



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
FIRENZE

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI FIRENZE
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE
CORSO DI DOTTORATO IN INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE
CURRICULUM: ELETTRONICA, ELETTROMAGNETISMO ED ELETTROTECNICA

A NOVEL MICROWAVE IMAGING RADAR
FOR ANTI-PERSONNEL LANDMINE
DETECTION AND ITS INTEGRATION ON A
MULTI-SENSOR ROBOTIC SCANNER

Candidato

Ing. Luca Bossi

Supervisore

Prof. Lorenzo Capineri

Coordinatore PhD

Prof. Fabio Schoen

Università degli Studi di Firenze, Dipartimento di Ingegneria
dell'Informazione.

Thesis submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of
Doctor of Philosophy in Information Engineering. Copyright © 2022 by
Ing. Luca Bossi.

A Gaudenzio e Donatella.

Ringraziamenti

Grazie Prof. Lorenzo Capineri, il suo sostegno, la sua competenza e la fiducia in me riposta sono stati fondamentali in questo percorso. Grazie Pierluigi, sempre presente con la tua esperienza. Grazie miei colleghi del Laboratorio di Ultrasuoni e Controlli Non Distruttivi (USCND), compagni di strada durante questi anni, per avermi accolto, offrendomi la vostra amicizia e il vostro sostegno quando ce n'è stato bisogno. Grazie dott. Roberto Olmi e Saverio Priori, dell'Istituto Nello Carrara del CNR, senza i quali non avrei potuto portare a compimento parti essenziali di questo lavoro.

Indice

Indice	v
1 Acronimi presenti nel testo	1
2 Introduzione	3
2.1 Gli obiettivi	9
2.2 Il progetto NATO SPS G-5731	10
2.3 Contributi	16
3 Analisi letteratura	19
3.1 Olografia	20
3.1.1 Cenni di olografia ottica e digitale	21
3.1.2 Dall'equazione di Helmholtz all'integrale di Fresnel Kirchhoff - Rayleigh-Sommerfeld	25
3.1.3 Inversione dell'ologramma, algoritmi per l'olografia digitale	27
3.1.4 I requisiti di campionamento spaziale per il RADAR per immagini	34
3.1.5 La risoluzione di un sistema ottico	35
3.2 La propagazione delle onde elettromagnetiche nel terreno . .	43
3.3 Antenne innovative per RADAR olografico sub-superficiale .	50
3.3.1 La scelta della stampa in tre dimensioni del materiale dielettrico	51
3.4 Componenti elettroniche e sistema di scansione meccanica . .	53
4 Antenna a guida d'onda per RADAR olografico con tecnologia di stampa in 3D	55
4.1 Introduzione	55

4.2	La progettazione	56
4.2.1	Materiali e metodi	57
4.2.2	Progetto	58
4.2.3	Parametri dei modelli simulati	61
4.3	Descrizione del processo di fabbricazione con stampa tridimensionale	64
4.3.1	Corrispondenza della geometria del modello simulato al prototipo in plastica stampato	69
4.3.2	Corrispondenza della caratterizzazione elettromagnetica del modello simulato al prototipo in plastica stampato	70
4.4	Caratterizzazione elettromagnetica in camera anecoica	75
4.5	Risultati	75
4.5.1	Risultati ottenuti in camera anecoica	75
4.6	Esperimenti	77
4.6.1	Discussione dei risultati	87
4.7	Conclusioni	89
5	Antenna stampata in 3D di seconda generazione con schermo elettromagnetico integrato	91
5.1	Introduzione	91
5.2	Schermo elettromagnetico	92
5.3	Antenna 2.0	94
5.3.1	Progetto e simulazione	94
5.4	Risultati delle misure in camera anecoica	105
5.5	Conclusioni	108
6	Sviluppo di una nuova interfaccia elettronica per il RADAR olografico basata su tecnologia Software Defined Radio (SDR)	111
6.1	Introduzione	111
6.2	Principio di funzionamento del RADAR HSR a singolo feed	112
6.3	Analog Devices "ADALM-Pluto"	114
6.4	La libreria Industrial Input - Output (IIO)	118
6.5	Il software per il controllo del RADAR	121
6.6	Conclusioni	123

7	Metodo per integrare i dati di più dispositivi e sensori	127
7.1	Introduzione	127
7.1.1	Sistema meccanico di scansione	129
7.2	L'architettura del nuovo metodo di sincronizzazione	130
7.2.1	Il riferimento temporale	132
7.3	L'algoritmo per la correlazione dei dati e la generazione delle immagini	133
7.4	Conclusioni	135
8	Prove sperimentali in ambiente controllato	137
8.1	Il setup sperimentale	137
8.2	Allestimento dell'esperimento	143
8.3	Risultati	147
8.4	Conclusioni	164
9	Conclusioni	165
9.1	Sommario dei contributi	165
9.2	Linee guida per i lavori futuri	170
A	Software del RADAR per immagini a microonde	173
A.1	plutoScan.sh	173
B	Algoritmo per la correlazione dei campioni di sistemi indipendenti mediante riferimento temporale	181
B.1	unifyLog.m	181
B.2	viewIQ.m	183
C	Pubblicazioni	187
	Bibliografia	191

Capitolo 1

Acronimi presenti nel testo

- RADAR: Radio Detection And Ranging
- HSR: Holographic Sub-surface RADAR
- GPR: Ground Penetrating RADAR
- UWB: Ultra Wide Band
- NATO: North Atlantic Threaty Organization
- ERW: Explosive Remnants of War
- IED: Improvised Explosive Devices
- UXO: UneXploded Devices
- SoC: System On a Chip
- SDR: Software Defined Radio
- NTP: Network Time Protocol
- PSF: Point Spread Function
- PLA: PolyLactic Acid
- ABS: Acrilonitrile Butadiene Stirene
- ROS: Robot Operating System

- I/Q: Componenti in fase (I) e quadratura (Q) di un segnale
- OS: Operating System
- CW: Continuous Wave
- FPGA: Field Programmable Gate Array
- RAM: Random Access Memory
- USB: Universal Serial Bus
- CPU: Central Processing Unit
- LNA: Low Noise Amplifier
- DDS: Direct Digital Synthesis
- MD: Metal Detector
- VCO: Voltage Controlled Oscillator
- GPS: Global Positioning System
- IMU: Inertial Measurement Unit
- DEM: Digital Elevation Model
- ADC, DAC: Analog to Digital Converter, Digital to Analog Converter
- BAG: Formato di file in ROS per la memorizzazione dei dati dei messaggi ROS
- UDP: User Datagram Protocol

Capitolo 2

Introduzione

Questo lavoro ambisce a portare un contributo alla comunità scientifica, con l'obiettivo di stimolare la discussione sulle tecnologie utili per aumentare la sicurezza per gli operatori impegnati nella ricerca delle mine antiuomo e ridurre il numero di falsi allarmi per rendere più efficienti le procedure di sminamento.

Nel 2020 sono state registrate almeno 7.073 vittime di mine e residui bellici esplosivi (ERW, Explosive Remnants of War). Il totale del 2020 rappresenta un aumento rispetto alle 5.853 vittime registrate nel 2019 ed è più del doppio del totale annuo più basso mai registrato (3.456 vittime nel 2013). L'ottanta per cento delle vittime sono civili e nel 2020, i bambini hanno rappresentato la metà di tutte le vittime civili di cui l'età era nota (1.872) [1].

Gli accordi di pace possono essere firmati e le guerre possono cessare, ma le mine antiuomo ed altri residuati bellici esplosivi sono un'eredità duratura del conflitto. Le mine antiuomo sono munizioni progettate per esplodere in presenza, prossimità, o contatto di una persona. In aggiunta alle mine antiuomo prodotte industrialmente sono spesso presenti mine antiuomo improvvisate, note anche come ordigni esplosivi (IED, Improvised Explosive Device), con le stesse modalità di innesco e letalità per la vittima. Le mine antiuomo non discriminano l'obiettivo: chiunque può far scattare la mina, che sia un bambino o un soldato. Questi ordigni esplosivi, posizionati durante un conflitto contro le forze nemiche possono ancora uccidere o ferire civili decenni dopo.

Queste armi possono essere trovate su strade, sentieri, campi coltivati, foreste, deserti, lungo i confini, in ed case e scuole circostanti oltre che in altri

luoghi dove le persone stanno svolgendo le loro attività giornaliere. Negano l'accesso al cibo, all'acqua e ad altri bisogni primari e inibiscono la libertà di movimento. Mettono in pericolo la fuga ad inizio conflitto e impediscono il rimpatrio dei profughi e sfollati interni, ostacolano la consegna degli aiuti umanitari. Queste armi incutono paura nelle comunità, i cui cittadini spesso sanno di coltivare nelle zone minate, ma non hanno la possibilità di farlo in altri terreni o prendere un'altra strada per andare a scuola. Quando la terra non può essere coltivata, quando i sistemi sanitari sono prosciugati dal costo dell'assistenza alle vittime di mine e IED, e quando i paesi devono spendere soldi per sminare piuttosto che investire nell'istruzione, è chiaro che queste armi non solo causano spaventose sofferenze umane, ma che sono anche una barriera letale all'attuazione dello Sviluppo Sostenibile e la ricostruzione postbellica [2]. Esistono protocolli delle Nazioni Unite che individuano i metodi e gli strumenti con cui attuare le procedure di sminamento umanitario. Questi protocolli definiscono criteri di sicurezza per gli operatori impegnati nell'attività di ricerca e disinnescano degli ordigni, le metodologie tecniche approvate per l'individuazione delle mine e i livelli di probabilità di non rilevare una mina considerati accettabili (in Figura 2.1) un professionista in attività di ricerca delle mine antiuomo che utilizza uno dei metodi approvati dalle Nazioni Unite: un sensore elettromagnetico portatile condotto a mano). Le tecnologie che si sono sviluppate per lo sminamento umanitario sono basate su molteplici tipologie [?]. In termini generali, la ricerca di mine antiuomo può essere fatta andando a identificare alcune caratteristiche fisiche proprie degli ordigni rispetto agli altri oggetti sepolti. I parametri fisici più comunemente utilizzati sono: la presenza di esplosivi, la presenza di masse metalliche localizzate, la forma e la dimensione dell'oggetto sospetto, anomalie nel profilo superficiale del terreno, anomalie nella vegetazione. In tabella 2.1 sono riassunte le tecnologie appena menzionate con indicate le possibilità della tecnologia e i limiti applicativi [3–5]. Per rilevare le mine a basso contenuto di metalli, diversi eserciti del mondo hanno iniziato negli anni '80 del XX secolo, ad utilizzare rilevatori di mine a onde radio, che funzionavano secondo il principio di rilevare le variazioni della permittività dielettrica ϵ_r del suolo causate dalla presenza di una mina [6]. L'utilizzo di dispositivi a radiofrequenza per il rilevamento di mine di plastica presenta tuttavia un alto livello di falsi allarmi causati sia da disomogeneità naturali del terreno che da irregolarità della superficie del terreno; In commercio esistono soluzioni basate sulla combinazione di più tecnologie, ad esempio un dispositivo



Figura 2.1: Personale qualificato in attività di sminamento per scopi umanitari con metodi approvati dalle Nazioni Unite (in questo caso un sensore portatile di tipo elettromagnetico). *Immagine per cortesia di ICRC, Halo Trust, PM/HDP*

a radiofrequenza combinato con un metal detector. Uno dei modi per ridurre il livello di falsi allarmi è utilizzare la radiofrequenza ma per acquisire campioni nel dominio dello spazio in modo da ottenere l'immagine di un ordigno mentre è ancora nel terreno [7,8]; I RADAR olografici sono stati pensati per questo scopo. In ottica, il termine "ologramma" indica la registrazione di un pattern di interferenza tra due onde elettromagnetiche di cui una è modulata per diffrazione. L'etimologia del termine ologramma deriva dal greco antico con il significato di "intera descrizione" o "intera immagine" a significare la possibilità che offre di ricostruire la tridimensionalità della scena. Nella tabella 2.2 sono riportati nel dettaglio i criteri di funzionamento dei RADAR penetranti, a cui l'olografico appartiene, evidenziandone le proprietà. Il primo Holographic Sub-surface Radar potrebbe essere opera di Keigo Iizuka che, con la tecnologia disponibile alla fine degli anni '60, utilizzò la pellicola Polaroid[©] per registrare ologrammi da segnali generati nelle lunghezze d'onda millimetriche (a una frequenza di 34 GHz) [16,17]. A causa dei limiti della tecnologia elettronica dell'epoca, i primi radar sub-superficiali furono progettati in modalità Continuous Wave (CW), ma fu subito evidente che per l'ispezione di materiali a grande profondità, l'attenuazione delle onde elettromagnetiche poteva essere un ostacolo per lo sviluppo di applicazioni per questo dispositivo. Tuttavia, uno dei principali vantaggi dei RADAR olografici è che per la loro natura, registrando l'ampiezza del pattern di interferenza per ogni posizione di un'antenna di scansione, sono capaci di fornire un'immagine senza richiedere elaborazione, immediatamente terminata la scansione di un'area. Le immagini possono essere subito visualizzate in quanto, già con i dati grezzi, possiedono un contenuto informativo sufficiente alla visualizzazione della forma dell'oggetto sepolto, quindi, in linea di principio, è sufficiente il solo dispositivo per la registrazione del pattern di interferenza (sensore + memoria). Le immagini così registrate, se pur rappresentative di una profondità limitata nel mezzo investigato, presentano un'elevata risoluzione spaziale nel piano dell'immagine [18]. Questa caratteristica ha motivato la ricerca per il loro utilizzo nel rilevamento di mine antiuomo [19,20]. Le proprietà del terreno sono state analizzate in letteratura [21,22]. Le frequenze attualmente impiegate (valori tipici da 1 GHz a 4 GHz) sono sufficienti per realizzare immagini con una risoluzione laterale di circa 3 cm in un suolo con permittività dielettrica $\epsilon_r = 6$, necessari per classificare ordigni fino a 10 cm di diametro.

Parametro fisico rilevato	Sensore	Vantaggi	Limiti
Presenza di esplosivo	<ul style="list-style-type: none"> • Nuclear quadrupole resonance (NQR) [9] • Thermal and Fast Neutron Analysis (TNA [10], FNA [11]) • BIO sensors • Trace/Vapour explosive detection systems 	<ul style="list-style-type: none"> • La rivelazione è molto specifica e poco suscettibile di falsi allarmi • La tecnica FNA è sensibile a quasi tutti gli elementi negli esplosivi. 	<ul style="list-style-type: none"> • basso rapporto segnale/rumore (SNR); interferenze a radio frequenza (RFI) [12]. • TNA ha un alto tasso di falsi allarmi, la sensibilità è limitata, il costo è alto e è ingombrante e lenta per l'uso portatile. Gli equipaggiamenti FNA sono generalmente complessi e costosi.
Sensori acustici	Ultrasuoni [13]	Remote Sensing; rivelazione di mine non metalliche.	Applicato principalmente per la rivelazione di mine anti-carro; Limitato dalla presenza di vegetazione.
Sensori elettromagnetici	<ul style="list-style-type: none"> • Metal Detectors [14] • Ground Penetrating RADARs e Holographic Sub-surface RADARs (GPR, HSR) [7, 15] • Radiometri 	<ul style="list-style-type: none"> • Molto robusti e affidabili, economici. • Capaci di rivelare oggetti non metallici; Possono fornire informazioni sulla profondità; Possono generare immagini ad alta risoluzione per identificare il profilo; Poco consumo di energia • Adatti per rivelare mine posizionate sulla superficie del terreno con poca vegetazione; 	<ul style="list-style-type: none"> • Adatto per mine metalliche. • In funzione delle condizioni del terreno la risoluzione varierà con la profondità di penetrazione • Impossibile rivelare mine in profondità
Sensori optoelettronici	<ul style="list-style-type: none"> • Infrarossi (IR) • Ion Mobility Spectrometer (IMS) • Multispectral, Hyperspectral Imaging Systems 	Possibilità di investigare grandi aree	Impossibile focalizzare su una singola mina

Tabella 2.1: Tabella che riporta le principali grandezze fisiche monitorate per rivelare mine inesplose. Sono indicati: il principio fisico, il tipo di sensore(i) utilizzato(i), vantaggi e svantaggi della tecnologia.

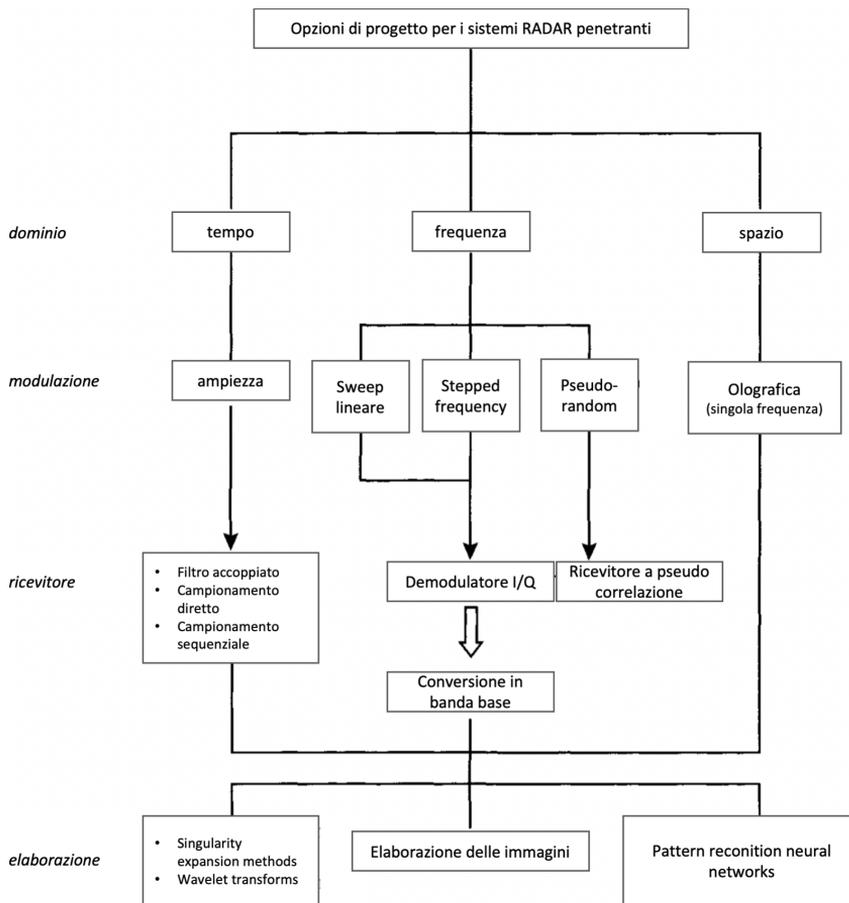


Figura 2.2: Schema riassuntivo delle tecnologie e tecniche utilizzabili per realizzare un RADAR penetrante (GPR). Immagine tratta da "Ground Penetrating RADAR", D. Daniels che ringrazio.

2.1 Gli obiettivi

Grazie al finanziamento ottenuto con il progetto North Atlantic Treaty Organization, Science for Peace and Security (NATO SPS) G-5014 [23] è stata sviluppata una piattaforma robotica multi-sensore [24, 25], in grado di individuare oggetti sepolti plastici e metallici e generare dati per la successiva classificazione degli ordigni attraverso l'analisi di operatori specializzati. Utilizzare una piattaforma robotica permette di aumentare la sicurezza per gli operatori, perché completamente controllabile in remoto tramite un'interfaccia software web. I sensori principali installati sono due RADAR operanti nello spettro delle microonde ($\simeq 2$ GHz): un UWB Ground Penetrating RADAR (GPR) [3, 15, 26–28] e un Holographic Subsurface RADAR (HSR) [18, 29–34], operante ad onda continua e singola frequenza. Il RADAR UWB-GPR è stato sviluppato appositamente per rilevare la posizione dell'oggetto sepolto all'interno dell'area illuminata. È capace di rilevare oggetti riflettenti nel terreno (plastici o metallici) durante il moto della piattaforma e la sua funzione è quindi quella di monitorare con continuità il sottosuolo per generare un allarme qualora venga identificata una riflessione sospetta. La posizione del potenziale ordigno viene passata al sistema robotico e permette di orientare il robot per avere l'oggetto al centro dell'area di scansione del RADAR olografico. Il HSR è in grado di generare immagini. Interviene quando un allarme è stato generato dal RADAR UWB-GPR e richiede che il moto del robot venga arrestato. Il HSR avvia una scansione che genera l'immagine olografica. Le immagini così ottenute permettono di osservare la forma e le dimensioni degli oggetti sepolti nei primi 15 - 20 cm del sottosuolo e, tramite algoritmi di inversione del campo elettromagnetico, permettono di ricostruire la scena tridimensionale che si trova di fronte all'apertura sintetica del RADAR [7]. Le immagini ottenute da questo dispositivo consentono di discriminare gli ordigni da altri oggetti riflettenti le microonde ma del tutto inoffensivi (clutter), ad esempio le carte metallizzate delle caramelle, oggetti metallici come attrezzi, monete, chiodi, ecc..

All'interno di quel progetto il mio lavoro si è focalizzato sia sul HSR, del quale ho progettato l'elettronica a componenti discreti (visibile in Figura 2.4, sia sull'integrazione delle varie componenti del sistema. L'architettura della piattaforma robotica è illustrata dallo schema a blocchi di Figura 2.3. La base è un cart robotico prodotto da Clearpath[®], denominato "Jackal". Dallo schema a blocchi sono visibili tutti i sensori integrati sulla piattaforma e interconnessi tramite schede di interfaccia con la Scheda Madre della piat-

taforma robotica sulla quale gira il sistema operativo ROS (Robot Operating System).

Il HSR progettato nel corso del progetto NATO SPS G-5014 costituisce un primo prototipo che soddisfaceva i requisiti richiesti dal progetto (Figura 2.5) [35]. Il frutto di quel lavoro ha riscosso interesse nella comunità scientifica e presso NATO SPS, generando un seguito: il progetto NATO SPS G-5731, tutt'ora in corso. Nell'ambito di quest'ultimo progetto si colloca il mio lavoro: ho contribuito allo sviluppo di un sistema RADAR per immagini a microonde in grado di migliorare, in termini di qualità di immagini prodotte (incrementando il rapporto segnale-rumore e la risoluzione) e di profondità di penetrazione (studiando le caratteristiche elettromagnetiche del suolo di interesse), le prestazioni del HSR. Mi sono occupato di individuare i parametri su cui poter intervenire: la risoluzione ottenibile applicando la matematica dell'olografia, le tecniche e gli algoritmi di inversione del campo elettromagnetico, lo studio dell'ambiente elettromagnetico irradiato e i requisiti dell'elemento radiante (tipo di antenna, forma, dimensioni, potenza irradiata). Di quest'ultimo ho poi deciso di progettare e costruirne uno nuovo utilizzando le opportunità offerte dalla tecnologia della stampa tridimensionale. Ho valutato e studiato una soluzione per migliorare la compatibilità elettromagnetica con il sistema robotico su cui dovrà operare. Per realizzare un prototipo funzionante mi sono occupato di definire i requisiti dell'elettronica di pilotaggio e della programmazione dei dispositivi implementati. Il lavoro si conclude con la dimostrazione, mediante l'esposizione di prove sperimentali in ambiente controllato, delle prestazioni del nuovo RADAR, evidenziandone le differenze e gli aspetti migliorativi rispetto al HSR originale.

2.2 Il progetto NATO SPS G-5731

Il successo riscosso dal progetto triennale NATO SPS G-5014, conclusosi nel 2018 con un workshop internazionale ("Advanced Research Workshop on Explosives Detection") presso la Scuola di Ingegneria dell'Università di Firenze e successivamente presentato al Quartier Generale della NATO a Brussels (Belgio) nel Dicembre 2018 (nella Figura 2.6. Ho avuto l'onore di poter dimostrare il nostro lavoro davanti alla Vice Segretaria Generale Rose Gottemoeller, io sono in primo piano sulla sinistra con il joystick per controllare il robot), ha permesso di dare un seguito al lavoro svolto: il progetto

DISPOSITIVI A BORDO DEL ROBOT «UGO 1st» E LORO INTERCONNESSIONI

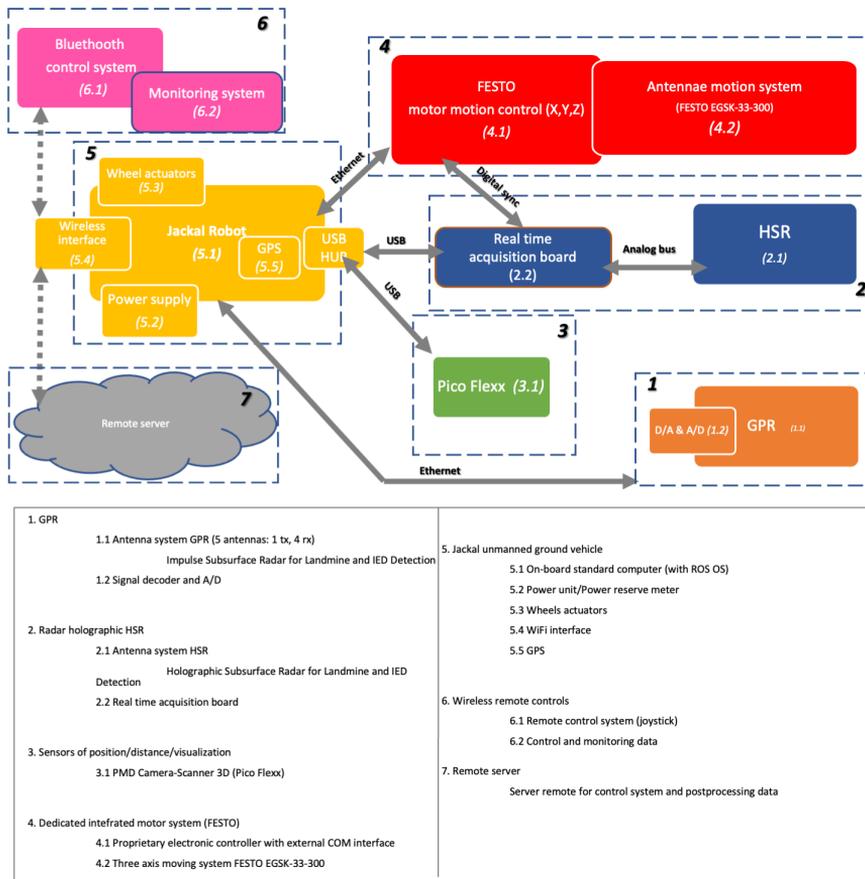


Figura 2.3: Schema a blocchi che ho realizzato per il progetto NATO SPS G5014, sono evidenziate le connessioni tra i blocchi e i protocolli utilizzati. Nella legenda sono descritti tutti i blocchi.

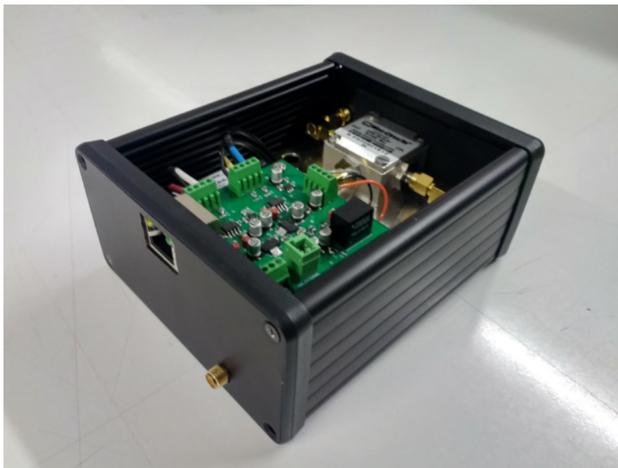


Figura 2.4: Fotografia dell'elettronica di pilotaggio e controllo del radar olografico a componenti discreti. Il progetto e la realizzazione sono frutto del mio lavoro all'interno del progetto NATO SPS G-5014.



Figura 2.5: Il sistema robotico sviluppato con i contributi del progetto NATO SPS G-5014, che chiamiamo "Ugo 1st" [36]

NATO SPS G-5731.

Il G-5014, aveva come obiettivo quello di sviluppare un dispositivo robotico



Figura 2.6: Fotografia della presentazione del progetto NATO SPS G-5014 davanti alla Vice Segretaria Generale Rose Gottemoeller, io sono in primo piano sulla sinistra con il joystick per controllare il robot.

multi-sensore, azionabile a distanza, per il rilevamento di UXO (UneXploded Ordnance, in lingua italiana: ordigno inesplosivo), mine e IED (Improvised Explosive Device, in lingua italiana: ordigno esplosivo improvvisato) basato su radar per indagini sub-superficiali con generazione di immagini e classificazione degli ordigni esplosivi sepolti per discriminare gli oggetti realmente pericolosi da quelli sepolti innocui. Si voleva mostrare quali sono le tecnologie di rilevamento esistenti, altamente portatili e a basso costo per il rilevamento di ordigni esplosivi nascosti. Quantificare le loro prestazioni in condizioni di campo realistiche e variabili; Mostrare le potenzialità della combinazione delle tecnologie più performanti in un sistema multi-sensore, ancora portatile e ancora a basso costo; Sviluppare metodi di riconoscimento del bersaglio che siano efficaci (alta probabilità di rilevamento), efficienti (bassa probabilità di falsi allarmi) e utilizzabili da personale relativamente non addestrato (per rendere il sistema utilizzabile dalla gente del posto piuttosto che richiedere esperti provenienti da altri luoghi, talvolta molto distanti). Il progetto G-5731 nasce sostenuto da un gruppo di ricerca internazionale nel quale, oltre a Italia, Stati Uniti d'America e Ucraina, che erano già partner del progetto G-5014, si è aggiunta la Giordania. L'obiettivo prin-

principale del progetto "Demining Robots", questo il suo nome, è dimostrare la fattibilità di un sistema di rilevamento sicuro di mine e IED utilizzando non uno ma alcuni veicoli robotici cooperativi, ciascuno dotato di sensori specializzati GPR (Ground Penetrating Radar), Dispositivi optoelettronici, Metal Detector, Radar olografico). Questo nuovo approccio consente la raccolta di dati multi-parametrici. Il progetto "Demining Robots" si prefigge l'obiettivo di mostrare come sia possibile modificare l'approccio al rilevamento delle mine nelle zone interessate, nel dopoguerra, evitando il contatto diretto uomo-mina fino alla fase di rimozione della minaccia e, infine, introducendo una procedura di sminamento più sicura. L'approccio progettuale si basa sul nuovo paradigma dell'Industria 4.0 che consente la flessibilità di implementare un nuovo sistema cyber-fisico, riproducibile ovunque ed espandibile con diversi sensori e attuatori.

La Figura 2.7 mostra l'architettura del sistema multi-robot e multi-sensore; Il team di robot opera in sequenza per il rilevamento, l'imaging multi-dati e la classificazione da parte di un operatore remoto alla ricerca di una potenziale minaccia. Inizia la perlustrazione della zona, muovendosi con guida autonoma, il robot numero uno che ha a bordo il radar UWB-GPR. Gli oggetti sospettati di essere ordigni, vengono quindi mappati digitalmente in un sistema di coordinate di riferimento e condivisi con gli altri robot. Il numero due inizia la sua perlustrazione, seguendo lo stesso percorso del numero uno: Questo robot ha a bordo un metal detector, in grado di rilevare oggetti con contenuto metallico. Anche questo robot mappa i potenziali ordigni esplosivi. Le informazioni dei primi due robot vengono analizzate e condivise con il terzo, che ha a bordo il radar olografico. Quest'ultimo robot raggiunge direttamente le posizioni mappate ed esegue una scansione. Tutti i dati raccolti, vengono infine processati mediante data-fusion per generare una visualizzazione di informazioni utile per classificare le minacce esplosive e segnalati al team locale o alle autorità competenti per la successiva eventuale rimozione degli UXO. Tutti i robot condividono i dati in modo sicuro, in tempo reale con terminali locali e dispositivi portatili. L'integrazione dei dati di due diversi tipi di radar penetrante (GPR) sono un punto chiave, perché la generazione di immagini multi-parametriche di oggetti sepolti poco profondi può aiutare nel processo di classificazione delle minacce da parte dell'operatore. Un robot è dotato di un sensore optoelettronico e di un software di elaborazione delle immagini adatto per il rilevamento di ostacoli e cavi di innesco di esplosivi. Il team di robot specializzati agisce in cooperazione per

condurre procedure di rilevamento, classificazione e mappatura delle minacce superficiali; Inoltre, il team di tre robot è progettato per essere agile, con peso per ruota inferiore alla forza necessaria all'innesco delle mine antiuomo e ottimizzato per compiti specifici richiesti dalle caratteristiche del campo minato.

