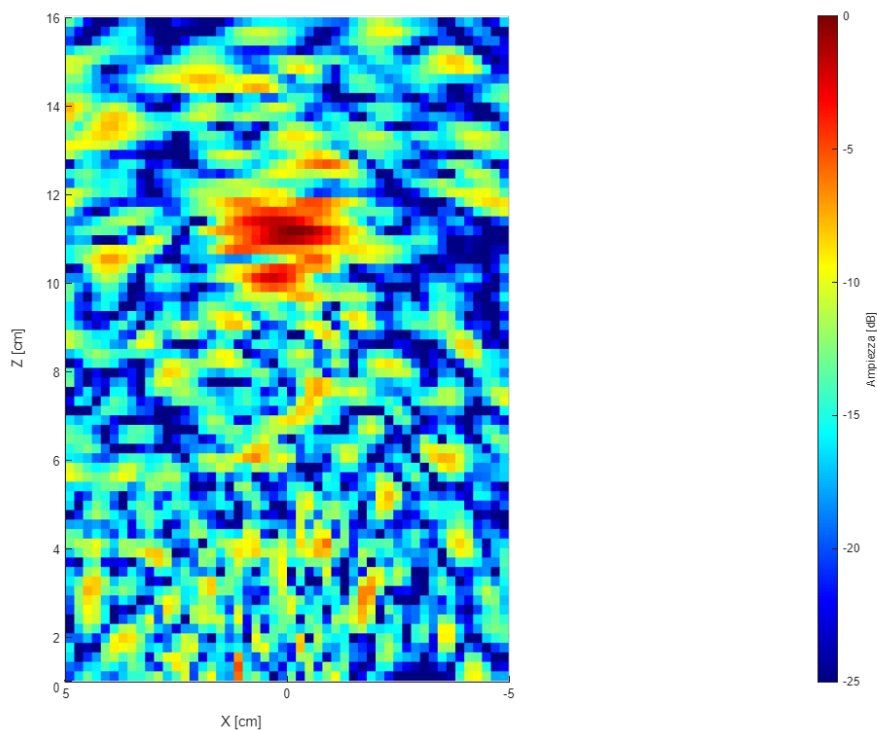


Figura 4.23: Sezione ortogonale lungo l'asse Z , con target a 11 cm di profondità (array 10×10 , banda 18-40 GHz). L'energia focale perde il confinamento assiale e si disperde in un alone privo di forma.

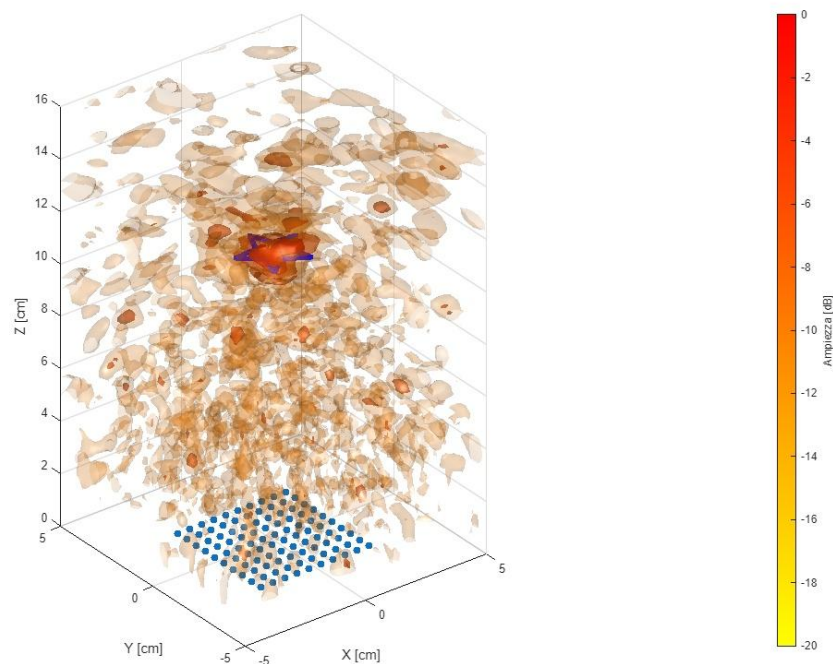


Figura 4.24: Ricostruzione volumetrica 3D tramite isosuperfici con target a 11 cm di profondità nel tessuto adiposo (array 10x10, banda 18-40 GHz). Il volume di indagine appare occupato da artefatti e rumore termico che mascherano la posizione reale del bersaglio.

Le immagini prodotte da quest'ultima simulazione mostrano la perdita delle capacità diagnostiche. Nella sezione trasversale (figura 4.22) la geometria a stella non è più visibile ma compare solo una macchia priva di forma e di spigoli. Anche la sezione ortogonale lungo l'asse Z (figura 4.23) conferma questo degrado. L'energia non riesce più a confinarsi in un punto preciso ma si disperde lungo l'intero asse della profondità. La visualizzazione tridimensionale a isosuperfici (figura 4.24) rende il quadro ancora più evidente: l'intero volume è occupato da numerosi artefatti.

Il motivo di questo risultato è legato alla propagazione delle onde elettromagnetiche. L'attenuazione indotta dal mezzo biologico segue una legge di decadimento esponenziale [3], [10], [18]. A una profondità di 11 cm l'onda percorre, tra andata e ritorno, oltre 22 cm all'interno di un materiale fortemente dissipativo. I dati numerici quantificano, infatti, questo fenomeno. A fronte di una potenza del rumore termico che rimane pari a 9.11×10^{-11} Watt (-70.40 dBm), la potenza media del segnale utile ricevuto dalle antenne scende a 4.87×10^{-15} Watt, pari a -113.12 dBm. Il

rapporto segnale-rumore si riduce quindi a -42.72 dB. A queste distanze l'eco retrodiffuso dal target è molto al di sotto della soglia di rumore dell'hardware e l'algoritmo DAS non riesce più a ricostruire il bersaglio [3], [6], [18], [19], [20].

4.4 Estensione del Modello in Presenza di Disomogeneità a Doppio Strato

L'architettura simulativa sviluppata fino a questo momento ha permesso di validare l'algoritmo di beamforming all'interno di un volume mammario considerato omogeneo. Manca, tuttavia, un aspetto importante per completare la modellazione. I sistemi di imaging radar che operano in configurazione *air-coupled* non prevedono, infatti, contatto fisico diretto tra l'hardware di acquisizione e il paziente. Le antenne del sistema irradiano inizialmente il segnale a radiofrequenza nello spazio libero per poi farlo penetrare all'interno del seno [3], [4], [12]. Questa modalità di esame genera una forte discontinuità dielettrica al confine tra l'aria dell'ambiente e il corpo [3]. Per tenere conto di questa situazione, nel modello sono stati introdotti due strati: uno strato d'aria, in cui si trovano le antenne, e uno strato di tessuto adiposo, in cui si trova il bersaglio. I due mezzi di propagazione, con proprietà dielettriche diverse, sono separati da un'interfaccia piana aria-grasso [4]. Il passo finale della fase simulativa consiste nel valutare l'impatto di questo doppio strato e aggiornare, di conseguenza, il processo di focalizzazione spaziale per compensare le distorsioni indotte dall'interfaccia.

In questa fase di studio è stata volutamente trascurata la presenza del sottile strato cutaneo. La pelle produce infatti una riflessione molto intensa, che riduce l'energia trasmessa all'interno del seno e genera un segnale di ampiezza superiore all'eco del bersaglio [3], [6], [16]. Questo, tuttavia, non rappresenta un limite per l'applicazione clinica. Gli studi di fattibilità a onde millimetriche tengono conto di queste perdite e mostrano che una profondità di penetrazione di alcuni centimetri resta raggiungibile

[6]. La riflessione cutanea può essere ridotta sia utilizzando uno strato di adattamento o antenne progettate per lavorare a contatto con il corpo, sia tramite l'utilizzo di algoritmi di rimozione degli artefatti [3], [6], [17]. Per questi motivi, in questa fase si è scelto di trascurare lo strato cutaneo, così da isolare e valutare solo l'effetto dell'interfaccia aria-grasso [3].

4.4.1 Compensazione delle Distorsioni Rifrattive: Implementazione della Legge di Snell

L'inserimento di un'interfaccia di separazione tra l'aria e il tessuto adiposo modifica i percorsi rettilinei utilizzati nei codici precedenti [3], [4], [6]. Un'onda elettromagnetica che incide in modo obliquo su un cambio di mezzo dielettrico subisce, infatti, una deviazione, nota come rifrazione [3], [10], [18], [21].

La figura 4.25 mostra la geometria nel nuovo ambiente di simulazione. È stata mantenuta la griglia da 10x10 antenne e il target a forma di stella è stato posizionato a una profondità assoluta di 4 cm rispetto al piano dei sensori. L'interfaccia di separazione è stata invece fissata a una quota $Z = 2$ cm. Sono presenti, quindi, due strati: i primi due centimetri sono composti da aria, mentre i restanti due centimetri, in cui è immersa la stella, sono costituiti da grasso.

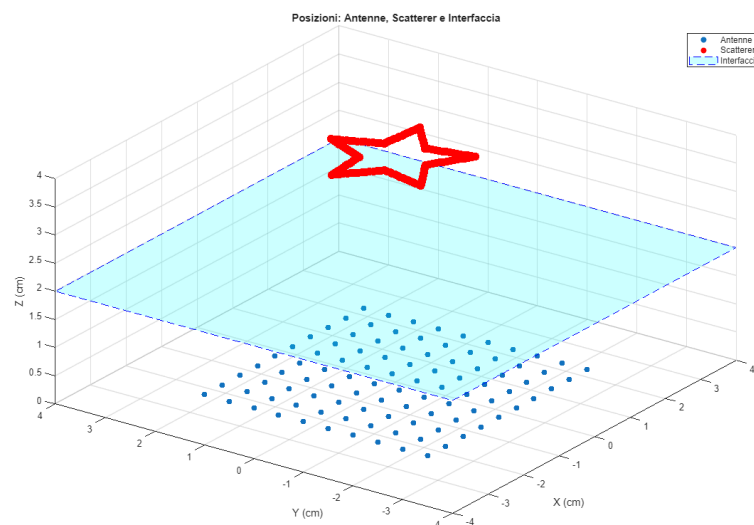


Figura 4.25: Rappresentazione tridimensionale del setup a doppio strato. L'array planare di antenne (blu) irradia dal piano $Z=0$. L'interfaccia aria-grasso (piano azzurro) è posizionata a $Z=2$ cm. Il target a stella (rosso) si trova a 4 cm di profondità, risultando quindi immerso per 2 cm all'interno del mezzo biologico.

Per gestire questo comportamento, il blocco di codice dedicato alla generazione del problema diretto è stato modificato. Il percorso rettilineo tra l'antenna trasmittente e il bersaglio, usato negli script precedenti, non è più valido [4]. Il percorso dell'onda dipende ora dagli indici di rifrazione dei due materiali coinvolti. Tali indici si ricavano estraendo la radice quadrata della parte reale delle rispettive permittività dielettriche relative [10], [18]:

$$n_1 = \sqrt{\epsilon'_{aria}} \quad n_2 = \sqrt{\epsilon'_{grasso}}$$

Nella simulazione, l'aria è stata impostata come mezzo ideale avente $\epsilon'_{aria} = 1$ e perdite nulle. Il tessuto adiposo mantiene, invece, i parametri già utilizzati in precedenza, con una parte reale $\epsilon'_{grasso} = 3$ e una componente immaginaria dissipativa $\epsilon''_{grasso} = 0.3$ [3], [4].

Per individuare il punto in cui l'onda colpisce l'interfaccia prima di piegarsi verso il bersaglio, è stato necessario implementare un risolutore numerico iterativo. Il codice ricerca il punto di incidenza del raggio sul piano imponendo il rispetto della legge di Snell [4], [10], [18], [21]:

$$n_1 \sin(\theta_1) = n_2 \sin(\theta_2)$$

Risolvendo in modo iterativo questa uguaglianza per tutte le cento antenne, l'algoritmo stima le lunghezze dei due tratti del percorso. Il tragitto totale non è più un semplice raggio R . Esso si scompone in una frazione L_1 , percorsa nell'aria e in una successiva frazione L_2 , percorsa all'interno del grasso. Denominando con r_{aria} lo spostamento orizzontale compiuto dall'onda prima di incidere sull'interfaccia, le due distanze vengono calcolate come segue [4]:

$$L_1 = \sqrt{r_{aria}^2 + h_1^2}$$

$$L_2 = \sqrt{(\rho_{tot} - r_{aria})^2 + h_2^2}$$

dove h_1 e h_2 rappresentano le altezze verticali dei due mezzi rispetto ai punti di interesse mentre ρ_{tot} indica la distanza orizzontale complessiva tra l'antenna e il singolo punto di scattering [4].

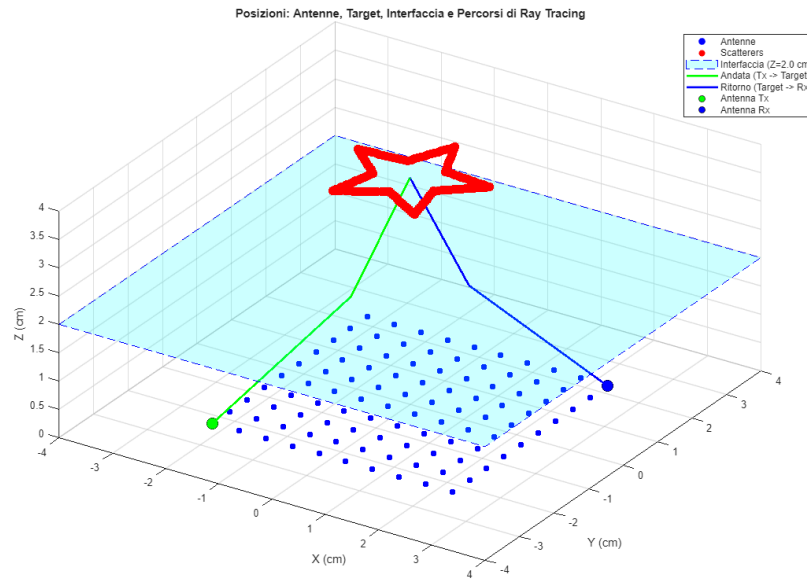


Figura 4.26: Fenomeno rifrattivo. I percorsi di andata (verde) e di ritorno (blu) subiscono una deviazione angolare nel punto in cui attraversano l'interfaccia aria-grasso, secondo la legge di Snell.

La presenza dell'interfaccia comporta un secondo problema, legato al bilancio energetico. Quando un'onda a radiofrequenza colpisce la superficie di separazione, una parte rilevante dell'energia viene riflessa all'indietro a causa del disadattamento di impedenza [3], [10], [18]. Il codice tiene conto di questo calo di potenza calcolando i Coefficienti di Trasmissione di Fresnel. Sfruttando le impedenze d'onda dei due materiali e i coseni degli angoli di incidenza appena ricavati, il software ricava il coefficiente di riflessione per la polarizzazione perpendicolare ($\Gamma_{\perp}$) [4], [10], [18], [21]. Questo parametro permette di quantificare la percentuale di campo elettromagnetico che attraversa l'interfaccia, sia lungo il viaggio

di andata (T_{down}), sia lungo il percorso di ritorno verso i ricevitori (T_{up}), riducendo in modo realistico l'ampiezza dell'onda [4], [10].

Di conseguenza, cambia anche il calcolo degli elementi della matrice di scattering. Il segnale retrodiffuso, ricevuto da una singola coppia di antenne Tx-Rx e generato da un singolo punto del bersaglio, viene calcolato secondo la seguente equazione [4], [10], [18]:

$$S_{RX, TX} = \sqrt{P_t} \cdot \lambda_1 \cdot \left[\frac{e^{-(\gamma_1 L_{1,tx} + \gamma_2 L_{2,tx})}}{4\pi(L_{1,tx} + L_{2,tx})} T_{down} \right] \cdot \sqrt{4\pi\sigma} \cdot \left[\frac{e^{-(\gamma_1 L_{1,rx} + \gamma_2 L_{2,rx})}}{4\pi(L_{1,rx} + L_{2,rx})} T_{up} \right]$$

Questa formulazione modella il percorso dell'energia suddividendolo in tre fasi. Il termine P_t indica la potenza trasmessa dal sistema. Le due parentesi quadre descrivono rispettivamente il percorso di andata (tx) e quello di ritorno (rx). All'interno di queste parentesi figurano i termini γ_1 e γ_2 , i quali rappresentano le costanti di propagazione complesse dell'aria e del grasso. Tali costanti, definite come $\gamma = \alpha + j\beta$, contengono sia l'informazione relativa all'attenuazione esponenziale dovuta alle perdite (α), sia lo sfasamento accumulato dall'onda lungo il tragitto (β). Il denominatore $4\pi(L_1 + L_2)$ modella l'attenuazione legata alla divergenza sferica del fronte d'onda, mentre T_{down} e T_{up} applicano le perdite di Fresnel. Il termine centrale dipendente dalla Radar Cross Section (σ) descrive quanta energia viene diffusa dal singolo punto di scattering verso la schiera di sensori [3], [4], [10], [18].

Anche il problema inverso del beamforming ha richiesto delle modifiche. Negli script precedenti, l'algoritmo DAS estraeva il ritardo temporale globale calcolandolo lungo una linea. In presenza di due mezzi con velocità di propagazione diverse, il tempo di volo non può più essere calcolato con la sola distanza euclidea. Per ciascun punto focale della griglia tridimensionale di indagine, il codice ricalcola i percorsi spezzati associati a tutte le antenne dell'array [3], [4], [6], [10]. I tempi di volo teorici (t_d), necessari per estrarre l'ampiezza del segnale, si ottengono sommando in modo distinto i tempi di percorrenza parziali, valutati in

funzione delle velocità di propagazione nei due strati [4], [6]. Indicando il generico voxel con il vettore posizione $\mathbf{r}$ e le antenne trasmettenti e riceventi con gli indici i e j , il ritardo per il tragitto di andata ($\tau_{TX,i}$) e quello per il tragitto di ritorno ($\tau_{RX,j}$) assumono la seguente forma [3], [4], [6], [18]:

$$\tau_{TX,i}(\mathbf{r}) = \frac{L_{1,TX,i}}{(c_0/n_1)} + \frac{L_{2,TX,i}}{(c_0/n_2)} \quad \tau_{RX,j}(\mathbf{r}) = \frac{L_{1,RX,j}}{(c_0/n_1)} + \frac{L_{2,RX,j}}{(c_0/n_2)}$$

Questa compensazione serve a riallineare i fronti d'onda distorti. Una volta calcolati questi ritardi corretti per l'intera schiera multistatica formata da N_{ant} antenne, l'intensità focale $I(\mathbf{r})$ viene calcolata applicando una versione aggiornata dell'equazione del Delay-and-Sum [3], [4], [6], [20]:

$$I(\mathbf{r}) = \sum_{i=1}^{N_{ant}} \sum_{j=1}^{N_{ant}} p_{ij} \left(\tau_{TX,i}(\mathbf{r}) + \tau_{RX,j}(\mathbf{r}) \right)$$

Questa formulazione è coerente con la logica dei segnali analitici discussa in precedenza. La scomposizione del termine temporale rispecchia l'indipendenza dei due tratti, di andata e di ritorno, percorsi dall'onda. Il termine p_{ij} rappresenta il segnale analitico retrodiffuso estratto nel dominio del tempo per quella specifica coppia di antenne. Sommando in modo diretto questi contributi complessi, l'algoritmo preserva l'interferenza costruttiva, senza elevamenti a potenza prematuri. Tale meccanismo evita che la deviazione angolare imposta dall'interfaccia aria-grasso comprometta la ricostruzione spaziale dell'immagine, garantendo un picco di energia in corrispondenza del tumore [3], [4], [6], [18], [20], [23].

4.4.2 Validazione dell'Algoritmo a Doppio Strato: Analisi dei Risultati

L'ultima fase della modellazione numerica prevede la verifica del nuovo modello. Sono state replicate le condizioni geometriche dei paragrafi precedenti per poter effettuare confronti diretti. La stella a cinque punte è stata posizionata a 4 cm di profondità assoluta rispetto al piano dei sensori. L'interfaccia aria-grasso si trova a metà strada, collocata a una quota Z pari a 2 cm. Il sistema simulato utilizza la configurazione planare con array 10x10. La banda operativa Ultra-Wideband si estende nuovamente da 18 GHz fino a 40 GHz ed è campionata in 551 punti.