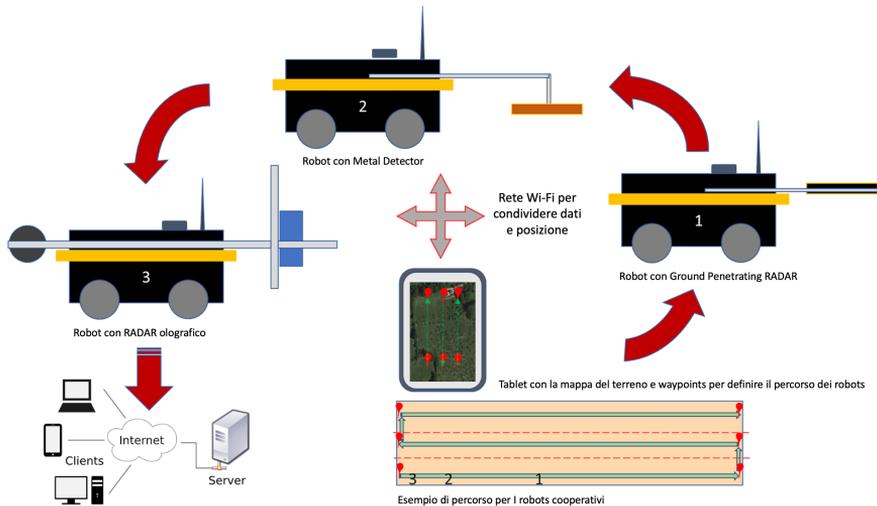


Figura 2.7: Architettura del progetto "Cooperative Robots" G-5731, finanziato da NATO SPS.

Il gruppo di ricerca al quale appartengo, parte del Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione dell'università di Firenze, ha in carico il coordinamento dell'intero progetto e lo sviluppo di uno dei robot, il numero tre. Il robot è costruito sulla piattaforma commerciale Jackal, prodotta dall'azienda canadese Clerpath. Su di essa è installato un sistema di guida autonoma ad alta precisione (<5 cm) grazie ad una stazione GPS (Global Positioning System) sulla piattaforma e una seconda posizionata su cavalletto nelle vicinanze, controllato da un software dedicato che permette di inserire le posizioni da raggiungere su una mappa del luogo decidendo la velocità del moto, le accelerazioni, l'orientamento; Una piattaforma di misura inerziale (IMU, Inertial Measurement Unit); Uno scanner 3D per generare DEM (Digital Elevation Model) del terreno e, come sensore principale, il RADAR olografico. Io sono responsabile di alcuni dei task del progetto e mi sono occupato del RADAR, proponendo una soluzione innovativa per ridurre le

dimensioni dell'antenna e dell'integrazione tra il sensore e il sistema. Ho continuato lo sviluppo dell'elettronica del RADAR che avevo progettato e realizzato durante il progetto G-5014 per rendere il sistema completamente programmabile e mi sono occupato dell'integrazione tra i dispositivi e i sensori a bordo della piattaforma robotica, proponendo un approccio basato sull'uso di marche temporali associate ai dati acquisiti.

2.3 Contributi

Questo progetto di ricerca è iniziato da un'ampia analisi della letteratura scientifica. Sono partito dallo studio delle tecniche per l'olografia ottica prima e digitale in seguito per definire al meglio i requisiti e le caratteristiche che il RADAR per immagini dovesse possedere al fine di ottenere dati sufficienti per generare immagini alla risoluzione più elevata possibile compatibilmente con la profondità di penetrazione desiderata.

Ho studiato gli algoritmi di inversione del campo elettromagnetico, per poter applicare quello che risulta più adatto per il nostro sistema di scansione e per l'ambito applicativo: la rivelazione di oggetti sepolti metallici e plastici per la classificazione delle mine antiuomo e altri tipi di ordigni che si possono trovare nei primi strati del sottosuolo, come gli IED.

Il RADAR olografico nasce per lavorare con l'antenna a contatto con il mezzo investigato. Per poterlo utilizzare per investigare il terreno, per via della superficie irregolare e la presenza di radici o sassi o vegetazione sulla superficie, è necessario mantenere l'antenna sollevata e quindi occorre tenere conto dell'interfaccia aria - terreno [37]; Per ottimizzarne le prestazioni ho approfondito il tema della propagazione delle onde elettromagnetiche nel terreno e ho definito le specifiche di funzionamento del sistema RADAR, la profondità di penetrazione ottenibile in funzione della potenza della radiazione emessa, le condizioni di lavoro ammissibili in relazione alle caratteristiche fisiche del terreno.

La scansione con radar per immagini avviene, nel sistema robotico, mediante movimentazione meccanica dell'antenna su una griglia piana parallela al piano del terreno. In questo modo si genera un'apertura sintetica dell'antenna pari alle dimensioni dell'area di scansione. Il sistema meccanico di movimentazione dell'antenna ha dimensioni compatibili con il veicolo robotico su cui è installato e permette di coprire una superficie di $17 \text{ cm} \times 32 \text{ cm}$. L'apertura sintetica, pur avendo dimensioni sufficienti per acquisire oggetti

di dimensioni fino a 10 cm di diametro, limita l'acquisizione delle frange di diffrazione necessarie per l'inversione del campo elettromagnetico e quindi per ricostruire la scena tridimensionale. Inoltre la dimensione dell'apertura dell'antenna HSR, costituita da una guida d'onda troncata con aria nella cavità è comparabile con la dimensione tipica delle mine di nostro interesse, circa 11 cm. Per queste ragioni ho avuto l'idea di realizzare una nuova antenna che avesse dimensioni più contenute, ottimizzata per essere installata sul sistema di scansione disponibile e irradiare nel terreno. Ho analizzato la letteratura in cerca di soluzioni idonee al nostro scopo e sono arrivato a decidere di progettare un'antenna ancora a guida d'onda troncata, ma con la cavità riempita di materiale dielettrico con permittività maggiore dell'aria. Vagliando le possibili tecnologie di fabbricazione, è stato deciso di avvalersi della stampa tridimensionale. Questa tecnologia, per una produzione prototipale di un limitato numero di esemplari, risulta molto versatile, sia per modellare un prototipo su specifiche esigenze applicative, sia per l'ampia scelta dei materiali stampabili disponibili, con caratteristiche dielettriche interessanti. Dopo aver realizzato un primo prototipo e averlo caratterizzato elettromagneticamente, abbiamo compreso la validità del metodo e abbiamo realizzato una seconda antenna ancora più performante.

Nell'ultima parte di questo lavoro è analizzata la catena elettronica di pilotaggio e controllo del RADAR. L'HSR prevedeva una modalità di sincronizzazione spaziale dei campioni acquisiti basata su un segnale di trigger, generato dal sistema di movimentazione meccanico al raggiungimento delle posizioni prefissate sulla griglia di scansione. Questa modalità, se pur efficace, limitava l'uso del sistema a percorsi di scansione predefiniti e noti. Occorreva sapere dove si trovava l'antenna e quale percorso essa aveva seguito per ricostruire l'immagine. L'elettronica di pilotaggio del RADAR aveva un limitato numero di frequenze selezionabili e nessuna possibilità di elaborazione dei dati. Anche in questo caso ho cercato nella letteratura e la disponibilità sul mercato di dispositivi elettronici adatti a generare, trasmettere, ricevere e elaborare il segnale RADAR che ci permettesse di agire su tutti i parametri di funzionamento del RADAR (frequenza di lavoro, forma d'onda del segnale trasmesso, possibilità di introdurre e modificare la banda dei filtri, frequenza di campionamento, guadagno del/degli amplificatori) in modo da poter adattare il suo funzionamento a terreni diversi e condizioni ambientali diverse e anche continuare a svolgere l'attività di ricerca; Abbiamo deciso di utilizzare un dispositivo SoC (System On a Chip), destinato alla didatti-

ca, che implementa la tecnologia SDR (Software Defined Radio). prodotto da Analog Devices (Analog Devices Corporate Headquarters, One Analog Way - Wilmington, MA 01887), denominato "Adalm Pluto". Questa scelta ha reso possibile utilizzare un solo dispositivo per generare il segnale, trasmetterlo e riceverlo, condizionandolo qualora necessario. Il dispositivo può essere controllato mediante la libreria "libii" sviluppata appositamente da Analog Devices sulla base dello standard "Linux Industrial I/O Subsystem", che è un framework Linux per l'interfacciamento con dispositivi hardware. La sincronizzazione spaziale dei campioni acquisiti mediante l'Adalm Pluto avviene adesso indipendentemente dal sistema di movimentazione meccanico. Ogni campione viene associato ad una marca temporale, sincronizzata con un server che fornisce il tempo di riferimento. Anche i campioni relativi alla posizione dell'antenna durante la scansione vengono associati ad una marca temporale riferita allo stesso server. Le due sequenze di dati, posizione dell'antenna e segnale ricevuto dal RADAR, vengono poi correlate temporalmente e i campioni del RADAR correttamente posizionati sul piano di scansione mediante interpolazione.

Il testo termina con la presentazione dei risultati ottenuti.

Capitolo 3

Analisi letteratura

Questo capitolo fornisce una breve panoramica sull'olografia ottica e digitale, introduce il concetto di inversione del campo elettromagnetico e affronta i problemi di propagazione delle onde elettromagnetiche nel terreno. La prima parte del capitolo introduce l'olografia e l'inversione del campo, mentre la seconda parte affronta il problema propagazione delle onde elettromagnetiche nel terreno. Infine, la tecnologia di stampa tridimensionale per antenne viene presentata come strumento per realizzare un sensore RADAR ottimizzato per investigare le discontinuità elettromagnetiche dei primi strati del sottosuolo.

3.1 Olografia

L'olografia è una tecnica che consente di registrare un ologramma. L'ologramma è una registrazione di una figura di interferenza che può riprodurre un campo luminoso tridimensionale per mezzo del fenomeno della diffrazione. Viene realizzato sovrapponendo un secondo fronte d'onda (normalmente chiamato raggio di riferimento) al fronte d'onda di interesse, generando così la figura di interferenza che può essere registrata su un supporto fisico, tipicamente una lastra fotografica, ottenendo una codifica del campo luminoso come variazioni di opacità, densità o profilo superficiale del supporto fotografico. L'immagine olografica ottenuta nel campo della radiazione visibile è solitamente incomprensibile se osservata sotto una luce ambientale diffusa. Quando si vuole ricostruire il fronte d'onda di interesse, a partire dall'ologramma, esso viene illuminato con il raggio di riferimento e viene diffratto per ricreare il fronte d'onda originale. Il campo luminoso riprodotto può generare un'immagine che ha ancora la profondità, la parallasse e altre proprietà della scena originale e gli oggetti che si trovavano in esso mostrano indizi visivi di profondità come parallasse e prospettiva che cambiano realisticamente con i diversi angoli di visione. Cioè, la vista dell'immagine ricostruita da diverse angolazioni rappresenta il soggetto originale, visto da angolazioni simili. In questo senso, gli ologrammi non hanno solo l'illusione della profondità, ma sono veramente immagini tridimensionali.

Gli ologrammi possono anche essere generati con un modello matematico nel computer, modellando i due fronti d'onda e sommandoli digitalmente. L'immagine digitale risultante può essere stampata su una maschera o pellicola adatta e poi, per la ricostruzione dell'immagine tridimensionale, illuminata da una sorgente con le caratteristiche del raggio di riferimento simulato.

L'etimo del termine "Olografia" deriva dal greco antico $\acute{o}\lambda\omicron\varsigma$, *holos*, "tutto", e $\gamma\rho\alpha\phi\acute{\eta}$, *grafè*, "scrittura" e significa letteralmente "descivo tutto" a significare che l'ologramma rappresenta tutta la scena che lo ha generato, nella sua tridimensionalità.

Il metodo olografico è stato inventato dal fisico ungherese - britannico Dennis Gabor (in ungherese: Gábor Dénes) [38, 39] è stato insignito del Premio Nobel per la Fisica nel 1971 "per la sua invenzione e sviluppo del metodo olografico". Il suo lavoro, svolto alla fine degli anni '40, fu costruito sul lavoro pionieristico nel campo della microscopia a raggi X di altri scienziati tra cui Mieczysław Wolfke nel 1920 e William Lawrence Bragg nel 1939 [40]. Questa scoperta fu un risultato inaspettato della ricerca sul miglioramento

microscopi elettronici presso la British Thomson-Houston Company (BTH) a Rugby , in Inghilterra; La società depositò un brevetto nel dicembre 1947 (brevetto n. GB685286). La tecnica come originariamente inventata è ancora utilizzata nella microscopia elettronica, dove è nota come olografia elettronica. L'olografia ottica tuttavia non è stata sostanzialmente applicata fino allo sviluppo del laser (light amplification by stimulated emission of radiation) nel 1960.

3.1.1 Cenni di olografia ottica e digitale

Il concetto originale di Gabor per la registrazione e la ricostruzione olografica utilizza un'unica onda illuminante per generare sia l'onda che interagisce con l'oggetto che l'onda di riferimento utilizzando la luce diffusa e non diffusa che passa attraverso e attorno all'oggetto stesso. Questo tipo di organizzazione per la registrazione è solitamente indicato come "Setup di Gabor", o "Setup in asse", come mostrato in Fig. 1.1. Questo metodo ha lo svantaggio di posizionare sia l'immagine reale che quella virtuale lungo lo stesso asse durante la ricostruzione, come mostrato in Figura 3.2.



Figura 3.1: Dennis Gabor, 1972

Nel 1962, Emmett Leith e Juris Upatnieks si resero conto che l'olografia poteva essere utilizzata come mezzo di visualizzazione in tre dimensioni. Svilupparono quindi un metodo di registrazione più pratico utilizzando un raggio di riferimento fuori asse, rispetto alla configurazione in linea di Gabor, come mostrato in Figura 3.3. Questo raggio consente di disallineare l'immagine reale dall'immagine virtuale durante la ricostruzione, ottenendo così una visualizzazione più chiara. Leith e Upatnieks crearono il primo ologramma ottico utilizzando l'illuminazione laser e la tecnica fuori asse da loro inventata: un trenino e un uccello. Questa immagine pionieristica è stata prodotta nel 1964 presso l'Università del Michigan solo quattro anni dopo l'invenzione del laser Figura 3.4. Per descrivere la registrazione dell'ologramma fuori

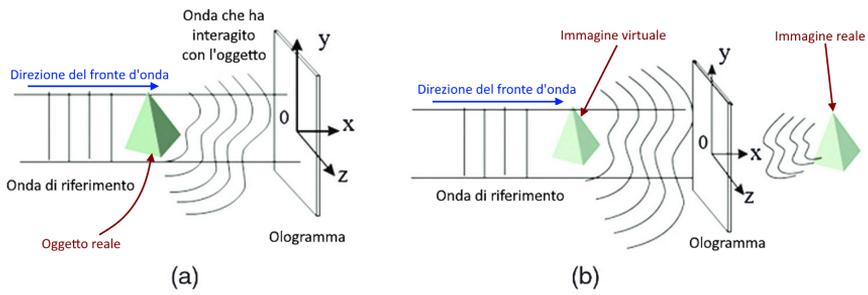


Figura 3.2: (a) Registrazione ologramma in asse e (b) ricostruzione immagine in asse

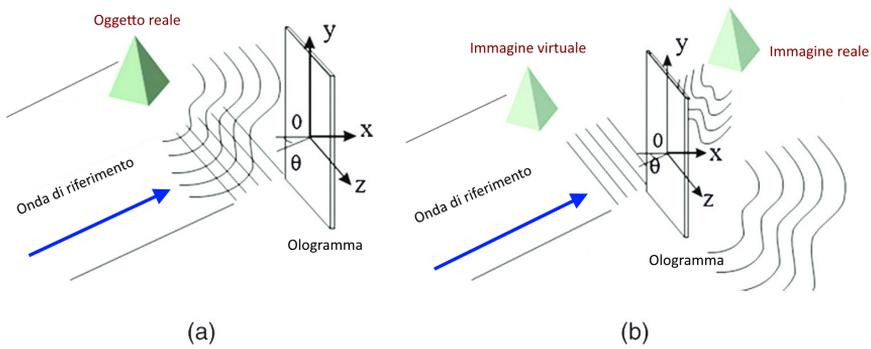


Figura 3.3: (a) Registrazione ologramma fuori asse e (b) ricostruzione immagine fuori asse

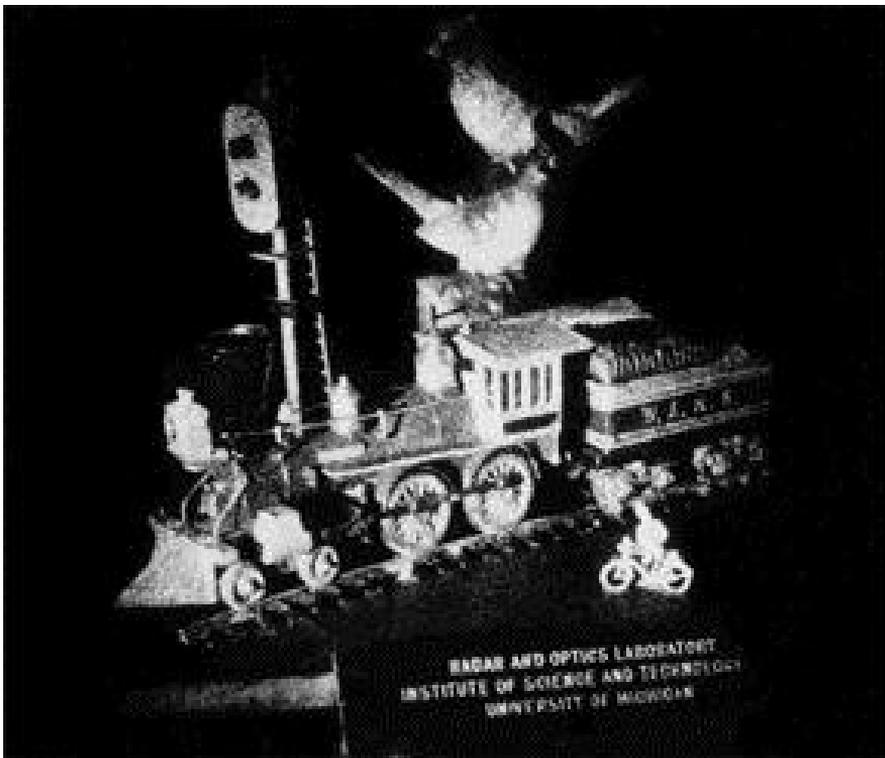


Figura 3.4: "Train and Bird", di Leith e Upatnieks, è il primo ologramma mai realizzato con un laser utilizzando la tecnica fuori asse, solo quattro anni dopo l'invenzione del laser.

asse da un punto di vista matematico possiamo scrivere le equazioni seguenti. Assumendo che l'onda si propaghi nella direzione positiva delle ascisse e delle ordinate, e che la fase ad un tempo fissato t_0 sia costante in ogni piano perpendicolare alla direzione di propagazione, si ottiene l'espressione dell'onda piana monocromatica:

$$\begin{aligned}\vec{O}(x, y) &= A_o(x, y)e^{i\phi_o(x, y)} \\ \vec{R}(x, y) &= A_r(x, y)e^{i\phi_r(x, y)}\end{aligned}\quad (3.1)$$

Dove \vec{O} è il raggio "oggetto", cioè quello che ha interagito con l'oggetto di cui stiamo facendo un'immagine olografica e \vec{R} il raggio di riferimento. Possiamo quindi rappresentare il raggio incidente \vec{U} sul piano su cui si forma l'ologramma come:

$$\vec{U}(x, y) = \vec{O} + \vec{R}\quad (3.2)$$

Il modulo del raggio incidente sarà l'intensità con cui verrà esposto l'elemento sensibile, ponderata dalla funzione di trasferimento propria dell'elemento stesso. Per semplicità trascuriamo, senza perdere di generalità, la funzione di trasferimento dell'elemento sensibile. Quindi possiamo scrivere:

$$\begin{aligned}I(x, y) = \vec{U}\vec{U}^* &= (\vec{R} + \vec{O})(\vec{R} + \vec{O})^* = \vec{R}\vec{R}^* + \vec{O}\vec{O}^* + \vec{R}\vec{O}^* + \vec{R}^*\vec{O} = \\ &= I_r + I_o + \vec{R}\vec{O}^* + \vec{R}^*\vec{O}\end{aligned}\quad (3.3)$$

Dove I è l'intensità della registrazione.

La ricostruzione prevede che l'elemento sensibile, ad esempio una lastra fotografica impressa, venga illuminata da un raggio con caratteristiche identiche a quello di riferimento. In termini matematici possiamo considerare il risultato di questo processo di illuminazione come il prodotto tra la registrazione I e il raggio di riferimento R :

$$I(x, y)\vec{R}(x, y) = (I_r + I_o)\vec{R} + \vec{R}\vec{R}\vec{O}^* + \vec{R}\vec{R}^*\vec{O}\quad (3.4)$$

Analizzando questa equazione si può osservare che il primo termine a destra dell'uguale è il raggio di riferimento moltiplicato per un fattore di proporzionalità e rappresenta il raggio che passa attraverso l'ologramma senza essere diffratto ed è chiamato "zero order", si manifesta con un alone chiaro che disturba l'immagine; Il secondo termine crea l'immagine reale, ma distorta, dell'oggetto. La distorsione è dovuta al fattore complesso R^2 che modula il coniugato del raggio oggetto. Per avere un'immagine reale non distorta è ne-

cessario utilizzare l'onda di riferimento coniugata R^{*1} Infine l'ultimo termine è il raggio oggetto ricostruito, il quale genera l'immagine virtuale e permette di visualizzare l'immagine olografica dell'oggetto.

Nonostante con l'olografia tradizionale si siano raggiunti risultati che permettono di riprodurre immagini tridimensionali di notevole qualità, alcune limitazioni di essa, come il tempo di esposizione necessario a registrare la figura d'interferenza su una lastra fotografica o la necessità di sviluppare chimicamente quest'ultima prima di poter ricostruire l'ologramma, hanno portato a spostarsi verso altre tecniche di registrazione. Inoltre fino ad adesso abbiamo parlato di olografia nello spettro visibile, ma possono esserci applicazioni, come quella trattata in questo lavoro, che utilizzano radiazioni elettromagnetiche a frequenze più basse, tipicamente nel campo delle microonde; La registrazione di questi ologrammi risulta impossibile con i metodi tradizionali. La disponibilità dei computer, ha permesso di utilizzarne la potenza di calcolo sia per generare gli ologrammi mediante dei modelli matematici per poi stamparli su film trasparente, sia di registrare ologrammi con sensori elettronici (CMOS: complementary metal-oxide semiconductor, CCD: Charge-Coupled Device) in formato digitale e poi ricostruire l'immagine numericamente con un computer. In questo secondo tipo di sensori possiamo inserire anche il RADAR per immagini a microonde. La procedura numerica simula la diffrazione, descritta dall'equazione di Fresnel dell'onda elettromagnetica, determinando numericamente le immagini che possono essere poi mostrate sullo schermo del computer.

3.1.2 Dall'equazione di Helmholtz all'integrale di Fresnel Kirchhoff - Rayleigh-Sommerfeld

La teoria sottostante all'olografia digitale ha come punto di partenza l'equazione di Helmholtz per il campo ottico tempo-armonico $E(x, y, z)$, che può essere espresso come

$$\nabla^2 E(x, y, z) + k^2 E(x, y, z) = 0 \quad (3.6)$$

dove $k = 2\frac{\pi}{\lambda}$ è la costante di propagazione e λ la lunghezza d'onda della radiazione illuminante. Se consideriamo z la direzione di propagazione e x, y le

1

$$I(x, y)\vec{R}^*(x, y) = (I_r + I_o)\vec{R}^* + \vec{R}^* \vec{R} \vec{O}^* + \vec{R}^* \vec{R}^* \vec{O} \quad (3.5)$$

direzioni che individuano un piano trasversale alla direzione di propagazione, possiamo applicare all'equazione (3.6) la trasformata di Fourier rispetto a x e y :

$$\frac{d^2 \tilde{E}(k_x, k_y; z)}{dz^2} + k_0^2 \left[1 - \left(\frac{k_x}{k_0} \right)^2 - \left(\frac{k_y}{k_0} \right)^2 \right] \tilde{E}(k_x, k_y; z) = 0 \quad (3.7)$$

con $\tilde{E}(k_x, k_y; z)$ la trasformata di Fourier di $E(x, y, z)$, è lo spettro angolare dell'onda piana ed è definita come:

$$\tilde{E}(k_x, k_y; z) = \mathcal{F}_{x,y}[E(x, y; z)] = \iint_{-\infty}^{+\infty} E(x, y; z) e^{i(k_x x + k_y y)} dx dy \quad (3.8)$$

con k_x e k_y le frequenze spaziali angolari in $[\frac{RAD}{m}]$ definite come $k_x = k_0 \cos(\alpha)$ e $k_y = k_0 \cos(\beta)$ come rappresentato nel diagramma di figura 3.5. La soluzione dell'equazione 3.7 è descritta dall'equazione 3.9:

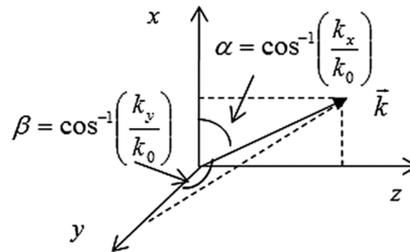


Figura 3.5: Diagramma di scomposizione del vettore d'onda nelle componenti parallele alla direzione x e alla direzione y .

$$\tilde{E}(k_x, k_y; z) = \tilde{E}(k_x, k_y; 0) e^{-i k_0 \sqrt{\left[1 - \left(\frac{k_x}{k_0} \right)^2 - \left(\frac{k_y}{k_0} \right)^2 \right]} z} \quad (3.9)$$

L'equazione 3.9 nel dominio delle frequenze spaziali si può scrivere:

$$E(x, y; z) = E(x, y; 0) \times g_{PSF}(x, y; z) \quad (3.10)$$

dove il simbolo \times rappresenta il prodotto di convoluzione e il termine g_{PSF} è:

$$\begin{aligned} g_{PSF}(x, y; z) &= \mathcal{F}_{x,y}^{-1} \left[e^{-ik_0 \sqrt{\left[1 - \left(\frac{k_x}{k_0}\right)^2 - \left(\frac{k_y}{k_0}\right)^2\right] z}} \right] = \\ &= ik_0 \left(\frac{z}{\rho}\right) \left(1 + \frac{1}{ik_0 \rho}\right) \frac{e^{-ik_0 \rho}}{2\pi \rho} \end{aligned} \quad (3.11)$$

con $\rho = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$ [41]. La g_{PSF} è chiamata "Risposta impulsiva di propagazione" e rappresenta le onde sferiche divergenti da una sorgente puntiforme, giustificando così il pedice "PSF" che sta per "Point Spread Function" (letteralmente: "funzione di diffusione del punto" in lingua inglese). L'equazione 3.10, prende il nome di integrale di Fresnel–Kirchhoff (FK) o Rayleigh–Sommerfeld (RS) ed è una relazione essenziale per sviluppare algoritmi numerici per la propagazione di campi elettromagnetici per la ricostruzione olografica digitale di un'immagine [42, 43].

3.1.3 Inversione dell'ologramma, algoritmi per l'olografia digitale

Consideriamo una registrazione olografica la cui ampiezza è descritta da $h(x, y)$. Se la illuminiamo con il campo E_r^* che è il coniugato del campo elettromagnetico di riferimento con cui è stato generato l'ologramma, il campo elettromagnetico che si ottiene dalla diffrazione è descritto dall'equazione 3.10. Il sistema di riferimento è quello della figura 3.6 che descrive graficamente il sistema. Quindi, il campo diffratto alla distanza $z = d$ può essere descritto come:

$$\Gamma(\xi, \eta) = \iint_{-\infty}^{+\infty} h(x, y) E_r^*(x, y) g_{PSF}(x - \xi, y - \eta) dx dy \quad (3.12)$$

con la funzione g_{PSF} :

$$g_{PSF} = i \frac{e^{-ik_0 \sqrt{(x-\xi)^2 + (y-\eta)^2 + (d^2)}}}{\lambda \sqrt{(x-\xi)^2 + (y-\eta)^2 + (d^2)}} \quad (3.13)$$

$E_r^*(x, y)$ può essere generato dal calcolatore. L'equazione 3.11 è la base per la ricostruzione numerica. Poiché il campo ricostruito $\Gamma(\xi, \eta; d)$ è una quantità complessa, è possibile calcolare sia l'intensità che la fase [42, 44].

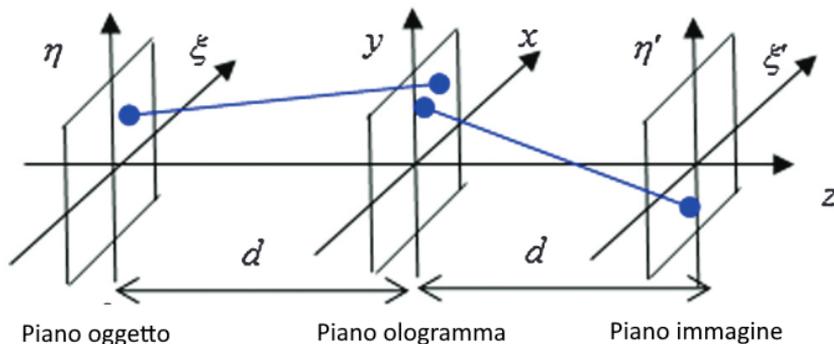


Figura 3.6: Sistema di coordinate per la ricostruzione digitale dell'immagine dall'ologramma.

Sono stati sviluppati diversi algoritmi di ricostruzione numerica per l'olografia digitale, riporto qui i più comuni sono la trasformata discreta di Fresnel, l'approccio convolutivo e la ricostruzione mediante spettro angolare.

Inversione mediante la trasformata discreta di Fresnel

Applicando l'approssimazione parassiale $d^3 = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) [(\xi - x)^2 + (\eta - y)^2]$, l'equazione 3.12 può essere approssimata dalla trasformazione di Fresnel:

$$\begin{aligned} \Gamma(\xi, \eta) &= i \left(\frac{1}{\lambda d} \right) e^{-i\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right)} e^{-i\frac{\pi}{\lambda d}(\xi^2 + \eta^2)} \times \\ &\times \iint_{-\infty}^{+\infty} h(x, y) E_r^*(x, y) e^{-i\frac{\pi}{\lambda d}(x^2 + y^2)} \times \\ &\times e^{-i\frac{2\pi}{\lambda d}(x\xi + y\eta)} dx dy \end{aligned} \quad (3.14)$$

che possiamo scrivere nella forma compatta:

$$\Gamma(\xi, \eta) = \hat{z}(\xi, \eta) \mathcal{F}_{x,y} [h E_r^* w] \Big|_{k_x = \frac{2\pi\xi}{\lambda d}, k_y = \frac{2\pi\eta}{\lambda d}} \quad (3.15)$$

Se x, y sono discretizzati su una griglia rettangolare di N_x per N_y punti, con passo D_x, D_y , l'equazione 3.15 può essere riscritta in forma discreta come:

$$\Gamma(m, n) = \hat{z}(m, n) \sum_{k=0}^{N_x-1} \sum_{l=0}^{N_y-1} E_r^*(k, l) h(k, l) w(k, l) e^{i2\pi \left(\frac{km}{N_x} + \frac{ln}{N_y} \right)} \quad (3.16)$$

$$\hat{z}(m, n) = i \frac{1}{\lambda d} e^{-i \frac{2\pi d}{\lambda}} e^{\left[-i \lambda d \left(\frac{m^2}{N_x^2 \Delta x^2} + \frac{n^2}{N_y^2 \Delta y^2} \right) \right]} \quad (3.17)$$

$$w(k, l) = e^{\left[-i \frac{\pi}{\lambda d} (k^2 \Delta x^2 + l^2 \Delta y^2) \right]} \quad (3.18)$$

gli indici m e n variano da $m = 0, \dots, N_x - 1$ e $n = 0, \dots, N_y - 1$ con

$$N_x = \frac{\lambda d}{\Delta \xi \Delta x} = \frac{2X_{MAX}}{\Delta x}, N_y = \frac{\lambda d}{\Delta \eta \Delta y} = \frac{2Y_{MAX}}{\Delta y} \quad (3.19)$$

dove $\Delta \xi$ e $\Delta \eta$ rappresentano le dimensioni del passo in ξ, η sistema di coordinate, rispettivamente. La dimensione massima dell'oggetto che può essere ripreso è X_{MAX}, Y_{MAX} , che può essere trovata dall'equazione 3.19 se la spaziatura $\Delta x, \Delta y$ e il numero di pixel N_x, N_y sono noti. L'equazione 3.19 è importante per determinare la risoluzione finale $\Delta \xi, \Delta \eta$ dell'immagine ricostruita.

Inversione mediante l'approccio della convoluzione

Usando le stessi simboli e riferimenti delle sezioni precedenti possiamo scrivere:

$$\begin{aligned} \Gamma(\xi, \eta) &= (hE_r^*) \times g_{PSF}, \\ g_{PSF}(\xi, \eta) &= \frac{i}{\lambda} \frac{e^{-ik_0 \sqrt{d^2 + \xi^2 + \eta^2}}}{\sqrt{d^2 + \xi^2 + \eta^2}} \end{aligned} \quad (3.20)$$

che in forma compatta possiamo scrivere:

$$\begin{aligned} \Gamma(\xi, \eta) &= \mathcal{F}_{x,y}^{-1} \{ \mathcal{F}_{x,y} [hE_r^*] \cdot \mathcal{F}_{x,y} [g_{PSF}] \} = \\ &= \mathcal{F}_{x,y}^{-1} \{ \mathcal{F}_{x,y} [hE_r^*] \cdot (\tilde{G}_{PSF}) \} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Nella forma discreta la g_{PSF} si scrive:

$$g_{PSF}(k, l) = i \frac{1}{\lambda} \frac{e^{-i \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{d^2 + (k - \frac{N}{2})^2 \Delta x^2 + (l - \frac{N}{2})^2 \Delta y^2}}}{\sqrt{d^2 + (k - \frac{N}{2})^2 \Delta x^2 + (l - \frac{N}{2})^2 \Delta y^2}} \quad (3.22)$$

e la sua trasformata di Fourier:

$$\tilde{G}_{PSF}(m, n) = e^{\left[-i \frac{2\pi}{\lambda} d \sqrt{1 - \frac{\lambda^2 \left(n + \frac{N^2 \Delta x^2}{2d\lambda} \right)^2}{N^2 \Delta x^2} - \frac{\lambda^2 \left(m + \frac{N^2 \Delta y^2}{2d\lambda} \right)^2}{N^2 \Delta y^2}} \right]} \quad (3.23)$$

Si noti che le dimensioni dei pixel delle immagini ricostruite con l'approccio convoluzionale sono uguali a quelle dell'ologramma, ovvero $\Delta\xi = \Delta x$ e $\Delta\eta = \Delta y$. La risoluzione fisica dell'immagine rimane definita dall'equazione 3.19 ed è infine governato dalla diffrazione fisica [45].

Inversione mediante l'approccio dello spettro angolare

Il fenomeno della diffrazione può essere spiegato con la teoria dei sistemi lineari e invarianti. Se si analizza la complessa distribuzione del campo di un'onda monocromatica nello spazio di Fourier attraverso un qualsiasi piano, le varie componenti spaziali di Fourier possono essere considerate come onde piane che viaggiano in direzioni diverse allontanandosi da quel piano. L'ampiezza di campo in qualsiasi punto può essere calcolata sommando i contributi pesati di queste onde piane, tenendo conto degli sfasamenti che hanno subito durante la propagazione. Lo spettro delle onde piane è stato formalmente definito nell'equazione 3.8, e la sua propagazione è mostrata nell'equazione 3.9. Similmente all'approccio della convoluzione descritto nel paragrafo precedente, l'approccio dello spettro angolare si basa sull'applicazione diretta della propagazione dello spettro angolare del campo, nel piano dell'ologramma. Di conseguenza, lo spettro angolare del campo hE_r^* sul piano dell'ologramma è definito come:

$$\tilde{E}_h(k_\xi, k_\eta) = \mathcal{F}_{x,y}[hE_r^*] = \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} (hE_r^*) e^{i(k_\xi \xi + k_\eta \eta)} d\xi d\eta \quad (3.24)$$

con k_ξ, k_η le variabili frequenze spaziali corrispondenti a ξ e η .

Dopo essersi propagato ad una distanza z , ogni componente d'onda piana dello spettro angolare acquisisce un ulteriore fattore di fase $e^{-ik_z z}$, con

$$k_z = \sqrt{k_o^2 - k_\xi^2 - k_\eta^2} \quad (3.25)$$

e a questo punto il campo ricostruito alla distanza $z = d$ sarà:

$$\Gamma(\xi, \eta) = \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} \tilde{E}_h(k_\xi, k_\eta) e^{-id\sqrt{k_o^2 - k_\xi^2 - k_\eta^2}} \times e^{-i(k_\xi \xi + k_\eta \eta)} dk_\xi dk_\eta \quad (3.26)$$

Gli algoritmi descritti presentano ciascuno delle proprietà che ne permettono l'applicazione in taluni casi e non in altri. Lo studio è servito ad individuare quali dei tre algoritmi proposti potesse essere il più idoneo all'applicazione dell'imaging a microonde del terreno. Con il progetto NATO SPS G-5014 ho sviluppato con Matlab l'implementazione di questi algoritmi, adattando le equazioni alla trattazione dei dati digitali provenienti dal RADAR. L'algoritmo denominato "Fresnel" è quello che meno si adatta al radar olografico del progetto, in quanto l'approssimazione di parallasse impone di operare in campo lontano. Inoltre la dimensione dei singoli pixel dell'immagine aumenta allontanandosi dal piano di scansione. L'algoritmo che utilizza la convoluzione permette di ottenere un'immagine ricostruita con la stessa risoluzione di quella dell'ologramma, tuttavia, richiede la conoscenza della PSF, di non facile individuazione. Questo algoritmo può essere abbinato a tecniche di zero-padding per incrementare, matematicamente, la risoluzione dell'immagine ricostruita. L'algoritmo che funziona con lo spettro angolare è quello dei tre che ha meno requisiti restrittivi, può essere applicato in campo vicino, non altera la risoluzione dell'immagine olografica. Ha un costo computazionale leggermente superiore agli altri due, ma per le dimensioni delle immagine radar di nostro interesse, questo non ha alcun effetto sui tempi di elaborazione. Proprio applicando l'algoritmo "Spettro Angolare", ho realizzato un applicativo software che permette di visualizzare le immagini ricostruite su qualsiasi piano parallelo al piano di scansione potendo muoversi da uno all'altro con un cursore sullo schermo.

Considerazioni sull'applicazione degli algoritmi di inversione

Ognuno dei metodi di inversione descritti presenta limiti di applicabilità, vantaggi e svantaggi. La differenza maggiore è tra l'algoritmo di inversione di Fresnel e gli altri due. Infatti, per poter applicare l'algoritmo di inversione di Fresnel è necessario che l'acquisizione olografica sia stata fatta nel rispetto dell'approssimazione parassiale. Con riferimento alla simbologia della Figura 3.6, la distanza ρ tra piano oggetto e piano immagine può essere scomposta in serie di Maclaurin (nella equazione 3.27 sono rappresentati i primi quattro termini della serie),

$$\begin{aligned} \rho &= \sqrt{(x - \xi)^2 + (y - \eta)^2 + d^2} \rightarrow \\ \rho &= d + \frac{(\xi - x)^2}{2d} + \frac{(\eta - y)^2}{2d} - \frac{1}{8} \frac{[(\xi - x)^2 + (\eta - y)^2]^2}{d^3} + \dots \end{aligned} \quad (3.27)$$

è possibile considerare i fronti d'onda piani (ovvero valida l'approssimazione parassiale) quando il quarto termine della serie è molto minore della lunghezza d'onda. Nel caso del radar olografico applicato al terreno, con un valore di permittività dielettrica $\varepsilon_r = 6$ e una distanza tra piano oggetto e piano ologramma di 5 cm, per una superficie di scansione di 33 cm X 16,5 cm, otteniamo

$$\frac{1}{8} \frac{[(\xi - x)^2 + (\eta - y)^2]^2}{d^3} \ll \lambda \implies \quad (3.28)$$

$$d \gg \sqrt[3]{\frac{1}{8} \frac{[(\xi - x)^2 + (\eta - y)^2]^2}{\lambda}} \approx 0,336 \text{ m}$$

La 3.28 mostra come l'utilizzo del metodo di inversione di Fresnel non sia applicabile alla geometria e alle lunghezze d'onda impiegate dal HSR. Confrontando l'inversione con il metodo di Fresnel e quella con le altre due tecniche convolutive, possiamo fare ulteriori osservazioni. Il criterio Nyquist, richiede che la frequenza di campionamento sia almeno doppia rispetto alla frequenza massima del segnale, pertanto, considerando lo stesso passo di campionamento spaziale $\Delta x = \Delta y = \Delta s$, dove con s si indicano entrambe le direzioni di campionamento nello spazio bidimensionale

$$\frac{1}{\Delta s} = 2f_{max} = N_s \Delta f_s \quad (3.29)$$

con N_s il numero di campioni nella direzione considerata. Dall'equazione 3.15, sappiamo che

$$k_s = 2\pi f_s = \frac{2\pi\xi}{\lambda d} = \frac{2\pi\eta}{\lambda d} \quad (3.30)$$

e differenziando f_s si ottiene l'incremento

$$\Delta f_s = \frac{\Delta\xi}{\lambda d} = \frac{\Delta\eta}{\lambda d} = \frac{1}{N_s \Delta s} \quad (3.31)$$

Con riferimento alla Figura 3.7, possiamo calcolare il parametro γ che prende il nome di "Scala naturale" come

$$\gamma_{x_0} = \frac{\Delta\xi}{\Delta x} = \frac{\lambda z}{N \Delta x^2}$$

$$\gamma_{y_0} = \frac{\Delta\eta}{\Delta y} = \frac{\lambda z}{N \Delta y^2} \quad (3.32)$$

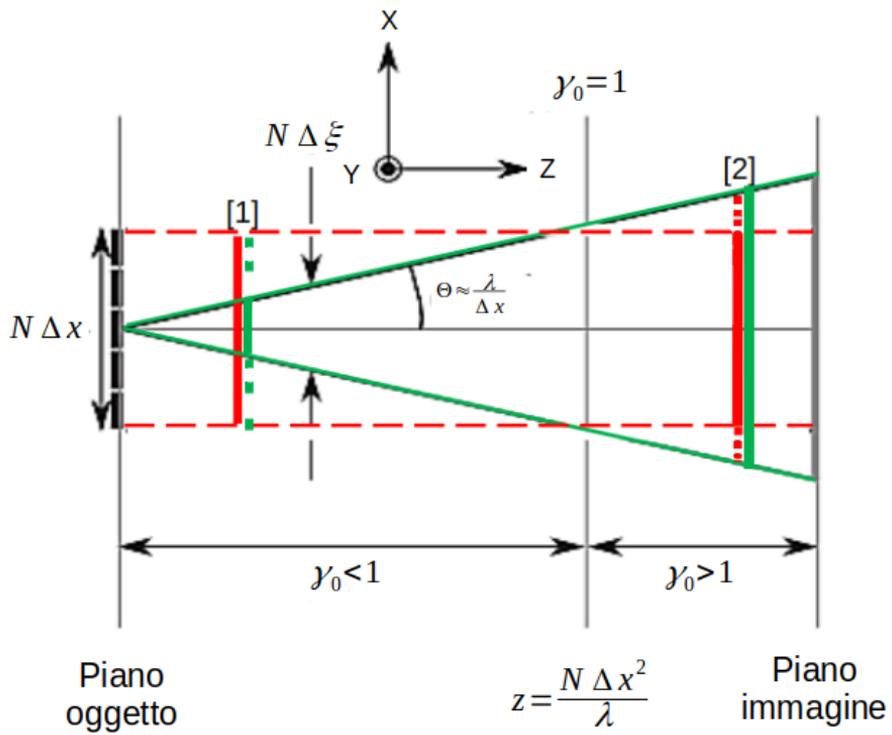


Figura 3.7: Illustrazione per confrontare i metodi di inversione del campo elettromagnetico di Fresnel e di convoluzione.

dove z è la distanza tra il piano dell'ologramma e il piano oggetto, Δx il passo di campionamento spaziale che nel nostro caso è 0,5 cm. Per la direzione maggiore dell'apertura di scansione del HSR, 33 cm, considerando di irradiare il terreno con la permittività dielettrica $\varepsilon_r = 6$, si ottiene per il valore discriminante di $\gamma_0 = 1$, $z = 2,7$ cm, in corrispondenza del quale sia l'inversione con il metodo di Fresnel, sia l'inversione con il metodo di convoluzione, si equivalgono. In figura Figura 3.7 è riportato in verde il cono che rappresenta la dimensione dell'immagine riscalata applicando l'algoritmo di inversione di Fresnel, mentre in rosso si evidenzia la dimensione dell'immagine ricostruita con l'algoritmo di convoluzione, che rimane costante e pari alle dimensioni dell'apertura del RADAR. Sul diagramma sono indicate due distanze z significative. La prima indicata con [1], dove $\gamma_0 < 1$. In questo caso non sono soddisfatti i requisiti di campionamento di Nyquist e quindi il solo algoritmo di convoluzione permette una ricostruzione senza alcun aliasing. Al contrario, alla distanza [2], dove $\gamma_0 > 1$ si ottiene la situazione opposta, in questo caso per il criterio di scala naturale la dimensione dell'immagine è maggiore della dimensione ottenibile con l'algoritmo di convoluzione e solo l'algoritmo di Fresnel permette di ottenere un'immagine non affetta da aliasing.

In conclusione, nell'ambito operativo del HSR, in base alle considerazioni esposte, non c'è un algoritmo di inversione preferibile sugli altri. Infatti, per poter considerare l'inversione con Fresnel occorre tenere l'antenna RADAR almeno a 34 cm dall'oggetto e questo implica la necessità di irradiare in aria e considerare l'interfaccia altamente riflettente aria-terreno. Per applicare invece i metodi basati sulla convoluzione, per evitare aliasing occorre che l'oggetto si trovi entro 3 cm circa dal piano dell'ologramma.

3.1.4 I requisiti di campionamento spaziale per il RADAR per immagini

Se pur non propriamente definibile come un sistema ottico, il radar olografico viene spostato dal sistema meccanico di movimentazione su una griglia rettangolare a passi Δx , per coprire una superficie di dimensioni L_x , L_y , a distanza prefissata dal terreno. I campioni acquisiti vengono combinati in modo da ottenere un'apertura sintetica per l'antenna RADAR.

Il campionamento nello spazio segue lo stesso criterio di Nyquist per il campionamento dei segnali, dal quale possiamo scrivere la relazione tra la distanza dei campioni in termini di frequenza spaziale e il passo di campionamento,

$$k_r = \frac{2\pi}{\Delta x} \quad (3.33)$$

e per Nyquist deve essere $k_r > 2k_0$, con k_0 il numero d'onda alla frequenza del radar. Per questa ragione il valore minimo del passo di campionamento deve essere $\Delta x = \frac{\lambda}{2}$. Tuttavia, se consideriamo la limitazione imposta dall'apertura sintetica del RADAR (Figura 3.10), dobbiamo prendere un valore di k_0 inferiore (Figura 3.8),

$$k_0' = k_0 \text{sen}(\Theta) \quad (3.34)$$

e quindi il valore di Δx , in questa ipotesi limitativa sarà:

$$\Delta x_{MAX} = \frac{2\pi}{2k_0 \text{sen}(\Theta)} = \frac{\lambda}{2 \text{sen}(\Theta)} \quad (3.35)$$

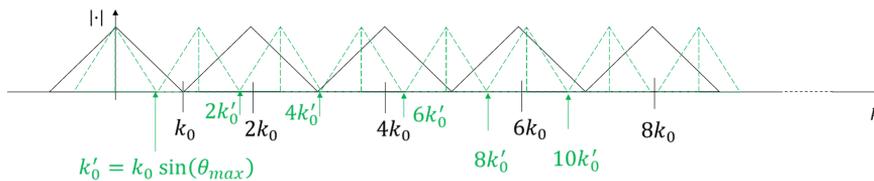


Figura 3.8: Rappresentazione degli effetti della limitazione dell'area di scansione sul requisito di frequenza di campionamento spaziale minima.

3.1.5 La risoluzione di un sistema ottico

Per poter conoscere le potenzialità del RADAR olografico, uno dei parametri fondamentali è conoscere la massima risoluzione che può essere ottenuta alle lunghezze d'onda delle microonde utilizzate e per le dimensioni di apertura sintetica dell'antenna del RADAR. In questa sezione descrivo la risoluzione di un sistema ottico, estendendo poi questi concetti al RADAR olografico, che pur non potendosi definire "ottico", è a tale assimilabile.

Tutti i criteri per stimare il potere risolutivo di un sistema utilizzano una Point Spread Function che ricordo, è l'immagine di un oggetto puntiforme (che consideriamo la Risposta all'Impulso del sistema in quanto, i sistemi ottici sono lineari e spazio invariante). L'immagine vista come l'uscita del sistema ottico è il prodotto di convoluzione tra l'immagine in ingresso al

sistema (la scena reale) e la PSF. Rayleigh, definisce la risoluzione del sistema ottico in questo modo: considera per PSF la funzione $f(\cdot) = \text{sinc}^2(\cdot)$ e afferma quanto segue: "Due funzioni sinc^2 di uguale estensione e intensità, possono essere distinte se il massimo del primo sinc^2 coincide con il primo zero del secondo" [46–49](Figura 3.9).

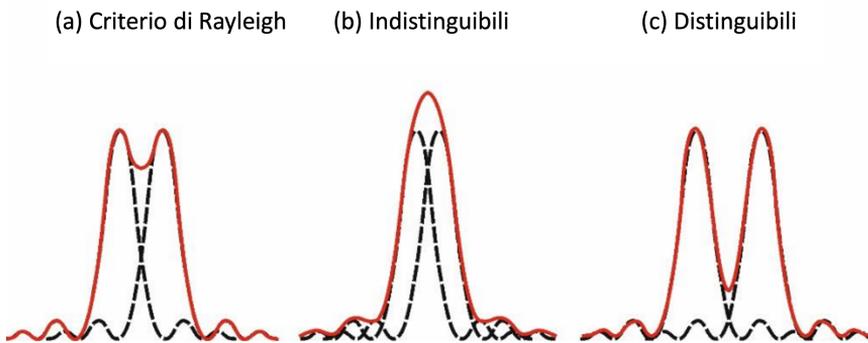


Figura 3.9: Immagini di due sorgenti puntiformi e criteri di risoluzione. (a) Immagini di due sorgenti puntiformi appena risolvibili secondo il criterio di Rayleigh; (b) Immagini di due sorgenti puntiformi non risolvibili; (c) Immagini di due sorgenti puntiformi che sono ben distinguibili.

Estendendo questa definizione in maniera da renderla più generale, possiamo definire la risoluzione in termini di "larghezza equivalente" della PSF e per Point Spread Function una qualsiasi funzione. Se consideriamo la stessa funzione di Rayleigh, il sinc^2 , allora la larghezza equivalente si può calcolare come:

$$\frac{\text{area sottesa dalla funzione } \text{sinc}^2}{\text{ampiezza del picco del } \text{sinc}^2} \quad (3.36)$$

oppure, utilizzata più comunemente, in termini di "larghezza equivalente dello spettro", che per il sinc^2 si definisce come:

$$\Delta k = \frac{2\pi}{\delta} \quad (3.37)$$

con δ la distanza tra l'ascissa del picco del sinc^2 e il suo primo zero [41].

Risoluzione "In-range"

Per il sistema ottico possono essere definite due risoluzioni, una che indica il potere risolutivo tra due oggetti che si trovano, con riferimento alla Figura 3.10, nella direzione Z, che si chiama risoluzione "in range" e una risoluzione laterale, che ci permette di stimare il potere risolutivo di un sistema ottico per discriminare due punti che si trovano sul piano di scansione. La risoluzione in range, ovvero sulla distanza dall'antenna, è limitata dai diversi angoli di incidenza sull'apertura.

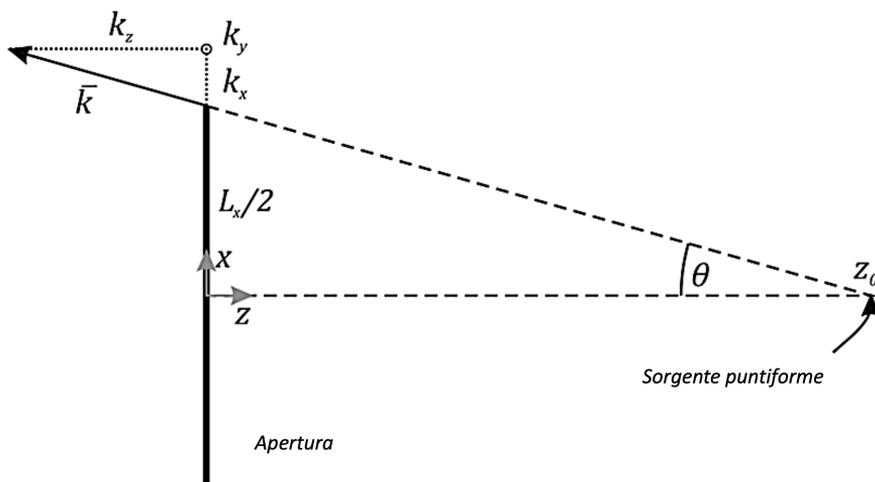


Figura 3.10: Disegno che rappresenta la posizione e direzione del vettore d'onda originata nella sorgente puntiforme posizionata in z_0 e la sua scomposizione nelle componenti lungo gli assi coordinati, sul bordo di una apertura.

Per ogni punto dell'apertura possiamo calcolare la componente K_Z del vettore d'onda. La sua ampiezza, approssimata², varierà tra i valori riportati nelle equazioni 3.38,

² $\cot(\Theta) \approx \frac{1}{\Theta} \approx \frac{2z_0}{L_i}$, con $i = x, y$. Se $\Theta < 10^\circ$ l'errore che si commette nell'approssimazione è inferiore a 1%

$$\begin{aligned}
 k_{Z\,MAX} &\approx \frac{2\pi f}{c} \\
 k_{Z\,MIN} &\approx \frac{2\pi f}{c} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(4\frac{z_0}{L_x}\right)^2 + \left(4\frac{z_0}{L_y}\right)^2}}
 \end{aligned} \tag{3.38}$$

e la risoluzione è definita come:

$$\delta_Z \approx \frac{2\pi}{\Delta k_Z} \approx \frac{c_0}{2f \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \left(4\frac{z_0}{L_x}\right)^2 + \left(4\frac{z_0}{L_y}\right)^2}}\right)} \tag{3.39}$$

con c la velocità della luce nel mezzo [50, 51].

Risoluzione laterale

Anche per il calcolo della risoluzione laterale occorre considerare le componenti del vettore d'onda \vec{k} . Analogamente al paragrafo precedente, con riferimento alla Figura 3.11 possiamo scrivere l'equazione approssimata 3.40, e la risoluzione laterale δ_i con $i = x, y$ è esprimibile dalla relazione

$$k_{i,MAX} = k \operatorname{sen}(\Theta) \approx \frac{k}{\sqrt{\frac{1}{\tan^2(\Theta)} + 1}} \approx \frac{k}{\sqrt{4\left(\frac{z_0}{L_i}\right)^2 + 1}} \tag{3.40}$$

$$\delta_i \approx \frac{c}{2f} \sqrt{4\left(\frac{z_0}{L_i}\right)^2 + 1} \tag{3.41}$$

Se invece di una sorgente puntiforme, sono presenti sorgenti multiple, il valore del vettore d'onda sarà la combinazione dei vettori d'onda. Quello che può succedere è che lo spettro complessivo può essere più grande. Quindi generalizzando la relazione 3.41, per una sorgente di dimensione L_{sx}, L_{sy} ,

$$k_{i, sMAX} \approx \frac{k}{\sqrt{4\left(\frac{z_0}{L_i + L_{is}}\right)^2 + 1}}, \quad i = x, y \tag{3.42}$$

Le risoluzioni laterali e in asse del HSR montato sul sistema robotico "Ugo 1st"

Il HSR montato sul sistema robotico di Figura 2.5 può coprire, con la scansione meccanica operata da un sistema di movimentazione a tre assi (prodotto

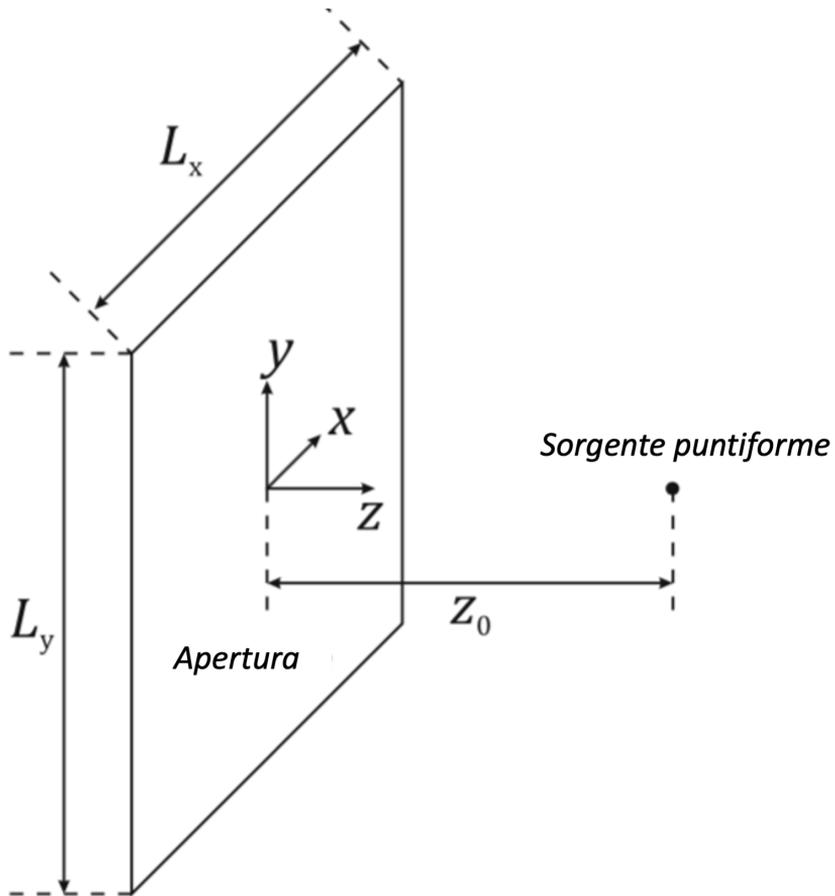


Figura 3.11: Diagramma che permette di giustificare le relazioni matematiche per il calcolo della risoluzione laterale.

da FESTO[®] (Figura 3.12), una superficie di 16,5 cm X 33 cm, spostandosi su una griglia di 5 mm X 5 mm di lato a distanza prefissata dal terreno Figura 3.13. I campioni acquisiti per ciascuna posizione, vengono combinati in modo da ottenere un'apertura sintetica (SAR, Synthetic Aperture RADAR) per l'antenna RADAR (Figura 3.14). Questa apertura sintetica corrisponde di fatto alla finestra per i sistemi ottici.

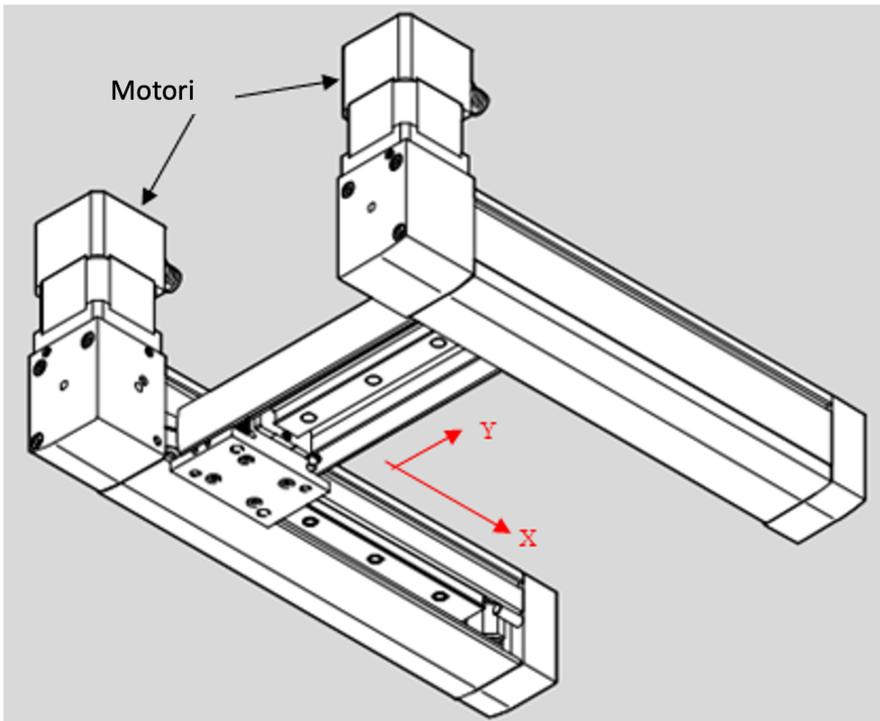


Figura 3.12: Disegno prospettico del telaio di scansione (l'asse Z non è montato). Le dimensioni del telaio sono 44 cm X 41 cm.

Alla frequenza operativa nominale di 2 GHz, la lunghezza d'onda in aria del segnale RADAR è 15 cm, quindi appare evidente come le dimensioni dell'apertura sintetica, rispetto alla lunghezza d'onda irradiata sono quasi comparabili e questo limita fortemente la minima risoluzione.

Le relazioni descritte nei paragrafi precedenti sono applicabili ad un sistema nel quale la distanza tra la sorgente della radiazione e il piano dell'apertura sia grande rispetto alla lunghezza d'onda. Il radar per immagini come

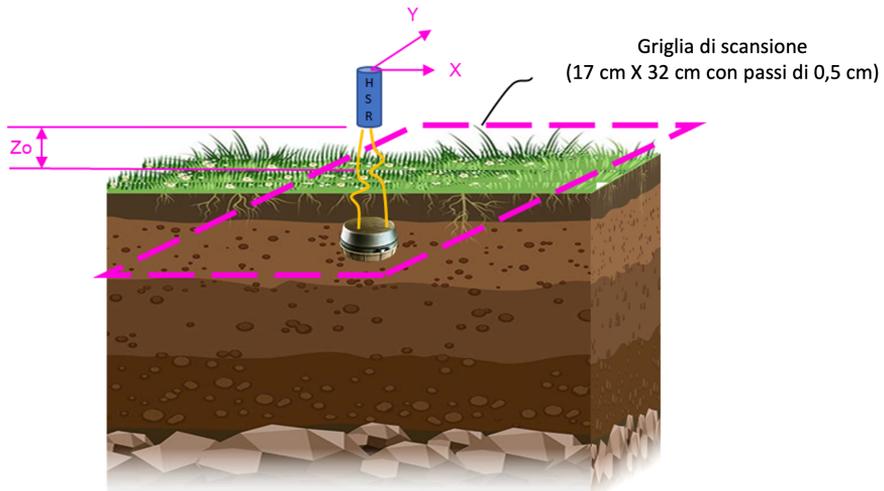


Figura 3.13: Rappresentazione schematica dell'operatività del RADAR olografico sub-superficiale sul campo.

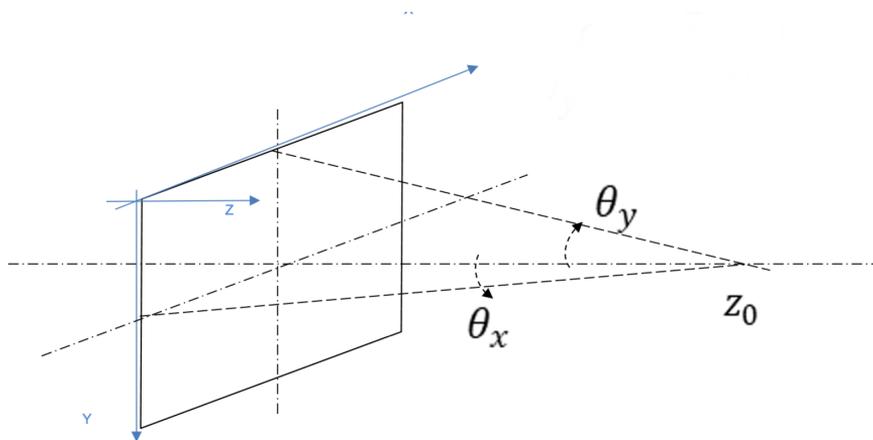


Figura 3.14: Rappresentazione dell'apertura sintetica del HSR. L'area di scansione è 16,5 cm X 33 cm.

descritto non lavora in queste condizioni. Quando la distanza tra antenna e apertura diventa piccola, le equazioni viste si possono semplificare. Gli angoli Θ di Figura 3.14 si possono approssimare all'angolo di $\pi/4$. Con questa approssimazione le relazioni viste diventano rispettivamente la 3.43 per la risoluzione laterale con λ_c la lunghezza d'onda relativa alla frequenza di centro banda; La 3.44 per la risoluzione in asse, con B la larghezza della banda di frequenze trasmesse dal RADAR³; Il requisito di Nyquist per evitare l'aliasing impone che la rotazione di fase tra un campione spaziale e il successivo non sia maggiore di π [52, 53]. Questo si traduce in un campionamento ad intervalli definiti da 3.45. Inoltre, utilizzando un sistema in grado di trasmettere più frequenze, occorre considerare il requisito di Nyquist per evitare l'aliasing in frequenza, che impone che la rotazione di fase tra un campione spaziale e il successivo non sia maggiore di 2π . Ciò si traduce nella richiesta che i campioni siano acquisiti ad intervalli di frequenza che soddisfano l'equazione 3.46, dove R_{MAX} è la massima profondità che vogliamo raggiungere.

$$\delta_x = \frac{\lambda_c}{2} \quad (3.43)$$

$$\delta_z = \frac{c}{2B} \quad (3.44)$$

$$\Delta x < \frac{\lambda}{4} \quad (3.45)$$

$$\Delta f < \frac{c}{2R_{MAX}} \quad (3.46)$$

Adesso possiamo andare quindi a valutare quali possono essere, per le condizioni di lavoro tipiche del sistema di imaging per le mine antiuomo e gli oggetti sepolti nel terreno, le risoluzioni e i requisiti per ottenerle. Il progetto a cui si è ispirato il primo RADAR olografico ha come suolo di riferimento quello della regione geografica del Donbass, in Ucraina [54]. La permittività dielettrica tipica di quel terreno è $\varepsilon_r = 6$; Per valutare quindi la risoluzione del sistema radar ci riferiremo a questo valore, considerando il mezzo omogeneo. La frequenza di lavoro del HSR è 2 GHz: possiamo fare l'ipotesi di poter estendere il numero di frequenze a cui lavorare in una

³In un sistema a singola frequenza la risoluzione in asse è unicamente determinata dalla dimensione dell'apertura.

banda, ad esempio da 1 GHz a 3 GHz. Gli oggetti sepolti che andiamo ad investigare sono presenti negli strati superficiali del terreno, in generale non al di sotto dei 15 cm. In queste condizioni, le equazioni 3.43 3.44 3.45 3.46, danno come risultati i valori presentati nella tabella 3.1,

Risoluzione laterale	Risoluzione in asse	Requisito per il campionamento spaziale	Requisito per il campionamento in frequenza
3 cm (con riferimento alla frequenza; di centro banda)	3 cm	1 cm (con riferimento alla massima frequenza)	0,25 GHz (8 campioni per ogni posizione)

Tabella 3.1: Tabella che riporta i valori di campionamento e risoluzione ottenibili per un RADAR che lavora a frequenze multiple nell'intervallo [1 GHz, 3 GHz] e che irradia in un terreno con $\varepsilon_r = 6$.