Un primo dato rilevante emerge dall'analisi del bilancio energetico. Sostituire i primi due centimetri di tessuto adiposo con lo spazio libero ha un forte effetto sulla potenza del segnale retrodiffuso. La temperatura ambientale rimane fissata a 300 K e la banda passante non subisce variazioni (22.00 GHz), per cui la soglia del rumore termico gaussiano resta allo stesso valore calcolato in precedenza, vale a dire 9.11×10^{-11} Watt (-70.40 dBm). La differenza riguarda la frazione di energia che torna ai ricevitori. Il tragitto che l'onda deve compiere all'interno del mezzo dissipativo si è dimezzato rispetto allo scenario analizzato nel paragrafo 4.3.4 e l'attenuazione esponenziale lungo il cammino è quindi molto inferiore. I dati numerici lo confermano: la potenza media del segnale utile ricevuto dalle antenne sale a 1.00×10^{-7} Watt, pari a -39.99 dBm, e il rapporto segnale-rumore raggiunge 30.41 dB. Il margine per l'algoritmo di focalizzazione è quindi ampio [3], [4], [6], [10], [18].

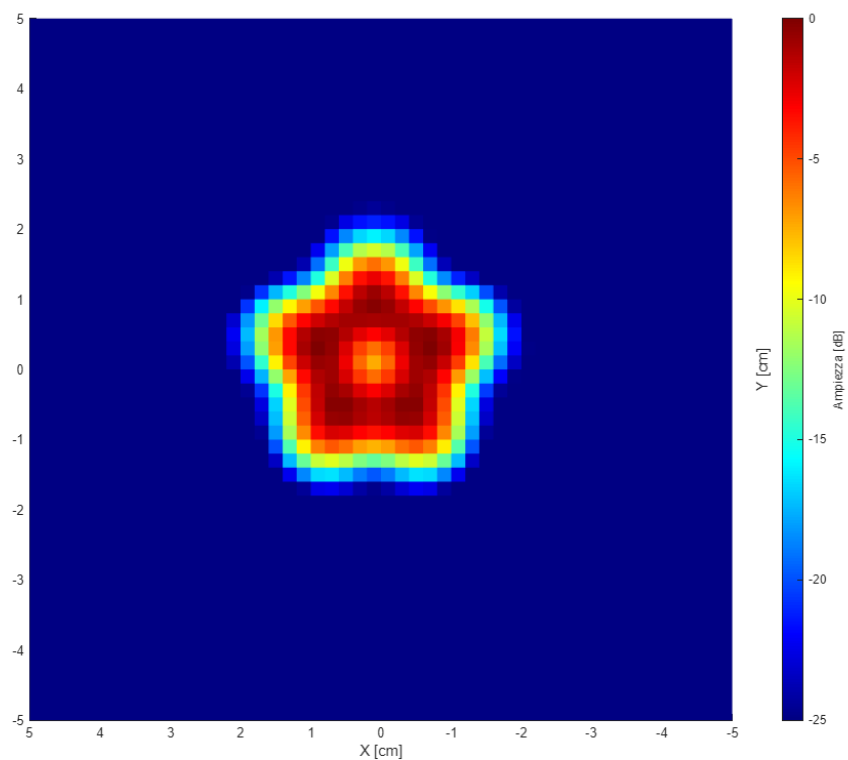


Figura 4.27: Sezione ortogonale sul piano trasversale (XY) con interfaccia a 2 cm e target a 4 cm (array 10x10, banda 18-40 GHz). La morfologia a cinque punte resta riconoscibile, con una lieve sfocatura laterale dei contorni.

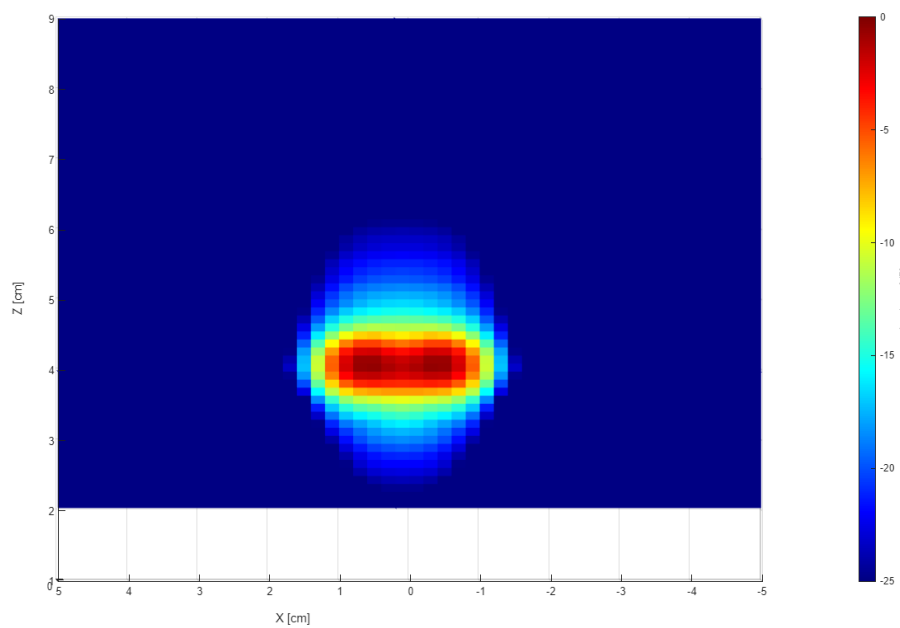


Figura 4.28: Sezione ortogonale lungo l'asse Z con interfaccia a 2 cm e target a 4 cm (array 10x10, banda 18-40 GHz). La scala logaritmica mostra il confinamento dell'energia attorno ai centri di scattering a 4 cm di profondità. L'immagine evidenzia l'assenza di echi spuri o sbavature focali nella regione occupata dall'aria (tra $Z=0$ e $Z=2$ cm); inoltre, il target è correttamente localizzato alla quota di 4 cm.

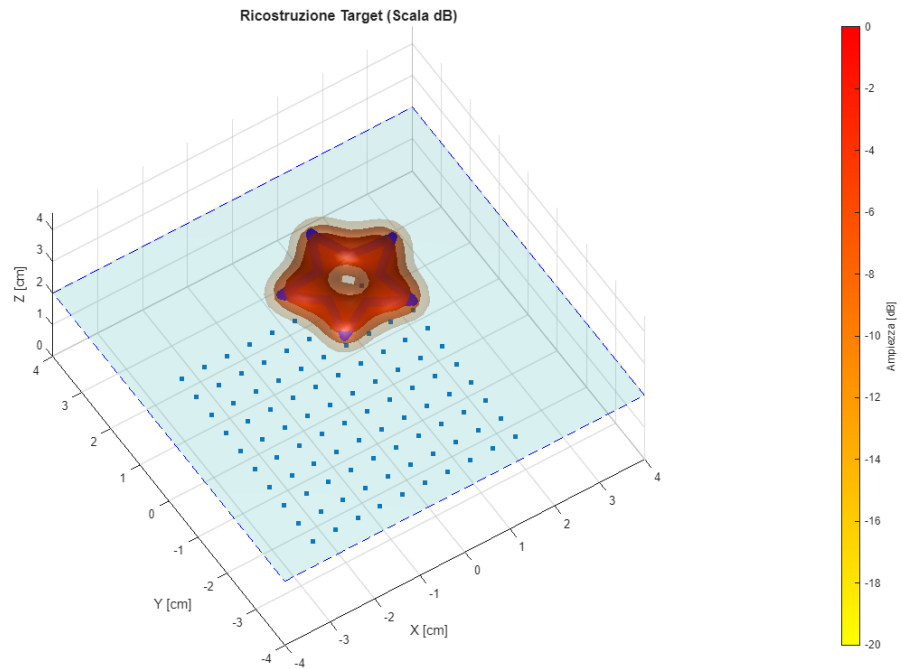


Figura 4.29: Ricostruzione volumetrica 3D tramite isosuperfici con interfaccia a 2 cm e target a 4 cm (array 10x10, banda 18-40 GHz). L'algoritmo DAS corretto tramite la legge di Snell focalizza correttamente l'energia del bersaglio, confermando l'affidabilità spaziale dell'infrastruttura numerica.

Le mappe di riflettività prodotte dal beamforming confermano la validità del modello numerico. Il confronto con le immagini ottenute nel paragrafo 4.3.4 permette di fare delle considerazioni. Sul piano orizzontale, la definizione morfologica della stella all'interno del mezzo adiposo omogeneo era leggermente superiore rispetto a quella che si osserva ora in presenza di questo nuovo doppio strato. Nel test della stella immersa completamente nel tessuto adiposo, le singole punte apparivano più definite.

Nel modello composto interamente da grasso, l'onda viaggiava per tutti i quattro centimetri all'interno di un materiale ad alta permittività. La lunghezza d'onda restava quindi corta lungo tutto il tragitto, garantendo una buona risoluzione trasversale. Ora, invece, i primi due centimetri vengono percorsi nello spazio libero, dove la lunghezza d'onda non si accorcia. La combinazione tra questo tratto a risoluzione minore e le approssimazioni necessarie per gestire i percorsi rifratti all'interfaccia si traduce in una lieve sfocatura laterale dei contorni [3], [4], [6], [18], [24].

Lungo l'asse della profondità Z si osserva invece un comportamento diverso. La macchia focale ottenuta nel setup con l'interfaccia è paragonabile, se non leggermente più compatta, rispetto a quella del modello omogeneo. Questo si spiega con il bilancio energetico dove l'aumento del rapporto segnale-rumore riportato in precedenza riduce le interferenze di fondo. L'immagine risulta quindi più pulita e il confinamento assiale del picco migliora [3], [6], [18].

L'assenza di artefatti e di bersagli fantasma nell'immagine tridimensionale conferma la validità della soluzione adottata. Il calcolo del percorso deviato tramite la legge di Snell ha permesso all'algoritmo di focalizzazione di calcolare correttamente i ritardi. Quest'ultima fase di validazione numerica ha fornito, quindi, uno strumento in grado di gestire le asimmetrie introdotte dall'interfaccia [3], [4], [6].

4.4.3 Limiti Operativi

Sono stati definiti due scenari di simulazione estremi per individuare i limiti dell'architettura. Lo scopo è stato verificare separatamente i due principali limiti fisici dei radar a microonde: da un lato, il limite massimo di penetrazione, aumentando lo spessore del tessuto adiposo; dall'altro, la risoluzione spaziale dell'array, variando la distanza in aria che separa le antenne dal seno, un parametro tecnico solitamente definito *stand-off* [3], [18], [19], [20].

Il primo test ha esplorato la tolleranza alle perdite dielettriche. Lo strato d'aria è stato mantenuto a 2 cm e la stella è stata posta a una profondità assoluta di 14 cm. L'onda elettromagnetica deve quindi attraversare, sia all'andata sia al ritorno, 12 centimetri di grasso.

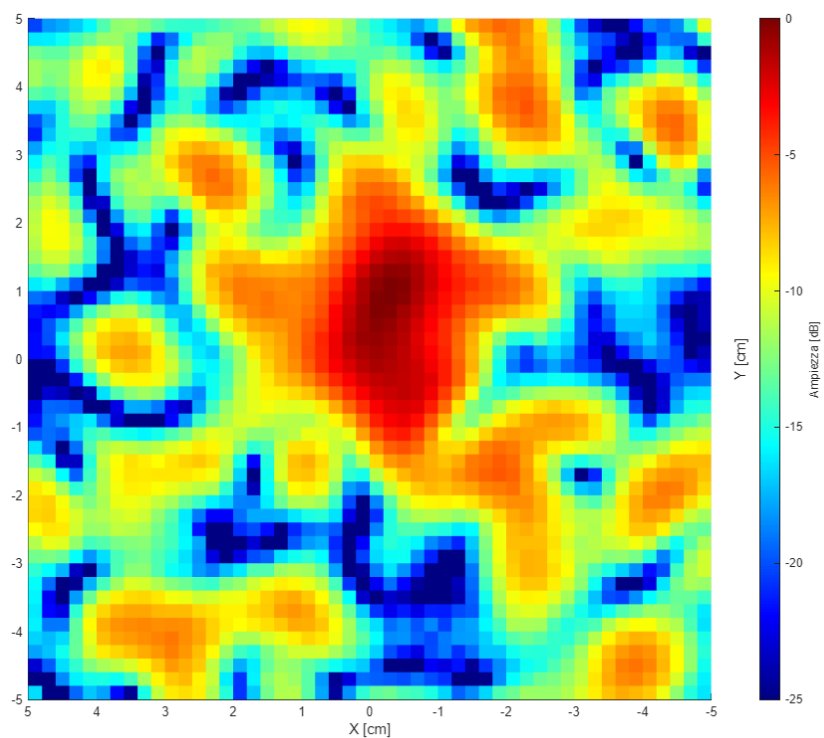


Figura 4.30: Sezione ortogonale sul piano trasversale (XY) con interfaccia a 2 cm e target a 14 cm, immerso per 12 cm nel grasso (array 10x10, banda 18-40 GHz). La morfologia originaria non è riconoscibile a causa della forte riduzione del rapporto segnale-rumore.

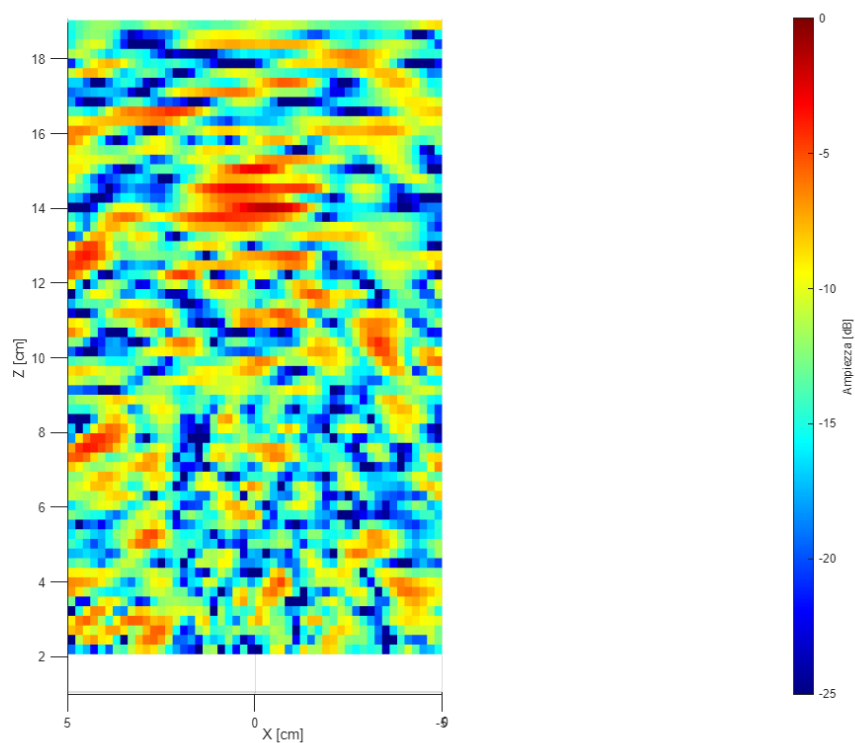


Figura 4.31: Sezione ortogonale lungo l'asse Z con interfaccia a 2 cm e target a 14 cm (array 10x10, banda 18-40 GHz). L'energia focale perde il confinamento assiale e si disperde tra numerosi artefatti.

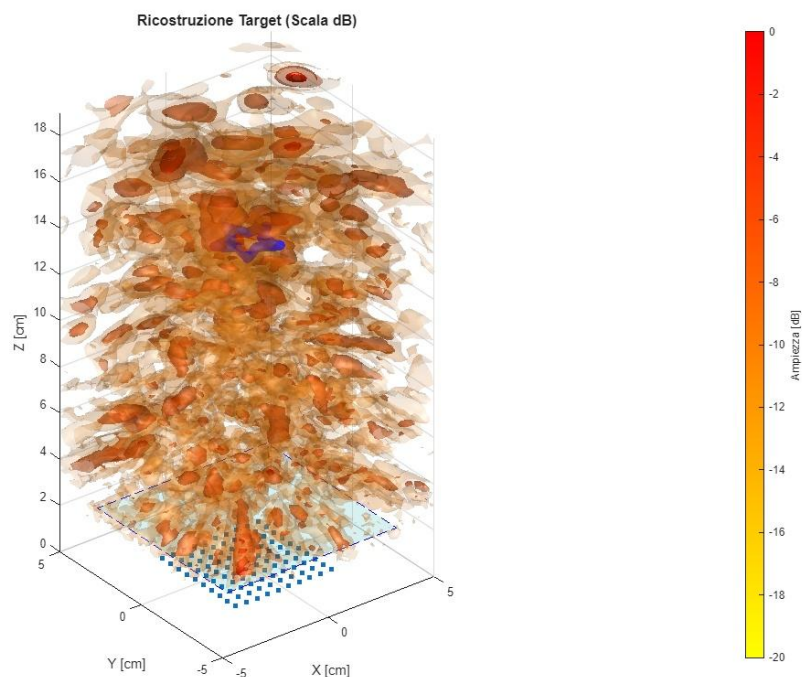


Figura 4.32: Ricostruzione volumetrica 3D tramite isosuperfici con interfaccia a 2 cm e target a 14 cm (array 10x10, banda 18-40 GHz). Il volume di indagine appare occupato da interferenze che mascherano il bersaglio.

Le immagini ottenute mostrano che l'algoritmo Delay-and-Sum non riesce più a ricostruire il bersaglio. Nella sezione trasversale la geometria a stella non è più visibile. I valori calcolati spiegano questo risultato. La potenza del rumore termico è rimasta pari a 9.11×10^{-11} Watt (-70.40 dBm), considerato che temperatura e banda passante non hanno subito variazioni. Il segnale utile ricevuto è invece sceso a 2.07×10^{-15} Watt, pari a -116.84 dBm. Il rapporto segnale-rumore è sceso, di conseguenza, a -46.43 dB. A queste profondità, l'attenuazione esponenziale del tessuto mammario ha ridotto fortemente l'energia a radiofrequenza prima del ritorno ai sensori. L'algoritmo non può estrarre informazioni utili da un rumore di fondo oltre quarantamila volte più potente dell'eco del tumore [3], [4], [6], [18], [20].

Il secondo esperimento ha seguito la logica opposta: si è voluto verificare il limite geometrico dell'hardware allontanando il paziente. L'interfaccia di separazione è stata posizionata a 5 cm di quota. Il bersaglio tumorale è

stato messo a 7 cm assoluti. È stato mantenuto, in questo modo, uno strato di soli 2 cm di grasso, per evitare i problemi di attenuazione appena discussi, aumentando però lo spessore dell'aria a 5 centimetri.

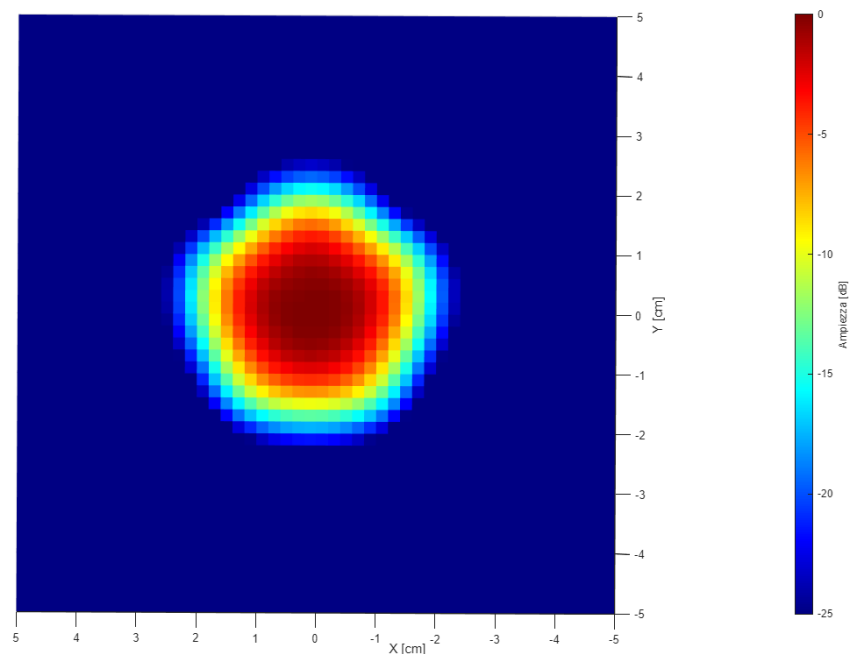


Figura 4.33: Sezione ortogonale sul piano trasversale (XY) con interfaccia a 5 cm e target a 7 cm, immerso per 2 cm nel grasso (array 10x10, banda 18-40 GHz). La forma a stella diventa una macchia circolare a causa della perdita di risoluzione laterale.