3.2 La propagazione delle onde elettromagnetiche nel terreno

Uno degli aspetti più significativi di un sistema RADAR per olografia a microonde è la risoluzione laterale massima che può essere ottenuta. La risoluzione laterale, come sarà meglio chiarito nel seguito del testo, dipende dalla lunghezza d'onda della radiazione illuminante e vale circa $\frac{\lambda_i}{2}$. Per l'olografia a luce visibile, la risoluzione risulta quindi nell'ordine del centinaio di nanometri e per la gran parte delle applicazioni questa risoluzione è più che sufficiente. Investigare mezzi dispersivi come nel nostro caso specifico il terreno, richiede l'utilizzo di radiazioni elettromagnetiche a frequenza inferiore. Per lo sminamento umanitario abbiamo bisogno di penetrare di almeno 15 cm nel terreno (per adesso consideriamo il terreno un mezzo generico con attenuazione nota) e di utilizzare un sistema RADAR portatile, fatto quest'ultimo che limita la potenza di trasmissione, dovendo alimentare il sistema con una batteria e garantire un ragionevole tempo di utilizzo prima della successiva ricarica. L'HSR permette di scegliere la frequenza operativa in un intervallo che va da 1,9 GHz a 2,1 GHz. Consideriamo che il terreno abbia una permittività dielettrica relativa $\varepsilon_r = 6$ (che rappresenta un valore

realistico della tipologia di terreno, prevalentemente argilloso, eletto a riferimento per questo lavoro [54]), la risoluzione laterale massima ottenibile a 2 GHz sarà:

$$\Delta x = \frac{\lambda_i}{2} \approx \frac{0,061}{2} \approx 0,03 \text{ m} \quad (3.47)$$

Per incrementare la risoluzione laterale vorremmo aumentare la frequenza di lavoro del RADAR, per farlo ho analizzato la documentazione disponibile sul comportamento elettromagnetico del terreno per valutare gli eventuali margini di miglioramento e con quali costi in termini di consumo delle risorse energetiche.

Il terreno è un mezzo dispersivo, non omogeneo con caratteristiche mutevoli nel corso del tempo e non prevedibili a priori; E' costituito da una miscela di minerali con proprietà differenti, sabbia, argilla, limo, terriccio in miscele e granulometrie differenti (Figura 3.15). Inoltre, in esso sono presenti inclusioni come sassi, radici, cavità, ecc.. Trascuriamo la non omogeneità e consideriamo i fenomeni che avvengono interagendo con le onde elettromagnetiche [22, 55]. I fenomeni che si manifestano quando il terreno viene

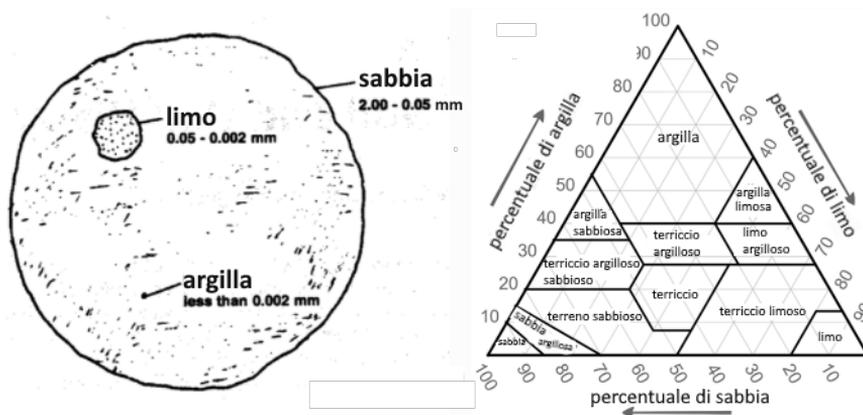


Figura 3.15: Sinistra: dimensioni delle particelle che compongono il terreno. Destra: triangolo tessiturale del suolo e classi tessiturali (immagini prese dal Web).

irradiato con un campo elettromagnetico sono prevalentemente tre: attenuazione dovuta alla conducibilità elettrica del terreno, attenuazione dovuta all'interazione delle onde elettromagnetiche con i dipoli costituiti dalle molecole di acqua, attenuazione nella direzione di propagazione dovuta a fenomeni

di dispersione (scattering).

È conveniente esprimere la permittività relativa in termini di un numero complesso, $\varepsilon_r = \varepsilon_{r'} - i\varepsilon_{r''}$, dove $\varepsilon_{r'}$ dipende dalla capacità del materiale di essere polarizzato dal campo elettrico esterno, $\varepsilon_{r''}$, il fattore di perdita, che quantifica l'efficienza con cui l'energia elettromagnetica viene convertita in calore e dipende sia dalla conducibilità che dalla frequenza [56]. Per quantificare le perdite si definisce il "Fattore di perdita $\tan(\delta)$ ":

$$\tan(\delta) = \text{perdite per conduzione} + \text{perdite per polarizzare le molecole di } H_2O \quad (3.48)$$

$$\tan(\delta) = \frac{\sigma_{DC}}{\omega\varepsilon_0\varepsilon_r} + \frac{\varepsilon_{r''}}{\varepsilon_{r'}} \quad (3.49)$$

dove σ_{DC} è la conducibilità in corrente continua e $\varepsilon_0 = 8,86 \cdot 10^{-6} \text{ Fm}^{-1}$, la permittività dielettrica assoluta del vuoto. Questa equazione può essere visualizzata considerando la corrente totale come la somma vettoriale della corrente di carica elettrica e della corrente di perdita destinata a generare calore. L'angolo δ può essere visto come come la differenza di fase (ritardo) tra il campo elettrico applicato e la conseguente polarizzazione (orientamento delle molecole polari di acqua) del materiale. Sapendo che il vettore d'onda è:

$$k = \omega\sqrt{\mu(\varepsilon_{r'} - i\varepsilon_{r''})} \quad (3.50)$$

separando parte reale e parte immaginaria otteniamo:

$$ik = \alpha + i\beta = i\omega\sqrt{\mu\varepsilon_{r'}\left(1 - i\frac{\varepsilon_{r''}}{\varepsilon_{r'}}\right)} \quad (3.51)$$

I parametri α e β assumono il nome, rispettivamente, di "fattore di attenuazione" e "costante di fase" possono essere esplicitati come segue:

$$\begin{aligned} \alpha &= \omega\sqrt{\frac{\mu\varepsilon_{r'}}{2}\sqrt{1 + \left(\frac{\varepsilon_{r''}}{\varepsilon_{r'}}\right)^2} - 1} \\ \beta &= \omega\sqrt{\frac{\mu\varepsilon_{r'}}{2}\sqrt{1 + \left(\frac{\varepsilon_{r''}}{\varepsilon_{r'}}\right)^2} + 1} \end{aligned} \quad (3.52)$$

Il fattore adimensionale $\frac{\varepsilon_{r''}}{\varepsilon_{r'}}$ è chiamata tangente di perdita di materiale. Si può vedere dalle espressioni 3.52 che la costante di attenuazione di un materiale è linearmente correlata (se espressa in dB^{-1}) con la frequenza. Tuttavia

le relazioni 3.52 sono basate sulla conducibilità in corrente continua e non descrivono correttamente il comportamento del materiale a frequenze elevate, nell'intervallo $100 \text{ MHz} - 10 \text{ GHz}$, di nostro interesse. Nel caso di un materiale che è secco e relativamente senza perdite, può essere ragionevole considerare che la $\tan(\delta)$ è costante su quella gamma di frequenze. Tuttavia, per materiali bagnati e con perdite come il terreno, l'approssimazione non è valida.

In generale per i terreni con perdite, $\tan(\delta)$ è grande alle basse frequenze, mostra un minimo a $\sim 100 \text{ MHz}$ e poi aumenta fino al massimo ad alcuni GHz, rimanendo costante in seguito. Un'accurata determinazione dell'attenuazione deve pertanto considerare tutti i coefficienti, che compongono l'espressione per $\tan(\delta)$ in relazione alla frequenza. La costante dielettrica complessa, e quindi il fattore di perdita di un terreno è influenzato sia dalla temperatura che dal contenuto di acqua. L'effetto dell'aumento della temperatura è quello di ridurre la frequenza del rilassamento dielettrico, mentre se aumenta il contenuto di acqua, aumenta anche il valore del fattore di perdita spostando il suo valore di picco in frequenza verso il basso. Si è osservato che la frequenza della massima perdita dielettrica del rilassamento dell'acqua nel suolo è ridotta e si verifica su un più piccolo intervallo di frequenza rispetto all'acqua conduttiva. $\tan(\delta)$ può aumentare con l'aumento di frequenza, nell'intervallo $100 \text{ MHz} - 10 \text{ GHz}$ nel momento in cui le perdite dipolari associate al contenuto d'acqua del materiale diventano più significative e le perdite di conducibilità si riducono. In figura 3.16 è rappresentato l'andamento delle perdite calcolato con i modelli Peplinski [57] per l'intervallo $0,3 \text{ GHz} - 1,3 \text{ GHz}$ e Hallikainen [58] in grado di descrivere l'intervallo da $1,4 \text{ GHz}$ a 18 GHz . La Figura 3.17 riporta l'andamento della permittività dielettrica relativa nelle sue componenti immaginaria e reale, calcolata per lo stesso terreno della Figura 3.16. Il comportamento elettromagnetico dei materiali naturali è complicato perché generalmente tutti esibiscono proprietà sia dielettriche che conduttive. Le caratteristiche elettromagnetiche sono controllate dalla scala microscopica (atomica, molecolare e granulare). I fenomeni all'origine delle varie perdite dielettriche in funzione della frequenza sono mostrate schematicamente in Figura 3.18.

La Figura 3.19, riprende estendendolo in frequenza il diagramma in Figura 3.17 e illustra come variano le componenti della permittività relativa. In questa rappresentazione idealizzata la permittività relativa rimane costante alle alte e alle basse frequenze. Tuttavia, c'è una regione di transizione su

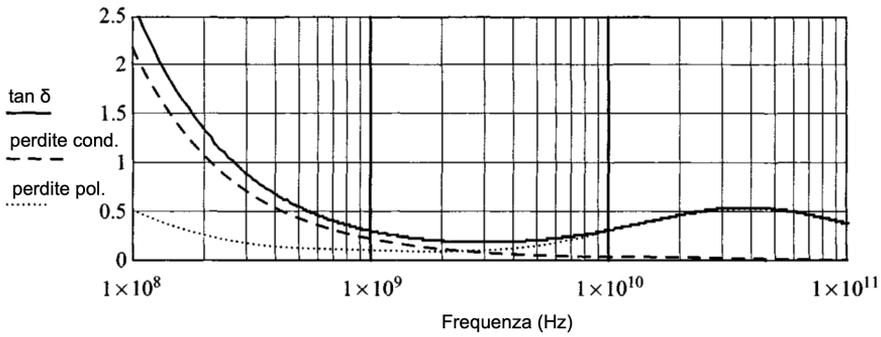


Figura 3.16: Perdite dielettriche in funzione della frequenza per un terreno con valori di perdita medi (suolo sabbioso-argilloso - 60% sabbia e 15% argilla - con un contenuto di acqua del 25%). È riportato il valore del fattore di perdita, le perdite dovute alla conducibilità e quelle relative alla polarizzazione delle molecole di acqua.

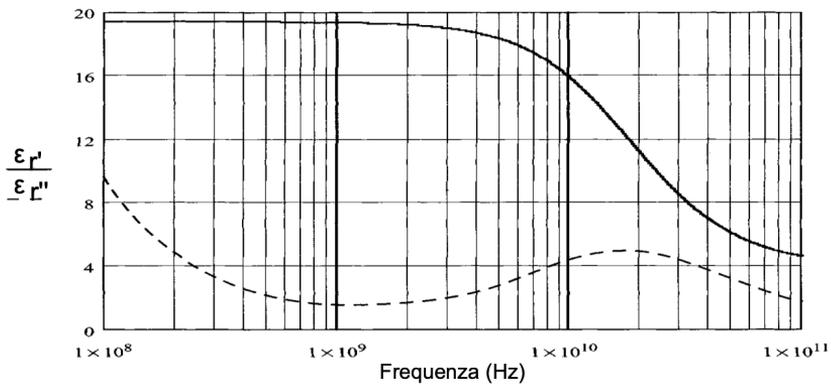


Figura 3.17: Parte reale e parte immaginaria della permittività dielettrica relativa dello stesso terreno della Figura 3.16 in funzione della frequenza.

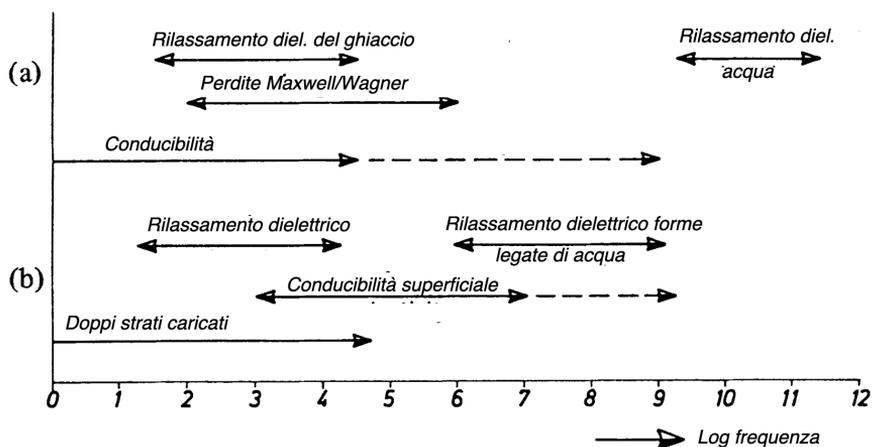


Figura 3.18: Rilevazione delle cause di perdite in miscele eterogenee contenenti acqua; (a) senza interfacce (b) con interfacce presenti. Le linee tratteggiate indicano che il fenomeno è presente ma in forma non predominante.

una banda di frequenza intermedia in cui le proprietà dielettriche cambiano significativamente. Questa regione è di particolare interesse quando si manifesta nella banda delle microonde. I fenomeni di rilassamento riguardano il disturbo delle molecole polari da un campo elettrico applicato, ogni molecola subisce una forza che agisce per orientare il momento di dipolo permanente, caratteristico della molecola, parallela alla direzione del campo elettrico applicato. Questa forza è contrastata da forze di natura termodinamica. Se viene applicato un campo elettrico alternato, le singole molecole saranno indotte a ruotare in un modo oscillatorio attorno ad un asse passante per i loro centri, l'inerzia delle molecole gli impedisce di ruotare istantaneamente. Possono verificarsi anche effetti simili di tipo traslazionale. La polarizzazione prodotta da un campo elettromagnetico applicato è strettamente correlato alla mobilità termica delle molecole ed è, quindi, fortemente dipendente dalla temperatura. In generale, il tempo di rilassamento dipende dall'energia di attivazione, la frequenza naturale di oscillazione delle particelle polarizzate e dalla temperatura. Gli effetti di questo fenomeno hanno un impatto diretto sulle proprietà dielettriche dei materiali alle frequenze tipicamente utilizzate dai RADAR penetranti, specialmente se il materiale è umido. Ci sono anche altri fenomeni, che causano una separazione tra ioni positivi e negativi,

con conseguente polarizzazione elettrica. Questi meccanismi possono essere associati ad atmosfere ioniche che circondano particelle colloidali (in particolare minerali argillosi), acqua assorbita e effetti dei pori, nonché fenomeni di interfaccia tra particelle di diversa natura [59]. Tuttavia questi fenomeni esulano dalla trattazione di questo testo.

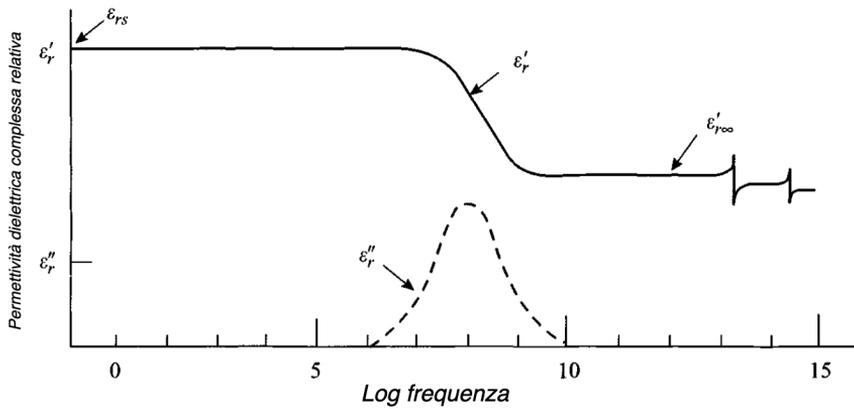


Figura 3.19: Diagramma schematico delle regioni di rilassamento della permittività dielettrica relativa complessa (regione di risonanza atomica ed elettronica), $\epsilon_r = \epsilon_r' - \epsilon_r''$

3.3 Antenne innovative per RADAR olografico sub-superficiale

Il RADAR a penetrazione di superficie presenta al progettista del sistema limitazioni significative sui tipi di antenne utilizzabili. Il mezzo di propagazione, come descritto nel paragrafo precedente, è un dielettrico con perdite, disomogeneo, che, oltre ad essere anisotropo, mostra un'attenuazione dipendente dalla frequenza. La frequenza massima di funzionamento del RADAR per immagini a microonde di tipo olografico, e quindi della sua antenna, è di conseguenza limitato dalle proprietà del materiale. A titolo di esempio, considerando un terreno omogeneo con permittività dielettrica $\varepsilon_r = 6$, per ottenere una risoluzione laterale di 3 cm è necessaria una frequenza di 2 GHz⁴, per ottenere un valore di risoluzione in profondità (in-range) di 3 cm, è necessario che il dispositivo possa utilizzare almeno otto frequenze equispaziate all'interno della larghezza di banda (1 GHz, 3 GHz)⁵ Le antenne sono quindi progettate per funzionare su una porzione di frequenza a seconda della risoluzione desiderata. Uno dei requisiti del sistema è la portabilità per l'operatore. Questo significa poter utilizzare antenne elettricamente piccole e leggere, il che, può voler dire di doversi accontentare di un basso guadagno e ampi diagrammi di radiazione polare associati, ovvero scarsa direttività. Le tipologie di antenne che possono essere utilizzate sono quindi limitate. Occorre inoltre considerare l'interazione del campo reattivo dell'antenna con il terreno, per via della piccola distanza in termini di lunghezza d'onda tra antenna e terreno [62] e devono essere considerate anche le caratteristiche del diagramma di radiazione dell'antenna e l'interazione di questa con le strutture adiacenti [22, 63]. Ulteriori considerazioni nella scelta di un tipo di antenna adatto sono il tipo di bersaglio e il tipo di sistema RADAR penetrante. Ad esempio, se l'oggetto che si vuole individuare possiede una superficie piana che non polarizza con una polarizzazione caratteristica il campo retro-diffuso, allora la polarizzazione lineare è la scelta più ovvia per il progettista del sistema. Per RADAR ad impulsi è importante la coerenza della fase. Dove il sistema RADAR genera un segnale modulato in frequenza, il requisito di risposta lineare di fase dall'antenna può essere rilassato. Non è oggetto di questo testo riportare una trattazione della teoria delle an-

⁴ $\delta_x = \frac{\lambda_c}{2}$, con λ_c la frequenza centrale, nel terreno, della banda operativa del sistema RADAR [60].

⁵ $\Delta f = \frac{c}{2R_{max}}$, con R_{max} la profondità massima di penetrazione [61].

tenne esplicitando i parametri su cui agire per soddisfare i requisiti dei sistemi RADAR penetranti sub-superficiali e per imaging RADAR; Questa breve introduzione serve solamente a inquadrare il problema e la complessità di progettazione di un'antenna idonea, evidenziando come il progetto di questa sia fortemente influenzato dai requisiti richiesti al sensore, le caratteristiche del terreno, le caratteristiche degli oggetti investigati.

3.3.1 La scelta della stampa in tre dimensioni del materiale dielettrico

Per l'applicazione specifica di un RADAR per generare immagini a microonde degli oggetti riflettenti presenti nei primi strati del terreno, una rassegna delle applicazioni più promettenti con strumenti portatili può essere trovata in [7, 18, 64]. Negli ultimi anni, ci sono stati diversi sviluppi della ricerca riguardanti gli algoritmi per la generazione e le elaborazioni delle immagini a microonde, i metodi di scansione e l'elettronica progettata specificatamente per dispositivi portatili. Dal punto di vista dello sviluppo tecnologico nel campo delle microonde, la stampa in tre dimensioni (stampa "3D") di componenti in plastica è diventata di interesse e sempre più utilizzata grazie alla diffusione di strumenti a basso costo e nuovi e più performanti, dal punto di vista elettromagnetico, materiali plastici. La tecnologia di stampa 3D offre molteplici funzionalità che si prestano alla realizzazione di antenne o parti di esse nel campo delle microonde [65]. Nella produzione convenzionale di dispositivi a microonde, una maggiore complessità e/o adattamento a funzioni specifiche, porta ad un aumento dei costi. Inoltre, anche la produzione limitata a poche unità prototipali, fa elevare i costi di realizzazione. La tecnologia di stampa tridimensionale può essere una valida soluzione per la prototipazione, in quanto il costo del singolo oggetto stampato è indipendente dal numero di pezzi fabbricati. Nei moderni sistemi di comunicazione (ad es. la tecnologia 5G), le frequenze utilizzate rientrano nell'intervallo delle onde millimetriche, che hanno una portata limitata a causa delle perdite di propagazione. Per questo motivo sono necessarie antenne efficienti e ad alto guadagno. Un metodo per migliorare il guadagno consiste nell'applicare lenti dielettriche sulle antenne sorgente, che possono anche essere integrate (Integrated Lens Antennas, ILA) [66–68]. La lente dielettrica aumenta la direttività dell'antenna sorgente trasformando il fronte d'onda sferico dell'onda irradiata in uno planare. La stampa tridimensionale consente una grande versatilità nella scelta dei profili dielettrici delle lenti, mentre i ma-

teriali plastici consentono di contenere pesi e costi [69, 70]. Con materiali e stampanti a basso costo, sono stati prodotti esempi di array di antenne passive ad alto guadagno, tra cui l'array Reflect in banda Ku e il Radial Line Slot Array (RLSA) [71]. In letteratura ci sono esempi di prototipazione di antenne a tromba e accoppiatori direzionali realizzati utilizzando la stampa 3D [72–75], antenne frattali ad arco (FBTA), antenne a spirale e antenne Yagi-Uda che operano con una frequenza di risonanza target di 2,45 GHz [76]. Con l'ulteriore sviluppo dei materiali e delle tecnologie delle testine di stampa, è possibile produrre nuove strutture con regioni metalliche e dielettriche intrecciate (ad esempio antenne caricate con dielettrici) sempre utilizzando la stampa 3D. Inoltre, possono essere formate cavità per incorporare dispositivi elettronici a radiofrequenza integrati all'interno della struttura dell'antenna per ottenere front-end RF compatti e con prestazioni migliorate. I materiali plastici utilizzati per la stampa 3D additiva sono polimeri, a bassa tossicità, con temperature di fusione tipicamente comprese tra 180 e 240 °C. La possibilità di realizzare filamenti di materiali compositi, in cui al polimero plastico vengono miscelati altri materiali, consente la creazione di filamenti innovativi con proprietà interessanti. Ad esempio, nel campo delle applicazioni a microonde, miscele di materiale ceramico possono garantire permittività dielettrica più elevata e certificata, rispetto a quella ottenibile con i soli polimeri plastici [77].

Nel processo di realizzazione di un'antenna stampata in 3D un'attenzione particolare è necessaria per la realizzazione della metallizzazione.

Realizzazione della parte conduttiva dell'antenna

La parte conduttiva che circonda il nucleo dielettrico può essere ottenuta sia con l'applicazione di vernice conduttiva, sia con fogli adesivi metallici, ma in relazione alle necessità si possono utilizzare anche tecniche molto più costose come la polverizzazione (o evaporazione) catodica (in lingua inglese "sputtering") del metallo. La tecnica utilizzata influisce sulla resistenza meccanica dello strato e sull'attenuazione del campo elettromagnetico. La vernice conduttiva offre il vantaggio di un'applicazione abbastanza semplice anche su superfici complesse è relativamente economica e forma uno spessore tipico di 50 μm per ogni strato applicato. Esistono vernici conduttive a base di grafite, di nichel, a base di rame e argento e vernici solo argento. Ciascuna di queste composizioni offre diverse caratteristiche di attenuazione che vanno da circa -60 dB per 100 μm di vernice a base di nichel, fino a -80 dB per

vernice a base di argento a una frequenza di 2 GHz.

A nostra conoscenza, l'applicazione della stampa 3D per progettare un'antenna a guida d'onda troncata, per generare immagini a microonde con strumenti portatili è stata presentata per la prima volta con questo lavoro [78]. La nostra progettazione è iniziata dalla definizione delle specifiche del sistema di scansione per poi passare all'analisi al simulatore (Dassault Systeme "CST Studio"[®]) della propagazione del campo elettromagnetico in un volume stampato in 3D. Abbiamo valutato gli effetti di rugosità superficiale, dei tempi di esecuzione e delle deformazioni geometriche introdotte dalla non idealità del posizionamento della testina di stampa che, soprattutto con stampanti non professionali, sono aspetti peculiari di questa scelta di operare sul volume, che devono essere considerati. La simulazione ha permesso di valutare il comportamento dei materiali plastici e delle vernici conduttive, le dimensioni e il peso del prototipo, consentendo di effettuare delle scelte in considerazione del rapporto costo-prestazioni delle materie prime [79].

3.4 Componenti elettroniche e sistema di scansione meccanica

Il sensore HSR consegnato dal progetto NATO SPS G-5014, presenta un'elettronica di interfaccia costituita da due sezioni distinte: una parte per la gestione della radio-frequenza e una scheda di acquisizione e controllo appositamente progettata e basata su microcontrollore STM32[®] un microcontrollore a 32 bit prodotto da STMicroelectronics [80]. Ho progettato questa elettronica durante il progetto NATO SPS G-5014 (il cui schema a blocchi è visibile in Figura 6.1 del Capitolo 6) è realizzata a componenti discreti interconnessi con cavi coassiali semi-rigidi. Il segnale ad onda continua, sinusoidale, viene generato da un VCO (Voltage Controlled Oscillator) e diviso in due parti da un accoppiatore direzionale. Una, non attenuata, viene mandata, tramite un circolatore all'antenna, mentre una porzione di segnale attenuata viene usata come sinusoide di riferimento per il demodulatore I/Q. In ricezione è presente un filtro passa banda di 200 MHz centrato a 2 GHz per eliminare componenti di disturbo indesiderate sovrapposte al segnale RADAR. Il segnale complesso demodulato nelle sue componenti in fase e in quadratura viene campionato da due ADC a 12 bit interni al microcontrollore STM32. La scheda di acquisizione dialoga con il sistema operativo

del robot (il ROS) via interfaccia USB e il suo driver ne controlla il funzionamento. I dati campionati vengono salvati in un file di testo codificato nel formato dati del sistema ROS il formato BAG.

Per eseguire una scansione il RADAR deve essere mosso su di una griglia posizionata su un piano parallelo al terreno, in modo da realizzare l'apertura sintetica dell'antenna per la porzione di terreno investigata. Per movimentare l'antenna è stato implementato un sistema a tre assi, prodotto da FESTO® (Festo SpA, Via Enrico Fermi 36/38, 20057 Assago (MI), Italia) e appositamente configurato per lo scopo. Si tratta del sistema di posizionamento a tre assi EXCM-30 [81], progettato appositamente per movimentare dispositivi che richiedono una precisione di posizionamento estremamente accurata. Al telaio X-Y di base è stato aggiunto l'asse Z per variare l'altezza dell'antenna sul terreno. Il sistema meccanico è pilotato dal PLC (Programmable Logic Controller) CECC-X-M1, programmato mediante un software apposito, generato con l'ambiente di sviluppo CODESYS® (CODESYS GmbH, member of the CODESYS Group, Memminger Straße 151, 87439 Kempten, Germany).

Il HSR e il sistema meccanico devono essere messi in relazione in modo da garantire che i campioni acquisiti si possano correlare con la posizione dell'antenna al momento dell'acquisizione del campione stesso. Questo è garantito da un segnale di trigger generato dal PLC, che determina l'acquisizione di un campione da parte dell'elettronica RADAR. La modalità usata per la correlazione dei campioni con il tempo e la posizione, presenta una rigidità intrinseca: occorre conoscere il percorso e le posizioni sulla griglia di scansione per poi in fase di elaborazione, posizionare il dato del RADAR sulla griglia. Inoltre, richiede la generazione di un segnale di trigger tanto più accurato temporalmente, quanto rapidamente si sposta l'antenna. Nel seguito del testo illustrerò come abbiamo affrontato e risolto questo problema, utilizzando una nuova elettronica e correlando i dati, posizione e segnale RADAR, attraverso l'associazione di una marca temporale ad ogni campione.

Capitolo 4

Antenna a guida d'onda per RADAR olografico con tecnologia di stampa in 3D

Questo capitolo descrive una tecnologia di produzione basata sulla stampa tridimensionale del volume di un'antenna di plastica cilindrica (antenna a guida d'onda troncata) specificatamente progettata per ottenere immagini delle mine antiuomo sepolte nei primi strati del sottosuolo.

4.1 Introduzione

L'indagine su questa tecnologia di produzione è stata motivata dalla riduzione delle dimensioni dell'antenna e dalla personalizzazione delle caratteristiche elettromagnetiche per la funzione specifica di irradiare il terreno con lo scopo di realizzare immagini degli oggetti sepolti, sufficientemente chiare da permettere il riconoscimento delle forme e dimensioni tipiche delle mine antiuomo. L'antenna che è stata progettata e modellata utilizzando il simulatore "CST Microwave Studio®" è riempita con materiale plastico di acido polilattico (PLA: Poly-Lactic Acid-), che possiede una permittività dielettrica relativa $\varepsilon_r = 2,5$, viene poi confrontata con una antenna in metallo, progettata con gli stessi criteri ma fabbricata in officina meccanica con la tecnica tradizionale (visibile nella Figura 4.13 a sinistra), entrambe operanti

a circa 2 GHz. L'obiettivo della realizzazione di due antenne era di replicare le caratteristiche dell'antenna a nucleo con aria, per essere in grado di fornire la stessa qualità/informazione delle immagini a microonde di oggetti sepolti poco profondi. Il confronto dei risultati della scansione di bersagli dielettrici e metallici sia in aria che nel suolo naturale permette, mediante l'osservazione di alcune delle caratteristiche delle immagini, quali dinamica, morfologia del target, rapporto segnale-rumore e distanza operativa, di dimostrare che la stampa 3D per il volume dell'antenna a guida d'onda cilindrica potrebbe essere utilizzata per ottenere antenne compatte e facilmente adattabili a diverse applicazioni di telerilevamento.

Questo primo prototipo ci ha fornito, indicazioni che nel seguito del capitolo verranno utilizzate per riprogettare un'antenna stampata in tre dimensioni, con caratteristiche simili a quelle che abbiamo ottenuto con questo prototipo, ma ancora più performante, sia in termini di dimensioni ridotte, sia in termini di compatibilità elettromagnetica.

4.2 La progettazione

La progettazione è iniziata dalle specifiche del sistema di scansione e quindi, dall'analisi con il simulatore della propagazione del campo elettromagnetico in un volume plastico di PLA. In questa fase abbiamo valutato gli effetti della rugosità superficiale, le caratteristiche della stampante e quale tecnologia di stampa 3D scegliere tra le disponibili, dei tempi di esecuzione per la stampa e delle deformazioni geometriche introdotte dalla non idealità del posizionamento della testina di stampa, tutti aspetti peculiari che, avendo deciso di percorrere la strada di operare sul volume, devono essere studiati. Procedere utilizzando la simulazione, ha permesso di valutare il comportamento dei materiali plastici e delle vernici conduttive, le dimensioni e il peso del prototipo, consentendo di effettuare delle scelte in considerazione del rapporto costo-prestazioni delle materie prime. La caratterizzazione dell'antenna con il volume riempito in materiale plastico, ha permesso di verificare le differenze con il modello simulato, per poi procedere con l'installazione sul dispositivo meccanico di scansione e confrontare le prestazioni con l'antenna equivalente a nucleo metallico cilindrico. Abbiamo deciso di utilizzare il PLA perché è a basso costo, ha una permittività dielettrica relativamente alta rispetto all'aria ($\epsilon_r = 2,5 @ 2 GHz$) ed è facilmente reperibile sul mercato. La scelta di utilizzare un comune materiale plastico implica la necessità di

considerare la variabilità delle sue caratteristiche fisiche, quali la permittività dielettrica e la tolleranza delle dimensioni del filamento e quindi del diametro estruso. Pertanto, abbiamo considerato anche questi aspetti prima di iniziare la produzione.

Segue il procedimento adottato per progettare, simulare e costruire il prototipo del nucleo in plastica.

4.2.1 Materiali e metodi

Sulla base dei criteri definiti in letteratura [18], sono state progettate le due nuove antenne. Una è realizzata in metallo, acciaio, con cavità vuota e una con cavità in PLA. Quest'ultima è una guida d'onda che, come anticipato nelle sezioni precedenti, ha al suo interno PLA che riempie l'intero volume (colorFabb[®] PLA/PHA: PLA con aggiunta di poliidrossialcanoato; colorFabb BV, Belfeld, The Netherlands) e, come conduttore esterno, è stata applicata una metallizzazione spruzzando vernice conduttiva ("Copper-Nickel 841AR" Vernice conduttiva al nichel "Super Shield"[™], MG Chemicals Ltd, Burlington, ON, Canada) [82]

L'antenna a nucleo vuoto è stata costruita tagliando e perforando un tubo d'acciaio. Il riflettore di questa antenna è in alluminio, che è stato modellato con un processo di fresatura dal pieno, dandogli una sagoma adatta ad essere inserito e bloccato per interferenza.

Per entrambe le antenne, gli elementi radianti (feed) sono stati costruiti con un conduttore a filo lungo un quarto d'onda saldato a un adattatore SMA (SubMiniature version A) - cavo coassiale, saldando il feed all'estremità centrale del lato cavo coassiale.

Una volta definite le dimensioni delle due antenne, il software di simulazione ha esportato il disegno in un formato file compatibile CSD (Cocos Studio Interface File). I disegni sono stati quindi acquisiti con il software "Autodesk Fusion 360"[®] (Autodesk, Inc., San Rafael, CA, USA) per la modellazione solida. Per l'antenna a nucleo vuoto è stata realizzata la scheda di lavoro per la produzione in officina meccanica; Per l'antenna in plastica, utilizzando lo stesso Fusion, è seguita la procedura di "slicing". Lo slicing ("affettare", in inglese) è una delle fasi principali del processo, consente di passare da un modello tridimensionale di un oggetto alla sua versione "affettata" che permette quindi la stampa in strati con la tecnologia FDM (modellazione a deposizione fusa). In lingua inglese: Fused Deposition Mo-

deling), quella che adotta la stampante scelta. Il file così generato è stato esportato in formato STL (Standard Triangulation Language) per la stampa. Il prototipo è stato fisicamente stampato con la stampante 3D "Anet A8" [83], una stampante economica disponibile come kit di montaggio e che può essere facilmente montata ovunque, anche in aree con capacità tecniche e risorse finanziarie limitate.

Una volta assemblati i feed, le due antenne sono state caratterizzate: i parametri S (Scattering) sono stati misurati utilizzando il diagramma di radiazione in camera anecoica presso l'Istituto Nello Carrara del Consiglio Nazionale delle Ricerche (IFAC-CNR) [84]. I due prototipi, collegati alla stessa elettronica di pilotaggio e controllo, sono stati montati sul dispositivo meccanico di scansione e sono state confrontate le immagini ottenute di alcuni target di riferimento. Il confronto è avvenuto in termini di dinamica e di deviazione standard per ciascuna acquisizione.

4.2.2 Progetto

La tecnologia delle antenne RADAR a microonde per immagini, tipicamente, è quella di un radiatore a banda stretta: l'onda generata da un segnale continuo a frequenza singola nel tempo [31, 33, 85]. La guida è eccitata da un alimentatore a filo in quarto d'onda, posizionato a un quarto della lunghezza d'onda in guida dal riflettore posteriore; Per ogni punto della griglia definito sul piano di scansione, viene acquisito il valore del campo di interferenza, formando così l'immagine olografica. L'immagine così ottenuta può essere utilizzata direttamente o ulteriormente elaborata con tecniche di inversione tipiche dell'olografia digitale; Con l'inversione si può ricostruire matematicamente il campo elettrico riflesso dall'oggetto sepolto, per qualsiasi piano parallelo al piano di scansione.

Le due antenne progettate sono state pensate per essere compatibili con l'elettronica a radiofrequenza montata sul sistema robotico [23] con una gamma di frequenza operativa più estesa: 1.6 GHz - 2.1 GHz, adattando l'impedenza dei feed in modo che corrisponda all'impedenza di uscita dell'elettronica di pilotaggio e ricezione.

Partendo dalla teoria delle antenne a guida d'onda circolare troncata [86], abbiamo progettato antenne con centro banda intorno a 2 GHz, come mostrato in Figura 4.1, con le loro dimensioni riportate in tabella 4.1.

In questo primo prototipo, realizzato a fini di ricerca, abbiamo deciso di introdurre un secondo feed. Questo secondo alimentatore può svolgere due

Antenna	Wd [mm]	H [mm]	Pd [mm]	P. [mm]
Antenna stampata	227,4	117	56,8	37,5
Antenna fabbricata	252,6	60	63,2	23,7

Tabella 4.1: Tabella che riporta le misure calcolate per le antenne a guida d'onda troncata specificate nella prima colonna.

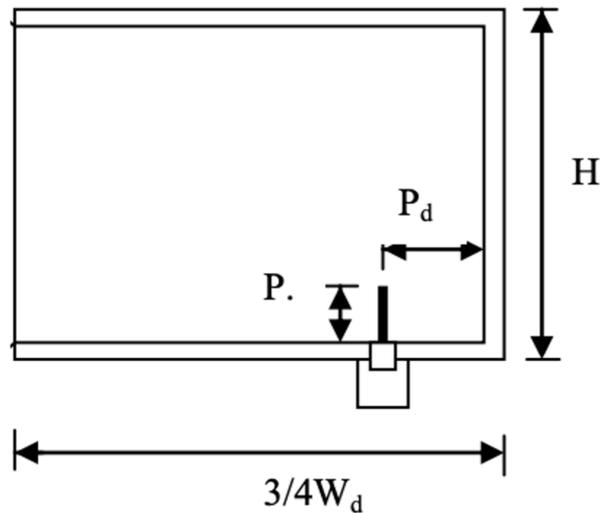


Figura 4.1: Disegno delle antenne progettate seguendo le metodologie indicate in letteratura. Le quote indicate sono indicate in tabella 4.1.

funzioni. Il secondo feed può essere utilizzato sia per generare una polarizzazione circolare del campo trasmesso, sia per sperimentare altre modalità di generazione della figura di interferenza. In questo secondo caso il segnale viene trasmesso attraverso un feed e ricevuto attraverso il secondo feed. L'interferenza tra segnale trasmesso e segnale ricevuto si genera per accoppiamento diretto tra i due feed, che si trovano vicini. Il modello dell'antenna è stato disegnato con il software di simulazione, sono stati inseriti i parametri caratteristici dei materiali e delle vernici ed è stata avviata la simulazione. Il processo di modellazione ha consentito di validare il progetto, ma anche di regolare alcuni parametri, soprattutto relativi alla configurazione con due feed, come la lunghezza dei feed in modo da ottimizzare l'impedenza di ingresso e uscita, avvicinandola al valore nominale dei dispositivi elettronici

collegati (lo standard è 50Ω per il trasmettitore e $39,7 \Omega$ per il ricevitore (secondo il datasheet del dispositivo AD8302 - inizialmente collegato -, impedenza di ingresso @ 2 GHz) e massimizzare la sensibilità cercando di avvicinare il valore del segnale di accoppiamento diretto al livello del segnale proveniente dal sottosuolo, che può raggiungere valori inferiori a 100 dBm^{-1} in terreno argilloso umido. La tabella 4.2 e la Figura 4.2 riportano i risultati finali del lavoro di modellazione al simulatore per le due antenne.

Antenna	Wd [mm]	H [mm]	Pd [mm]	P. [mm]
Antenna stampata	170,8	62,2	56,3	21,5
Antenna fabbricata	166,7	117	41,3	34,2

Tabella 4.2: Tabella che riporta le misure del modello simulato per le antenne a guida d'onda troncata specificate nella prima colonna.

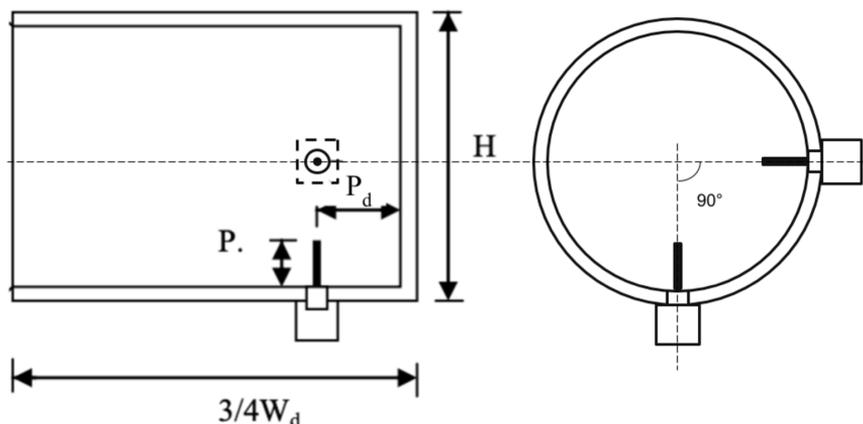


Figura 4.2: Disegno delle antenne progettate seguendo le metodologie indicate in letteratura. Le quote indicate sono indicate in tabella 4.2.

La simulazione mi ha permesso di valutare inoltre, per l'antenna da stampare, che potevamo realizzare dei supporti per i due elementi radianti, estendendo la zona stampata. Inoltre, sempre per il fatto che l'antenna era destinata a scopi di ricerca, abbiamo verificato l'effetto dell'introduzione di molteplici supporti per i feed, con angoli diversi (vedi Figura 4.3), una volta capito che la presenza dei supporti non aveva effetti significativi sul comportamento elettromagnetico, gli abbiamo introdotti, sia per poter variare con

angoli precisi (90° e 120°) tra feed trasmittente e ricevente l'accoppiamento diretto, sia per poter generare polarizzazioni differenti del campo elettromagnetico trasmesso.

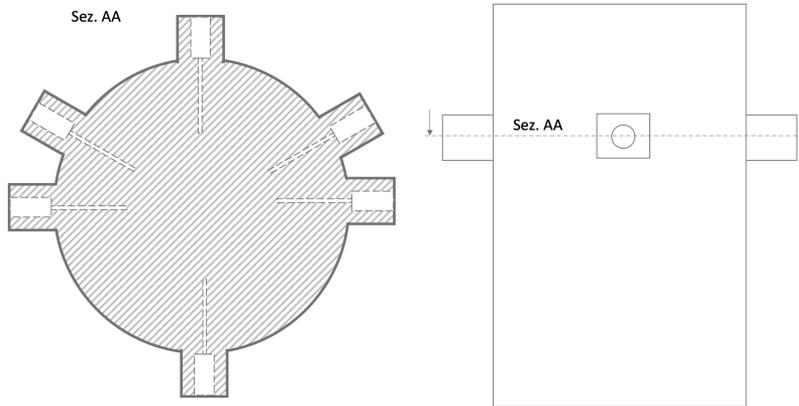


Figura 4.3: Sezione del modello dell'antenna da stampare in 3D dove si vedono i supporti dei feed e le loro cavità (linee tratteggiate), supporti realizzati semplicemente espandendo il volume plastico. Inoltre si vede numero e posizione delle predisposizioni.

4.2.3 Parametri dei modelli simulati

Dopo l'ottimizzazione del modello, il simulatore ci fornisce i risultati mostrati nella Figura 4.4 per i parametri S_{11} e S_{12} e il diagramma di radiazione per entrambe le antenne. I diagrammi mostrano che le antenne sono progettate per avere la frequenza di miglior adattamento a 2 GHz per l'antenna con cavità in aria e 1,97 GHz per l'antenna stampata. I loro livelli di perdita sono comparabili ($-33,5$ dB per l'antenna in plastica, $-36,5$ dB per l'antenna fabbricata in metallo). L'antenna con la cavità in aria mostra una larghezza di banda a -10 dB, che è leggermente superiore a quella con cavità in plastica. La Figura 4.5 e la Figura 4.6 mostrano i pattern di radiazione delle due antenne in due polarizzazioni ortogonali alla frequenza di miglior adattamento.

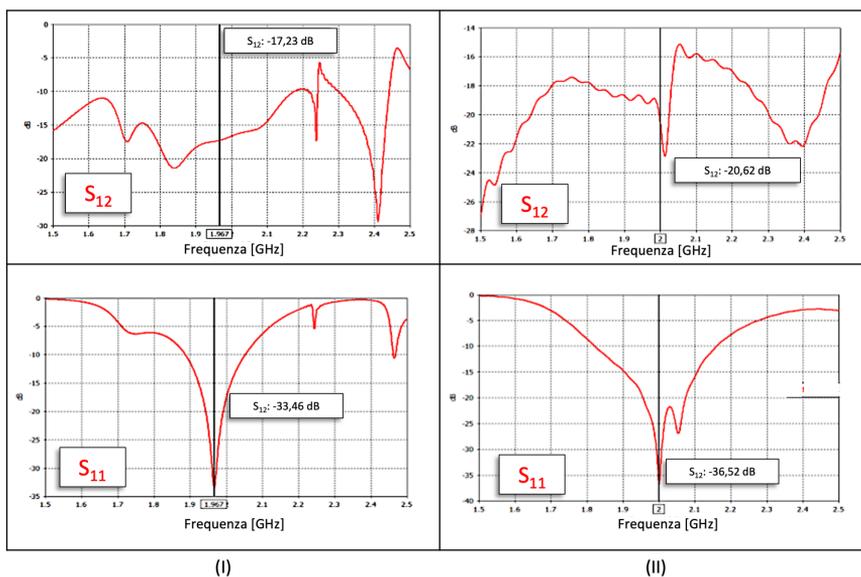


Figura 4.4: Parametri S_{11} e S_{12} calcolati dal modello simulato. I) Per l'antenna stampata; II) Per l'antenna fabbricata.

La tabella 4.3 riporta i principali parametri della radiazione. L'intensità della radiazione risulta di circa -3 dB inferiore nel caso dell'antenna con cavità riempita in plastica. L'apertura del lobo di radiazione principale è maggiore per l'antenna stampata in plastica, il che è migliore per la generazione di immagini basate sul concetto di radar ad apertura sintetica, come nel nostro caso. La forma dei lobi di radiazione di entrambe le antenne è coerente con la forma dei diagrammi di radiazione delle antenne standard, a singolo feed, a guida d'onda circolare troncata.

Terminato il lavoro di modellazione siamo passati alla fase successiva, la realizzazione dei prototipi.

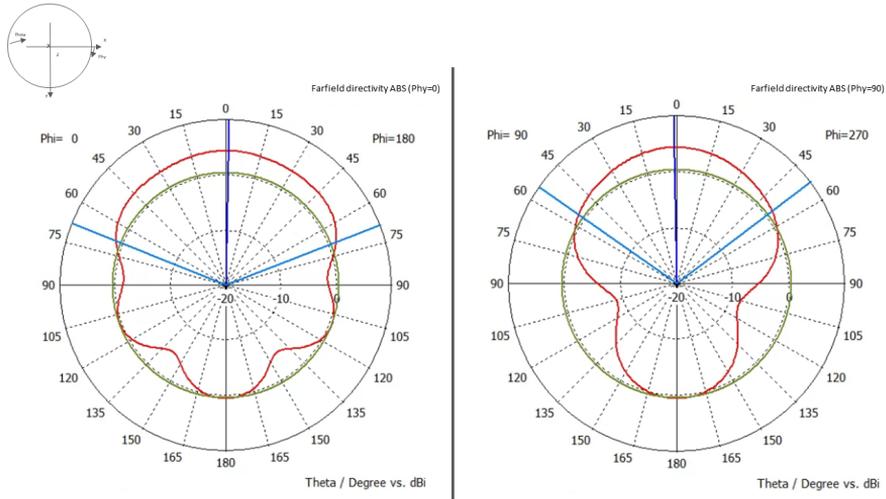


Figura 4.5: Diagrammi di radiazione per polarizzazione ortogonale a quella dell'antenna ricevente dell'antenna stampata a 1,97 GHz.

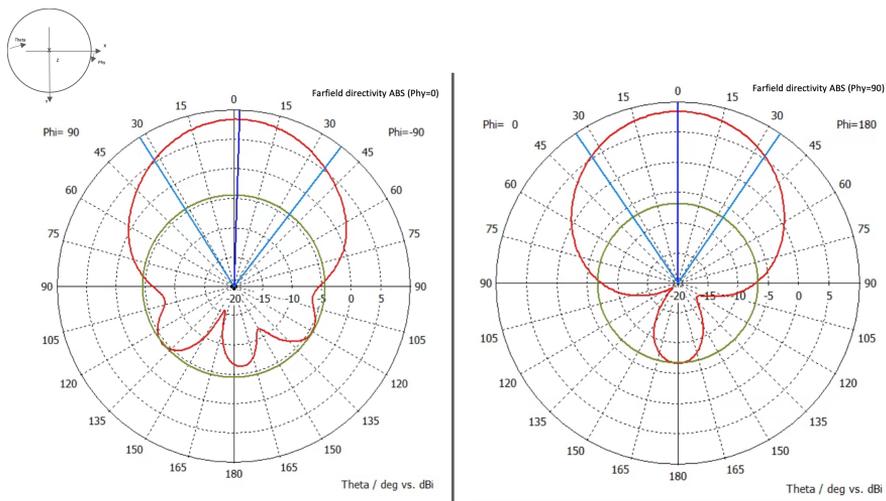


Figura 4.6: Diagrammi di radiazione per polarizzazione ortogonale a quella dell'antenna ricevente dell'antenna fabbricata a 2 GHz.

Antenna / Polarizza- zione	Intensità del lobo principale	Direzione del lobo principale	Apertura lobo principale	Attenuazione lobo secondario
Antenna stampata / Parallela	4,32 dB	1°	107,6°	-3,9 dB
Antenna stampata / Ortogonale	4,32 dB	1°	136,5°	-3,9 dB
Antenna fabbricata / Parallela	8,38 dB	0°	68,5°	-15,1 dB
Antenna fabbricata / Parallela	8,39 dB	2°	69,6°	-12,9 dB

Tabella 4.3: Tabella che riporta i principali valori relativi alle caratteristiche di radiazione rilevati dalla simulazione dei modelli delle due antenne fabbricate alla frequenza di 2 GHz.

4.3 Descrizione del processo di fabbricazione con stampa tridimensionale

I principali parametri di stampa sono riassunti nella Tabella 4.4. Il tempo richiesto per l'intero processo è stato di circa 21 ore. Prima di procedere con la stampa, è stata seguita una procedura di calibrazione meccanica per ridurre al minimo gli errori di posizionamento dell'ugello di estrusione. Un vetro borosilicato è stato applicato al piano di stampa e spruzzato con lacca per capelli, per facilitare il distacco del prototipo dal piano al termine della stampa. Durante la stampa, la stampante, priva di involucro protettivo esterno, è stata tenuta in un ambiente controllato provvedendo all'isolamento con una scatola di cartone sagomata; In questo modo si sono evitate correnti di aria fredda e variazioni repentine di umidità che potevano danneggiare la qualità della stampa. La Tabella 4.5 riporta le principali caratteristiche del filamento, fornite dal suo produttore. Il processo di fabbricazione dell'antenna stampata termina con la realizzazione della metallizzazione della superficie esterna. La metallizzazione viene fatta con vernice conduttiva applicata a

spruzzo del tipo "841AR, MG Chemicals". Sotto la vernice conduttiva, per agevolare l'aggrappaggio della vernice, il primo strato che è stato applicato è una vernice "primer" specifico per materiali plastici; Successivamente vengono applicate tre mani di vernice conduttiva a base di nichel-argento per uno spessore complessivo di circa 150 μm . Secondo la scheda tecnica del produttore, nell'intervallo di frequenza 1 GHz - 10 GHz, l'attenuazione dello strato corrispondente a due mani di vernice (100 μm) è compreso tra -56 dB e -74 dB. Il produttore comunica inoltre che uno strato di alluminio di uguale spessore attenua, alla stessa frequenza, circa -90 dB (tabella 4.6).

Diametro estrusore	Altezza strato	Volume plastica	Temp. di estrusione	Velocità di estrusione
0,6 [mm]	0,3 [mm]	100 %	230 °C	75 [mm/s]

Tabella 4.4: Tabella che riporta i parametri scelti per la stampa dell'antenna.

Diametro del filamento	Densità	Temperatura di vetrificazione
1,75 \pm 0,05 [mm]	1,21 – 1,43 [g/cm ³]	55 °C

Tabella 4.5: Tabella che riporta i parametri fisico-chimici indicati dal produttore del filamento.

Resistività	Resistenza superficiale @ 50 μm	Attenuazione @ 2 GHz
7,6 $\cdot 10^{-3}$ $\Omega \cdot \text{cm}$	0,60 Ω/sq	-57 dB

Tabella 4.6: Tabella che riporta i parametri fisico-chimici indicati dal produttore della vernice conduttiva 841AR.

Nella Figura 4.7 sono mostrate le fotografie durante la stampa, al livello della sezione AA di Figura 4.3 e a stampa conclusa. Nel prototipo ancora attaccato al piano riscaldato, sono visibili i supporti di stampa che sono stati stampati per permettere la realizzazione dei supporti dei feed.

La schermatura che si ottiene è ridotta rispetto al metallo e questo ha effetti sul guadagno dell'antenna. Inoltre in questo primo prototipo non vengono considerate le perdite per conducibilità, anch'esse tali da ridurre il rendimento dell'antenna. Tutto questo progetto è stato condotto ponendo tra i requisiti, quello di ottenere un dispositivo con le prestazioni richieste mantenendo basso il costo di produzione. Per questa ragione la vernice conduttiva

scelta non è la più performante disponibile sul mercato, ma il miglior compromesso in relazione al costo; Sul mercato sono presenti vernici conduttive a base argento con livelli di attenuazione paragonabili a quelli del metallo solido, ma ad un costo maggiore. Tuttavia, l'impiego del dispositivo RADAR prevalentemente utilizzando l'antenna nella zona di campo vicino, fa sì che il minor rendimento non deteriora in modo significativo il contenuto informativo delle immagini.

L'ultimo strato di vernice applicato è un acrilico con lo scopo di proteggere lo strato conduttivo. I passaggi della procedura di verniciatura sono presentati nelle immagini in Figura 4.8.

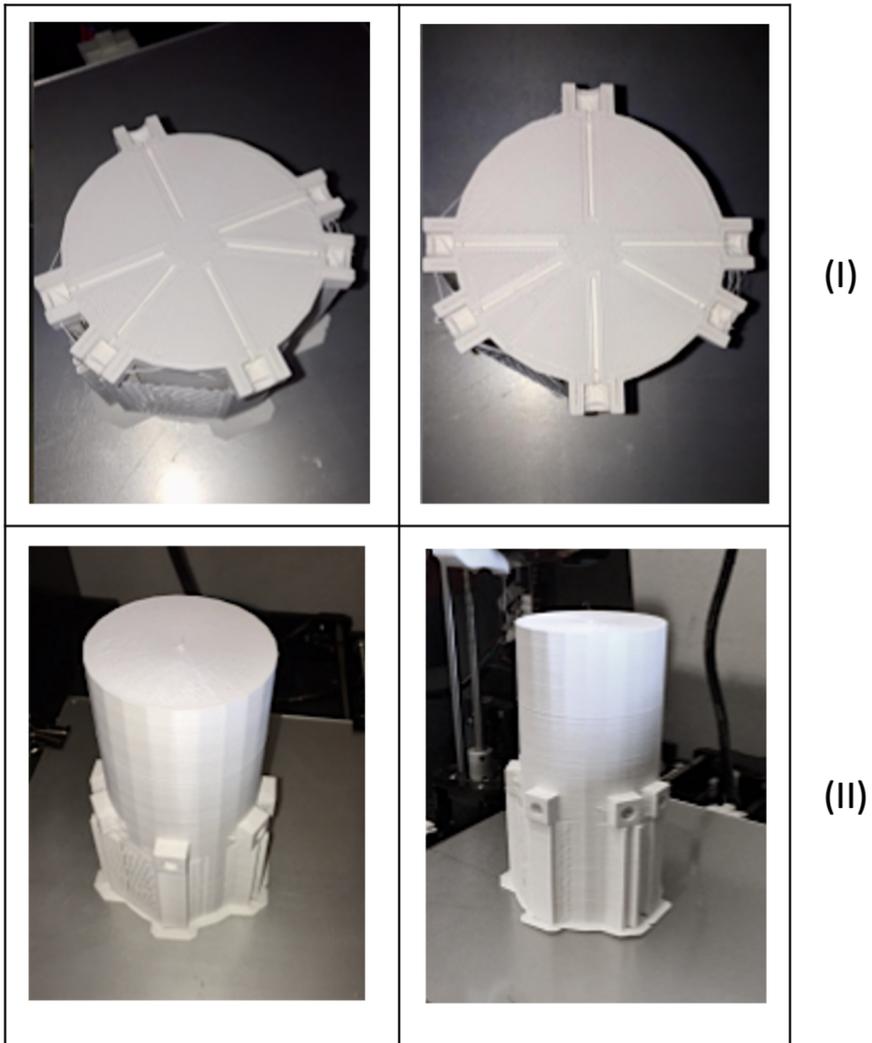


Figura 4.7: Fotografie effettuate durante la stampa con angolazioni di ripresa diverse; I) Al livello della sezione AA (Figura 4.3); II) Alla fine della stampa.

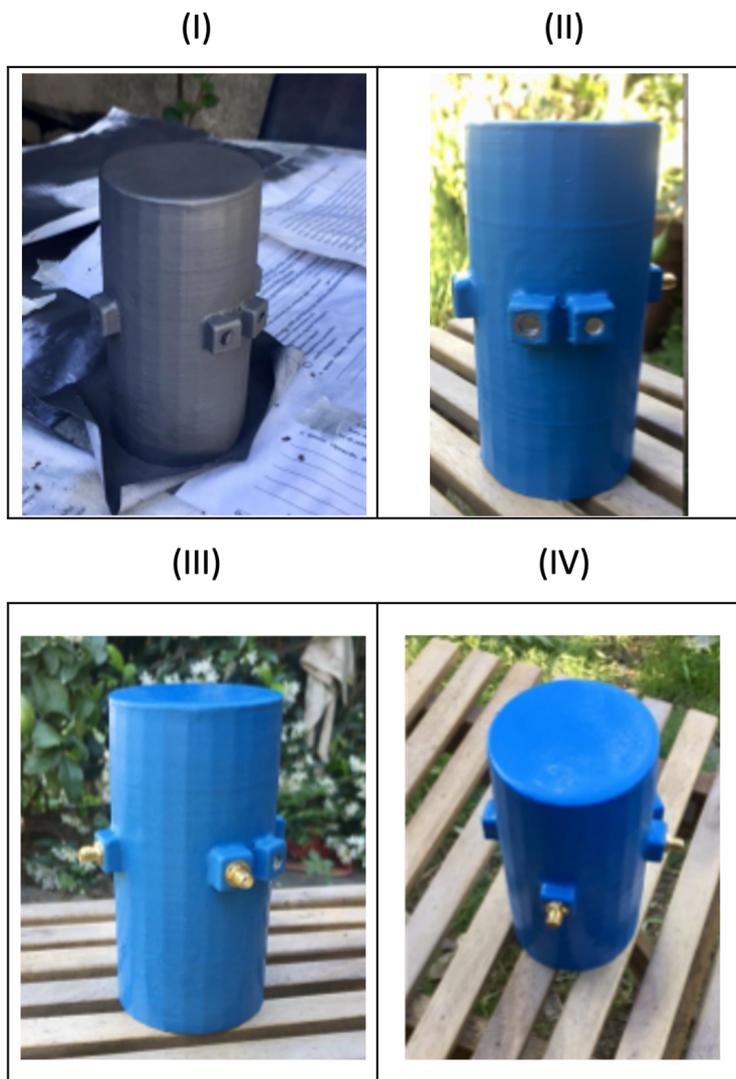


Figura 4.8: Fotografie effettuate durante la fase di verniciatura dell'antenna; I) Dopo l'applicazione di tre mani di vernice conduttiva; II) Dopo l'applicazione della vernice esterna acrilica; III) Dopo il montaggio dei feed per una prova di contatto elettrico tra feed e vernice conduttiva; IV) Come III ma d un'angolazione diversa.

4.3.1 Corrispondenza della geometria del modello simulato al prototipo in plastica stampato

La stampa del prototipo in plastica, come previsto, ha portato a dimensioni e forme sensibilmente diverse rispetto a quelle del modello modellato con il simulatore. Abbiamo riscontrato un errore dalla stampante che ha stampato ogni dimensione in eccesso: 2,27% per Wd, 2,25% per H, 1,6% per Pd). Si sono evidenziati anche difetti geometrici che abbiamo potuto ricondurre all'economicità della stampante: nonostante la calibrazione accurata, non garantisce la ripetibilità del comportamento; La forma della guida d'onda era leggermente ellittica e la distanza delle alimentazioni dal riflettore era ridotta. Non ultima l'incertezza sulle caratteristiche fisico-chimiche del materiale PLA che, in quanto essere un filamento comune e non certificato, non può garantire performance e caratteristiche professionali, soprattutto in relazione alla particolare applicazione; Tuttavia, in commercio sono disponibili filamenti più costosi con permittività dielettrica relativa certificata e nel seguito di questo testo utilizzeremo proprio uno di questi per una versione aggiornata e più performante dell'antenna stampata.

Per i motivi elencati in questo paragrafo, abbiamo seguito un processo di revisione del modello che è stato riportato alle dimensioni e alle forme reali, per capire innanzitutto se il modello stampato era ancora idoneo all'impiego e conforme alle specifiche e poi per avere una panoramica dei parametri elettromagnetici caratteristici del prototipo. Le dimensioni reali dell'antenna con nucleo in plastica costruita sono mostrate nella Tabella 4.7.

Wd [mm]	H [mm]	Pd [mm]	P. [mm]
174,67	62,4 × 64,8 (<i>elliptical</i> $D_{min} \times D_{max}$)	57,2	21,5

Tabella 4.7: Tabella che riporta le misure effettive del prototipo stampato in tre dimensioni dell'antenna a guida d'onda troncata.

4.3.2 Corrispondenza della caratterizzazione elettromagnetica del modello simulato al prototipo in plastica stampato

La misura dei parametri S in camera anecoica mostra, per entrambe le antenne, valori sensibilmente diversi da quelli simulati presentati in Figura 4.4. I risultati della misura sono presentati nella Figura 4.9 e nella Figura 4.10, dove si può notare uno spostamento verso il basso della frequenza di miglior adattamento. Per capire e confermare questa ipotesi, siamo tornati al modello simulato e agendo su un parametro geometrico alla volta, siamo andati a verificare se e quale di questi parametri (altezza dei feed, posizione del feed rispetto al riflettore posteriore, diametro della guida d'onda, caratteristiche dielettriche del PLA), avesse come effetto l'avvicinamento ad diagramma S_{11} misurato.