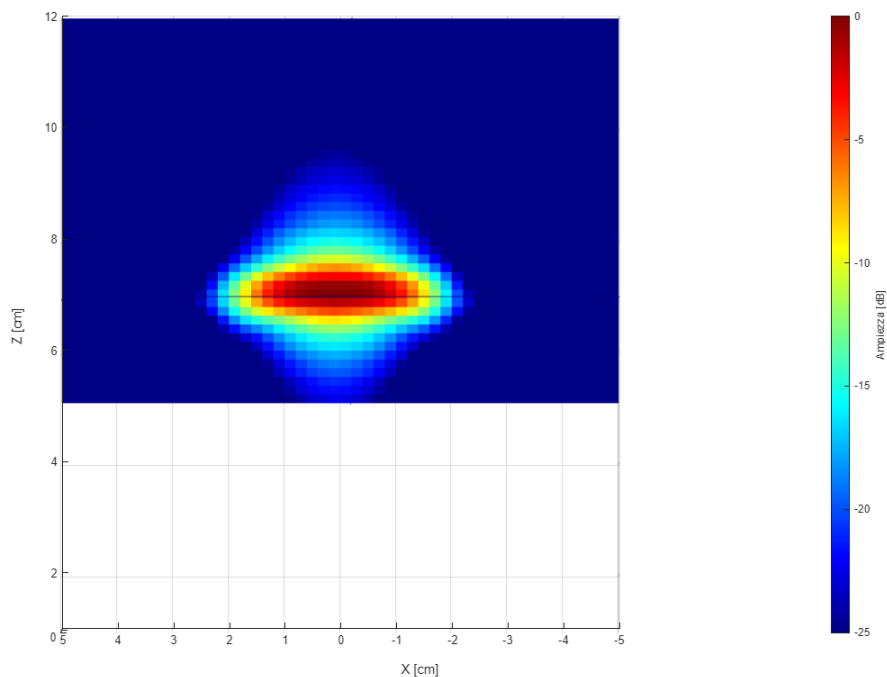


Figura 4.34: Sezione ortogonale lungo l'asse Z con interfaccia a 5 cm e target a 7 cm (array 10x10, banda 18-40 GHz). L'energia rimane ben confinata in profondità ma si allarga in orizzontale.

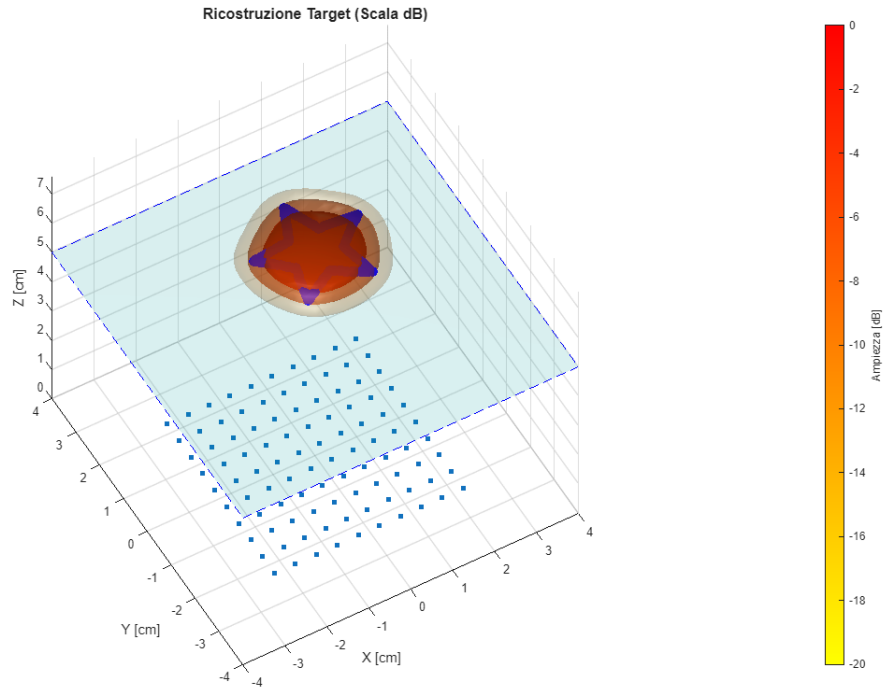


Figura 4.35: Ricostruzione volumetrica 3D tramite isosuperfici con interfaccia a 5 cm e target a 7 cm (array 10x10, banda 18-40 GHz). Pur essendo privo di disturbi di fondo, il volume del bersaglio è sfocato e perde le sue caratteristiche morfologiche.

Nel risultato di questo secondo test la stella appare come una macchia sferica nonostante il bilancio energetico della simulazione sia buono. Il segnale di ritorno vale 3.34×10^{-8} Watt (-44.77 dBm), con un rapporto segnale-rumore pari a 25.64 dB.

Allontanare l'array dal bersaglio fa aumentare la distanza R . Secondo la formula della risoluzione trasversale discussa nei capitoli teorici, δ_L dipende direttamente dal rapporto tra R e la massima estensione fisica della schiera planare D . Un incremento del numeratore, a parità di apertura sintetica, ha generato un allargamento della macchia focale [3], [18], [24]. Inoltre, l'onda viaggia per gran parte del suo tragitto all'interno dell'aria. In questo mezzo non dissipativo, la velocità di propagazione non subisce rallentamenti, e quindi non si ha l'accorciamento della lunghezza d'onda che si verifica invece nei materiali ad alta permittività. Per questi due motivi, la geometria ricostruita si dilata nello spazio. Il sistema non riesce più a separare i contorni e a distinguere i singoli spigoli della stella, pur in

presenza di una potenza di ritorno molto superiore alla soglia di disturbo [3], [6], [18], [19], [24].

Queste simulazioni hanno permesso, quindi, di individuare i limiti operativi dell'architettura a onde millimetriche, mostrando come la qualità di un'immagine radar non dipenda solo dalla potenza del segnale, ma anche dall'equilibrio tra l'apertura sintetica dell'hardware e la posizione del paziente.

Capitolo 5. Validazione Sperimentale del Sistema

Le simulazioni del Capitolo 4 hanno dimostrato che l'algoritmo Delay-and-Sum è in grado di ricostruire bersagli anche in condizioni difficili. Restava però da capire se lo stesso risultato si potesse ottenere con dati reali, raccolti in laboratorio e quindi soggetti a rumore, imprecisioni meccaniche e disturbi dell'ambiente. È questo lo scopo del seguente capitolo. Nel paragrafo 5.1 viene descritto il banco di misura, costruito attorno a un analizzatore di reti vettoriale e a due sole antenne che, spostate da un sistema di motori, ricreano punto per punto la griglia 10x10 studiata in simulazione all'interno di una piccola camera anecoica. Il paragrafo 5.2 spiega come sono state generate le traiettorie delle antenne, tenendo conto degli ingombri meccanici che riducono le combinazioni misurabili e dei percorsi da seguire per evitare urti. Nel paragrafo 5.3 si passa all'acquisizione vera e propria e alla calibrazione, che permette di ripulire i dati dall'accoppiamento tra le antenne e dalle distorsioni introdotte da cavi e strumenti. Il paragrafo 5.4, infine, raccoglie i risultati sperimentali. Il sistema è stato provato con rondelle metalliche, disposte in quattro configurazioni diverse, per verificare se fosse davvero in grado di localizzarle e di tenerle separate.

5.1 Setup Sperimentale e Architettura di Misura

L'elemento principale del setup di acquisizione sperimentale è un Analizzatore di Reti Vettoriale. Si tratta di un Keysight ENA E5080B, il cui pannello frontale è visibile in Figura 5.1. Questo strumento lavora come ricetrasmittitore principale e genera il segnale spazzolando a passi discreti (Stepped-Frequency Continuous Wave, SFCW) l'intera banda Ultra-Wideband tra i 18 GHz e i 40 GHz [3], [4], [10], [25].



Figura 5.1: L'Analizzatore di Reti Vettoriale Keysight ENA E5080B utilizzato per la generazione e l'acquisizione dei segnali a radiofrequenza nella banda 18-40 GHz.

Il segnale viaggia dallo strumento verso le antenne attraverso una coppia di cavi coassiali flessibili. Le simulazioni numeriche condotte su MATLAB ipotizzavano la presenza simultanea di cento antenne, disposte su una griglia fissa. Nella pratica è stato necessario un approccio diverso, a causa dei costi e degli ingombri di un array reale così denso. Per replicare l'apertura sintetica della matrice 10x10, si è scelto di utilizzare solo due antenne fisiche. Si tratta di due guide d'onda modello PNR 180-25KA-C3. Come documentato dalla targa identificativa riportata in Figura 5.2, tali antenne presentano una banda di funzionamento coincidente con lo spettro di interesse, da 18 GHz a 40 GHz [3], [4], [10].



Figura 5.2: Dettaglio della targa identificativa di una delle due antenne impiegate nel setup (modello PNR 180-25KA-C3, range operativo 18.0 - 40.0 GHz).

Una delle due antenne ricopre il ruolo di trasmettitore, mentre la seconda agisce da ricevitore. L'acquisizione dell'intera matrice di scattering multistatica avviene spostando meccanicamente le singole antenne per farle stazionare in sequenza lungo tutti i punti dell'array. Lo spostamento dei bracci di supporto è affidato a un sistema di motori. I carrelli scorrevoli Zaber Tech T-LSM200A, mostrati in Figura 5.3, sono montati sui binari in alluminio dell'infrastruttura portante garantendo un controllo sub-millimetrico sulle coordinate di posizionamento. Questo aspetto è importante, perché anche un piccolo errore di allineamento dei motori comprometterebbe la coerenza di fase dei segnali, pregiudicando la successiva focalizzazione spaziale del Delay-and-Sum [3], [18], [26].

La struttura vista dall'alto è riportata in Figura 5.4, mentre la porzione inferiore (Figura 5.5) mostra il meccanismo di ancoraggio delle guide d'onda al binario di scorrimento.

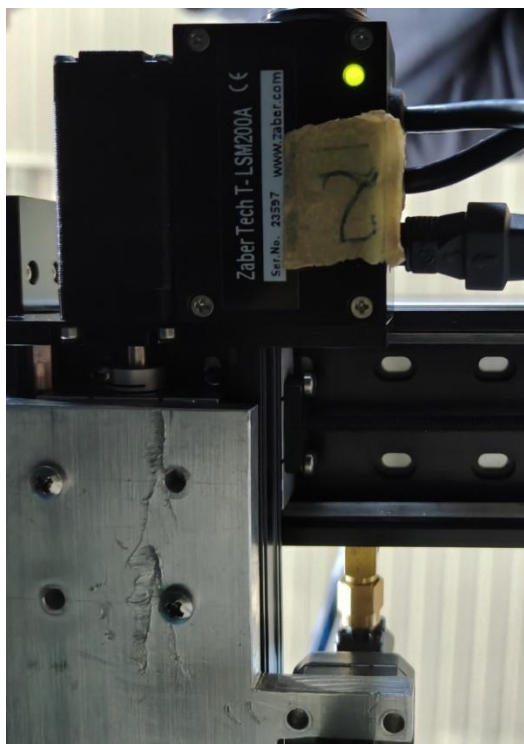


Figura 5.3: Il blocco motore Zaber Tech T-LSM200A responsabile della traslazione meccanica ad alta precisione dei bracci porta-antenne lungo i binari di scorrimento.

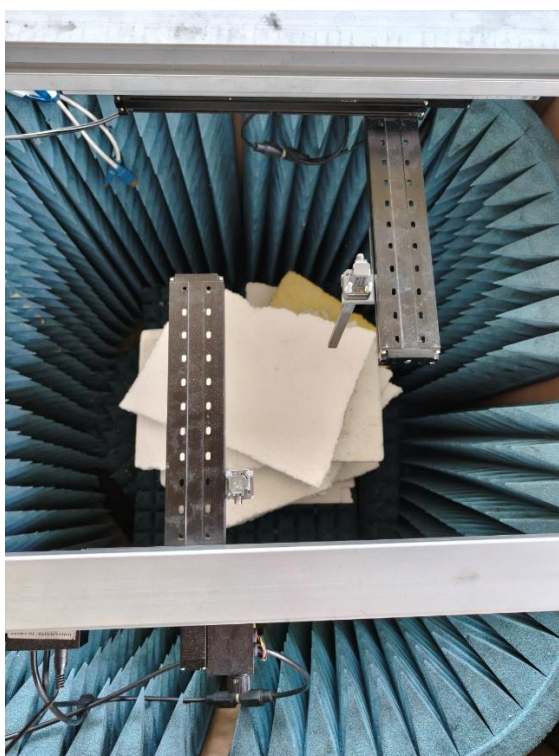


Figura 5.4: Vista dall'alto della meccanica di scansione. I due bracci mobili permettono alle antenne di spazzolare l'intera area di indagine replicando le coordinate del modello numerico 10x10.

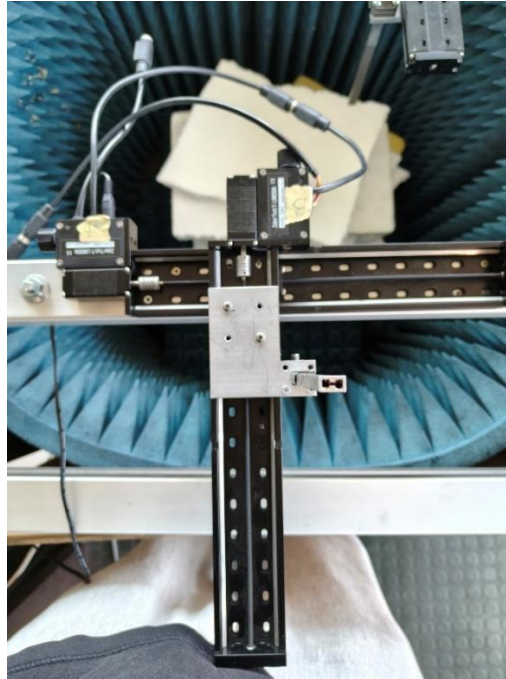


Figura 5.5: Dettaglio della porzione inferiore del sistema di movimentazione. L'immagine evidenzia il blocco di ancoraggio delle antenne al binario di scorrimento, permettendo di valutarne gli ingombri meccanici durante la movimentazione.

La movimentazione dei motori è gestita da un computer esterno tramite uno script MATLAB, in modo automatico. Il codice si occupa infatti di caricare in memoria un file con estensione CSV contenente la lista precompilata delle coordinate spaziali da seguire durante la fase di acquisizione. Caricato il file CSV, il sistema sposta i bracci senza interruzioni né interventi manuali, fermando le due guide d'onda in corrispondenza di tutti i cento punti necessari per replicare sul piano la griglia teorica 10x10.

L'intera area di scansione, mostrata nella sua configurazione completa in Figura 5.6, è stata infine racchiusa all'interno di una gabbia che funge da piccola camera anecoica. Le pareti interne sono completamente rivestite di pannelli assorbitori elettromagnetici a forma piramidale. Tali pannelli assorbono la radiazione dispersa e attenuano le riflessioni spurie provenienti dalle pareti della stanza o dagli oggetti metallici circostanti. Isolare il bersaglio in un ambiente elettromagnetico controllato è necessario per ridurre le interferenze ambientali e per confrontare in modo oggettivo le misure sperimentali con i dati generati dal modello numerico [3], [4], [21].

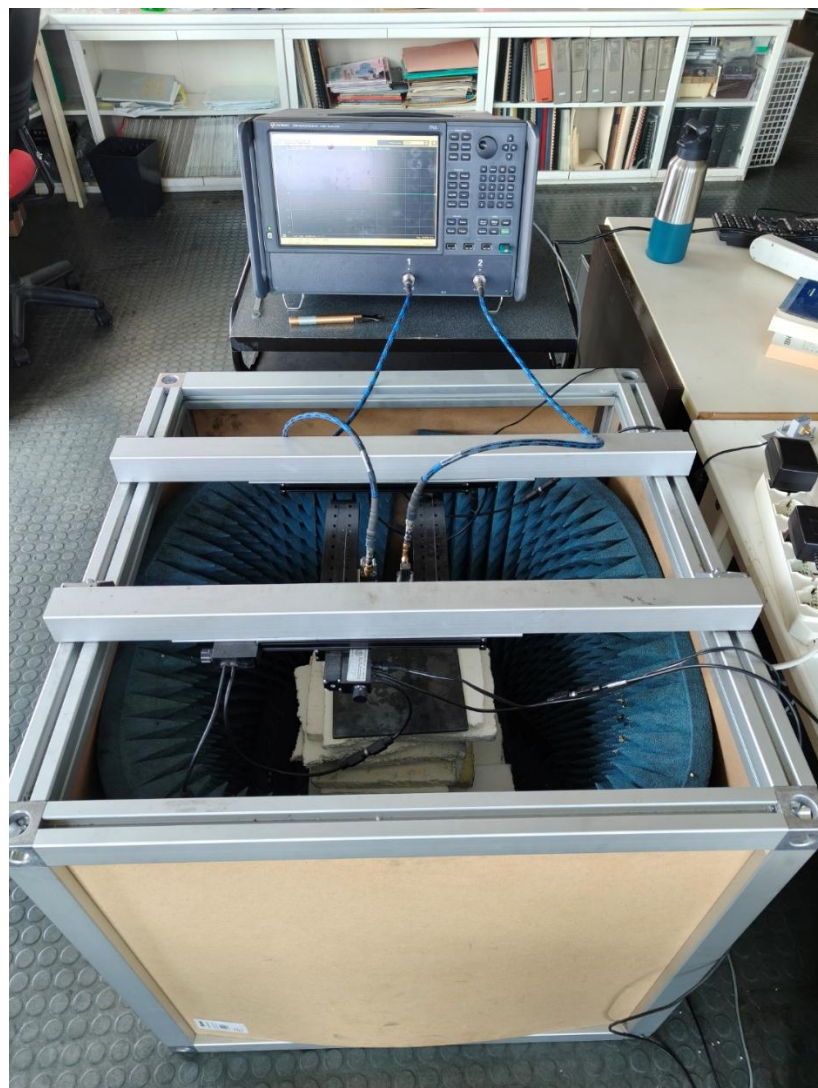


Figura 5.6: Visione completa del setup sperimentale.

5.2 Generazione delle Traiettorie e Gestione degli Ingombri Meccanici

Per gestire in modo automatico la fase di scansione, è stato sviluppato un codice MATLAB dedicato alla movimentazione meccanica delle antenne. Una griglia planare formata da cento nodi di trasmissione e cento nodi di ricezione produce teoricamente una matrice di 100x99 percorsi elettromagnetici indipendenti [3]. Nella realizzazione meccanica, però, questo numero è limitato dagli ingombri fisici.

Le guide d'onda utilizzate nel setup hanno, infatti, ingombri metallici non trascurabili. Valutando le misure geometriche dei bracci meccanici e delle flange che costituiscono il corpo radiante delle sonde, riportate negli schemi di Figura 5.7 e Figura 5.8, è stato stimato un perimetro di sicurezza. Per evitare che l'antenna ricevente urti il supporto metallico di quella trasmittente durante le manovre di scansione, la distanza minima tollerabile tra i rispettivi centri delle antenne è stata fissata a 2.5 centimetri.