Per entrambe le antenne, abbiamo scoperto che la lunghezza dei feed del

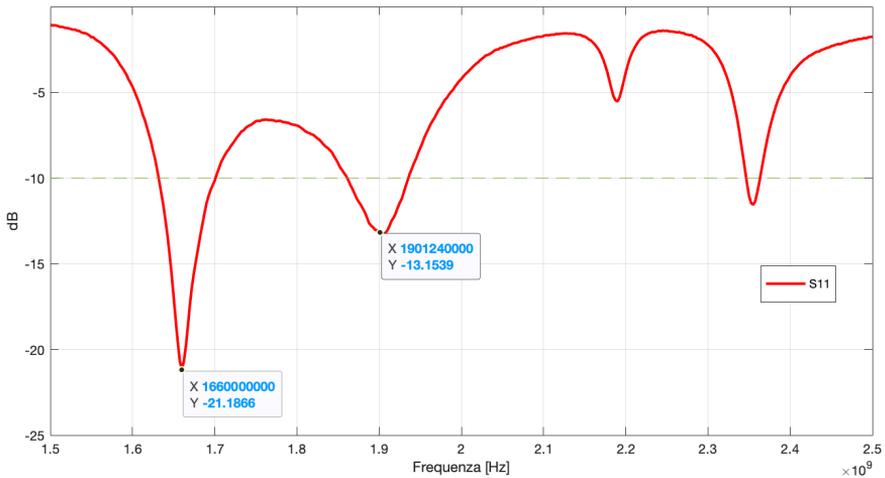


Figura 4.9: Andamento del parametro S_{11} misurato per l'antenna stampata; Si nota una traslazione della gola rappresentativa del miglior adattamento ad una frequenza inferiore.

modello deve essere aumentata di 2 mm per ottenere corrispondenza tra modello simulato e prototipo reale dei parametri S . Simulando i feed con lunghezza aumentata per l'antenna fabbricata in metallo, sono stati ottenuti valori di S_{11} equivalenti a quelli misurati, con coincidente valore minimo

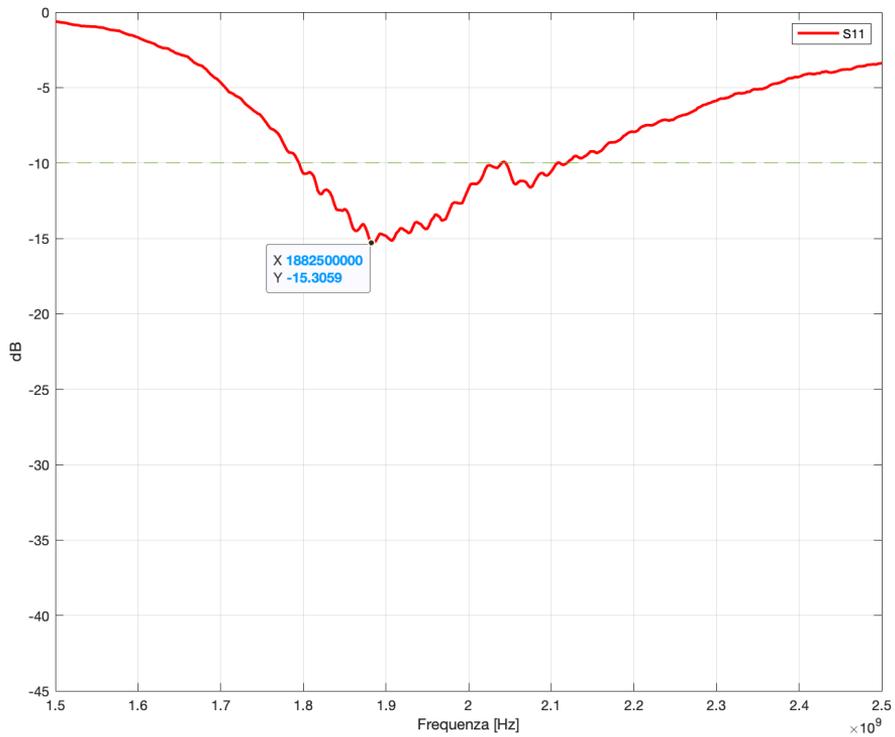


Figura 4.10: Andamento del parametro S_{11} misurato per l'antenna fabbricata in metallo; Si nota una traslazione della gola rappresentativa del miglior adattamento ad una frequenza inferiore.

nella banda (1.5,2.5) GHz. Nel diagramma simulato, il minimo si trova a 1,883 GHz, mentre il minimo misurato si trova a 1,834 GHz. Per l'antenna con nucleo in plastica, tuttavia, questa ottimizzazione non è stata sufficiente per raggiungere i valori misurati. Abbiamo dovuto esplorare altri parametri, fino ad arrivare ad intuire che il valore assunto per la permittività dielettrica $\varepsilon_r = 2,5$ del PLA, non era corretto [87]. Simulando valori crescenti della permittività dielettrica del materiale, abbiamo trovato per il valore di $\varepsilon_r = 2,875$ la miglior approssimazione del diagramma del parametro S misurato. Infatti, con questo valore di permittività, si è ottenuto il minimo del parametro a 1,665 GHz, rispetto al valore misurato di 1,66 GHz e i profili delle due curve, simulata e modellata hanno andamenti corrispondenti (Figura 4.11). La Figura 4.12 rappresenta la sovrapposizione dei risultati al simulatore e poi misurati in camera anecoica, per agevolare il confronto tra le curve.

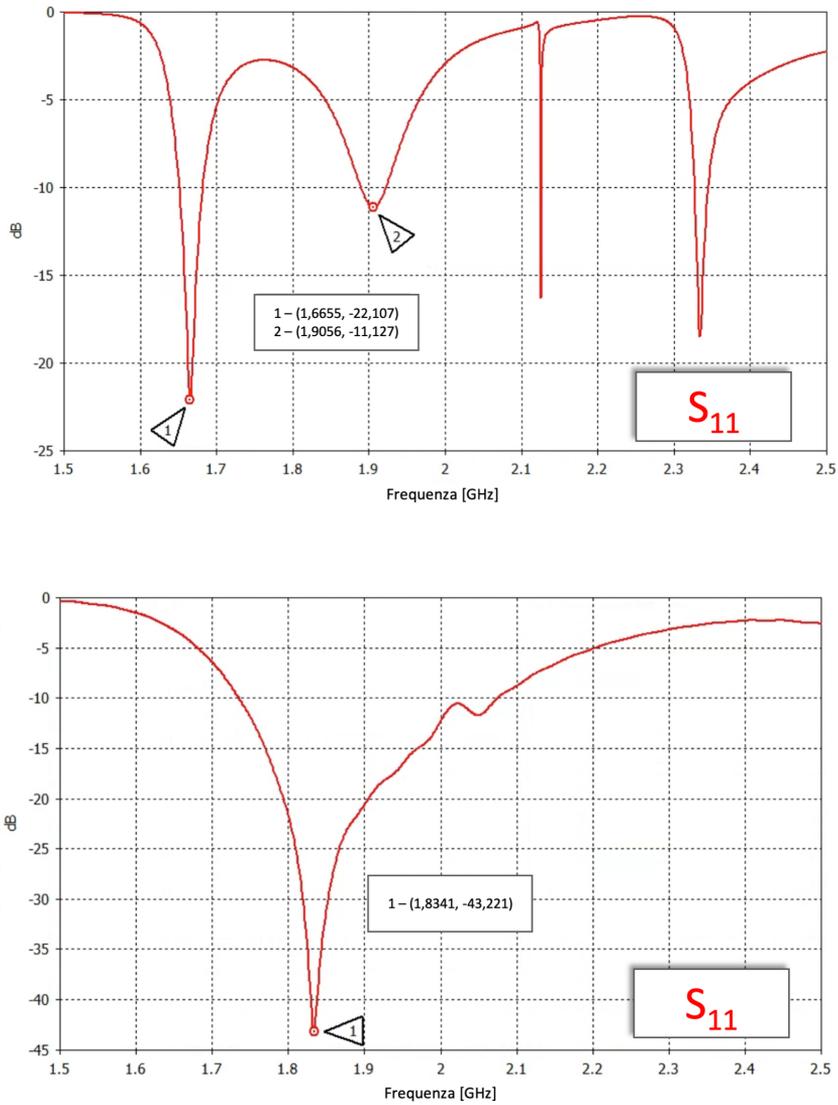


Figura 4.11: Andamento del parametro S_{11} simulato dopo la revisione del modello per l'antenna in plastica (sopra); Per l'antenna fabbricata in metallo (sotto).

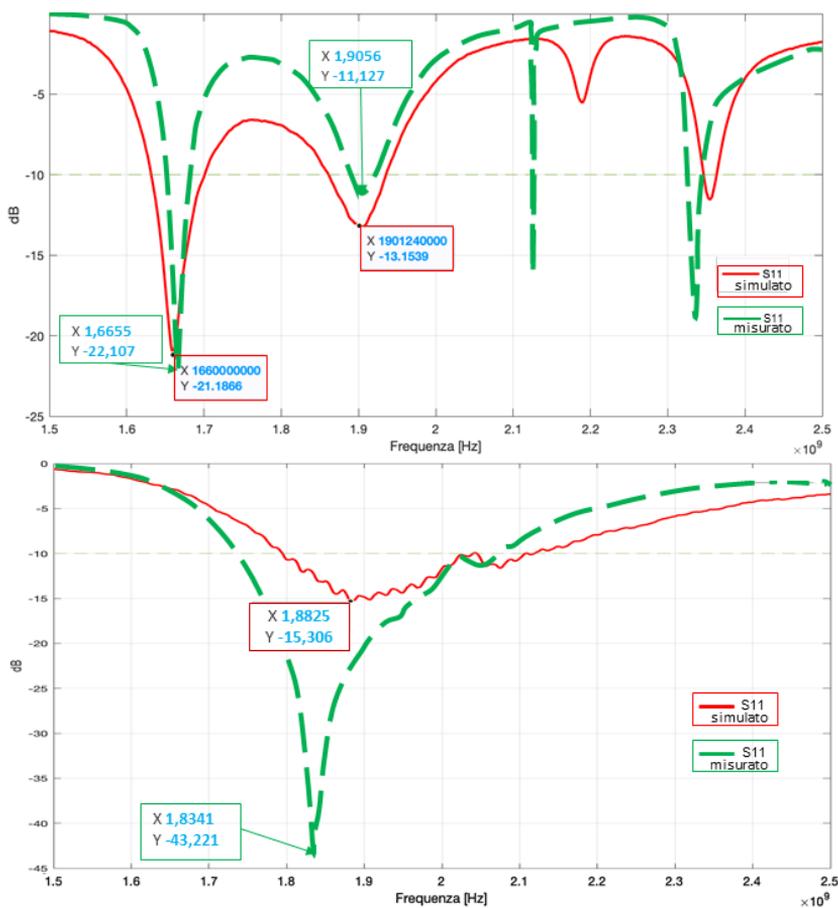


Figura 4.12: Confronto grafico del parametro S_{11} simulato e misurato dopo la revisione del modello per l'antenna in plastica (sopra); Per l'antenna fabbricata in metallo (sotto).

4.4 Caratterizzazione elettromagnetica in camera anecoica

Le due antenne costruite (Figura 4.13) sono state poi caratterizzate da un punto di vista elettromagnetico presso l'Istituto di Fisica Applicata Nello Carrara (IFAC, Sesto Fiorentino - Firenze, Italia).

Per ogni prototipo, sono stati misurati i parametri S utilizzando l'analizzatore di rete Keysight N9914A (Keysight Technologies, Santa Rosa, CA, USA). Si è proceduto installando l'antenna all'interno della camera anecoica presso l'Istituto, posizionandola su un apposito piatto rotante, utilizzando un supporto a bassa riflettività. Ad una distanza di 1 m, è stata posta l'antenna di riferimento, un modello di tipo a tromba ridged, posizionata alla stessa altezza da terra dell'antenna in esame, con polarizzazione prima parallela, poi ortogonale (Figura 4.14). Lo schema a blocchi in Figura 4.15 descrive le interconnessioni tra i dispositivi.

Il tavolo di supporto è stato ruotato in passi angolari definiti e ad ogni intervallo sono stati acquisiti i valori dei parametri S per l'intero spettro esaminato. La stessa procedura è stata eseguita per ciascuno dei due feed installati sull'antenna. Facendo riferimento alle porte indicate in Figura 4.15, il diagramma di radiazione è rappresentato con il parametro S_{21} . Successivamente, trattandosi di un'antenna RADAR che misura una figura di interferenza, con i due feed installati, è stato stimato il valore dell'accoppiamento diretto, che in termini olografici, rappresenta il raggio di riferimento per la generazione dell'ologramma; Orientando l'antenna RADAR verso lo spazio aperto, il parametro S_{21} misurato è rappresentativo della sola parte del segnale trasmesso che è accoppiato al feed ricevente, senza aggiungere il contributo del segnale ricevuto da una riflessione esterna all'antenna.

4.5 Risultati

4.5.1 Risultati ottenuti in camera anecoica



Figura 4.13: Fotografie delle antenne fabbricate con indicate le dimensioni principali; A sinistra l'antenna costruita in officina meccanica con la cavità riempita di aria, a destra l'antenna stampata in tre dimensioni.



Figura 4.14: Fotografia della camera anecoica con le due antenne. A sinistra l'antenna a tromba con caratteristiche elettromagnetiche note e certificate, a destra l'antenna in prova.

Figura 4.18,4.19 rappresenta i diagrammi di radiazione delle antenne. Tutti i diagrammi sono stati misurati per l'intervallo angolare di 0° – 180° e ribaltati per l'intervallo 181° – 359° .

La tabella 4.8 riporta i principali parametri della radiazione. L'intensità della radiazione è di circa 3 dB inferiore nel caso dell'antenna con nucleo in plastica. L'apertura del lobo principale è maggiore nell'antenna con nucleo in plastica, fatto questo preferibile per acquisizioni basate sul concetto di RADAR ad apertura sintetica. La forma della radiazione di entrambe le antenne era coerente con i diagrammi delle antenne a guida d'onda circolare troncata standard, alimentazione singola.

4.6 Esperimenti

Per utilizzare le antenne sul dispositivo di scansione di telerilevamento, è stato progettato uno speciale supporto di montaggio sul sistema di movimentazione meccanica a tre assi utilizzando CAD/CAM (Computer-Aided Design, Computer-Aided Modelling) e stampa 3D (Figura 4.20a). Il radar olografico, costituito da antenna, elettronica di controllo e interfaccia e si-

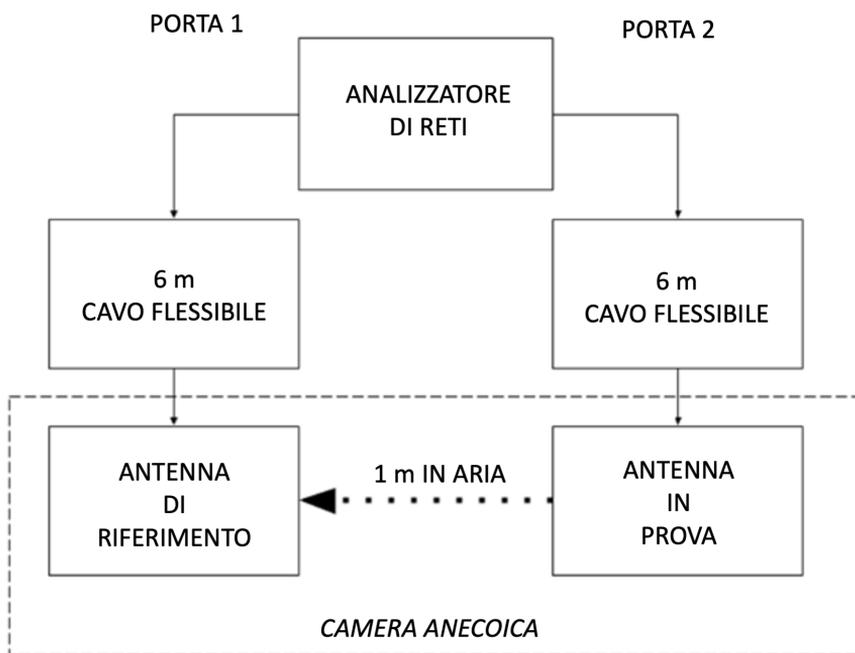


Figura 4.15: Schema a blocchi dell'esperimento di misura dei parametri S delle antenne fabbricate.

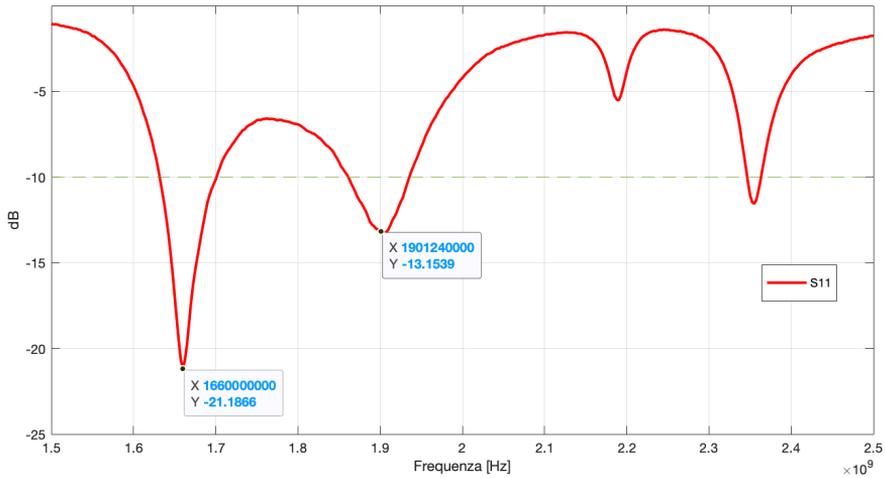


Figura 4.16: Andamento del parametro S_{11} misurato per l'antenna stampata; Si nota una traslazione della gola rappresentativa del miglior adattamento ad una frequenza inferiore.

Antenna / Polarizzazione	Intensità del lobo principale	Direzione del lobo principale	Apertura lobo principale	Attenuazione lobo secondario
Antenna stampata / Parallela	6,18 dBi	0°	98°	-0,6 dB
Antenna stampata / Ortogonale	5,05 dBi	0°	102°	-4,13 dB
Antenna fabbricata / Parallela	10,63 dBi	0°	70°	-6,32 dB
Antenna fabbricata / Ortogonale	8,72 dBi	1°	86°	-8,55 dB

Tabella 4.8: Tabella che riporta i principali valori relativi alle caratteristiche di radiazione rilevati dalla misura dei modelli delle due antenne fabbricate alla frequenza di 2 GHz.

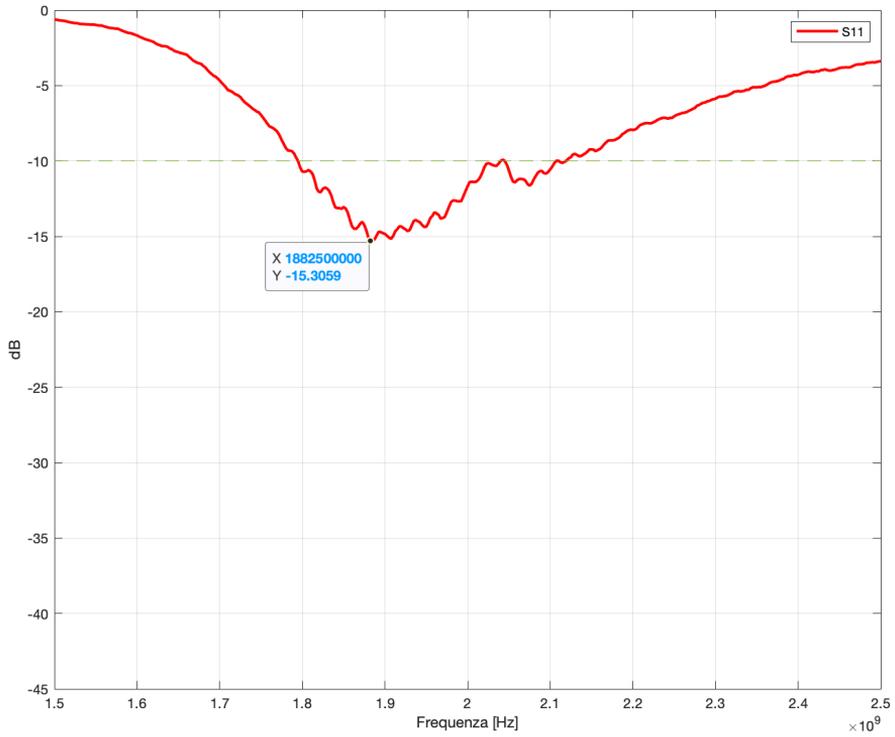


Figura 4.17: Andamento del parametro S_{11} misurato per l'antenna fabbricata in metallo; Si nota una traslazione della gola rappresentativa del miglior adattamento ad una frequenza inferiore.

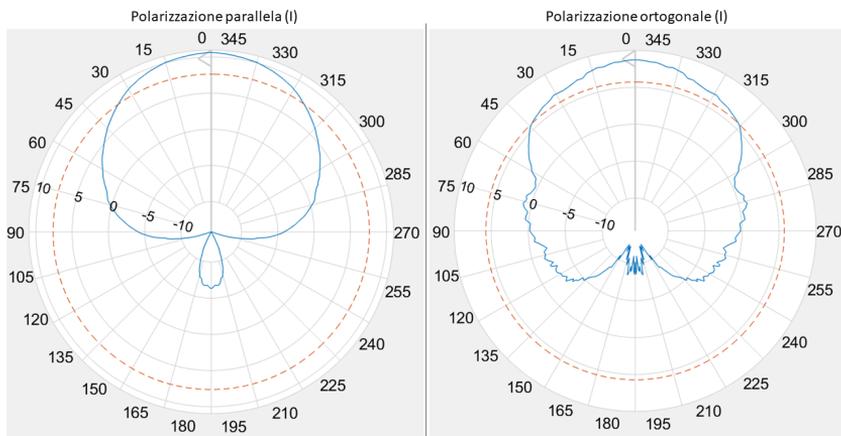


Figura 4.18: Diagrammi di radiazione per due polarizzazioni: parallela (I); Ortogonale (II), dell'antenna fabbricata in metallo.

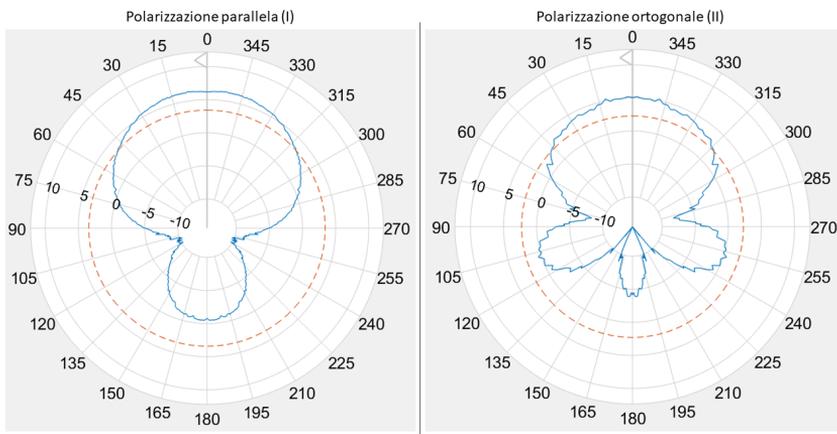


Figura 4.19: Diagrammi di radiazione per due polarizzazioni: parallela (I); Ortogonale (II), dell'antenna stampata in plastica.

stema di movimentazione meccanica, è stato installato sul sistema robotico "Ugo 1st" (Figura 4.20b).

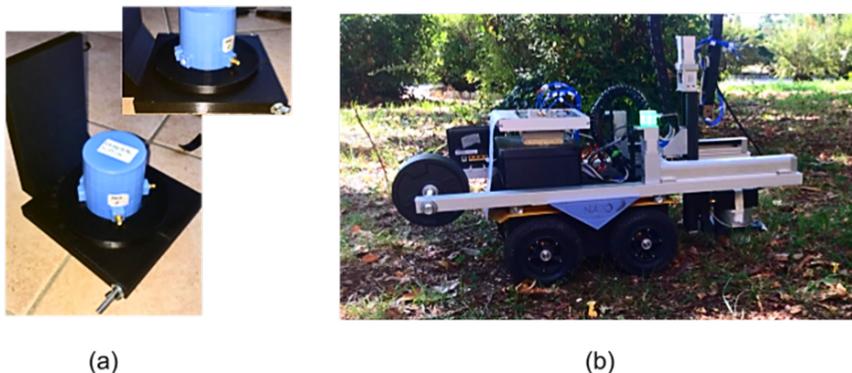


Figura 4.20: Il sistema di scansione completo montato su una piattaforma robotica controllata a distanza (robot "Ugo 1st"): (a) adattatore stampato in 3D per l'installazione dell'antenna radar stampata in 3D e l'antenna fabbricata in metallo, mantenendole alla stessa distanza dal suolo; (b) Sistema robotico "Ugo 1st con RADAR olografico montato nel campo di prova allestito nel giardino della Scuola di Ingegneria dell'Università di Firenze, Italia.

Il processo di acquisizione richiede circa tre minuti per ottenere un'immagine di dati grezzi composti da 1984 pixel. I dati raccolti vengono elaborati in tempo reale e visualizzati sul monitor del software di controllo, sviluppato in linguaggio Python come interfaccia web.

Inizialmente sono stati effettuati esperimenti in laboratorio con un oggetto a terra. In questo modo abbiamo potuto effettuare una prima verifica sperimentale del comportamento delle due antenne. Le acquisizioni mostrano dinamiche comparabili, rappresentate in termini di livelli di grigio. La forma e le dimensioni dei bersagli sono rilevabili anche quando il bersaglio ha un profilo complesso, come il caso di un quadrato di metallo perforato.

Successivamente abbiamo effettuato una sessione di acquisizioni condotte sul campo di prova esterno e sono realizzate per simulare un contesto operativo il più possibile simile ad un vero campo minato. Sepolto nel terreno, profondo circa 3 cm, è presente un simulante di mina antiuomo con caratteristiche elettromagnetiche equivalenti a quelle delle vere mine. In questo ambiente, la lettura delle immagini acquisite con il sistema di imaging è più

complessa, in quanto vi sono molti effetti degradanti del segnale che riducono notevolmente il rapporto Segnale-Rumore: la riflessione della superficie del suolo e la sua irregolarità superficiale, che è di dimensioni comparabili con la lunghezza d'onda del segnale radar, generano fenomeni di diffrazione. Inoltre, come esposto all'inizio di questo testo, il suolo, è un mezzo di propagazione altamente dispersivo e determina una forte attenuazione del segnale [7, 21, 54]. Ciascuna acquisizione è riportata in termini di componenti in fase (I) e in quadratura (Q) [35] e le immagini rappresentano una scala di colori a livello di grigio. La conoscenza delle componenti I e Q permette l'applicazione successiva della tecnica olografica digitale, che permette la ricostruzione dell'immagine degli oggetti riflettenti (ovvero la distribuzione delle discontinuità dielettriche) su un piano parallelo al piano di scansione e ad una distanza desiderata da esso e quindi la ricostruzione, ove l'informazione è disponibile, di la scena tridimensionale. Le non idealità delle antenne, come l'estensione non puntiforme dell'apertura che modifica la sensibilità dell'antenna in relazione alla distanza dal suo asse principale e la divergenza del fascio, possono essere modellate attraverso un algoritmo matematico.

Acquisizioni in laboratorio

La prima parte delle acquisizioni è stata eseguita nel laboratorio che garantisce un maggior controllo dei fattori ambientali, essendo al chiuso. Il sistema robotico è stato posizionato su un pavimento in terracotta e un bersaglio è stato posizionato sulla superficie del pavimento. Sono stati scelti due oggetti da acquisire (target): uno di plastica, una scatola di caramelle circolare di $78 \times 20 \text{ mm}^2$ (D \times h), mostrato nella Figura 4.21a, che abbiamo definito come target "A", e un target di metallo quadrato, con dimensioni di $130 \times 130 \times 10 \text{ mm}^3$ e fori di diverso diametro, mostrato in Figura 4.21b, che abbiamo definito target "B". La Figura 4.22 e la Figura 4.23, rispettivamente, rappresentano le acquisizioni dei bersagli A e B con l'antenna con nucleo in plastica e l'antenna con nucleo vuoto. Per tutte le acquisizioni, l'apertura dell'antenna che si trova sul piano di scansione è stata posta a 30 mm da terra, che è immediatamente dopo la distanza di campo vicino reattivo della radiazione dell'antenna (pari a circa 24 mm). Abbiamo eseguito acquisizioni per quattro frequenze (1.63, 1.66, 1.85, 1.90 GHz per l'antenna con nucleo in plastica e 1.80, 1.85, 1.90, 2.00 GHz per l'antenna con nucleo vuoto) scelte più vicine ai picchi minimi del parametro S_{11} . Le immagini riportano in alto la frequenza di acquisizione.



Figura 4.21: Bersagli utilizzati per la scansione con il RADAR a microonde per immagini. (a) Bersaglio A: una scatola di plastica $78 \times 20 \text{ mm}^2$ (D \times h) ; (b) Bersaglio B: un pezzo d'acciaio quadrato di $130 \times 130 \times 10 \text{ mm}^3$ con alcuni fori.

Acquisizioni all'aperto su simulante di mina sepolto

Per evidenziare il comportamento del sistema di scansione per la generazione di immagini a microonde in condizioni reali, vengono riportate le acquisizioni di un oggetto sepolto da oltre dodici mesi nel giardino della Facoltà di Ingegneria di Firenze. Questo oggetto è un simulante di mina antiuomo PMN-4 con caratteristiche di forma, dimensioni e proprietà dielettriche equivalenti ad un ordigno reale. L'oggetto è stato inizialmente sepolto a 30 mm di profondità per simulare la posizione di una mina di tipo metallico. Le immagini sono state catturate in condizioni di terreno asciutto, con una temperatura esterna di 27 °C. La Figura 4.24 mostra le acquisizioni dalle due antenne con il piano di scansione posizionato a 30 mm dal piano terra. Gli effetti dell'attenuazione introdotta dal suolo sono ben visibili in termini di ridotta dinamica delle immagini (in questo caso si tratta principalmente di terreno argilloso). Lo scopo di questo studio non è stato quello di evidenziare i fenomeni attenuativi che si verificano a causa dell'interazione tra suolo e microonde; tuttavia, si evidenzia come la disomogeneità del mezzo, la riflettività dell'interfaccia aria-suolo e l'umidità del suolo sulla superficie, che sono tutti parametri variabili e non predeterminabili, influiscano sulla qualità

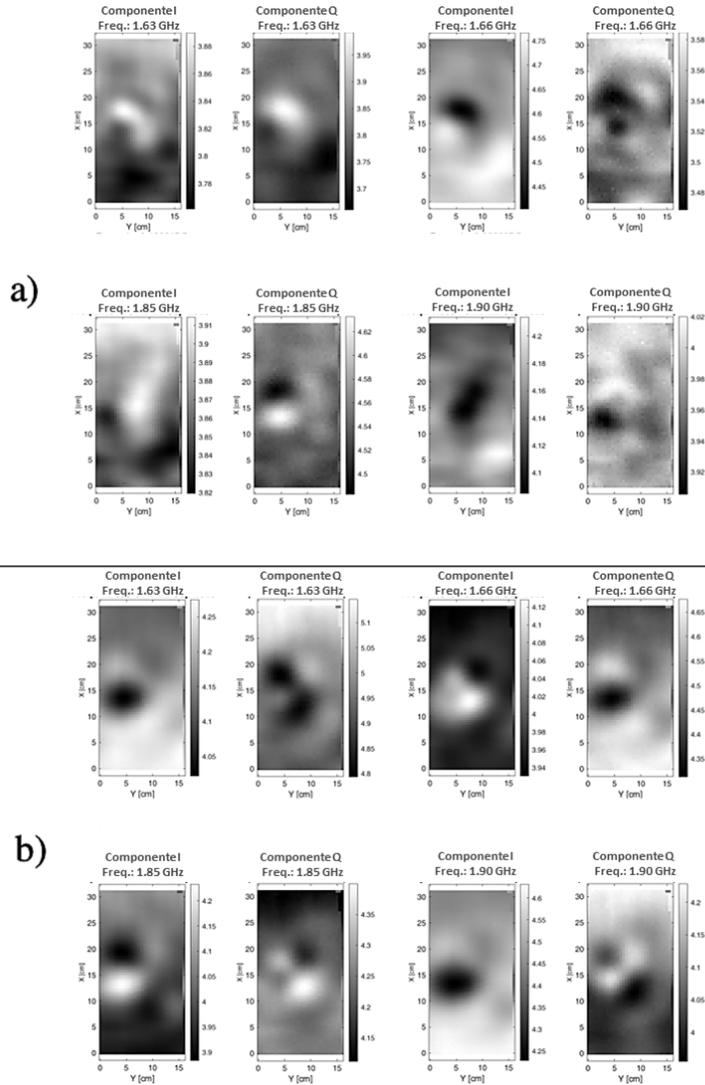


Figura 4.22: Immagini del bersaglio A ad un'altezza di 30 mm da terra. Acquisizioni alle frequenze: 1.63, 1.66, 1.85, 1.90 GHz, per l'antenna con nucleo in plastica (a) e 1.80, 1.85, 1.90, 2.00 GHz per l'antenna con nucleo vuoto (b). Le immagini riportano la frequenza di acquisizione in alto e l'ampiezza del segnale dinamica (in Volt) nella scala di grigi.