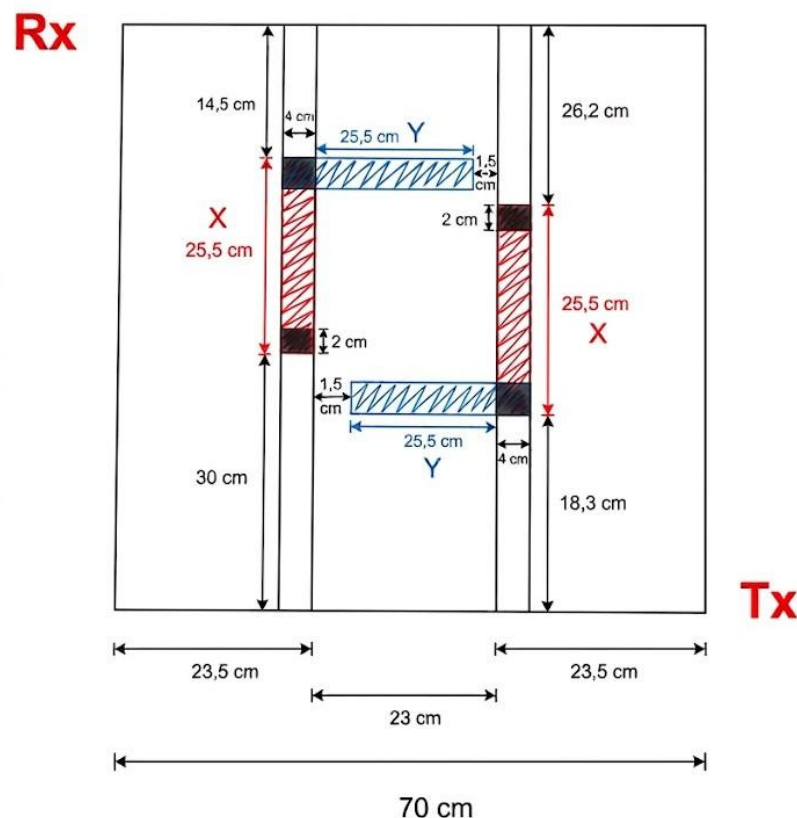


Figura 5.7: Schema degli ingombri meccanici dei bracci di supporto delle antenne.

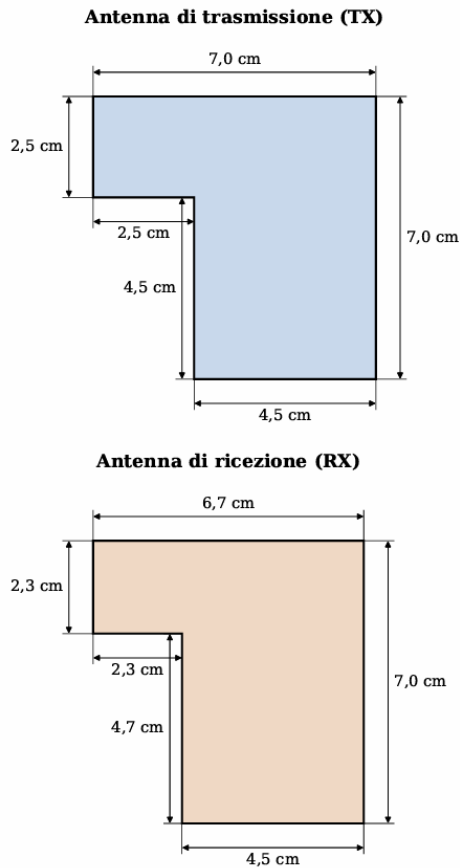


Figura 5.8: Misura degli ingombri metallici delle due guide d'onda. Tali misure sono state necessarie per stabilire il margine di sicurezza di 2.5 cm ed evitare urti durante le traslazioni automatiche.

Vengono eliminate a priori tutte le configurazioni di auto-accoppiamento (dove la singola antenna funge sia da trasmettitore che da ricevitore) e vengono bloccate tutte le combinazioni in cui l'antenna ricevente tenta di posizionarsi all'interno del quadrato di 2.5 cm generato dalla flangia del trasmettitore [3], [6].

A queste restrizioni di base si aggiungono due ulteriori vincoli, dovuti all'ingombro fisico dei binari di scorrimento. Il primo riguarda l'asse verticale: i due bracci meccanici non possono scavalcarsi. Di conseguenza, man mano che l'antenna trasmittente scende verso le righe inferiori della griglia, la sonda ricevente perde la possibilità di muoversi e acquisire dati nelle posizioni situate al di sopra di essa. Il secondo vincolo agisce invece sul piano orizzontale. L'antenna in movimento non può incrociare la

traiettoria di quella fissa. Più il trasmettitore si sposta verso l'estremità destra dell'array, meno il ricevitore può accedere alle coordinate che si trovano alle sue spalle. Si previene in questo modo il rischio di collisione laterale o di incastro tra le due antenne.

I dati elaborati dal software mostrano l'impatto di questa selezione. Delle diecimila combinazioni possibili, una volta escluse le 100 configurazioni monostatiche, altre 7000 vengono eliminate per i vincoli di ingombro. Vengono quindi acquisite 2900 misure, pari a circa il 29% del totale. Il risultato di questa selezione è riportato in Figura 5.9. I punti in blu identificano le 2900 combinazioni di antenne ammesse, mentre i punti bianchi corrispondono ai percorsi meccanicamente inaccessibili, rimossi, trasformando l'insieme di dati finale in una matrice fortemente sparsa.

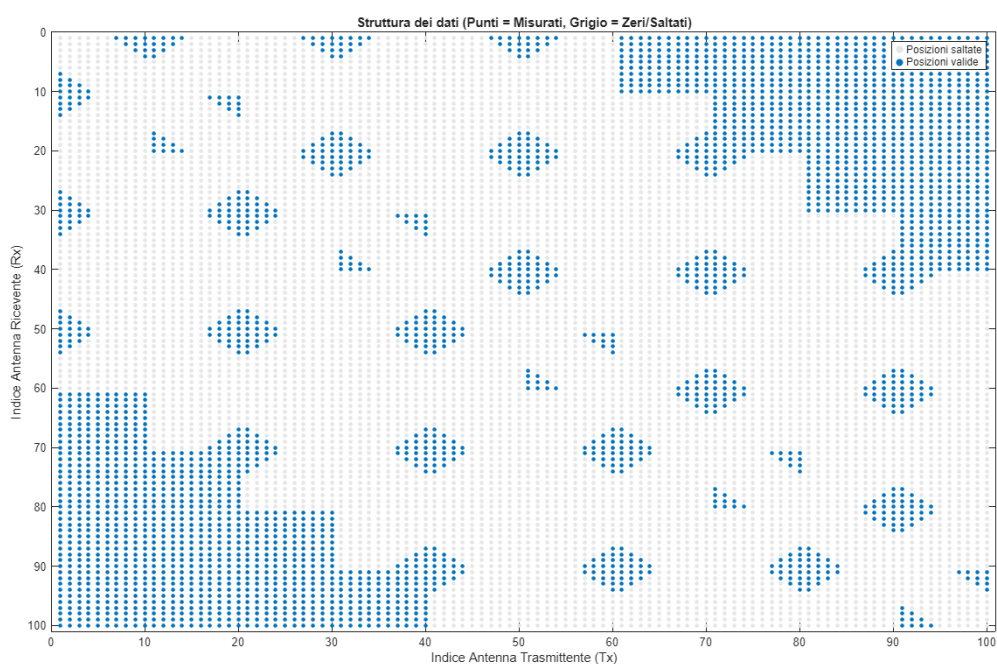


Figura 5.9: Mappatura finale della matrice di scattering. I punti in blu rappresentano le 2900 posizioni valide approvate dal filtro mentre gli spazi vuoti documentano l'eliminazione delle configurazioni monostatiche e delle combinazioni geometricamente inaccessibili.

L'hardware, però, non esegue fisicamente tutte le 2900 scansioni. Il software sfrutta un principio dell'elettromagnetismo: la reciprocità. Secondo tale teorema, il segnale propagato tra un'antenna A e un'antenna

B è identico, sia in modulo sia in fase, al segnale propagato nel verso opposto da B verso A. Questo significa che, se i motori hanno già acquisito un percorso, invertire i ruoli delle sonde per misurare di nuovo la stessa tratta sarebbe una perdita di tempo [3], [21]. Per questo motivo, il sistema acquisisce solo le 1450 tratte di andata. I restanti 1450 percorsi speculari di ritorno non vengono misurati durante la movimentazione delle antenne, riducendo le tempistiche della scansione [3]. Essi vengono ricostruiti, copiando i dati, nella successiva elaborazione software.

Le 1450 posizioni da acquisire vengono ordinate in modo da ottimizzare il tempo impiegato per la scansione. Il software, quindi, fa sì che l'antenna ricevente si muova secondo una traiettoria a serpentina. La sonda avanza lungo una determinata riga, scende al livello di coordinate successivo e inverte il proprio senso di marcia, seguendo il percorso schematizzato in Figura 5.10.

La Figura 5.10 permette di comprendere tale movimentazione. Il riquadro rosso individua la posizione statica dell'antenna trasmittente. Partendo dal marcatore a forma di stella posizionato in basso a destra, l'antenna ricevente si muove catturando solo i punti verdi, ovvero le coordinate ritenute sicure. Il tragitto a serpentina è tracciato dalla linea tratteggiata in blu. Le croci nere delimitano, invece, la zona di interdizione. Esse rappresentano tutte le posizioni spaziali coperte dall'ingombro del trasmettitore, le quali vengono ignorate.

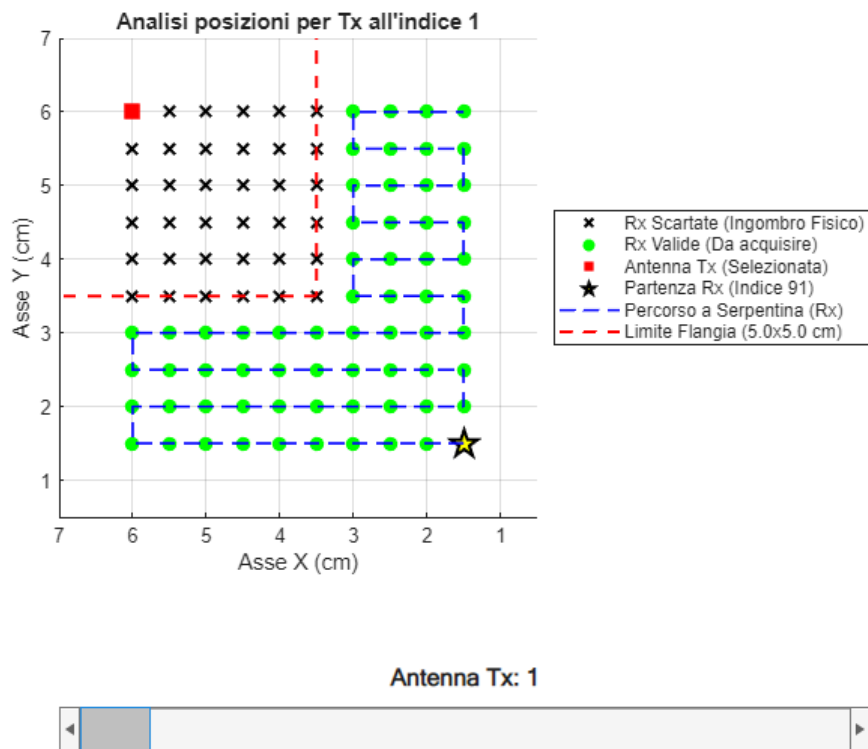


Figura 5.10: Analisi spaziale dello script. La linea tratteggiata in blu evidenzia il percorso a serpentina programmato. Le x nere rappresentano invece le antenne inaccessibili coperte dall'ingombro di sicurezza dell'antenna fissa (riquadro rosso).

Assicurarsi che i singoli punti di partenza e di arrivo siano fisicamente liberi da ostruzioni non basta a garantire l'integrità delle antenne durante le fasi di transito tra una coordinata e l'altra. Se l'antenna in movimento dovesse infatti coprire un tratto in obliquo, potrebbe finire per invadere lateralmente l'ingombro dell'altra sonda ferma.

Il codice evita questo rischio inserendo all'interno del percorso un *waypoint* di sicurezza per ogni movimento in obliquo dell'antenna di ricezione. In questo modo, l'antenna esegue una deviazione a "L" per sorpassare l'ostacolo prima di ritornare sulla traiettoria originale, come illustrato in Figura 5.11. La figura mostra l'istante in cui l'antenna trasmittente si trova ancorata alla posizione 17. Terminata l'acquisizione dell'ultima coordinata verde situata nella terza riga in basso a sinistra, l'antenna ricevente deve salire di un livello spostandosi verso l'estremità destra dell'array. Tracciare una diagonale diretta tra questi due punti porterebbe l'antenna di ricezione a collidere contro lo spigolo metallico

inferiore dell'antenna di trasmissione. L'antenna viene, quindi, forzata a compiere una prima traslazione orizzontale, fermandosi sul cerchio rosso che funge da punto intermedio sicuro. Solo successivamente esegue la traslazione verticale per ritornare sulla traiettoria originale.

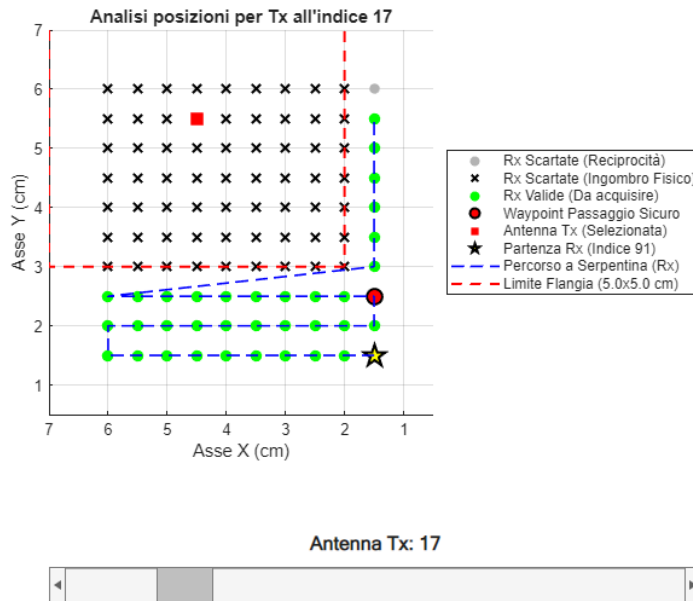


Figura 5.11: Esempio visivo del calcolo di un waypoint intermedio di sicurezza (cerchio rosso). L'antenna ricevente viene forzata a svoltare prima del tempo per aggirare la massa metallica del trasmettitore.

Questa situazione si verifica per 8 volte durante l'intera scansione ovvero quando il trasmettitore staziona agli indici 17, 18, 19 e 20, ripetendosi poi per gli indici 37, 38, 39 e 40 e imponendo, quindi, la necessità di inserire un *waypoint*. Il sistema avvia automaticamente l'acquisizione a radiofrequenza a ogni arresto dei carrelli motorizzati. Fermandosi su questi *waypoint* per aggirare l'ostacolo, il sistema campiona di nuovo una coordinata spaziale facente già parte della griglia di misurazione. Si genera, quindi, un doppione. Ciò provocherebbe uno slittamento degli indici di lettura e un conseguente disallineamento dell'intera matrice di scattering. Questi otto salvataggi in eccesso devono, pertanto, essere individuati ed eliminati durante le fasi di elaborazione software.

Una volta conclusa questa fase, lo script deve generare l'elenco di tutte le posizioni che dovranno seguire le antenne. Il software converte i centimetri in *microstep*, l'unità compatibile con i motori. Il punto di partenza dell'antenna trasmittente è stato impostato alle coordinate $X = 6.00$ cm e $Y = 6.00$ cm. Questo perché l'array da ricreare, essendo formato da 10 elementi distanziati di 0.5 centimetri, presenta un'estensione spaziale complessiva di 4.5 centimetri. Quindi, fissando la partenza in questo punto, si assicura ai carrelli uno spazio di scorrimento adeguato per compiere l'intera manovra, evitando blocchi contro il fondo del binario.

L'ultima problematica affrontata ha riguardato il fatto che i due motori lavorano su basi meccaniche indipendenti e non conoscono la rispettiva posizione nello spazio. Avendo imposto il punto di partenza per il trasmettitore, assegnare le stesse coordinate all'antenna di ricezione non produrrebbe alcun allineamento. Il codice risolve il problema introducendo un offset di calibrazione. Per far coincidere spazialmente i centri delle due guide d'onda, l'antenna di ricezione deve essere mandata alle coordinate $X = 13.50$ cm e $Y = 7.50$ cm, dettate dalla lunghezza differenziale dei binari e dalla sporgenza dei supporti in alluminio. Individuare questo punto di coincidenza tra le due antenne è fondamentale. La sonda ricevente deve, infatti, muoversi nell'array compiendo dei passi da 0.5 centimetri rispetto alla posizione assunta dal trasmettitore. Senza una coincidenza iniziale tra le due antenne, ogni spostamento accumulerebbe un errore, sfalsando l'intera griglia di campionamento spaziale.

Tutti i dati posizionali vengono infine inseriti all'interno di un file in formato CSV.

5.3 Acquisizione Strumentale ed Elaborazione dei Dati (Calibrazione)

Prima ancora di impostare i parametri di scansione, l'Analizzatore di Reti Vettoriale (VNA) necessita di un periodo di riscaldamento. Lo strumento viene mantenuto acceso e a regime per almeno un'ora. Questo lasso di tempo è molto importante poiché la circuiteria interna a radiofrequenza è molto sensibile ai gradienti di temperatura. Avviare le misurazioni a freddo comporterebbe una progressiva deriva termica, provocando uno slittamento dei valori di ampiezza e fase del segnale durante le ore di misura. Si assicura in questo modo una maggiore precisione e ripetibilità del dato acquisito [3], [25]. Superata questa fase di assestamento, si procede con l'impostazione dei parametri sul VNA. Il processo di acquisizione si basa sulla configurazione di due tracce distinte; una traccia registra la componente reale del segnale, la seconda ne registra la componente immaginaria [3], [10], [25]. La potenza di uscita viene fissata a 0 dBm, equivalente a 1 mW. Tale valore è prudenziale, poiché inferiore ai 100 mW per i quali è stato dimostrato che l'incremento di temperatura nei tessuti mammari resta al di sotto di 1°C, cioè ampiamente entro i limiti di esposizione previsti alle frequenze millimetriche. Si garantisce, così, la sicurezza termica in vista di una futura applicazione clinica [6], [15]. Lo strumento viene impostato discretizzando la banda da 18 GHz a 40 GHz in 551 punti. Per ridurre il rumore di fondo, la larghezza di banda a frequenza intermedia (IFBW) viene impostata al valore di 1 kHz. La potenza di rumore è infatti proporzionale alla banda del ricevitore. Una banda più stretta abbassa il rumore di fondo al prezzo di tempi di misura più lunghi [10], [25]. Terminata la parametrizzazione, il cavo coassiale connesso alla porta 1 viene collegato alla flangia dell'antenna trasmittente, mentre il cavo della porta 2 viene destinato all'antenna ricevente [3], [4]. Il controllo della meccanica avviene tramite un'interfaccia software dedicata. La schermata operativa è riportata in Figura 5.12. All'interno di questo pannello di controllo, viene inserito il percorso della directory di

Nome	Ultima modifica	Tipo	Dimensione
N0000 LOG FILE.txt	18/09/2026 11:42	Documento di testo	230 KB
N0001 1259843 1259843 1889763 629921.c...	18/09/2026 10:36	File con valori sep...	27 KB
N0002 1259843 1259843 1994750 629921.c...	18/09/2026 10:36	File con valori sep...	27 KB
N0003 1259843 1259843 2099737 629921.c...	18/09/2026 10:36	File con valori sep...	27 KB
N0004 1259843 1259843 2204724 629921.c...	18/09/2026 10:36	File con valori sep...	27 KB
N0005 1259843 1259843 2309711 629921.c...	18/09/2026 10:36	File con valori sep...	27 KB
N0006 1259843 1259843 2414698 629921.c...	18/09/2026 10:36	File con valori sep...	27 KB
N0007 1259843 1259843 2519685 629921.c...	18/09/2026 10:36	File con valori sep...	27 KB
N0008 1259843 1259843 2624672 629921.c...	18/09/2026 10:36	File con valori sep...	27 KB
N0009 1259843 1259843 2729659 629921.c...	18/09/2026 10:36	File con valori sep...	27 KB
N0010 1259843 1259843 2834646 629921.c...	18/09/2026 10:36	File con valori sep...	27 KB
N0011 1259843 1259843 2834646 734908.c...	18/09/2026 10:37	File con valori sep...	27 KB
N0012 1259843 1259843 2729659 734908.c...	18/09/2026 10:37	File con valori sep...	27 KB
N0013 1259843 1259843 2624672 734908.c...	18/09/2026 10:37	File con valori sep...	27 KB
N0014 1259843 1259843 2519685 734908.c...	18/09/2026 10:37	File con valori sep...	27 KB
N0015 1259843 1259843 2414698 734908.c...	18/09/2026 10:37	File con valori sep...	27 KB
N0016 1259843 1259843 2309711 734908.c...	18/09/2026 10:37	File con valori sep...	27 KB
N0017 1259843 1259843 2204724 734908.c...	18/09/2026 10:37	File con valori sep...	27 KB
N0018 1259843 1259843 2099737 734908.c...	18/09/2026 10:37	File con valori sep...	27 KB
N0019 1259843 1259843 1994750 734908.c...	18/09/2026 10:37	File con valori sep...	27 KB
N0020 1259843 1259843 1889763 734908.c...	18/09/2026 10:37	File con valori sep...	27 KB
N0021 1259843 1259843 1889763 839895.c...	18/09/2026 10:37	File con valori sep...	27 KB
N0022 1259843 1259843 1994750 839895.c...	18/09/2026 10:37	File con valori sep...	27 KB
N0023 1259843 1259843 2099737 839895.c...	18/09/2026 10:37	File con valori sep...	27 KB
N0024 1259843 1259843 2204724 839895.c...	18/09/2026 10:37	File con valori sep...	27 KB
N0025 1259843 1259843 2309711 839895.c...	18/09/2026 10:37	File con valori sep...	27 KB

Figura 5.13: Dettaglio della cartella di destinazione. I 1458 file CSV confermano l'esecuzione del percorso programmato, comprendendo sia le posizioni valide di acquisizione che le registrazioni in eccesso legate ai waypoint.

Come evidenziato dal dettaglio interno riportato in Figura 5.14, ogni file contiene la risposta in frequenza registrata per quella specifica coordinata. Vengono separate la parte reale e la parte immaginaria per ciascuno dei 551 punti spettrali registrati dal VNA.

	A	B	C	D	E
1	Generated	from instrument_exportCSV			
2	This file contains 1 groups of traces				
3	GROUP 1 contains 2 traces with common X Data of 5				
4	Each line contains: X-Value, Trace 1, Trace 2				
5	1800000000.00000000,	0.00156337,	0.00025221		
6	1804000000.00000000,	-0.00076623,-	0.00092966		
7	1808000000.00000000,	0.00005292,	0.00131132		
8	1812000000.00000000,	0.00057218,-	0.00104204		
9	1816000000.00000000,	-0.00123242,	0.00055057		
10	1820000000.00000000,	0.00130790,	0.00006898		
11	1824000000.00000000,	-0.00109593,-	0.00110050		
12	1828000000.00000000,	0.00069205,	0.00161557		
13	1832000000.00000000,	0.00006089,-	0.00205238		
14	1836000000.00000000,	-0.00055893,	0.00197855		
15	1840000000.00000000,	0.00120191,-	0.00127810		
16	1844000000.00000000,	-0.00160792,	0.00058106		
17	1848000000.00000000,	0.00146589,	0.00048857		
18	1852000000.00000000,	-0.00110070,-	0.00129889		
19	1856000000.00000000,	0.00018182,	0.00172961		
20	1860000000.00000000,	0.00085754,-	0.00183909		
21	1864000000.00000000,	-0.00165945,	0.00135065		
22	1868000000.00000000,	0.00262447,-	0.00055256		
23	1872000000.00000000,	-0.00263424,-	0.00019972		
24	1876000000.00000000,	0.00248537,	0.00142950		
25	1880000000.00000000,	-0.00207880,-	0.00191725		
26	1884000000.00000000,	0.00110396,	0.00213849		
27	1888000000.00000000,	-0.00023547,-	0.00183961		
28	1892000000.00000000,	-0.00058383,	0.00123118		
29	1896000000.00000000,	0.00085213,-	0.00055487		
30	1900000000.00000000,	-0.00074371,-	0.00022361		
31	1904000000.00000000,	0.00031435,	0.00066494		
32	1908000000.00000000,	0.00027109,-	0.00072640		
33	1912000000.00000000,	-0.00096875,	0.00026951		
34	1916000000.00000000,	0.00127185,	0.00043998		
35	1920000000.00000000,	-0.00117545,-	0.00143722		
36	1924000000.00000000,	0.00063500,	0.00225997		
37	1928000000.00000000,	0.00028780,-	0.00285847		
38	1932000000.00000000,	-0.00095459,	0.00323245		
39	1936000000.00000000,	0.00152546,-	0.00246381		
40	1940000000.00000000,	-0.00194157,	0.00157504		
41	1944000000.00000000,	0.00195075,-	0.00023863		
42	1948000000.00000000,	-0.00167050,-	0.00074682		
43	1952000000.00000000,	0.00091099,	0.00123136		
44	1956000000.00000000,	0.00007086,-	0.00144127		
45	1960000000.00000000,	-0.00066268,	0.00101863		
46	1964000000.00000000,	0.00117956,-	0.00025829		
47	1968000000.00000000,	-0.00104401,-	0.00046525		
48	1972000000.00000000,	0.00039183,	0.00116593		
49	1976000000.00000000,	0.00042594,-	0.00182207		
50	1980000000.00000000,	-0.00130192,	0.00153184		
51	1984000000.00000000,	0.00207763,-	0.00129911		
52	1988000000.00000000,	-0.00206724,	0.00055276		
53	1992000000.00000000,	0.00178204,	0.00044132		

Figura 5.14: Visualizzazione interna di un singolo file CSV acquisito. Per ogni riga viene riportata la frequenza operativa, seguita dal rispettivo valore di parte reale e parte immaginaria.

Per eliminare i disturbi ambientali e strumentali, l'acquisizione non può limitarsi al solo oggetto di indagine, ma prevede tre scansioni distinte [3], [6]. La prima, detta misura a vuoto (M_{match}), viene eseguita senza alcun oggetto davanti alle antenne e contiene quindi solo i contributi stazionari del sistema, cioè l'accoppiamento diretto tra le antenne (*crosstalk*) e le

riflessioni fisse provenienti dalla struttura e dall'ambiente circostante. La seconda (M_{plate}) viene eseguita con un piatto metallico liscio posizionato a una distanza nota dalle antenne, pari a 10 cm, che funge da riferimento per la calibrazione. La terza (M_{target}), infine, raccoglie la risposta del bersaglio di interesse.

Queste tre acquisizioni non possono essere distribuite nel tempo, ma devono avvenire in sequenza, all'interno di un'unica sessione di misura nella stessa giornata. Lavorando con lunghezze d'onda millimetriche, infatti, il setup diventa molto sensibile all'ambiente circostante. Anche un piccolo sbalzo di temperatura o di umidità tra un giorno e l'altro farebbe dilatare o restringere i cavi coassiali flessibili, compromettendo la stabilità di fase del segnale. Anche lo stesso analizzatore di reti perderebbe la calibrazione acquisita a causa dei normali assestamenti termici della sua elettronica [10], [18], [25]. Per eliminare correttamente i disturbi, l'aria, il piatto metallico e il bersaglio devono essere misurati nelle stesse condizioni ambientali e strumentali [3].

Ciascuna delle tre sessioni genera una propria cartella, con i rispettivi 1458 file CSV descritti in precedenza. Questi dati vengono poi ordinati tramite un ulteriore codice MATLAB. Lo script legge i file di ciascuna cartella, elimina gli otto salvataggi relativi ai waypoint, evitando così qualsiasi slittamento degli indici, e colloca le 1450 misure valide nelle posizioni corrispondenti di una matrice pre-dimensionata, in cui le righe rappresentano le 551 frequenze e le colonne le coppie di antenne dell'array 10x10. Viene applicato, poi, il principio di reciprocità copiando le tracce di andata per riempire i rispettivi percorsi di ritorno. Le posizioni rimanenti, corrispondenti alle configurazioni monostatiche e a quelle escluse per il rischio di collisione tra le antenne, vengono riempite con degli zeri [3].

Si ricavano in questo modo tre matrici di scattering complete e strutturalmente identiche: M_{match} per la misura a vuoto, M_{plate} per il piatto metallico e M_{target} per il bersaglio. Parallelamente, sfruttando il

modello analitico sviluppato nel Capitolo 4, viene calcolata la risposta ideale del piatto metallico alla stessa distanza di 10 cm, denominata $M_{analytics}$. I suoi elementi sono numeri complessi del tipo $e^{-j2\pi f\tau}$, dove f è la frequenza e τ il ritardo di propagazione dall'antenna trasmittente al piatto e da questo all'antenna ricevente [3], [21].

La calibrazione dei dati misurati avviene applicando la seguente formula [3]:

$$M_{obj} = \frac{M_{target} - M_{match}}{M_{plate} - M_{match}} \cdot M_{analytics}$$

Ogni operazione della formula ha uno scopo preciso. La sottrazione al numeratore ($M_{target} - M_{match}$) elimina i contributi stazionari, presenti allo stesso modo sia nella misura del bersaglio sia nella misura a vuoto. Questo passaggio è necessario perché l'architettura multistatica costringe le antenne a lavorare a distanze molto ravvicinate: il mutuo accoppiamento che ne deriva ha un'ampiezza elevata e maschererebbe gli echi provenienti dal bersaglio [3], [21]. Allo stesso modo, la sottrazione al denominatore ($M_{plate} - M_{match}$) ripulisce la misura del piatto.

Per allineare correttamente i fronti d'onda, l'algoritmo di beamforming ha bisogno di dati corretti sia in ampiezza sia in fase, mentre il segnale misurato è alterato dalla catena hardware (cavi coassiali, transizioni e guide d'onda). Per correggere questa alterazione si utilizza il piatto metallico, che rappresenta uno standard di calibrazione ideale, poiché la sua risposta è nota e il relativo ritardo di fase dipende unicamente dalla sua distanza dalle antenne [3].

La divisione tra la misura del bersaglio e quella del piatto, entrambe già prive dei contributi stazionari, elimina l'effetto della catena hardware. Cavi, transizioni e guide d'onda alterano infatti allo stesso modo ampiezza e fase di entrambe le misure, per cui nel rapporto questa alterazione si semplifica. Il rapporto, tuttavia, esprime la fase del bersaglio rispetto a quella del piatto, quindi, il ritardo del bersaglio risulta ridotto del ritardo di propagazione del piatto [3], [18]. Per questo motivo il rapporto viene

moltiplicato per $M_{analytics}$, che reintroduce il ritardo corretto del piatto; le fasi del bersaglio tornano così riferite alla posizione reale delle antenne [3].

La matrice finale M_{obj} contiene quindi la sola risposta del bersaglio, priva sia dei contributi stazionari sia delle alterazioni introdotte dall'hardware. Si tratta dello stesso tipo di dato che il modello numerico del Capitolo 4 genera in simulazione, e può quindi essere fornita direttamente in ingresso all'algoritmo di focalizzazione [3], [6].

L'estrazione dell'immagine chiude il ciclo operativo. La matrice calibrata viene passata agli stessi script Delay-and-Sum (DAS) impiegati nelle simulazioni del Capitolo 4. Sostituendo i dati reali a quelli numerici, l'algoritmo converte i dati dal dominio della frequenza al dominio del tempo, compensa i ritardi di propagazione per ciascun voxel e genera la mappa tridimensionale di intensità [3].

5.4 Risultati Sperimentali: Ricostruzione di Bersagli Metallici

Una volta messa a punto la calibrazione, l'obiettivo è stato quello di verificare il funzionamento su bersagli semplici. Come target sono state usate delle comuni rondelle metalliche, tutte uguali, con un diametro di 0.9 cm. I bersagli metallici, infatti, riflettono quasi tutta l'energia incidente e sono comunemente impiegati come primo test dei sistemi di imaging a onde millimetriche [3], [6].

Per portare le rondelle alla distanza voluta, queste vengono appoggiate su una pila di fogli di polistirolo, un materiale con permittività dielettrica molto vicina a quella dell'aria e quindi praticamente trasparente alle microonde [3]. Si aggiungono strati fino a raggiungere la quota desiderata. È un metodo pratico, ma non preciso: i fogli non hanno uno spessore del tutto uniforme e la quota finale va considerata affetta da un errore di qualche millimetro. Sono state eseguite quattro prove. Nelle prime due si

usano due rondelle poste a circa 8 cm dalle antenne, allineate prima lungo l'asse X e poi lungo l'asse Y, nella terza le rondelle diventano tre e formano un triangolo, nella quarta, infine, due rondelle si trovano a profondità diverse, una a circa 6 cm e l'altra a circa 8 cm. Tutte le acquisizioni sono state fatte in aria, con i parametri descritti nel paragrafo 5.3 (banda 18-40 GHz campionata in 551 punti, griglia sintetica 10x10 con passo di 0.5 cm). I dati sono stati calibrati con la procedura appena vista e poi elaborati con l'algoritmo DAS.

In aria l'onda viaggia alla velocità c_0 , per cui alla frequenza centrale di 29 GHz la lunghezza d'onda vale circa 1.03 cm. Inserendo questo valore nella formula della risoluzione laterale $\delta_L = \frac{\lambda R}{2D}$, con $R \approx 8$ cm e un'apertura “D” di 4.5 cm, si ottiene una risoluzione laterale di poco superiore ai 9 mm [3], [18]. Lungo la profondità, con una banda di 22 GHz, la risoluzione assiale $\delta_R = \frac{c_0}{2B}$ vale invece circa 0.68 cm [3], [6], [18].

Il diametro delle rondelle coincide quindi, di fatto, con la risoluzione laterale del sistema. Non ci si deve aspettare di vedere la forma ad anello del bersaglio con il suo foro centrale ma ogni rondella comparirà come una macchia. Per la rondella a 6 cm della quarta prova la distanza R è minore e la risoluzione laterale migliora, scendendo a circa 7 mm [3], [18]. Nelle immagini che seguiranno, la griglia sintetica di antenne occupa la regione compresa tra 1.5 cm e 6 cm, sia lungo X che lungo Y. Le sezioni sul piano trasversale (XY) sono orientate come le foto del setup viste dall'alto, con X che cresce verso il basso e Y che cresce verso sinistra. Per questo, quando nel testo si parla di una rondella «superiore» o «di destra», si fa riferimento a valori più piccoli di X o di Y. Come nel Capitolo 4, le sezioni ortogonali vengono estratte facendole passare per il punto di massima intensità del volume (paragrafo 4.2.1), e tutte le mappe sono normalizzate al proprio massimo e rappresentate in dB. Quello che si vuole verificare è se il sistema riesce a localizzare le rondelle nel punto giusto e a ricostruirle come separate.

5.4.1 Prima Configurazione: Rondelle Disposte in Verticale

Nel primo esperimento le due rondelle sono state posizionate una sopra l'altra, quindi allineate lungo l'asse X. Entrambe sono state sistemate vicino al lato destro della griglia ($Y = 1.5 \text{ cm}$), una più in alto e l'altra più in basso. Il setup è riportato in Figura 5.15.

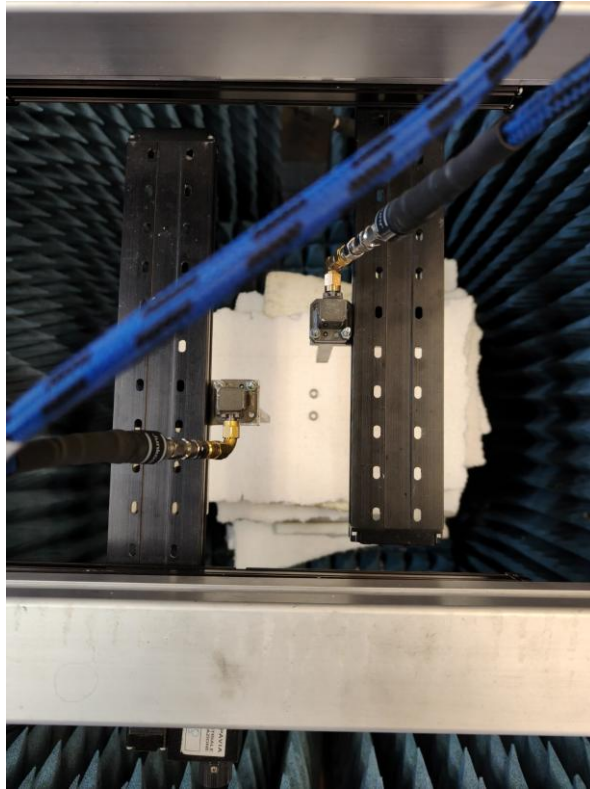


Figura 5.15: Vista dall'alto del setup sperimentale per la prima misura. Le due rondelle metalliche (diametro 0.9 cm) sono disposte in verticale sul supporto in polistirolo, a circa 8 cm dal piano delle antenne.

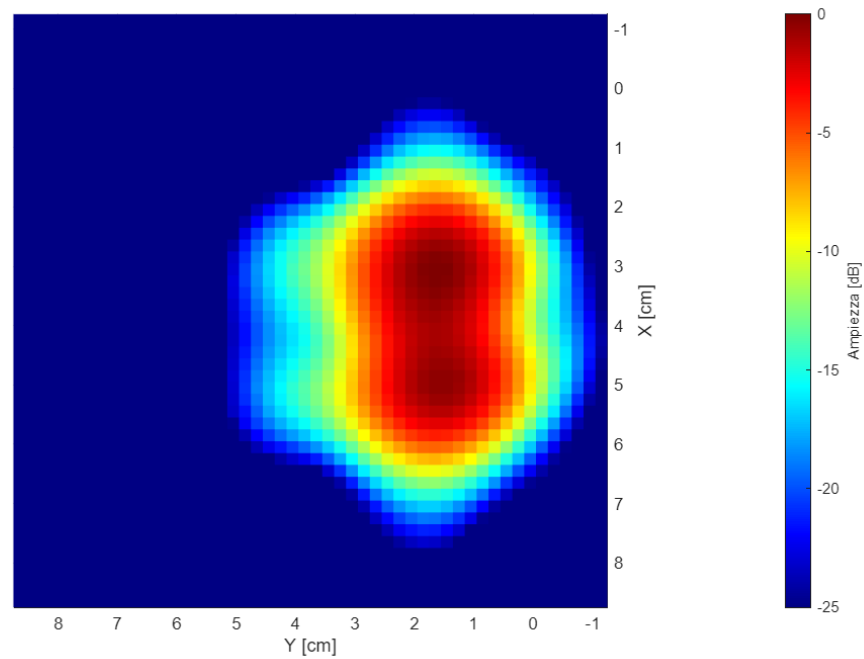


Figura 5.16: Sezione ortogonale sul piano trasversale (XY) per le due rondelle disposte in verticale a circa 8 cm (array 10x10, banda 18-40 GHz). I due picchi energetici, centrati intorno a $X = 3$ cm e $X = 4.8$ cm, risultano distinti pur restando collegati da una regione ad alta intensità.

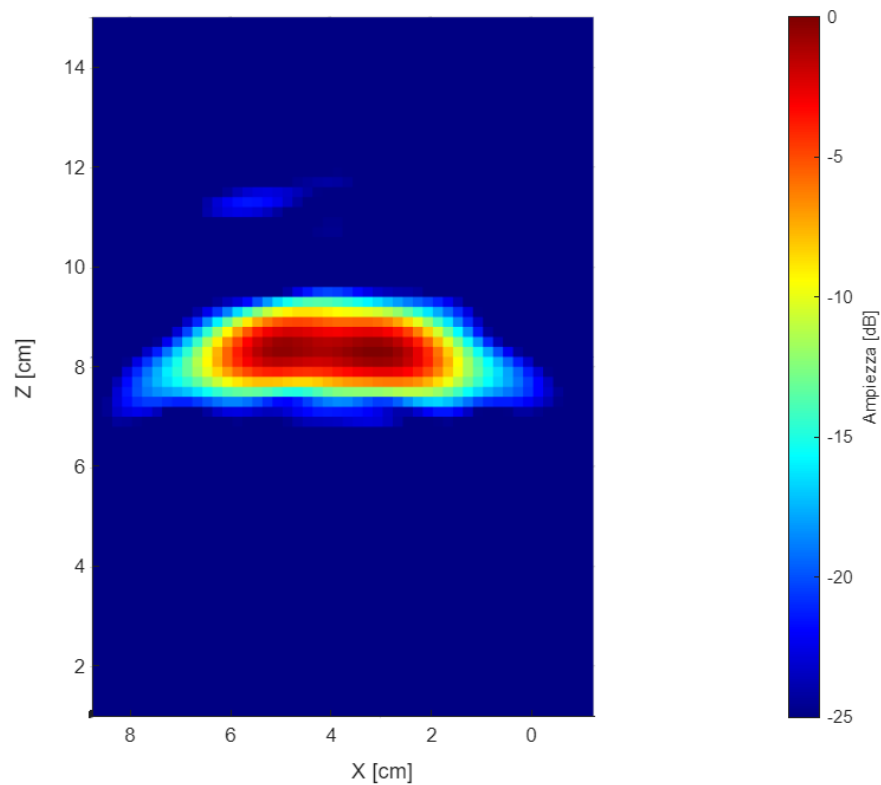


Figura 5.17: Sezione ortogonale lungo l'asse Z della ricostruzione delle rondelle in verticale. Il massimo energetico si colloca a circa 8.3 cm di profondità, in buon accordo con la quota nominale dei bersagli.