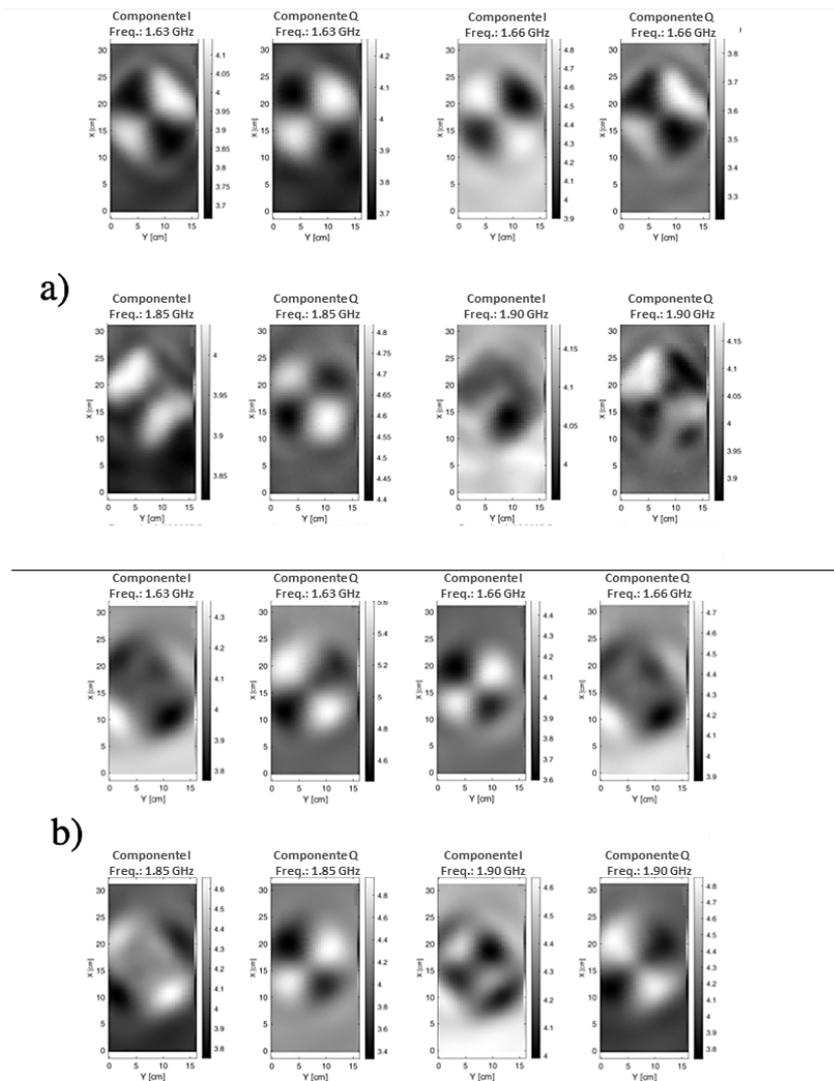


Figura 4.23: Immagini del bersaglio B ad un'altezza di 30 mm da terra. Acquisizioni alle frequenze: 1.63, 1.66, 1.85, 1.90 GHz, per l'antenna con nucleo in plastica (a) e 1.80, 1.85, 1.90, 2.00 GHz per l'antenna con nucleo vuoto (b). Le immagini riportano la frequenza di acquisizione in alto e l'ampiezza del segnale dinamica nella scala di grigi.

delle immagini scansionate.

4.6.1 Discussione dei risultati

Revisione dei parametri geometrici del modello simulato dell'antenna in plastica

Quello che si osserva con la misura dei parametri S è che l'antenna con nucleo in plastica ha un comportamento in frequenza diverso da quella simulata. Per questo motivo abbiamo studiato e modificato i parametri di simulazione per far combaciare la simulazione del parametro S_{11} dell'antenna con quello misurato. Per prima cosa ci siamo concentrati sulla particolare costruzione dell'antenna con nucleo in plastica, focalizzando la nostra riflessione sulla permittività dielettrica scelta in fase di modellazione pari a $\varepsilon_r = 2,5$ per il materiale plastico [87]. Poi, per valutare quali parametri hanno causato il diverso andamento di S_{11} , abbiamo agito sulla lunghezza dei feed attraverso un processo di simulazione reiterativo. Per entrambe le antenne, abbiamo riscontrato la lunghezza del feed nel simulatore doveva essere ridotta di 2 mm. Per l'antenna a cavità vuota si sono ottenuti valori di perdita di ritorno equivalenti a quelli misurati e la coincidenza dei valori dei minimi del diagramma nella banda (1.5,2.5) GHz. La discordanza risulta piccola: il minimo si trova a 1,834 GHz, mentre il minimo misurato si trova a 1,882 GHz. Per l'antenna con nucleo in plastica, tuttavia, questa ottimizzazione non è stata sufficiente per raggiungere i valori misurati. Simulando valori di permittività dielettrica crescenti per il PLA, siamo arrivati ad individuare un valore di $\varepsilon_r = 2,875$, che ha approssimato accuratamente il diagramma costruito dalle misurazioni nella camera anecoica. Applicando questo valore si è ottenuto un valore minimo simulato del parametro S pari a 1,665 GHz. Il valore minimo misurato si trovava a 1,66 GHz e i profili della curva del valore simulato e misurato sono in accordo.

Per entrambe le antenne, le misurazioni hanno mostrato un leggero aumento, circa 1 dB nella direzione di radiazione principale, mentre l'antenna metallica ha mostrato un livello di ridotta attenuazione dei lobi di radiazione secondaria in polarizzazione ortogonale e parallela (rispettivamente, circa -5 dB e -9 dB) rispetto al modello simulato. Lo stesso si può osservare per la sola polarizzazione parallela per l'antenna stampata, che presenta una ridotta attenuazione del lobo secondario di circa -3 dB. Ciò potrebbe essere legato all'utilizzo di una vernice conduttiva non sufficientemente conduttiva o co-

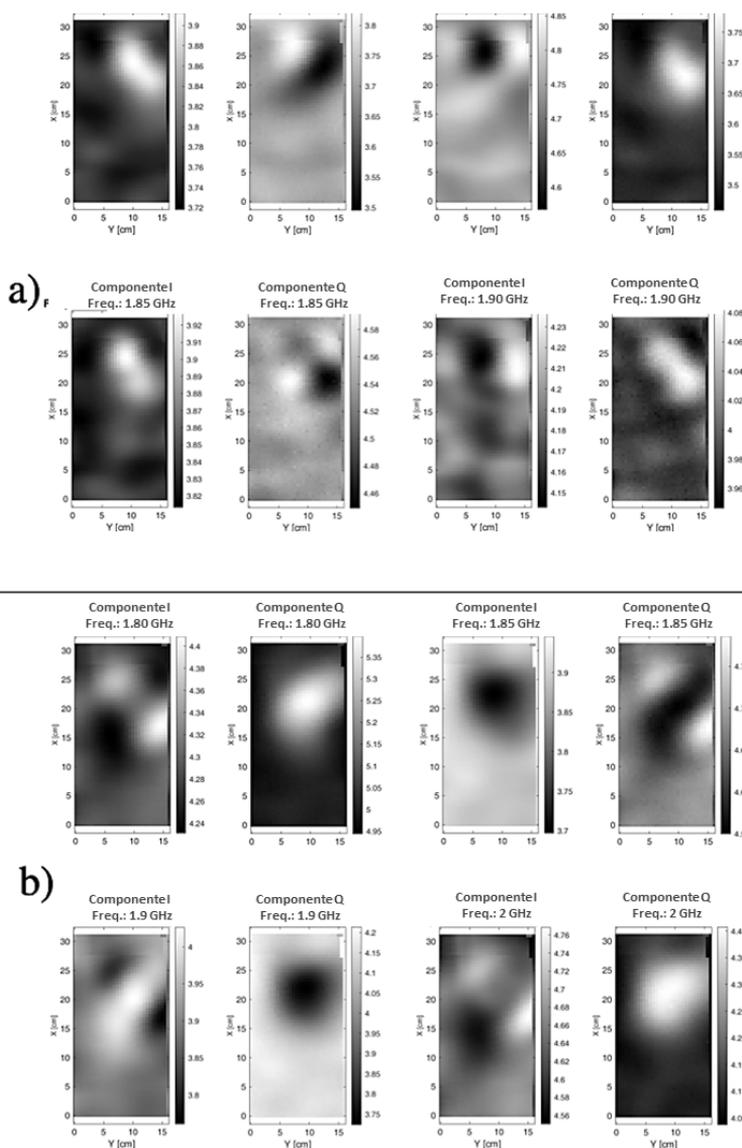


Figura 4.24: Immagini di simulante di mina antiuomo (di tipo PMN-4), sepolta nel terreno da oltre dodici mesi, con antenna a un'altezza di 30 mm da terra. Acquisizioni alle frequenze: 1.63, 1.66, 1.85, 1.90 GHz, per l'antenna con nucleo in plastica (a) e 1.80, 1.85, 1.90, 2.00 GHz per l'antenna con nucleo vuoto (b). Le immagini riportano la frequenza di acquisizione in alto e l'ampiezza (in Volt) del segnale dinamica nella scala di grigi.

munque di spessore insufficiente.

Nelle prove sul campo (con riferimento alla Figura 4.23), confrontando le immagini della componente I alla frequenza di centro banda delle due antenne (1,66 GHz per l'antenna con cavità in plastica e 1,99 GHz per il cavità in aria) la dinamica è di 0,4 V per il metallo, 0,36 V per quella di plastica. Con riferimento al target metallico (Figura 4.23), sempre alla frequenza centrale della banda per ciascuna antenna, la dinamica dell'immagine plastica dell'antenna ha un valore di 0,97 V mentre il nucleo vuoto di 0,65 V. Stesso confronto con la scansione in il suolo naturale, sul simulante di mine antiuomo, mostra un valore di 0,29 V per l'antenna con nucleo in plastica dinamica e 0,20 V per l'antenna con nucleo vuoto.

4.7 Conclusioni

Questo capitolo descrive il processo di progetto e fabbricazione di due antenne. Una, realizzata con tecniche di produzione tradizionali, con cavità contenente aria, utilizzata come riferimento e una con cavità riempita in materiale plastico e stampata con la stampa tridimensionale. Si esaminano le prestazioni delle due antenne nell'intorno della frequenza operativa tipica di 2 GHz, sia da un punto di vista elettromagnetico, sia nell'impiego sul campo per acquisizioni RADAR. Grazie al materiale stampabile che possiede maggiore permittività dielettrica ell'aria, abbiamo realizzato un'antenna con diametro ridotto di oltre il 53%, il che la rende più adatta a sfruttare maggiormente l'area di scansione della piattaforma robotica, ma anche permette maggior agilità di movimentazione quando montata sull'estremità di un'asta di uno scanner portatile, simile a un metal detector. La misurazione nella camera anecoica ha mostrato che l'antenna con nucleo vuoto ha una banda a $-10 \text{ dB} > 300 \text{ MHz}$ ispetto all'antenna HSR originale e che l'antenna con nucleo in plastica ha una banda $> 150 \text{ MHz}$ sempre rispetto all'antenna del RADAR olografico sub-superficiale da cui siamo partiti. L'antenna con nucleo in plastica ha una potenza irradiata del lobo principale ridotta di circa -5 dB e un angolo di apertura maggiore del lobo principale di 40° . La ridotta potenza irradiata, in condizioni operative ravvicinate, non ha un impatto significativo sulle informazioni contenute nelle immagini. Il confronto delle immagini acquisite, di target rappresentativi, potrebbe essere condotto sulla base di aspetti quantitativi e qualitativi. Nelle acquisizioni sia in ambiente controllato che nei test sul campo, la morfologia degli og-

getti registrati era chiaramente distinguibile e il rapporto segnale/rumore era comparabile tra le due antenne. Nelle sperimentazioni in campo esterno, all'aperto, non sono stati osservati effetti di disturbo sulle immagini, dovuti alla presenza di materiale naturale sulla superficie del suolo (foglie, erba, sassi, ecc.). In conclusione, in questo capitolo abbiamo condotto un primo passo verso la valutazione della possibilità di applicare questa tecnologia. Osservando i risultati, abbiamo scoperto che il processo di stampa 3D potrebbe essere utilizzato per produrre antenne più compatte che sono facilmente adattabili a diverse applicazioni di telerilevamento. La tecnologia di stampa a filamento ci consente di creare geometrie complesse, con relativa semplicità di modifica e ottimizzazione, al fine di ottenere antenne facilmente personalizzabili per applicazioni specifiche. Questo approccio, quando applicato a un metodo di generazione di immagini su piattaforme robotiche o con strumenti portatili, può semplificare l'integrazione di più componenti del sistema (l'alloggiamento per l'elettronica front-end a radiofrequenza ma anche altri sensori, supporti di movimentazione, ecc.). Inoltre, l'assenza di parti assemblate nelle antenne a guida d'onda in plastica metallizzata garantisce una migliore resistenza meccanica, rendendole robuste nei confronti delle sollecitazioni meccaniche, inevitabili nell'uso sul campo. I risultati incoraggianti ci consentono di pensare ai prossimi passi per sfruttare ulteriormente le proprietà dei materiali plastici stampabili: la disponibilità di filamenti di materiali compositi per la stampa 3D, realizzati appositamente per l'uso in applicazioni a radiofrequenza con permittività dielettrica certificata elevata (fino a 12), consente, ad esempio, lo sviluppo di prototipi più piccoli e leggeri (che variano in base alla densità del materiale). La tecnologia costruttiva tridimensionale può permetterci di realizzare modelli adattati a diversi dispositivi di telerilevamento che possono essere continuamente migliorati e diffusi anche in aree geografiche con limitate risorse tecnologiche ed economiche.

Capitolo 5

Antenna stampata in 3D di seconda generazione con schermo elettromagnetico integrato

Questo capitolo descrive il progetto e la costruzione di una nuova antenna realizzata con la stampa 3D. La nuova antenna viene progettata cogliendo l'esperienza fatta con il primo prototipo descritto nel capitolo 4. Inoltre, per migliorare il rapporto segnale-rumore viene descritta la progettazione e la realizzazione di una struttura di schermo elettromagnetico, anch'essa realizzata in tecnologia di stampa tridimensionale. Il capitolo si conclude con la presentazione dei risultati ottenuti.

5.1 Introduzione

L'esperienza di progettazione e realizzazione di una antenna a guida d'onda troncata, completamente realizzata in plastica solida con la tecnologia di stampa tridimensionale, ha mostrato risultati incoraggianti. Il contrasto delle immagini, rispetto alle scansioni degli stessi oggetti in aria, fatti con un'antenna fabbricata tradizionalmente con cavità riempita con aria, risulta equivalente se non migliore. Le misure effettuate sull'antenna a cavità in plastica hanno però confermato una radiazione nella direzione posteriore e laterale, sensibilmente maggiore di quella posseduta dall'antenna in aria.

Questo incremento di energia irradiata posteriormente e lateralmente è determinato dalla vernice conduttiva utilizzata per formare la parte conduttiva della guida. Due mani della vernice impiegata ($50\mu\text{m}$), a 2 GHz, hanno un potere attenuante di -57 dB, rispetto ad uno schermo in alluminio di pari spessore di oltre -97 dB. L'effetto dell'incremento di radiazione in direzioni indesiderate, oltre a ridurre l'energia irradiata nella direzione voluta, di aumentare la sensibilità del radar nei confronti delle strutture metalliche che circondano l'area di scansione: il sistema di movimentazione meccanico e la parte frontale del robot "Ugo 1st".

In questo capitolo mostrerò come inizialmente ho cercato di controllare la radiazione dell'antenna, riducendone l'interazione elettromagnetica con le strutture metalliche in prossimità, poi, decidendo di realizzare un nuovo prototipo di antenna.

5.2 Schermo elettromagnetico

La Figura 5.1, mostra una scansione di un target plastico, costituito da una scatola di caramelle, priva del contenuto, di 7,5 cm di diametro. Gli effetti dell'interazione tra l'antenna in plastica e le parti di metallo del sistema di scansione robotico si manifestano sull'immagine sotto forma di aree più chiare. In particolare sono evidenziabili due tipi di riflessioni: la riflessione delle barre metalliche del sistema di movimentazione dell'antenna (riquadri tratteggiati in azzurro), visibili per l'intera altezza dell'immagine a sinistra e a destra e la riflessione della parte frontale del robot Jackal, che si manifesta con delle fasce chiare parallele orizzontali sull'immagine (riquadri tratteggiati in arancio).

Per contenere la radiazione laterale e posteriore ho sperimentato, tramite modellazione, quali soluzioni fossero adottabili senza modifiche sostanziali al progetto. Tra le opzioni valutate con la simulazione, una delle più efficaci è risultata essere la modellazione di una parete metallica solida sagomata forma di parallelepipedo e aperta dal lato dell'apertura dell'antenna. Dalla relazione 5.1

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \sigma \mu}} \quad (5.1)$$

a 2 GHz, risulta un profondità di penetrazione per effetto pelle pari a $0,14\mu\text{m}$. Lo schermo è stato modellato simulando un foglio di ferro con uno spessore pari a 0,5 mm, pari allo spessore della maglia metallica con la quale è stato poi fisicamente realizzato lo schermo. E' stata scelta una maglia

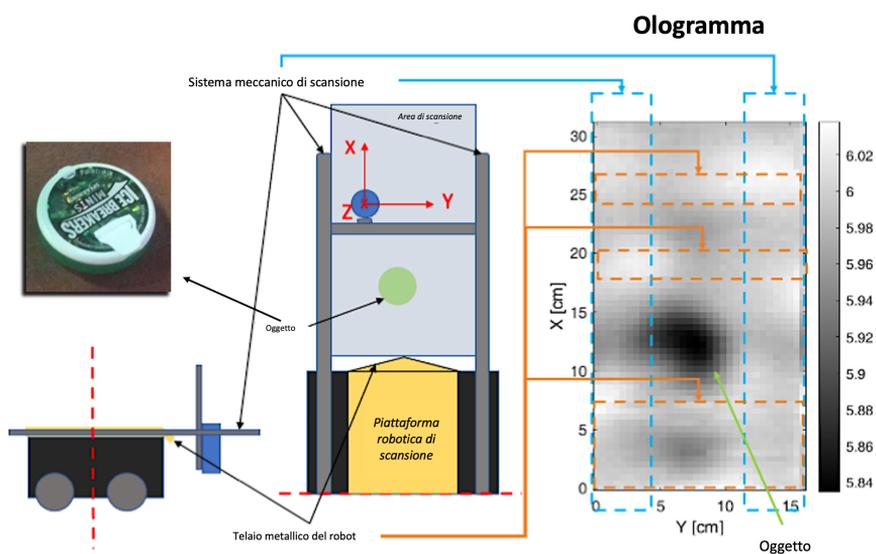


Figura 5.1: Illustrazione che rappresenta i fenomeni di disturbo sulle immagini RADAR dovuti all'interazione elettromagnetica tra l'antenna RADAR e le strutture metalliche che le sono vicine. La scansione riguarda un target plastico di 7,5 cm di diametro in aria.

metallica anziché una parete solida perché più facilmente lavorabile. La maglia presenta dimensioni di trama (quadrata) di circa tre millimetri di lato, abbondantemente inferiori alla massima dimensione delle aperture nello schermo prima di ridurne l'efficacia, inferiori ad un decimo della lunghezza d'onda (pari, in aria a 2 GHz, a 15 cm). La simulazione è stata fatta in più passi, variando la dimensione della gabbia, partendo da uno schermo a contatto con guida d'onda e andando ad incrementare i lati di base. L'altezza dello schermo invece nella simulazione è stata mantenuta fissa e pari alla lunghezza dell'antenna sommata all'altezza del contenitore dell'elettronica di controllo. Dalla simulazione non sono emerse, nell'intervallo di dimensioni considerato (60 mm - 210 mm) significative modifiche sugli effetti di schermo.

La Figura 5.3 illustra un primo esperimento, realizzato per cercare conferme a quanto ottenuto dal calcolatore. Nell'esperimento lo schermo viene realizzato con una maglia metallica con passo di 3 mm, in ferro, che viene sagomata in modo da poter essere montata agevolmente intorno all'antenna quando installata sul sistema robotico. La gabbia viene collegata al potenziale di riferimento di tutto il sistema e viene ripetuta, in identiche condizioni, la scansione di Figura 5.1. L'immagine che viene registrata da questo esperimento risulta essere sorprendentemente più contrastata. Scompaiono le aree chiare dovute alle riflessioni e interazioni elettromagnetiche con il metallo vicino all'antenna e l'incremento di dinamica, riportato in basso nella figura, consente di osservare particolari non visibili nella scansione senza schermo, come il bordo del letto di prova.

Seguono altri esperimenti di conferma, che ci inducono, insieme ad altre considerazioni che farò nel prossimo paragrafo, a realizzare un nuovo prototipo di antenna RADAR, progettandolo già con la struttura di schermo integrata nell'antenna.

5.3 Antenna 2.0

5.3.1 Progetto e simulazione

Dall'esperienza fatta risulta che realizzare l'antenna per il radar in plastica, utilizzando la stampa 3D è possibile. Emerge che alcuni parametri di progetto hanno un peso rilevante sulle prestazioni del prototipo e che possono essere modificati per migliorare ulteriormente il risultato. In particolare, ri-

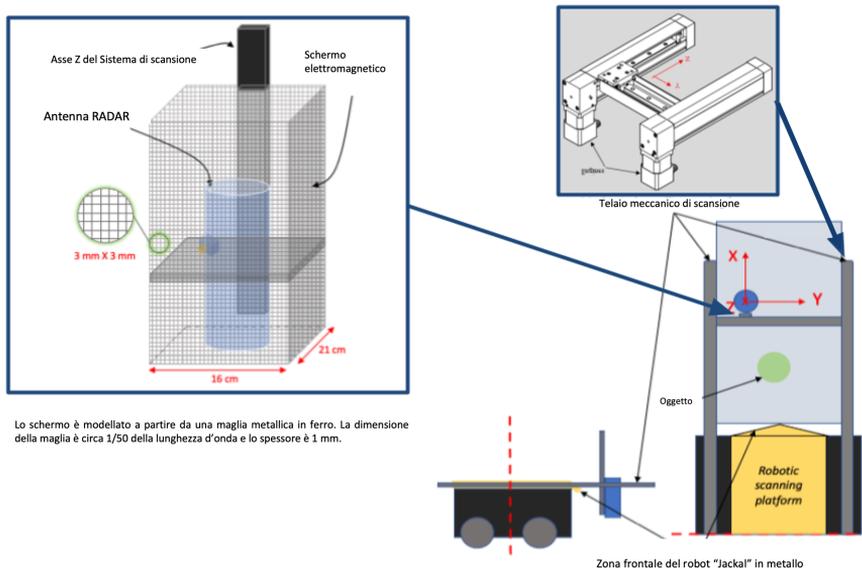


Figura 5.2: Illustrazione dell'allestimento sperimentale per validare l'efficacia dello schermo elettromagnetico applicato all'esterno dell'antenna RADAR.

sulta subito chiaro che il materiale plastico utilizzato per la stampa, se pur economico e facilmente reperibile, non garantisce il valore della permittività dielettrica, che invece, rappresenta un parametro che anche con piccole variazioni modifica le caratteristiche del RADAR. Altrettanto importante è la scelta della vernice conduttiva; La vernice presenta due caratteristiche fisiche che hanno effetti importanti sul risultato che vogliamo ottenere: la conducibilità elettrica e l'attenuazione della radiofrequenza. Per incrementare la potenza irradiata nella direzione del lobo principale e ridurre la potenza irradiata in direzioni non volute e deleterie per il RADAR, occorre scegliere una vernice con miglior conducibilità elettrica. Per avere la sicurezza della riproducibilità del prototipo, occorre utilizzare una plastica con permittività dielettrica certificata, alla frequenza di nostro interesse.

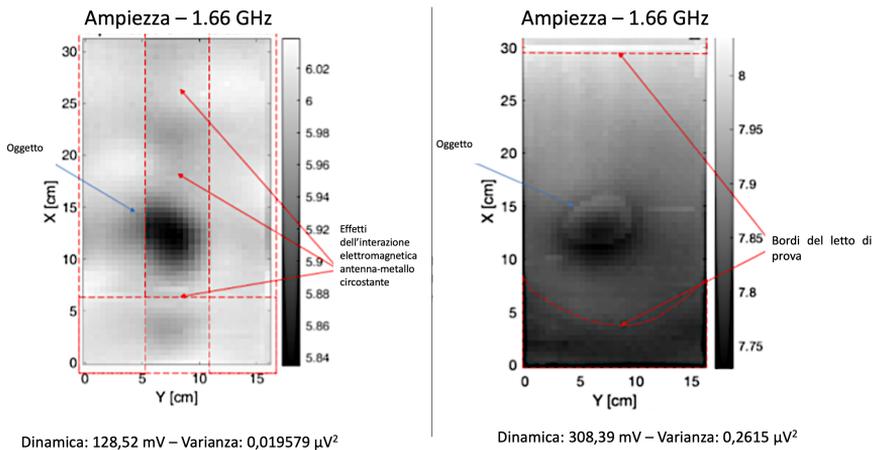


Figura 5.3: Confronto della scansione dello stesso target plastico senza lo schermo elettromagnetico (a sinistra); Con lo schermo elettromagnetico (a destra). In basso, sotto le immagini è riportato il valore della dinamica dell'immagine.

Valutazione perdite dovute alla scelta dei materiali costitutivi della guida d'onda

Al fine di meglio comprendere l'effetto dei materiali utilizzati sulla propagazione e la dissipazione di energia nell'antenna, occorre considerare le perdite che si hanno in una guida d'onda reale riempita con dielettrico e con una metallizzazione esterna fatta di vernice conduttiva. Il valore limitato della conducibilità σ del metallo fa sì che la profondità di penetrazione nello stesso δ , per effetto pelle, sia diversa da zero, benché piccola, e che, come conseguenza, il campo elettrico dell'onda penetrando nella parete metta in movimento gli elettroni di conduzione, liberi di muoversi con relativa facilità, dissipando per effetto Joule una parte dell'energia e. m. dell'onda. Si può dimostrare che, se σ è grande, la costante di propagazione α conterrà dei piccoli termini addizionali, reali ed immaginari. Indicando con α_0 la costante di propagazione nel caso di una guida d'onda ideale, sarà:

$$\alpha = \alpha_0 + \zeta_\lambda + \beta_\lambda \tag{5.2}$$

con ζ_λ una correzione necessaria per tenere conto degli effetti dissipativi che compaiono in prossimità della frequenza di taglio del modo considerato (λ rappresenta il modo di propagazione considerato) e β_λ rappresenta la costante di attenuazione della potenza trasmessa nella guida:

$$P(z) = P(0)e^{-2\beta_\lambda z} \quad (5.3)$$

Il termine β_λ può essere espresso come segue [88],

$$\beta_\lambda = \sqrt{\frac{\epsilon_r}{\mu_r}} \frac{1}{\sigma \delta_\lambda} \frac{C}{2\Delta} \frac{\sqrt{\frac{f}{f_\lambda}}}{1 - \left(\frac{f}{f_\lambda}\right)^2} \left[\xi_\lambda + \eta_\lambda \left(\frac{f}{f_\lambda}\right)^2 \right] \quad (5.4)$$

dove f_λ è la frequenza critica del modo considerato, C è la lunghezza del contorno della guida d'onda circolare, Δ la sezione della guida, σ la conducibilità e δ_λ la profondità di penetrazione per effetto pelle alla frequenza critica considerata, ξ_λ e η_λ gli zeri delle funzioni di Bessel per i modi TE e TM relativi al modo considerato.

Per minimizzare le perdite prendiamo quindi in considerazione diverse vernici conduttive, sempre con particolare attenzione al binomio costi - prestazioni. Al termine di questa analisi viene scelta una vernice di "MG Chemicals" (1210 Corporate Drive Burlington, Ontario, Canada L7L 5R6) denominata "843AR". La 843AR è una vernice conduttiva composta da vernice acrilica a base solvente, monocomponente, pigmentata con particelle di rame argentato altamente conduttivo. La finitura risulta liscia, dura e resistente all'abrasione. È pronto all'uso e non richiede catalizzatore. Ha un tempo di asciugatura rapido, senza la necessità di cottura in forno cura. È progettata per aderire fortemente alla plastica, come ABS (Acilonitrile-Butadiene-Stirene), PBT (PoliButilenTereftalato), miscela PVA (Alcol PoliVinilico) e ABS/PC (ABS/PoliCarbonato). Fornisce eccellenti livelli di schermatura alle alte frequenze rispetto ad altre vernici della stessa fascia di prezzo. È progettata per fornire un conduttore rivestimento per interni di scatole di plastica per elettronica, custodie che sopprimono le emissioni EMI/RFI (Electromagnetic Interference/RadioFrequency Interference). Questa vernice presenta le caratteristiche riportate nella tabella 5.1 confrontate con le caratteristiche della vernice scelta per realizzare il primo prototipo.

Il filamento plastico invece, viene scelto dall'unico produttore che abbiamo individuato di filamenti per stampa 3D con permittività dielettrica certificata nel campo di frequenza delle microonde. Il produttore è l'azienda

Vernice	Resistività	Resistenza superficiale @ 50 μm	Attenuazione @ 2 GHz
841AR	$7,6 \cdot 10^{-3} \Omega \cdot \text{cm}$	0,60 Ω/sq	>57 dB
843AR	$2,2 \cdot 10^{-4} \Omega \cdot \text{cm}$	0,08 Ω/sq	>63 dB

Tabella 5.1: Tabella che riporta i parametri fisico-chimici indicati dal produttore della vernice conduttiva 841AR confrontati con la vernice 843AR utilizzata per il nuovo progetto.

"Preperm™" recentemente incorporata nel gruppo "Avient" (Avient Headquarter, 33587 Walker Road, Avon Lake, OH, United States, 44012). I filamenti PREPERM™3D sono un passo avanti con proprietà dielettriche ottimizzate: sono progettati per la prototipazione rapida quando si desidera convalidare un nuovo concetto. La permittività dielettrica dei filamenti varia da 3 a 12. Sono a base di ABS e possono essere stampati con stampanti FDM (Fused Deposition Modelling) convenzionali. I filamenti PREPERM™3D sono disponibili in bobine da 750 go 1500 g con un diametro del filo di 1,75 mm. La scelta per il nostro progetto va al filamento con permittività dielettrica (parte reale a 2,4 GHz) di 4,5, le cui caratteristiche sono riassunte nella tabella 5.2. Questa scelta è determinata dal fatto che non conosciamo ancora il comportamento del filamento, se non per le specifiche del produttore, e vogliamo fare una prima esperienza senza distanziarci troppo dal primo prototipo. In ogni caso, la scelta di una permittività dielettrica più grande di quella del PLA, ci consente di realizzare una guida d'onda ancora più piccola.

Resistività	Resistenza superficiale @ 50 μm	Attenuazione @ 2 GHz
$2,2 \cdot 10^{-4} \Omega \cdot \text{cm}$	0,08 Ω/sq	-65 dB

Tabella 5.2: Tabella che riporta i parametri fisico-chimici indicati dal produttore della vernice conduttiva 843AR.

In Figura 5.4 vengono presentati due diagrammi realizzati con uno script Matlab, che rappresentano, nell'intervallo di frequenze di interesse, l'attenuazione dovuta alle perdite nel materiale dielettrico, l'attenuazione dovuta alle perdite per conducibilità nella vernice metallizzata e la somma di que-

ste. I due diagrammi sono calcolati per l'antenna realizzata come prototipo sperimentale iniziale e per quella che ci accingiamo a realizzare. Come si può osservare, l'attenuazione della vernice conduttiva a 1,6 GHz risulta passare da un valore di circa -12 dB/m per la vernice 841AR ad oltre -40 dB/m per la vernice 843AR.