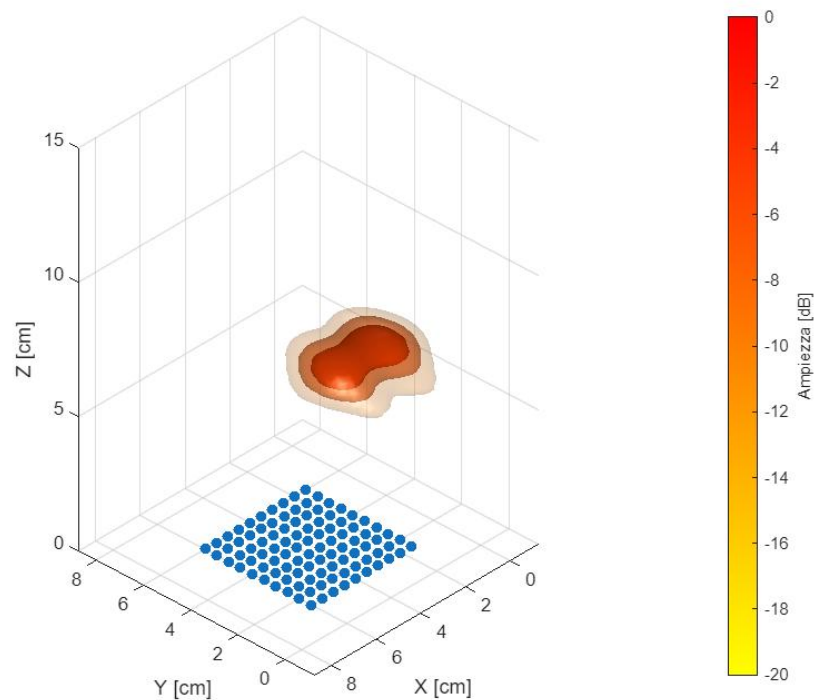


Figura 5.18: Ricostruzione volumetrica 3D tramite isosuperfici delle due rondelle disposte in verticale. Il volume assume una forma a manubrio, con i due nuclei energetici allineati lungo l'asse X al di sopra dell'array planare (punti blu).

Sul piano trasversale (Figura 5.16) compaiono due massimi ben riconoscibili. Entrambi si trovano più o meno alla stessa coordinata, $Y \approx 1.7$ cm, e distano tra loro circa 1.8-2 cm lungo X, che è proprio la disposizione attesa con le rondelle in verticale. Le due intensità sono molto simili. Ciò vuol dire che l'array illumina e riceve i due bersagli in modo paragonabile. Tra un picco e l'altro, però, l'energia scende solo di pochi dB e la mappa assume l'aspetto di un'unica macchia allungata con due nuclei interni. A prima vista può sembrare strano, visto che la distanza tra i centri è circa il doppio della risoluzione laterale calcolata poco sopra. Il punto è che quel valore descrive la larghezza della macchia focale prodotta da un bersaglio puntiforme [18]. Le rondelle invece hanno un'estensione propria di 0.9 cm e ognuna produce una macchia più larga di quella di un punto. Se si guarda lo spazio libero tra i bordi delle due rondelle, questo si riduce a circa 0.9-1.1 cm, valore molto vicino alla risoluzione laterale. In queste

condizioni, il sistema si trova al limite della separazione: riesce a distinguere due massimi, ma la zona tra i due non si svuota. Va ricordato, poi, che i 9 mm sono calcolati alla frequenza centrale, quindi, le componenti più basse della banda, intorno ai 18 GHz, hanno una lunghezza d'onda di circa 1.67 cm e allargano la macchia focale, per cui la risoluzione effettiva dell'immagine è peggiore del valore teorico [3], [18], [24]. La seconda configurazione, come si vedrà, conferma questa lettura. Sul lato sinistro della mappa, si nota anche un alone più debole che si estende verso valori di Y maggiori. Nel paragrafo 4.2.3 si era visto che le configurazioni con molte combinazioni mancanti fanno comparire lobi secondari attorno al bersaglio [18], [22]. Con un array completo, i contributi delle diverse coppie di antenne si sommano in fase solo nel punto focale e tendono a cancellarsi altrove. Se una parte di queste coppie manca, la cancellazione resta incompleta e una frazione dell'energia rimane distribuita fuori dal bersaglio [18], [21], [22]. La matrice misurata contiene soltanto 2900 delle 9900 combinazioni teoriche e, come visto nel paragrafo 5.2, i vincoli meccanici le eliminano in modo non uniforme sulla griglia. Questo spiega anche perché l'alone compare da un solo lato e non in modo simmetrico attorno alle rondelle. Il suo livello resta comunque basso e non si confonde con i bersagli veri.

Per quanto riguarda la profondità, la sezione lungo Z (Figura 5.17) colloca il massimo intorno a $Z \approx 8.3$ cm. Lo scarto rispetto agli 8 cm nominali è di circa 3 mm, e rientra nell'incertezza con cui è stato impilato il polistirolo. Dato che le due rondelle sono allineate lungo X, la sezione le attraversa entrambe: per questo il nucleo energetico appare allungato orizzontalmente, tra circa 2.5 e 5.5 cm, mentre lungo Z rimane ben confinato. Sopra il bersaglio, intorno a $Z \approx 11.3$ cm, si nota anche una debole striscia con un livello vicino ai -20 dB. Una possibile spiegazione riguarda il modello su cui si basa il DAS, che tratta ogni punto riflettente in modo indipendente e somma i contributi secondo il principio di sovrapposizione [4], [18]. In questo modo, non si tiene conto delle riflessioni multiple. Con più oggetti metallici così vicini, parte dell'energia

può rimbalzare da una rondella all'altra, o tra le rondelle e la struttura metallica del setup, prima di tornare alle antenne [3], [18]. Il livello di questa striscia resta in ogni caso molto basso e non crea confusione con le rondelle.

La ricostruzione tridimensionale (Figura 5.18) riassume bene il risultato. Le isosuperfici disegnano un volume con due rigonfiamenti che corrispondono alle rondelle e un restringimento nella parte centrale. Il volume si trova sopra l'array alla quota corretta e attorno non compaiono bersagli fantasma.

5.4.2 Seconda Configurazione: Rondelle Disposte in Orizzontale

Nella seconda prova le rondelle sono state lasciate sempre a circa 8 cm, ruotandole, però, di 90° . I due bersagli sono ora affiancati lungo l'asse Y: entrambi si trovano verso il lato superiore della griglia ($X = 1.5$ cm), uno a destra e l'altro a sinistra. Il setup è visibile in Figura 5.19.

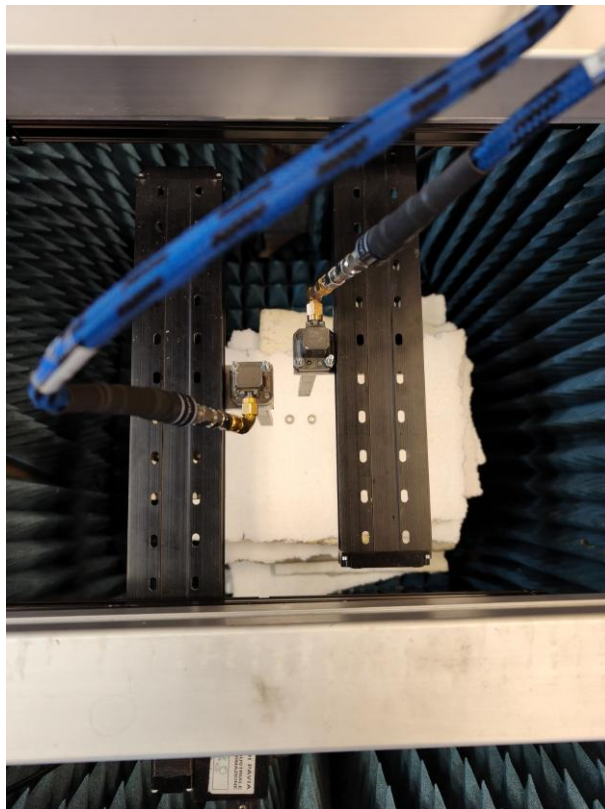


Figura 5.19: Vista dall'alto del setup sperimentale per la seconda misura. Le due rondelle metalliche sono affiancate in orizzontale sul supporto in polistirolo, sempre a circa 8 cm dal piano delle antenne.

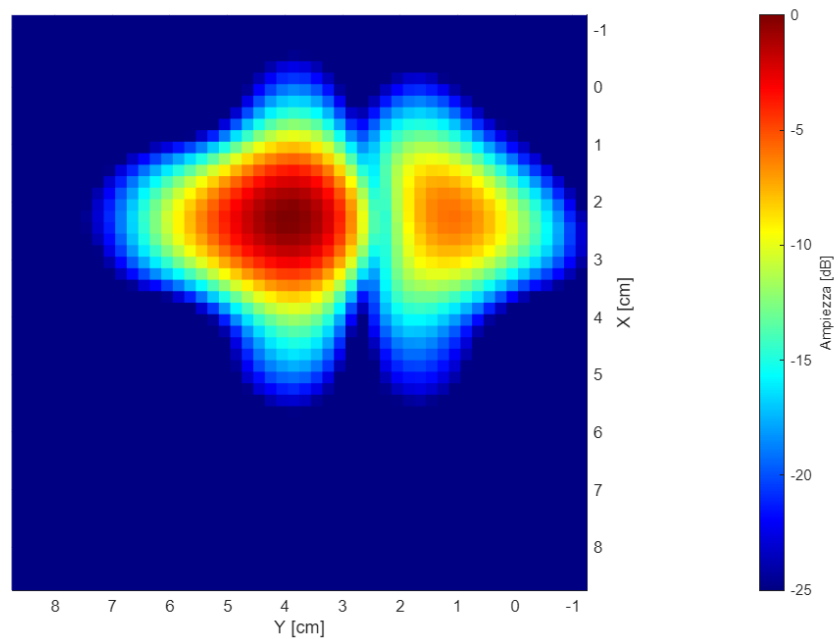


Figura 5.20: Sezione ortogonale sul piano trasversale (XY) per le due rondelle disposte in orizzontale a circa 8 cm (array 10x10, banda 18-40 GHz). I due bersagli risultano nettamente separati, ma la rondella di destra restituisce un picco più debole.

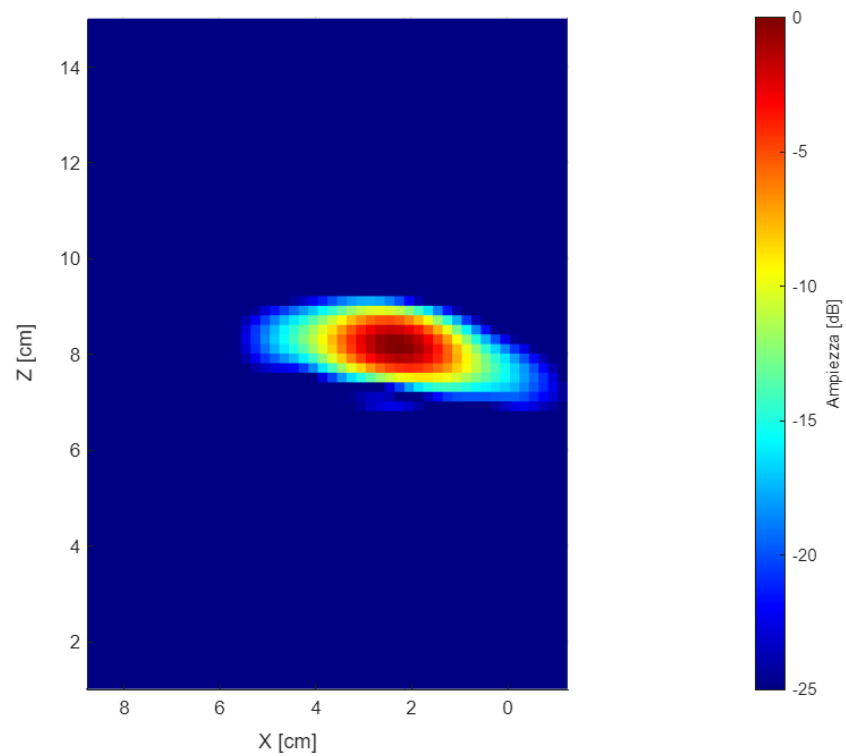


Figura 5.21: Sezione ortogonale lungo l'asse Z della ricostruzione delle rondelle disposte in orizzontale. Il nucleo energetico della rondella di sinistra si colloca a circa 8.2 cm di profondità.

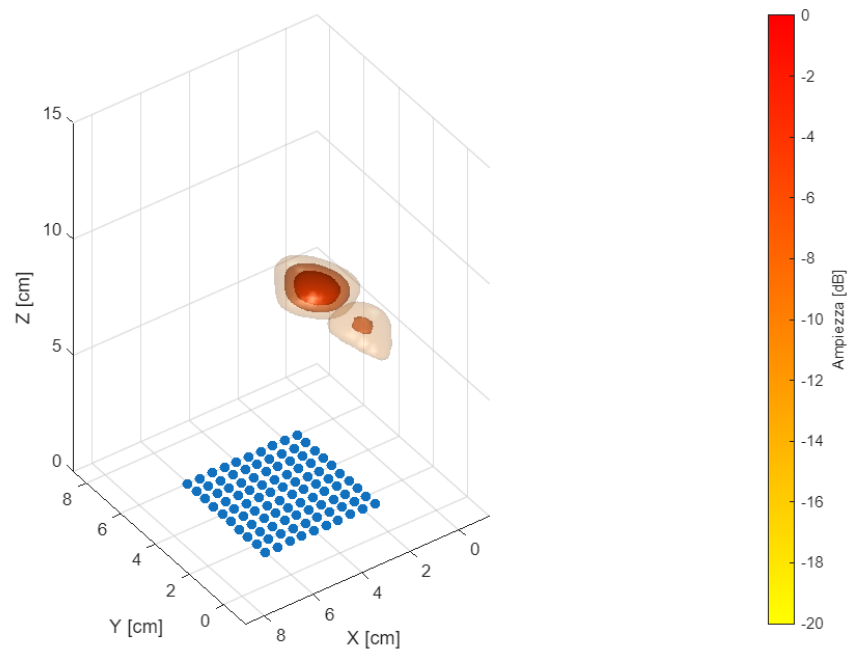


Figura 5.22: Ricostruzione volumetrica 3D tramite isosuperfici delle due rondelle disposte in orizzontale. Accanto al volume principale compare un secondo nucleo, più piccolo e meno intenso, dovuto alla rondella di destra.

Nella sezione trasversale (Figura 5.20) i due bersagli si separano molto meglio rispetto alla prova precedente. Entrambi i massimi si trovano intorno a $X \approx 2.3$ cm, a $Y \approx 4$ cm la rondella di sinistra e a $Y \approx 1$ cm quella di destra. La distanza tra i centri è di circa 3 cm, per cui lo spazio libero tra i bordi delle rondelle sale a circa 2 cm, più del doppio della risoluzione laterale (circa 0.9 cm). A differenza della prima prova, infatti, tra le due macchie si apre una zona in cui l'intensità cala nettamente. La forma delle due macchie non è perfettamente rotonda e presenta dei prolungamenti verso l'alto e verso il basso che le danno un aspetto simile a una croce. Questo succede perché l'array ha una forma quadrata. Quindi, l'energia che non finisce nel punto focale tende a disporsi lungo le due direzioni dei lati della griglia, cioè lungo X e lungo Y, formando dei lobi secondari [18], [21].

La rondella di sinistra raggiunge lo 0 dB, quella di destra si ferma intorno ai -6 dB. I due oggetti sono identici, quindi la spiegazione non può stare nel bersaglio. Molto più probabilmente ciò dipende da come è stato

posizionato. L'array 10x10 non esiste fisicamente: viene ricostruito facendo muovere due sole antenne lungo i binari. Per posizionare le rondelle bisogna quindi guardare il setup dall'alto e immaginare dove si trova il quadrato della griglia sintetica, che non è segnato da nessuna parte. Il confronto con le coordinate dell'array lo conferma. La rondella di destra viene ricostruita intorno a $Y \approx 1$ cm, cioè circa mezzo centimetro oltre il bordo della griglia, che si ferma a $Y = 1.5$ cm. Il bersaglio si trova quindi fuori dall'area coperta dalle antenne. Viene osservato sempre di lato e da un numero minore di posizioni utili, per cui la somma coerente del DAS raccoglie meno energia e il picco risulta più basso [6], [18], [21].

Anche un'inclinazione molto piccola può avere il suo peso. Una rondella si comporta, in prima approssimazione, come una piccola piastra piana. La sezione radar di una piastra è massima quando l'onda la colpisce perpendicolarmente e cala rapidamente al crescere dell'angolo, perché l'energia viene riflessa lontano dalle antenne [18]. Una superficie di appoggio non perfettamente piana, come quella dei fogli di polistirolo sovrapposti, può bastare a introdurre questo tipo di inclinazione.

Il risultato resta comunque interessante proprio per questo motivo. Anche con un posizionamento così approssimativo, la rondella di destra emerge con chiarezza e la sua posizione è coerente con quella reale. Allo stesso tempo, la prova mostra quanto conti allineare con precisione il bersaglio rispetto alla griglia quando si vuole confrontare l'intensità di due oggetti.

La sezione lungo Z (Figura 5.21) mostra come il picco cada intorno a $Z \approx 8.2$ cm, con uno scarto di circa 2 mm rispetto alla quota nominale, anche questa volta compatibile con l'incertezza del posizionamento. La macchia risulta più allungata lungo X che lungo Z, coerentemente con i prolungamenti già notati sul piano trasversale. Nella vista tridimensionale (Figura 5.22) le due rondelle compaiono come due volumi separati.

5.4.3 Terza Configurazione: Tre Rondelle Disposte a Triangolo

La terza prova aggiunge un terzo bersaglio. Tre rondelle identiche alle precedenti sono state disposte a formare un triangolo con il vertice rivolto verso il basso, sempre a circa 8 cm dalle antenne. Le due rondelle superiori ripetono la disposizione della seconda configurazione, una a destra e l'altra a sinistra. La terza è stata collocata a metà tra le due, ma più in basso. Il setup è riportato in Figura 5.23.

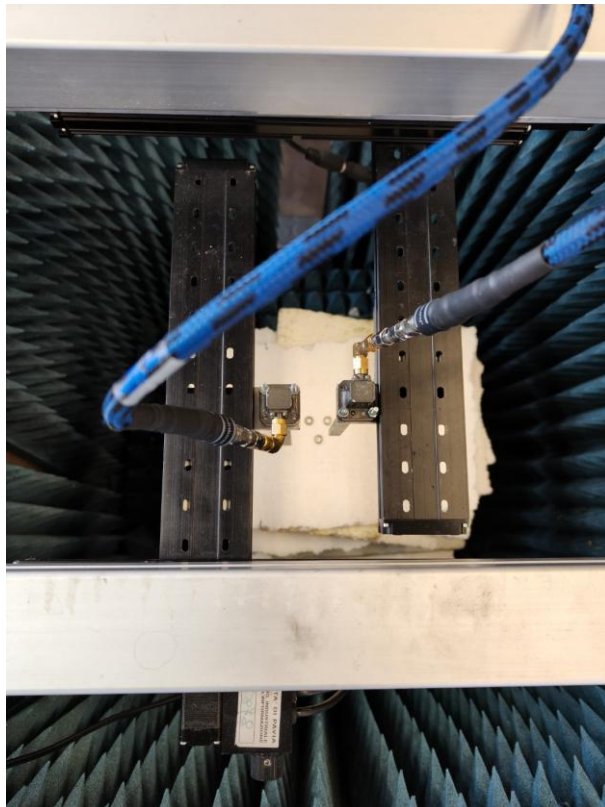


Figura 5.23: Vista dall'alto del setup sperimentale per la terza misura. Le tre rondelle metalliche sono disposte a triangolo, con il vertice rivolto verso il basso, sul supporto in polistirolo a circa 8 cm dal piano delle antenne.

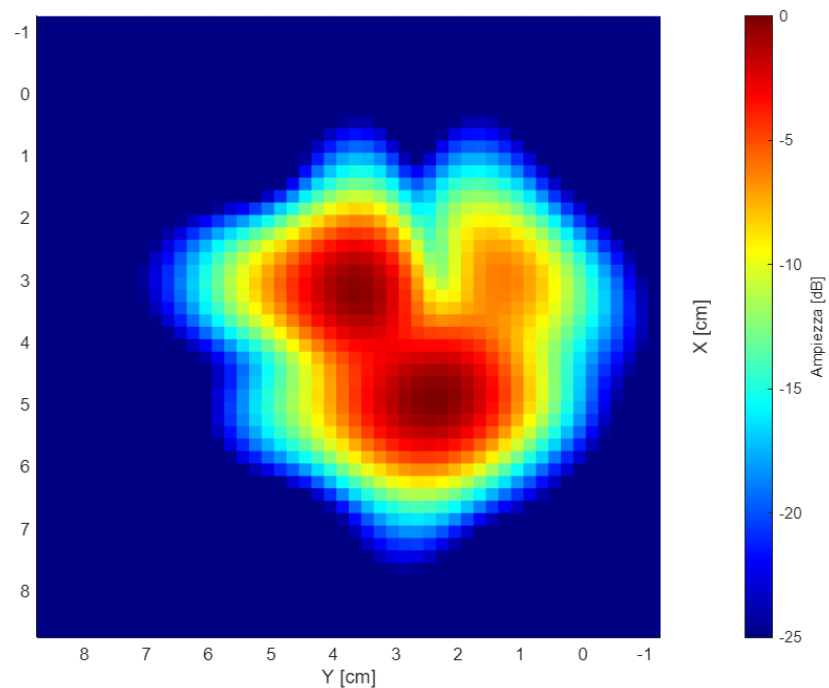


Figura 5.24: Sezione ortogonale sul piano trasversale (XY) per le tre rondelle disposte a triangolo a circa 8 cm (array 10x10, banda 18-40 GHz). Sono riconoscibili tre massimi distinti, disposti ai vertici di un triangolo con il vertice rivolto verso il basso, come nel setup reale.

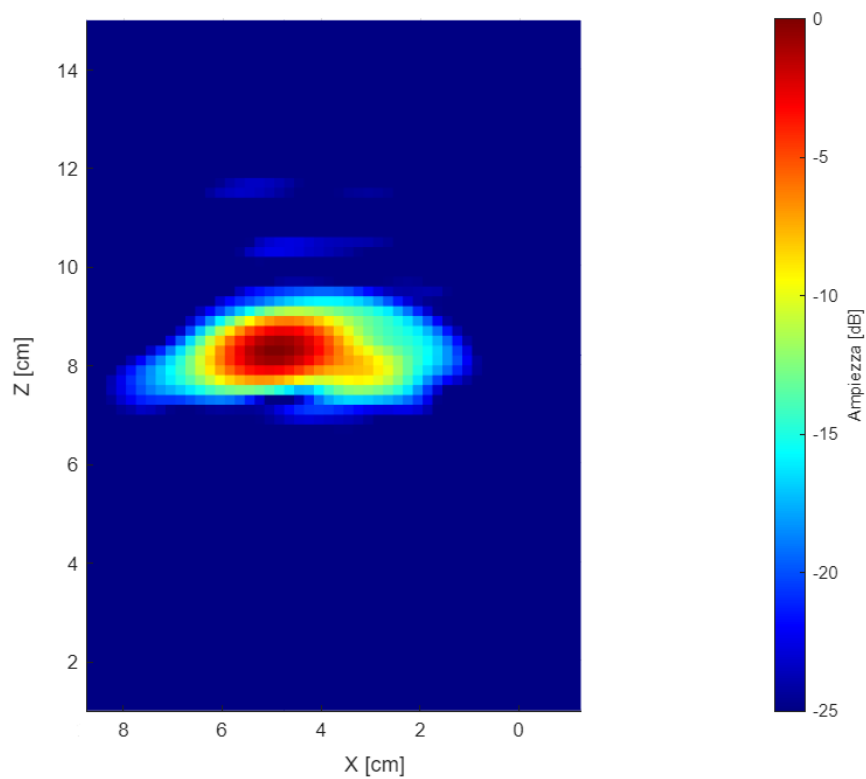


Figura 5.25: Sezione ortogonale lungo l'asse Z della ricostruzione delle tre rondelle disposte a triangolo. Il nucleo energetico della rondella inferiore si colloca a circa 8.3 cm di profondità.

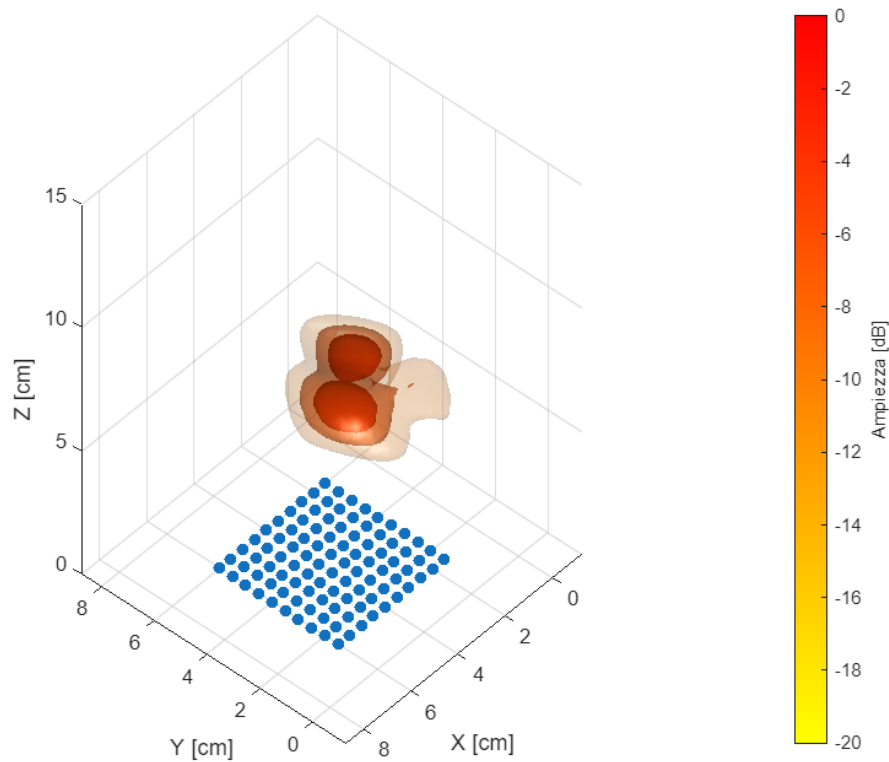


Figura 5.26: Ricostruzione volumetrica 3D tramite isosuperfici delle tre rondelle disposte a triangolo. Due nuclei principali sono affiancati da un terzo volume, meno intenso, dovuto alla rondella di destra.

Nella sezione trasversale (Figura 5.24) compaiono tre massimi, disposti proprio come nel setup. I due superiori si trovano intorno a $X \approx 3.1$ cm, a $Y \approx 3.7$ cm quello di sinistra e a $Y \approx 1$ cm quello di destra. Il terzo cade più in basso, a $X \approx 5$ cm e $Y \approx 2.4$ cm, quindi più o meno a metà strada tra gli altri due lungo Y. La rondella inferiore dista circa 2.3 cm da ciascuna di quelle superiori, che a loro volta distano circa 2.7 cm tra loro. Il triangolo ricostruito è quasi isoscele, compatibile con la disposizione che si era cercato di ottenere con il posizionamento manuale.

Tra la rondella inferiore e ciascuna delle due superiori restano circa 1.4 cm, circa una volta e mezza la risoluzione laterale, e infatti le macchie rimangono collegate da una regione ad alta intensità, come era successo nella prima configurazione. Tra le due rondelle superiori lo spazio sale a circa 1.8 cm, circa il doppio della risoluzione laterale. La mappa mostra

una rientranza ben visibile, nella quale l'intensità scende fino a circa -10 dB. Il comportamento è lo stesso osservato nelle prove precedenti: più i bordi dei bersagli sono lontani, più la zona che li separa si svuota ricostruendoli come target separati [18], [24].

La rondella di sinistra e quella inferiore raggiungono entrambe lo 0 dB, mentre quella di destra si ferma intorno ai -6 dB, esattamente come nella seconda configurazione. Anche in questo caso la rondella di destra viene ricostruita intorno a $Y \approx 1$ cm, oltre il bordo della griglia, e valgono quindi le stesse considerazioni fatte nel paragrafo 5.4.2.

Sul lato sinistro della mappa ricompare anche l'alone debole verso valori di Y maggiori già osservato nella prima configurazione. La spiegazione è la stessa, legata alle combinazioni mancanti nella matrice sparsa.

Nella sezione lungo Z (Figura 5.25), il picco cade intorno a $Z \approx 8.3$ cm, in linea con le misure precedenti. Sopra il bersaglio compaiono inoltre due deboli strisce orizzontali intorno a $Z \approx 10.5$ cm e $Z \approx 11.7$ cm, con un livello vicino ai -20 dB. Una striscia simile era già visibile nella prima configurazione (Figura 5.17), mentre non compare nella seconda. Valgono, quindi, le stesse considerazioni fatte nel paragrafo 5.4.1 sulle riflessioni multiple. Anche in questo caso il loro livello resta molto basso e non crea confusione con le rondelle. La vista tridimensionale (Figura 5.26) conferma il quadro. Le rondelle di sinistra e inferiore formano due volumi pieni mentre quella di destra compare come un terzo lobo più trasparente con un nucleo molto piccolo, coerente con il suo picco più debole.

5.4.4 Quarta Configurazione: Rondelle Poste a Profondità Diverse

Nelle prove precedenti le rondelle si trovavano tutte alla stessa quota. In questa quarta prova si è voluto capire se il sistema riesce a distinguere due oggetti posti a profondità diverse. La prima rondella è stata messa, come nelle prove precedenti, a circa 8 cm dalle antenne, spostata verso il lato superiore della griglia ($X = 1.5$ cm), e sopra è stato poi aggiunto un altro strato di polistirolo, sul quale è stata appoggiata la seconda rondella a circa 6 cm dalle antenne, spostata invece verso il lato inferiore ($X = 6$ cm). Le due rondelle risultano così più o meno allineate lungo l'asse X. Non è stato possibile metterle in modo perfetto, ma per lo scopo della prova questo non è un problema. Il setup è riportato in Figura 5.27.



Figura 5.27: Vista dall'alto del setup sperimentale per la quarta misura. Le due rondelle metalliche sono poste a due quote diverse, a circa 8 cm e a circa 6 cm dal piano delle antenne, separate da uno strato di polistirolo.

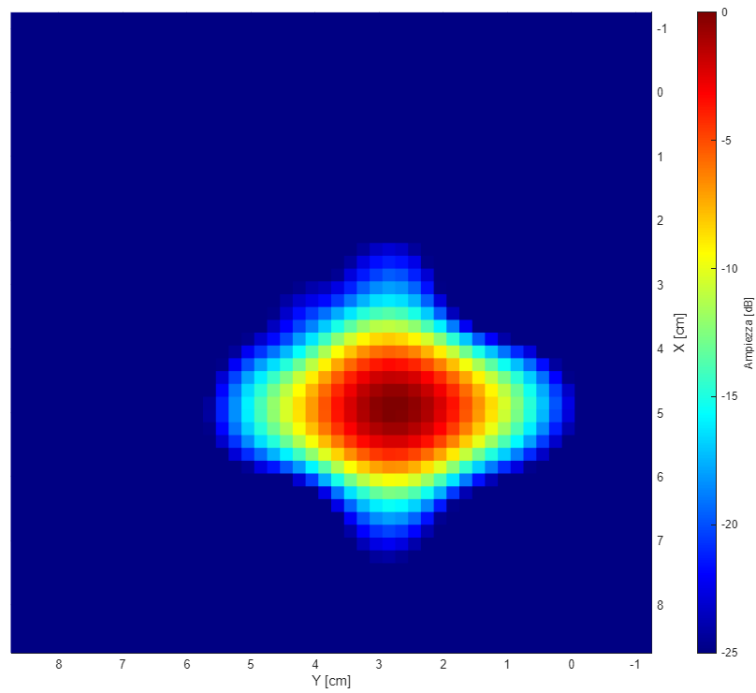


Figura 5.28: Sezione ortogonale sul piano trasversale (XY) per le due rondelle poste a profondità diverse (array 10×10 , banda 18-40 GHz). Il piano passa per il massimo dell'immagine e mostra la sola rondella a 6 cm, centrata intorno a $X = 5$ cm.

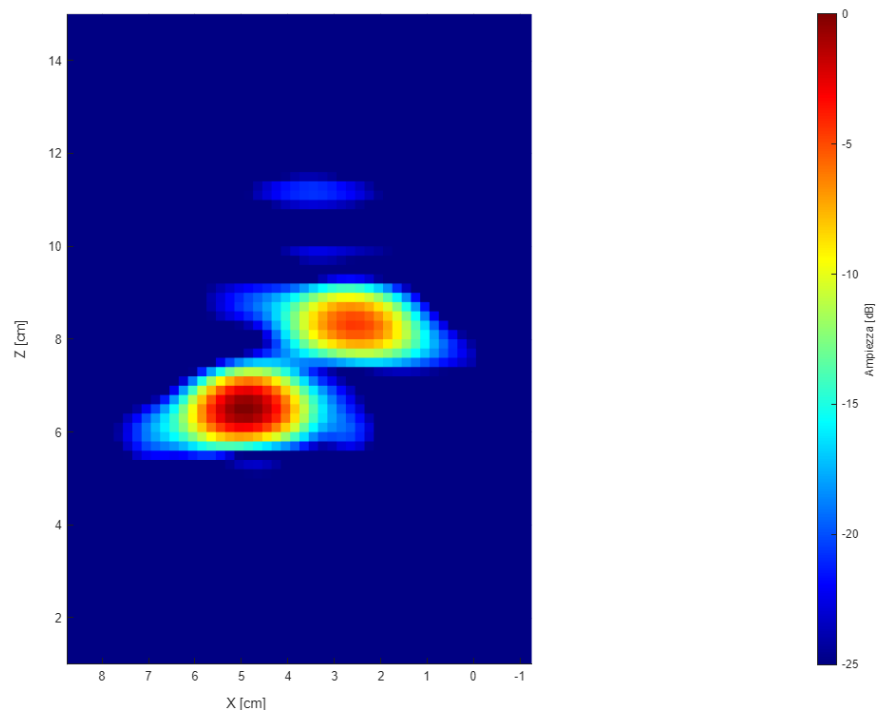


Figura 5.29: Sezione ortogonale lungo l'asse Z della ricostruzione delle rondelle poste a profondità diverse. Le due rondelle compaiono come due nuclei energetici separati, intorno a $Z = 6.5$ cm e $Z = 8.3$ cm.

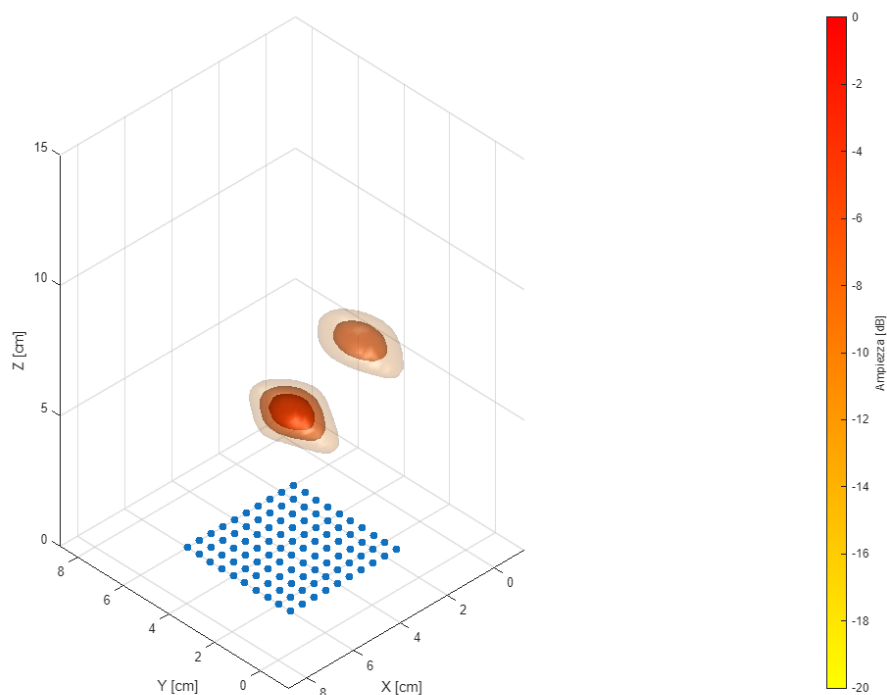


Figura 5.30: Ricostruzione volumetrica 3D tramite isosuperfici delle due rondelle poste a profondità diverse. I due volumi risultano separati sia in profondità che in orizzontale.

La prima cosa che si nota guardando la sezione trasversale (Figura 5.28) è che compare una sola macchia, centrata intorno a $X \approx 5$ cm e $Y \approx 2.7$ cm. È la rondella più vicina alle antenne, quella a 6 cm. L'altra rondella non si trova su quel piano. Come spiegato nel paragrafo 4.2.1, le tre sezioni ortogonali vengono estratte facendole passare per il punto di massima intensità del volume. In questa prova, il massimo appartiene alla rondella a 6 cm, per cui il piano XY viene tagliato proprio alla sua quota. La rondella a 8 cm si trova circa 1.8 cm più in profondità e, a quella quota, la sua energia è già scesa sotto la soglia di visualizzazione di -25 dB. Per vederla anche sul piano trasversale, bisognerebbe estrarre una seconda sezione XY, alla quota di circa 8.3 cm. La macchia visibile ha di nuovo la forma a croce già vista nel paragrafo 5.4.2, con i prolungamenti lungo X e lungo Y dovuti alla forma quadrata dell'array [18], [21].

La sezione lungo Z (Figura 5.29) è quella che mostra meglio il risultato. Qui le due rondelle compaiono entrambe, come due macchie ben distinte. La rondella a 6 cm cade intorno a $X \approx 5$ cm e $Z \approx 6.5$ cm, quella a 8 cm

intorno a $X \approx 2.6$ cm e $Z \approx 8.3$ cm. Gli scarti rispetto alle quote nominali sono di circa 5 mm e 3 mm e rientrano nell'incertezza legata ai fogli di polistirolo. La distanza in profondità tra le due rondelle è di circa 1.8 cm, quasi tre volte la risoluzione assiale, e a questa si aggiunge lo spostamento di circa 2.4 cm lungo X. Per questo le due macchie risultano ben separate, e nella zona compresa tra loro l'intensità scende di molto. Anche le posizioni lungo X tornano con la disposizione voluta: la rondella a 8 cm, ricostruita a $X \approx 2.6$ cm, si trova verso il lato superiore della griglia, mentre quella a 6 cm, a $X \approx 5$ cm, verso il lato inferiore, così come erano state messe. Entrambe restano dentro l'area coperta dalla griglia. Le due rondelle, però, non hanno la stessa intensità. Quella a 6 cm raggiunge lo 0 dB, quella a 8 cm si ferma intorno ai -4/-5 dB. In questo caso, la spiegazione più semplice è la distanza. Come visto nel paragrafo 4.3.3 con l'equazione radar, la potenza che torna alle antenne cala con il quadrato del prodotto delle distanze di andata e di ritorno, cioè, in modo approssimato, con la quarta potenza della distanza dal bersaglio [4], [18], [21]. La formula del DAS vista nel paragrafo 4.1.2 somma i segnali senza correggere questa perdita, per cui il bersaglio più lontano appare più debole. Passando da circa 6.5 cm a circa 8.3 cm, la differenza attesa vale $40 \cdot \log_{10}(8.3/6.5) \approx 4$ dB, un valore molto vicino a quello che si legge sulla mappa. Bisogna poi tenere conto che il piano XZ passa per il massimo della rondella a 6 cm e potrebbe non tagliare in modo esatto il centro di quella a 8 cm. In quel caso la rondella più lontana apparirebbe un po' più debole di quanto sia in realtà.

Sopra le rondelle ricompaiono anche le deboli strisce orizzontali, intorno a $Z \approx 10$ cm e $Z \approx 11$ cm, già discusse nel paragrafo 5.4.1. Il loro livello resta vicino ai -20 dB e non disturba la lettura dell'immagine.

La ricostruzione tridimensionale (Figura 5.30) rende il risultato evidente. I due volumi sono separati e vengono ricostruiti a due altezze diverse.

Questa prova è forse la più interessante tra quelle viste. Il sistema non si limita a separare oggetti affiancati sullo stesso piano, ma riesce a distinguerli anche quando si trovano a profondità diverse, e assegna a

ciascuno la propria quota con un errore di pochi millimetri. Il merito è soprattutto della banda di 22 GHz, da cui dipende la risoluzione lungo la profondità [3], [6], [18].

Nel complesso, le quattro misure confermano che il setup sperimentale funziona. Motori, VNA, calibrazione e algoritmo DAS lavorano insieme correttamente: la profondità dei bersagli viene stimata con uno scarto di pochi millimetri e oggetti distanti 2-3 cm vengono separati, anche quando sono più di due o si trovano a quote diverse. La capacità di distinguerli dipende soprattutto dallo spazio libero tra i loro bordi, in accordo con la risoluzione prevista dalla teoria [3], [18], [24]. I limiti principali emersi in queste prove non sono legati all'elaborazione dei segnali, ma al posizionamento manuale dei target e alla copertura non uniforme della griglia, che oggi rappresentano le maggiori fonti di incertezza del setup.

Capitolo 6. Conclusioni

Il presente lavoro è partito da un problema clinico preciso. La mammografia è attualmente lo strumento di riferimento per lo screening ma usa radiazioni ionizzanti, richiede la compressione della mammella e perde efficacia nei seni densi. La risonanza magnetica e la PET hanno costi e limiti che non le rendono adatte ad un uso di massa. L'imaging a microonde, basato sul contrasto dielettrico tra il tessuto tumorale e quello adiposo, è una delle alternative più studiate. I sistemi che lavorano sotto i 15 GHz, però, non raggiungono una risoluzione sufficiente per le lesioni più piccole. Proprio per questo motivo si è scelto di utilizzare le onde millimetriche con una banda molto larga, da 18 a 40 GHz, insieme a un array planare 10x10 e all'algoritmo Delay-and-Sum (DAS), con l'obiettivo di passare da immagini bidimensionali a ricostruzioni tridimensionali.

La prima parte del lavoro è stata numerica. Il modello sviluppato in MATLAB ha permesso di generare le matrici di scattering e di mettere alla prova il DAS in scenari via via più complessi. Con un singolo punto nel

vuoto, la macchia focale si è concentrata esattamente nella posizione del target, prima in 2D e poi in 3D. Il confronto tra diverse disposizioni delle antenne ha mostrato che non conta solo quante antenne si usano, ma anche dove si trovano. La configurazione a Scacchiera, con 32 antenne su 64, ha ricostruito il target in modo molto simile rispetto alla griglia completa. La Cornice ha fatto comparire lobi secondari, la Croce ha allargato la macchia focale e la L-Shape l'ha distorta in modo grave. Il bersaglio a forma di stella ha, poi, messo in evidenza il ruolo della banda. Utilizzando 13.5 GHz, la forma risultava fedele sul piano orizzontale ma spalmata lungo la profondità. Allargando la banda a 22 GHz e passando alla griglia 10x10, per recuperare la risoluzione laterale persa con l'aggiunta delle frequenze più basse, la stella è stata ben ricostruita in tutte e tre le dimensioni.

Le simulazioni nel tessuto adiposo hanno aggiunto l'attenuazione del mezzo e il rumore termico. A 4 cm di profondità, con un rapporto segnale-rumore di 9.85 dB, il DAS ha restituito comunque un'immagine pulita, grazie alla somma coerente dei contributi delle cento antenne. A 11 cm, il segnale è sceso molto sotto il livello del rumore e il bersaglio non era più riconoscibile. Invece, il modello a doppio strato (aria-grasso), con i percorsi corretti tramite la legge di Snell, ha mostrato che l'inserimento di uno strato d'aria tra le antenne e il seno riduce il tratto percorso nel mezzo dissipativo migliorando, di conseguenza, il segnale ricevuto. Le due prove limite hanno, poi, mostrato i limiti del sistema. Troppo grasso da attraversare riduce troppo il segnale utile; una distanza in aria troppo grande lo lascia forte, ma allarga la macchia focale fino a far perdere la forma del bersaglio. La qualità di un'immagine radar dipende quindi sia dalla potenza che torna alle antenne, sia dalla geometria del sistema.

La seconda fase della tesi si è basata sul ricreare nella realtà l'array simulato, ed è qui che si è concentrato gran parte del lavoro. La griglia 10x10, infatti, è stata ricreata con due sole antenne mosse da motori all'interno di una piccola camera anecoica. Gli ingombri meccanici hanno ridotto le combinazioni misurabili da 9900 a 2900, e grazie alla reciprocità ne sono state acquisite fisicamente solo 1450. La movimentazione delle

antenne è stata sviluppata a serpentina, con alcuni punti intermedi (*waypoint*) per evitare urti tra le antenne. La calibrazione, basata su una misura a vuoto e su una misura di un piatto metallico, ha poi permesso di eliminare l'accoppiamento tra le antenne e le distorsioni introdotte da cavi e strumenti.

Le prove con le rondelle metalliche hanno confermato le buone prestazioni del setup. In tutte e quattro le configurazioni, i bersagli sono stati localizzati con uno scarto di pochi millimetri in profondità. I target sono stati ricostruiti bene in tutti gli esperimenti, sia con le rondelle poste sullo stesso piano, sia con le rondelle poste a profondità diverse. La possibilità di separare due bersagli è dipesa soprattutto dallo spazio libero tra i loro bordi, confrontato con la risoluzione laterale. Gli aloni deboli comparsi in alcune ricostruzioni sono coerenti con quanto osservato in simulazione per le griglie con molte combinazioni mancanti, e la differenza di intensità tra bersagli a distanze diverse è in linea con l'equazione radar. I limiti principali sono dipesi dal posizionamento manuale dei target, che in due prove ha portato una rondella appena fuori dall'area coperta dalla griglia, e dalla copertura non uniforme dovuta all'impossibilità fisica di acquisire molte posizioni.

Il passo successivo più naturale è sostituire le rondelle con dei fantocci che imitano il tessuto mammario, con all'interno un'inclusione che simula il tumore. In questo modo, si potrebbero riprodurre in laboratorio gli scenari studiati nei paragrafi 4.3 e 4.4, cioè il bersaglio immerso nel grasso e la presenza dell'interfaccia tra aria e tessuto, e confrontare direttamente le immagini misurate con quelle simulate. Sarebbe utile, infine, un sistema di riferimento per posizionare i bersagli rispetto alla griglia, così da ridurre l'incertezza che è emersa durante le prove.

Il lavoro ha mostrato che un sistema radar a onde millimetriche, con un array planare e una banda da 18 a 40 GHz, riesce a produrre immagini tridimensionali in accordo con la teoria, sia in simulazione sia in laboratorio. Allo stesso tempo, il passaggio dalla simulazione al setup sperimentale ha dimostrato quanto sia ampia la distanza tra un modello

ideale e un sistema reale. Nel modello numerico, la griglia 10x10 fornisce tutti i 100x99 percorsi possibili, mentre, in laboratorio, per via degli ingombri delle antenne, ne sono stati acquisiti meno di un terzo. La soluzione con due antenne in movimento si è rivelata efficace per ricreare l'array a costi contenuti, ma richiede diverse ore per ogni scansione e le tre acquisizioni necessarie alla calibrazione vanno svolte nella stessa giornata per non perdere la stabilità dello strumento. Tempi di questo tipo vanno bene in laboratorio, ma non sono compatibili con un esame clinico. Un altro aspetto riguarda la tipologia di setup a disposizione. Il posizionamento dei bersagli, gli spessori del polistirolo e la gestione della calibrazione hanno influito sulle immagini finali. Allo stato attuale, quindi, tale sistema non può essere considerato uno strumento diagnostico per tutti i limiti descritti, ma, al massimo, una tecnica complementare alla mammografia, senza, peraltro, poterla sostituire. Bisogna però tenere conto che il setup utilizzato è essenziale, costruito con due sole antenne, una gabbia anecoica di piccole dimensioni e bersagli posizionati a mano; molto lontano, quindi, da quello che verrebbe impiegato in ambito clinico. Pur con questi mezzi, il sistema ha dimostrato di funzionare bene. Proprio per questo, un uso realistico di questa tecnica con un setup sperimentale come quello mostrato nel presente lavoro sembra essere lo screening. Nello screening, infatti, non serve ricostruire nel dettaglio la forma di una lesione, ma serve capire se c'è qualcosa che merita di essere approfondito. Utilizzare, quindi, un sistema di questo tipo che risulta sicuro, che non usa radiazioni, che non comprime la mammella e che presenta costi minori può essere una reale alternativa. Si tratta di un lavoro preliminare, ma i risultati ottenuti indicano che la strada delle onde millimetriche per l'imaging del seno si può percorrere davvero e che, con un hardware più evoluto e ulteriori sperimentazioni, un sistema di questo tipo potrebbe un giorno affiancare in modo concreto la mammografia e, in prospettiva, arrivare anche a sostituirla.

Bibliografia

- [1] H. Sung *et al.*, «Global cancer statistics 2024: GLOBOCAN estimates of incidence and mortality worldwide for 34 cancers in 186 countries», *CA. Cancer J. Clin.*, vol. 76, p. e70090, lug. 2026, doi: 10.3322/caac.70090.
- [2] World Health Organization, «Breast cancer». 3 luglio 2026.
[Online]. Disponibile su: <https://www.who.int/news-room/fact-sheets/detail/breast-cancer>
- [3] S. Di Meo, G. Matrone, e M. Pasian, «Experimental Validation on Tissue-Mimicking Phantoms of Millimeter-Wave Imaging for Breast Cancer Detection», *Appl. Sci.*, vol. 11, fasc. 1, p. 432, gen. 2021, doi: 10.3390/app11010432.
- [4] S. Di Meo, G. Bertuzzi, G. Matrone, G. Magenes, e M. Pasian, «Millimeter-Waves Imaging for Breast Cancer Detection: Development of Analytical Models for Scattering Matrices Computation», in *Atti del Congresso Nazionale di Bioingegneria (GNB 2023)*, giu. 2023.
- [5] A. Vourtsis e W. A. Berg, «Breast density implications and supplemental screening», *Eur. Radiol.*, vol. 29, fasc. 4, pp. 1762–1777, apr. 2019, doi: 10.1007/s00330-018-5668-8.
- [6] S. Di Meo *et al.*, «On the Feasibility of Breast Cancer Imaging Systems at Millimeter-Waves Frequencies», *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 65, fasc. 5, pp. 1795–1806, mag. 2017, doi: 10.1109/TMTT.2017.2672938.
- [7] R. M. Mann, C. K. Kuhl, K. Kinkel, e C. Boetes, «Breast MRI: guidelines from the European Society of Breast Imaging», *Eur. Radiol.*, vol. 18, fasc. 7, pp. 1307–1318, lug. 2008, doi: 10.1007/s00330-008-0863-7.

- [8] D. Groheux, A. Cochet, O. Humbert, J.-L. Alberini, E. Hindié, e D. Mankoff, « ^{18}F -FDG PET/CT for Staging and Restaging of Breast Cancer», *J. Nucl. Med.*, vol. 57, fasc. Supplement 1, pp. 17S-26S, feb. 2016, doi: 10.2967/jnumed.115.157859.
- [9] N. Avril *et al.*, «Breast Imaging With Positron Emission Tomography and Fluorine-18 Fluorodeoxyglucose: Use and Limitations», *J. Clin. Oncol.*, vol. 18, fasc. 20, pp. 3495–3502, ott. 2000, doi: 10.1200/JCO.2000.18.20.3495.
- [10] M. Pasian, «Bioelettromagnetismo applicato – Dispense del corso, Università di Pavia».
- [11] F. Girardi *et al.*, «Global breast cancer survival estimates in 2017–2021 to advance the WHO Global Breast Cancer Initiative», *Nat. Med.*, vol. 32, fasc. 9, pp. 3313–3321, set. 2026, doi: 10.1038/s41591-026-04531-2.
- [12] D. O’Loughlin, M. O’Halloran, B. M. Moloney, M. Glavin, E. Jones, e M. A. Elahi, «Microwave Breast Imaging: Clinical Advances and Remaining Challenges», *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 65, fasc. 11, pp. 2580–2590, nov. 2018, doi: 10.1109/TBME.2018.2809541.
- [13] S. Semenov, «Microwave tomography: review of the progress towards clinical applications», *Philos. Trans. R. Soc. Math. Phys. Eng. Sci.*, vol. 367, fasc. 1900, pp. 3021–3042, ago. 2009, doi: 10.1098/rsta.2009.0092.
- [14] S. Kwon e S. Lee, «Recent Advances in Microwave Imaging for Breast Cancer Detection», *Int. J. Biomed. Imaging*, vol. 2016, pp. 1–26, 2016, doi: 10.1155/2016/5054912.
- [15] IEEE International Committee on Electromagnetic Safety, *IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields, 0 Hz to 300 GHz*, *IEEE Std C95.1-2019*, 8 febbraio 2019. doi: 10.1109/IEEESTD.2019.8859679.

- [16] E. C. Fear, S. C. Hagness, P. M. Meaney, M. Okoniewski, e M. A. Stuchly, «Enhancing breast tumor detection with near-field imaging», *IEEE Microw. Mag.*, vol. 3, fasc. 1, pp. 48–56, mar. 2002, doi: 10.1109/6668.990683.
- [17] M. O'Halloran, M. Glavin, e E. Jones, «Artifact Removal Algorithms for Microwave Imaging of the Breast», in *Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings*, Marrakesh, Morocco, mar. 2011, pp. 627–629.
- [18] M. A. Richards, J. Scheer, e W. A. Holm, A c. di, *Principles of Modern Radar, Vol. I: Basic Principles*. Edison, NJ: SciTech Pub, 2010.
- [19] M. Klemm, I. J. Craddock, J. A. Leendertz, A. Preece, e R. Benjamin, «Radar-Based Breast Cancer Detection Using a Hemispherical Antenna Array—Experimental Results», *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, fasc. 6, pp. 1692–1704, giu. 2009, doi: 10.1109/TAP.2009.2019856.
- [20] H. B. Lim, N. T. T. Nhung, E.-P. Li, e N. D. Thang, «Confocal Microwave Imaging for Breast Cancer Detection: Delay-Multiply-and-Sum Image Reconstruction Algorithm», *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 55, fasc. 6, pp. 1697–1704, giu. 2008, doi: 10.1109/TBME.2008.919716.
- [21] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*, Fourth edition. Hoboken, New Jersey: Wiley, 2016.
- [22] R. Zhu, J. Zhou, e Q. Fu, «A grating and side lobe suppression method for near range MIMO array», in *2019 6th Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR)*, Xiamen, China: IEEE, nov. 2019, pp. 1–4. doi: 10.1109/APSAR46974.2019.9048457.
- [23] A. V. Oppenheim e R. W. Schaffer, *Discrete-time signal processing*, 3rd ed. Upper Saddle River: Pearson, 2010.

- [24] D. Oloumi, J.-W. Ting, e K. Rambabu, «Design of Pulse Characteristics for Near-Field UWB-SAR Imaging», *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, fasc. 8, pp. 2684–2693, ago. 2016, doi: 10.1109/TMTT.2016.2585484.
- [25] Keysight Technologies, «ENA Series Vector Network Analyzer E5080B Data Sheet». USA, 20 maggio 2026.
- [26] Zaber Technologies Inc., «Motorized Linear Stages: T-LSM – Datasheet».

Ringraziamenti

Desidero innanzitutto ringraziare la Prof.ssa Simona Di Meo e il Prof. Marco Pasian per avermi seguito e guidato durante tutto il lavoro di tesi. Grazie per il supporto costante, per la disponibilità e per la comprensione che mi avete dimostrato in ogni fase di questo percorso.

Il grazie più grande va a mamma e papà. Mi avete sostenuto in ogni scelta e mi avete dato la possibilità di studiare lontano da casa, lasciandomi libero di seguire la mia strada con fiducia. Siete sempre stati al mio fianco, mi avete confortato nei momenti di difficoltà e avete continuato a credere in me anche quando il percorso si è rivelato più lungo del previsto. Questo traguardo è soprattutto vostro.

Grazie a Marco e Giulia: non mi avete mai fatto mancare la vostra vicinanza. Anche a distanza siete riusciti a farmi sentire il vostro affetto, con una parola, una risata o semplicemente con la vostra presenza. Avervi come fratello e sorella è una fortuna che non darò mai per scontata.

Grazie a Francesca, il mio punto di riferimento. Ci sei sempre stata: nei momenti più bui, quando avevo bisogno di qualcuno che mi tirasse su, e in quelli felici, che con te accanto hanno avuto un sapore ancora più bello. Mi hai aiutato a prendere decisioni, piccole e grandi, con pazienza e sincerità, e mi hai sempre spinto a dare il meglio. Una parte di questo risultato appartiene anche a te.

Grazie a Luigi e Martina: fin dal mio arrivo a Pavia siete diventati un punto fermo. Le uscite, le chiacchierate e i tanti momenti di serenità trascorsi insieme hanno reso questa città un po' più casa. Siete sempre stati pronti a darmi un consiglio o una mano, qualunque fosse la situazione.

Grazie a Veronica: mi sei stata accanto in questi anni a Pavia, fin dai primi tempi in cui tutto era ancora nuovo. Le serate insieme, le risate e il

divertimento sono stati una pausa preziosa tra un impegno e l'altro, e mi hanno aiutato ad affrontare con più leggerezza anche i periodi più pesanti. Grazie per tutti i bei momenti che abbiamo condiviso.

Grazie a Ivan e Giorgia, che ho avuto modo di conoscere meglio soprattutto negli ultimi mesi. Con voi si respira sempre un clima sereno, sapete dare il consiglio giusto al momento giusto e mi avete perfino accompagnato a scegliere il vestito per la laurea e il locale per la festa. Grazie per la tranquillità che mi avete trasmesso in questo ultimo periodo.

Grazie a Greg, compagno di tante partite al computer. Quando la giornata andava storta, bastava una partita insieme per staccare e tornare a sorridere. Condividiamo questa passione e anche la stessa squadra del cuore, la Juventus, tra vittorie da festeggiare e sconfitte da commentare. Grazie per la leggerezza e la compagnia che mi hai regalato in questi anni.

Grazie a Giuseppe, che sento ogni giorno. Tra il fantacalcio, le infinite discussioni sulla Juve e i messaggi che non mancano mai, sei diventato una presenza costante nelle mie giornate e un vero punto di riferimento. Grazie per esserci sempre, anche solo con un messaggio.

Grazie a Elena Serrone, compagna di corso con cui ho condiviso gran parte di questo cammino: lezioni, appunti, ansie prima degli esami e soddisfazioni dopo. Averti accanto ha reso tutto più leggero.

Grazie a Marta e Martina, con cui mi sono trovato bene fin da subito. Insieme a Elena siete le persone che ho conosciuto meglio durante il corso e con cui mi sono sentito più a mio agio. Abbiamo condiviso tante ore in aula e tanti bei momenti. Un grazie speciale a Marta, con cui ho condiviso anche una parte del lavoro di tesi.

Infine, grazie a Elena, la mia coinquilina. Anche se sei arrivata solo a luglio, in pochi mesi hai portato in casa un'aria nuova e più serena. Da

coinquilina stai diventando, a tutti gli effetti, un'amica, e sono felice che le nostre strade si siano incrociate proprio in questo periodo.

A tutti voi, grazie di cuore.