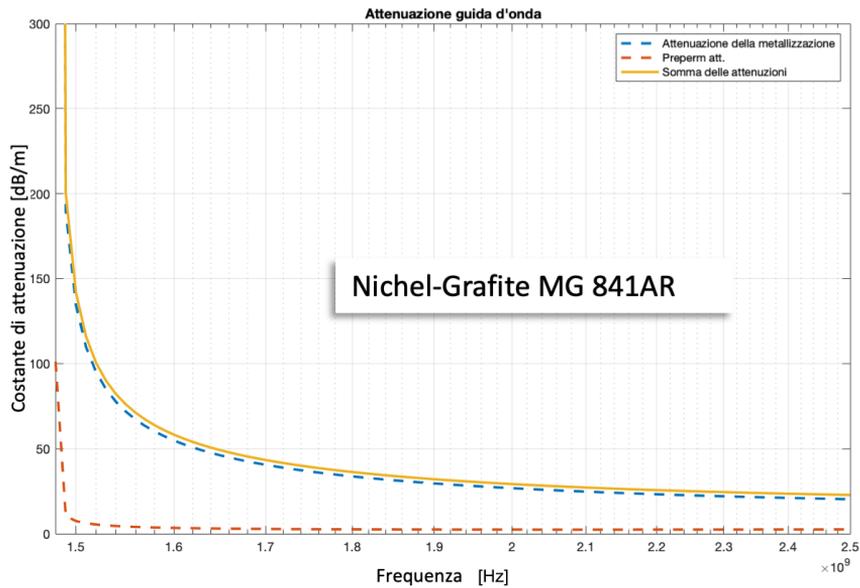
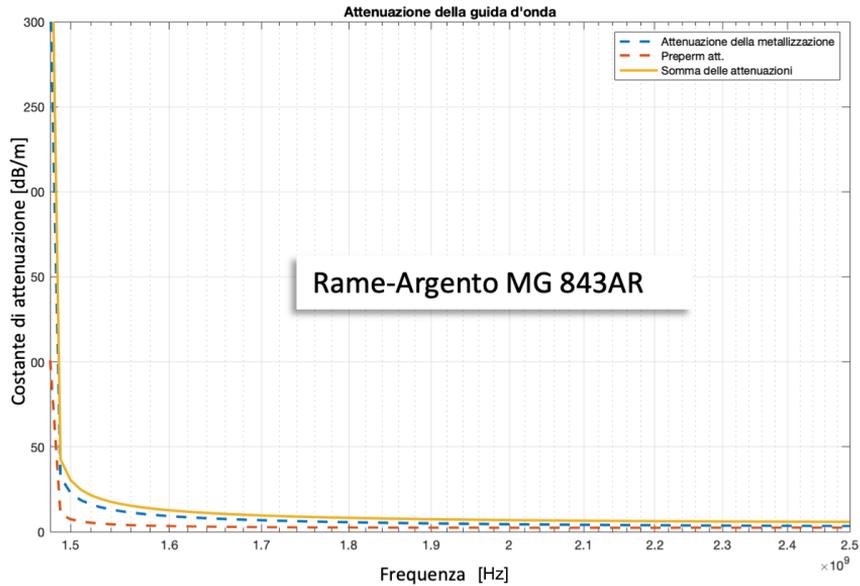


Figura 5.4: Simulazione della costante di attenuazione per la guida d'onda in materiale plastico Preperm e per due differenti vernici conduttive.

Dimensionamento della nuova antenna

Il progetto dell'antenna e la successiva modellazione ci conduce alle dimensioni riportate nella tabella 5.3 con riferimento alla Figura 5.5.

Antenna	Wd [mm]	H [mm]	Pd [mm]	P. [mm]
Antenna 2.0	159,76	52,6	39,94	19,8

Tabella 5.3: Tabella che riporta le misure del modello simulato per l'antenna a guida d'onda troncata da stampare in tre dimensioni di nuova generazione.

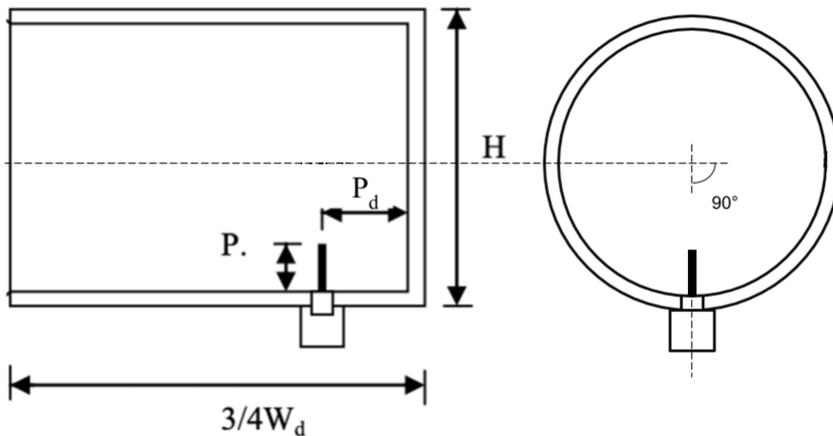


Figura 5.5: Disegno dell'antenna 2.0 progettata per la stampa 3D.

Successivamente al progetto dell'antenna è stato disegnato il modello dello schermo elettromagnetico. Lo schermo è pensato in due parti, per permettere l'inserimento della guida d'onda al suo interno. Il primo passo al simulatore è stato realizzando la parte cilindrica, intorno all'antenna, con un'apertura laterale per il collegamento del connettore SMA del feed. Grazie alle possibilità offerte dal simulatore, abbiamo capito che era necessario schermare anche il connettore, angolare di 90° , del cavo al feed. In quanto questo elemento si trova in prossimità del telaio metallico del sistema di scansione e esso stesso si comporta da elemento radiante, dando un contributo sensibile ai fenomeni di disturbo visti al paragrafo precedente. Inoltre, pensando all'uso dell'antenna, prevalentemente in campo vicino e in prossi-

mità dell'interfaccia aria - terreno, per migliorare ulteriormente l'effetto dello schermo, abbiamo pensato di sagomare la geometria della parte terminale, più vicina all'apertura della guida d'onda e ne abbiamo simulato il comportamento. Sperimentando diverse forme e dimensioni di questa struttura siamo arrivati al modello che viene rappresentato nel disegno in proiezione ortogonale di Figura 5.6 nel quale sono riportate anche le principali misure dello schermo e in vista tridimensionale in Figura 5.7.

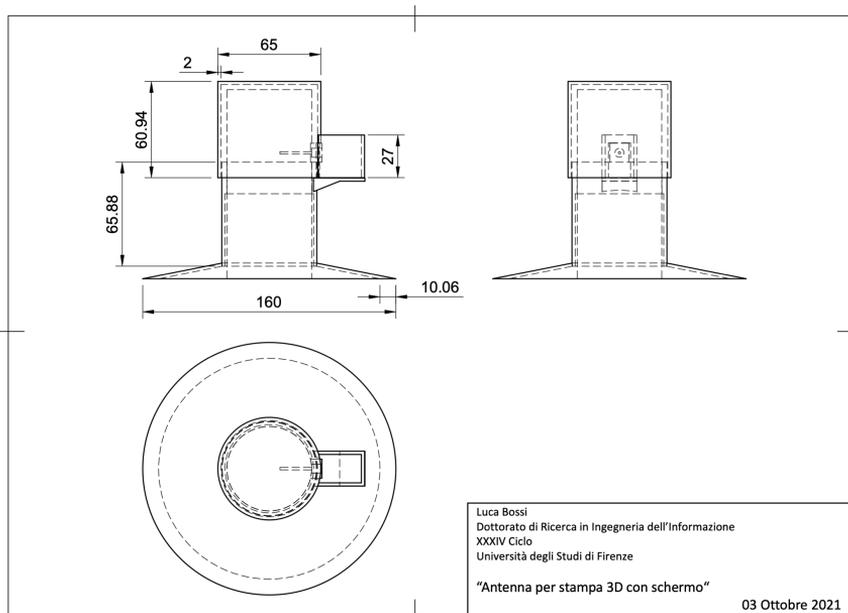


Figura 5.6: Disegno in proiezione ortogonale dell'antenna progettata e della struttura di schermo.

La stampa, prevede l'utilizzo del PLA per la struttura di supporto della gabbia, mentre il Preperm viene utilizzato per la guida d'onda. L'assieme viene stampato professionalmente con la stampante Raise 3D Pro 2 (Raise3D, 43 Tesla, Irvine, CA 92618). Oltre all'antenna viene realizzato, anch'esso in tecnologia di stampa 3D, il supporto per montare l'antenna sull'asse Z del sistema meccanico di scansione: è costituito da una parte rigida circolare e da un'anello in TPU (Poliuretano TermoPlastico) per non danneggiare l'antenna e attenuare le vibrazioni. La verniciatura avviene applicando due mani di vernice conduttiva spray e una mano di vernice protettiva acrilica

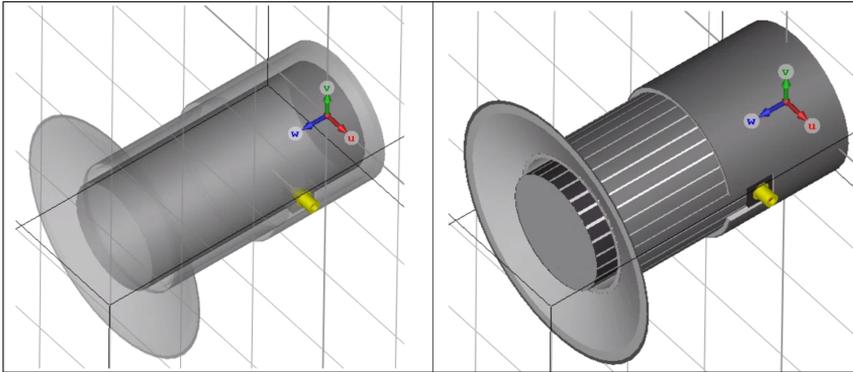


Figura 5.7: Disegni tridimensionali del modello simulato dell'antenna, in trasparenza (a sinistra); Solido (a destra).

nera, per l'antenna e azzurra per lo schermo. Il risultato è visibile in Figura 5.8.

Nelle Figura 5.9 e Figura 5.10, sono riportati i diagrammi simulati per il parametro S_{11} e dei diagrammi di radiazione nelle stesse due polarizzazioni considerate per il primo prototipo, alla frequenza di 1,78 GHz, con feed parallelo al feed dell'antenna ricevente (polarizzazione parallela) e con il feed ruotato di 90° rispetto a quello dell'antenna ricevente. Il modello simulato comprende l'antenna, lo schermo e il circolatore. La tabella 5.4 riporta i valori più interessanti dei diagrammi di radiazione.

Polarizzazione	Intensità del lobo principale	Direzione del lobo principale	Apertura lobo principale	Attenuazione lobo secondario
Parallela	7,82 dBi	0°	$70,7^\circ$	-13,2 dB
Ortogonale	8,06 dBi	9°	$69,6^\circ$	-13,3 dB

Tabella 5.4: Tabella che riporta i principali valori relativi alle caratteristiche di radiazione rilevati dalla simulazione dell'antenna con schermo elettromagnetico e circolatore.

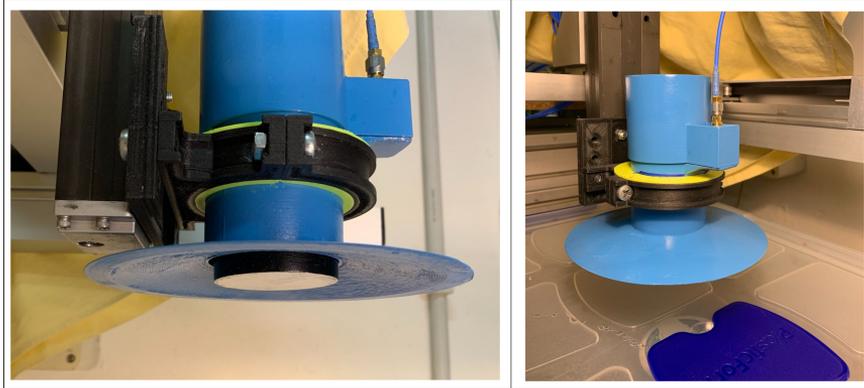


Figura 5.8: Fotografie dell'antenna completata e montata sul sistema meccanico di scansione ripresa da varie angolazioni.

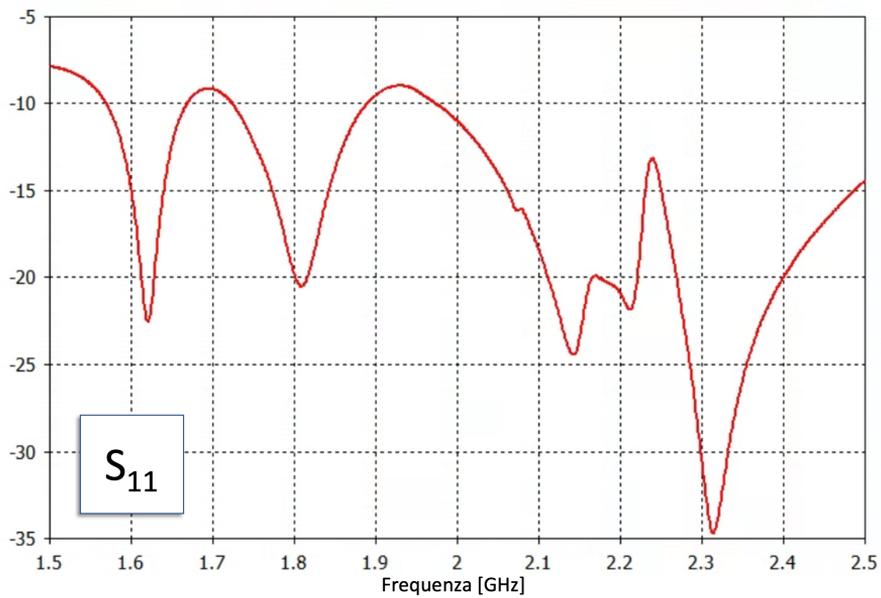


Figura 5.9: S_{11} valutato al simulatore (CST Microwave Studio) per l'antenna completa di schermo elettromagnetico e circolatore.

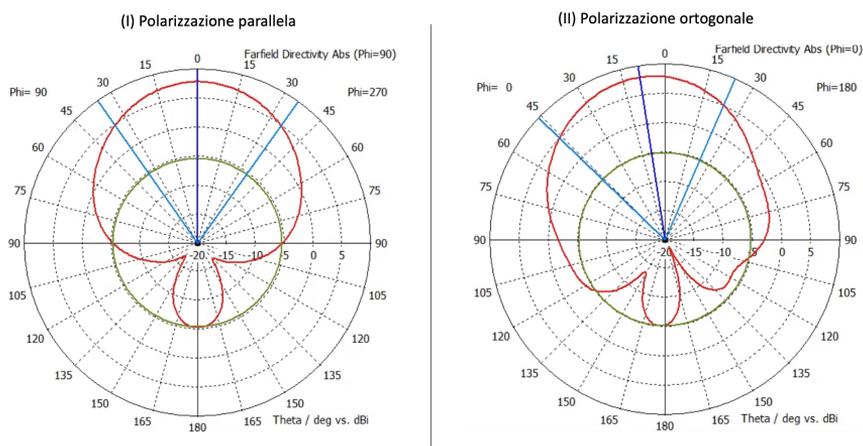


Figura 5.10: Diagrammi di radiazione simulati a 1,78 GHz, dell'antenna con lo schermo elettromagnetico, in polarizzazione parallela (I); In polarizzazione ortogonale (II).

5.4 Risultati delle misure in camera anecoica

In questo ultimo paragrafo sono riportati i valori che abbiamo misurato in camera anecoica, presso l'Istituto Nello Carrara del CNR di Sesto Fiorentino (FI). I diagrammi di radiazione misurati sono estremamente fedeli al diagramma ottenuto con la simulazione. L'intensità della radiazione del lobo principale presenta valori superiori a quelli ottenuti dalla simulazione, ma anche la radiazione laterale e posteriore, se pur maggiore di quanto simulato, conferma che lo schermo svolge la sua funzione attenuante. I parametri dei diagrammi di radiazione misurati sono in tabella 5.5

Polarizzazione	Intensità del lobo principale	Direzione del lobo principale	Apertura lobo principale	Attenuazione lobo secondario
Parallela	8,52 dBi	0°	85°	-6,21 dB
Ortogonale	7,59 dBi	0°	80°	-3,97 dB

Tabella 5.5: Tabella che riporta i principali valori relativi alle caratteristiche di radiazione rilevati dalla misura dell'antenna con schermo elettromagnetico.

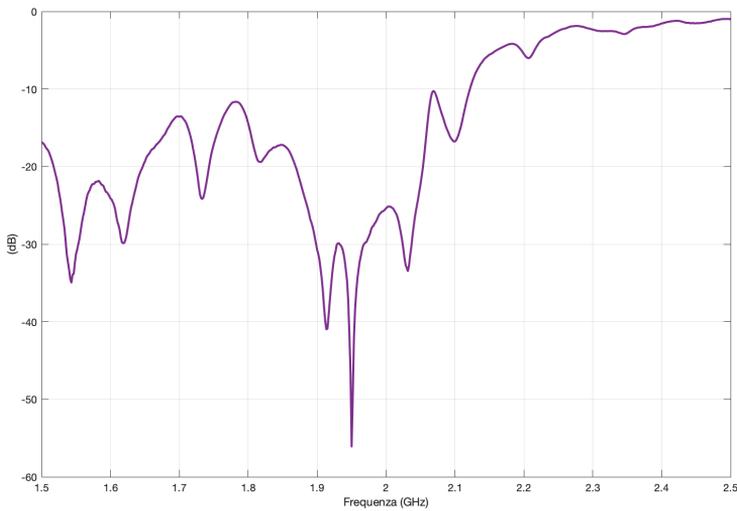


Figura 5.11: S_{11} misurato in camera anecoica presso IFAC-CNR per l'antenna completa di schermo elettromagnetico.

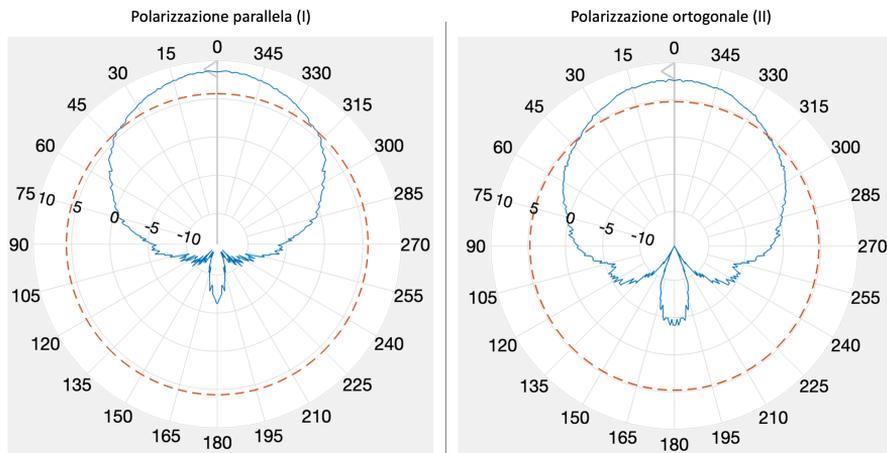


Figura 5.12: Diagrammi di radiazione misurati a 1,78 GHz dell'antenna con lo schermo elettromagnetico, in polarizzazione parallela (I); In polarizzazione ortogonale (II).

Il circolatore impiegato ha una banda passante da 1 GHz a 2 GHz. E' importante quindi evidenziare che dopo i 2 GHz la risposta dell'antenna è attenuata dal circolatore fuori banda passante.

5.5 Conclusioni

In questo capitolo e nel precedente ho mostrato la realizzazione di due antenne. L'idea di partenza è quella di riempire con del materiale dielettrico, con permittività maggiore dell'aria, la cavità della guida d'onda troncata con cui è fatta l'antenna del RADAR. In questo modo è possibile ridurre il volume e questo permette di sfruttare meglio il sistema meccanico di scansione e di estendere la porzione di terreno investigata. All'idea di usare materiale dielettrico per riempire la guida d'onda se ne aggiunge una seconda: perché non utilizzare una plastica come riempitivo e realizzare l'antenna interamente con la tecnologia della stampa tridimensionale? Un primo prototipo, realizzato durante il periodo di lock-down per la pandemia di covid-19, viene pensato per essere realizzato con materiali di facile reperibilità e basso costo, come plastica scegliamo il PLA e come stampante la mia stampante privata, una Anet A8, stampante venduta in kit di montaggio a meno di 150 \$; Per metallizzare il nucleo solido, applichiamo della vernice conduttiva a base di nichel, disponibile ad un costo di circa 50 \$ la bomboletta (con una confezione è possibile realizzare almeno due antenne con due mani di vernice ciascuna). Al progetto segue la modellazione con il simulatore CST MWS, al computer, e la simulazione delle caratteristiche elettromagnetiche. L'antenna, una volta fabbricata viene confrontata con un'antenna realizzata in officina meccanica con la tecnica tradizionale e cavità con aria. Dalle misure in camera anecoica, effettuate presso IFAC-CNR, emergono caratteristiche di radiazione confrontabili con quelle del modello simulato. Anche le prove sperimentali, effettuate in laboratorio, evidenziano, in termini di dinamica e di contrasto, valori comparabili con le immagini degli stessi oggetti realizzate con l'antenna in metallo e cavità in aria. Tuttavia, si evidenzia un incremento della potenza irradiata dai lati e posteriormente, a causa del ridotto effetto di schermo della vernice conduttiva impiegata. Per questa ragione l'interazione tra l'antenna e le strutture metalliche che servono per muoverla durante la scansione, che le sono intorno, si manifesta in maniera più evidente rispetto a quanto accadesse con l'antenna a cavità in aria, con delle zone chiare sovrapposte all'immagine che ne riducono la dinamica e quindi il contenuto informativo. Per ridurre questi effetti della radiazione indesiderata, sono state modellate al simulatore alcune soluzioni. Scelgo di realizzare una gabbia di Faraday intorno all'antenna e sperimento gli effetti che mostrano come lo schermo elettromagnetico sia efficace. Dal promettente risultato ottenuto con la fabbricazione del primo prototipo, decidiamo di realizzare una nuova

antenna, sempre stampata in 3D, che viene progettata intervenendo sulle criticità emerse durante la realizzazione della prima antenna. Dopo aver analizzato i vantaggi nell'introduzione di una vernice conduttiva con resistività minore di quasi un ordine di grandezza (da $7,6 \cdot 10^{-3}$ a $2,2 \cdot 10^{-3}$) e la necessità di poter far conto su una plastica per stampa con permittività dielettrica certificata, procedo alla modellazione del nuovo prototipo, inserendo nel modello anche lo schermo elettromagnetico, anch'esso pensato per essere realizzato con la stampa 3D. Lo schermo viene sagomato nella sua parte terminale, per l'uso specifico dell'antenna in prossimità del suolo e in campo vicino. L'antenna con schermo integrato, una volta realizzata è stata caratterizzata elettromagneticamente in camera anecoica. I risultati sono ottimi. I diagrammi di radiazione mantengono un potenza nella direzione del lobo principale equivalente a quella simulata (simulato 7,82 dBi, misurato 8,52 dBi in polarizzazione parallela - simulato 8,06 dBi, misurato 7,59 dBi in polarizzazione ortogonale). La radiazione nella direzione posteriore risulta attenuata rispetto al primo prototipo, tuttavia l'attenuazione dei lobi indesiderati risulta comunque minore del valore simulato di 7 dB in polarizzazione parallela e 9 dB in polarizzazione ortogonale. Il parametro S_{11} nell'intervallo consentito dal circolatore (1 GHz - 2 GHz) mostra lo stesso profilo del parametro simulato e risulta ancora più attenuato della sua versione simulata, a conferma delle ottime caratteristiche possedute dall'antenna. Complessivamente il lavoro ha permesso di ottenere un'antenna di dimensioni ridotte di oltre il 56% in diametro (H) e del 4% più bassa (Wd). Lo schermo circonda il cilindro della guida aumentandone di 2 mm lo spessore e la sua parte conica terminale raggiunge gli 80 mm, ma si estende in altezza di soli 10 mm.

Capitolo 6

Sviluppo di una nuova interfaccia elettronica per il RADAR olografico basata su tecnologia Software Defined Radio (SDR)

Questo capitolo descrive le ragioni per le quali ho introdotto una nuova elettronica per il RADAR olografico, basata su un dispositivo che utilizza la tecnologia Software Defined Radio (SDR). Basandomi su un approccio innovativo al controllo dell'hardware, che lo rende completamente programmabile, ho sviluppato il software per il controllo di tutti i parametri di funzionamento del RADAR, predisponendo il sistema per sincronizzare i dati con quelli di altri sensori presenti sulla piattaforma robotica, che presenterò nel capitolo successivo.

6.1 Introduzione

Il RADAR per immagini è costituito da un'antenna a guida d'onda troncata e da una serie di dispositivi elettronici che ne permettono la generazione del segnale, la trasmissione, la ricezione. Il segnale analogico ricevuto viene convertito in digitale mediante un processo di campionamento. I campioni così acquisiti sono una sequenza non correlata con la posizione dell'antenna

RADAR. Per poter formare l'immagine, è necessario associare ad ogni campione la posizione in cui si trovava la testa RADAR al momento in cui è stato acquisito. Il HSR, presenta l'elettronica a radiofrequenza per la generazione e trasmissione/ricezione dei segnali, costituita da componenti discreti interconnessi con cavo coassiale e connettori di tipo SMA. La correlazione tra i dati acquisiti e il sistema di scansione avviene grazie alla generazione di un trigger in corrispondenza di posizioni note che attiva il campionamento da parte di una scheda di acquisizione e conversione analogico-digitale progettata appositamente. In questo capitolo mi occupo della parte di generazione dei segnali e ricetrasmisione. Nel capitolo successivo illustrerò invece la modalità di correlazione dei campioni acquisiti con la posizione nello spazio dell'antenna.

6.2 Principio di funzionamento del RADAR HSR a singolo feed

Nella Figura 6.1 è illustrato schematicamente il principio di funzionamento del HSR, quello da cui sono partito. Il segnale da irradiare nasce da un generatore di segnale sinusoidale controllato in tensione (VCO: Voltage Controlled Oscillator) che permette di generare segnali nell'intervallo di frequenza (1,97 - 2,2) GHz. Il segnale viene immesso in un accoppiatore direzionale, che ne preleva una parte attenuata per costituire il segnale di riferimento per il demodulatore I/Q. L'uscita non attenuata dell'accoppiatore direzionale viene condotta alla porta 1 di un circolatore. Il segnale esce dalla porta consecutiva (porta 2) e arriva al feed dell'antenna. La potenza del segnale è quella fornita dal VCO, circa $7,5 \text{ db}_m$, debolmente attenuata dal passaggio nell'accoppiatore direzionale. Il segnale viene irradiato e ricevuto dalla stessa antenna. La separazione tra segnale trasmesso e segnale ricevuto avviene per mezzo del circolatore, dalla cui terza porta esce parte del segnale trasmesso sovrapposto a quello ricevuto. L'attenuazione del segnale trasmesso è tale da renderlo comparabile con il segnale ricevuto e quindi, in questo modo, si ottiene il pattern di interferenza che costituisce l'ologramma. La radiofrequenza, dopo il passaggio in un filtro passa banda centrato sulla frequenza di 2 GHz, viene infine inviata ad un demodulatore In fase - Quadratura (I/Q) le cui uscite I e Q sono la parte reale e imma-

ginaria dell'informazione olografica¹. Le suddette componenti del segnale complesso vengono campionate per mezzo di una elettronica appositamente progettata, basata su microcontrollore STM32 ARM[®] Cortex[™] - M7 con un convertitore analogico-digitale a 12 bit e codificate per la memorizzazione in un file di tipo BAG, formato file utilizzato per la memorizzazione delle informazioni e dei dati dei sensori all'interno del framework ROS (Robot Operating System), installato sul sistema robotico "Ugo 1st".

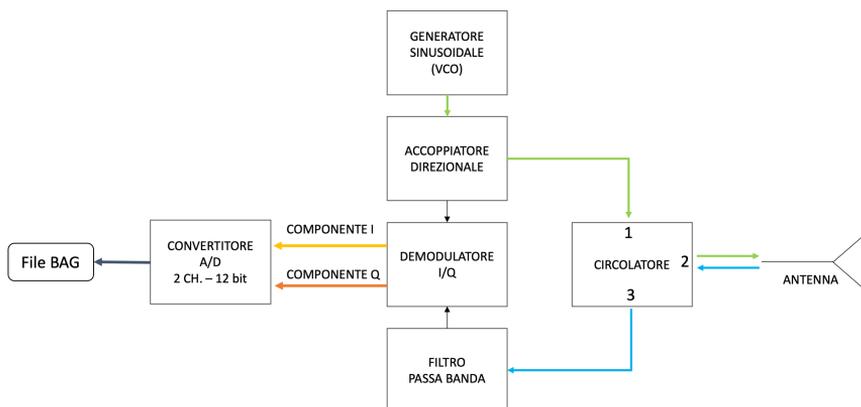


Figura 6.1: Schema a blocchi rappresentativo del principio di funzionamento del HSR per generare immagini a microonde.

L'architettura mostrata, è costituita da singoli blocchi, interconnessi mediante cavi coassiali per le parti a radio-frequenza e conduttori in rame per i segnali a bassa frequenza. Inoltre è presente una sezione di alimentazione che provvede ad alimentare tutti i componenti attivi del sistema.

Questa architettura, se pur efficiente, presenta una rigidità intrinseca; Questo dispositivo nasce per finalità di ricerca e quindi la possibilità di avere il maggior e più semplice possibile accesso a tutte le variabili di sistema è un requisito importante. L'intervallo di frequenze che il HSR può trasmettere è piccolo rispetto alla risoluzione in profondità desiderata (vedi la sezione 3.3); Inoltre, non è possibile trasmettere forme d'onda differenti da quella sinusoidale. La formazione dell'immagine RADAR avviene grazie al posizionamento spaziale dei campioni acquisiti nelle coordinate di cui il software deve essere a conoscenza e questo impone percorsi di acquisizione per la testa RADAR

¹L'ologramma $H_{x,y} = I_{x,y} + iQ_{x,y}$

rigidamente predeterminati; Non è possibile intervenire sulla larghezza di banda del filtro presente sul segnale ricevuto; Non si possono modificare i parametri di campionamento per la conversione in digitale. Tutto il sistema poi, richiede una regolazione per mezzo di amplificatori e attenuatori, dei livelli del segnale, per renderlo compatibile con gli ingressi e le uscite dei singoli blocchi. Non è possibile intervenire, se non meccanicamente con l'inserimento o il disinserimento di questi amplificatori/attenuatori per variare i livelli dei segnali interni, ad esempio, per adattare il sistema ad antenne differenti.

Per tutte le ragioni appena esposte, ho cercato di individuare un dispositivo che permettesse di superare i limiti dell'architettura a componenti discreti, che fosse compatibile con le specifiche del nostro RADAR e che avesse, nel rispetto della filosofia sottostante a tutto il progetto, un costo contenuto e accessibile, per l'utilizzo in Paesi e contesti disagiati.

6.3 Analog Devices "ADALM-Pluto"

Tenendo bene in mente i requisiti esposti nel paragrafo precedente, è stata fatta una valutazione comparativa delle caratteristiche e delle prestazioni dei dispositivi presenti sul mercato, che ha evidenziato come i più adatti, per la specifica applicazione, siano quelli con ricetrasmittitori integrati. Quello che emerge da una prima esplorazione è che sono disponibili dispositivi con funzionalità ben più estese rispetto alla nostra esigenza, che nella maggior parte dei casi presentano solo la sezione a radio-frequenza e richiedono l'aggiunta di ulteriori moduli di controllo, vanificando il requisito di leggerezza e compattezza necessario per l'utilizzo del RADAR in portabilità. Inoltre, il costo complessivo di questi prodotti risulta elevato rispetto agli obiettivi di spesa e la programmazione richiede competenze specifiche per il dispositivo, vincolando il software prodotto all'elettronica implementata e limitando quindi la possibilità di aggiornare il sistema in relazione al livello di TRL (Technology Readiness Level) raggiunto.

La mia attenzione è poi caduta sulla tecnologia Software Defined Radio (in sigla: SDR). La SDR permette di costruire apparati radio non più strettamente realizzati come solo hardware, ma basati, ovvero "definiti" per mezzo di software, in particolare per gestire le funzioni di modulazione e demodulazione dei segnali e di configurazione dell'hardware presente. Il metodo SDR permette di ottenere un apparato riprogrammabile ogni qualvolta lo si vuol-

le, permettendo quindi di modificare il dispositivo per implementare nuove funzionalità o di riconfigurare i parametri di funzionamento con facilità [89]. Dispositivi che implementano la tecnologia SDR sul mercato sono molteplici. Tra i più immediatamente pronti all'uso e maggiormente economici, ma non per questo meno performanti, ne ho individuato uno prodotto con scopi educativi da Analog Devices (Analog Devices Corporate Headquarters, One Analog Way, Wilmington, MA 01887), denominato "Adalm Pluto". Pluto (Figura 6.2), questo il nome abbreviato di uso comune nella vasta comunità di utilizzatori presente nella rete Internet, viene venduto attualmente a 200 \$. La vasta comunità in rete e l'ampia disponibilità di supporto tecnico fornita gratuitamente da Analog Devices, arricchisce ulteriormente il valore del dispositivo.

Proprio come Plutone (il corpo celeste) è un pianeta nano, PlutoSDR non è inteso come un sostituto o un'alternativa per varie Software Defined Radio professionali, è stato progettato per fornire funzionalità RF/SDR agli studenti e per essi acquistabile ad un prezzo accessibile. Nella Figura 6.3 è illustrata la sua architettura interna semplificata; La sezione radio è costituita dal dispositivo integrato AD936x, questa si interfaccia con un FPGA (Field Programmable Gate Array) Xilinx[®] Zynq[®] 7000 che pur presentando risorse limitate (28000 celle logiche), permette di svolgere parte dell'elaborazione dei dati internamente. La memoria disponibile si divide in memoria volatile di tipo DDR3 da 512 MB e una memoria ROM Flash da 32 MB, destinata a contenere la programmazione del dispositivo. I blocchi vengono gestiti attraverso un microcontrollore della serie ARM Cortex[®]-A9 @ 667 MHz. L'alimentazione viene prelevata direttamente dall'interfaccia USB 2.0.

Una caratteristica di questo prodotto è che è parte di una famiglia di dispositivi sviluppati su piattaforma comune. Questo significa che è possibile sviluppare software per Pluto e poi trasferirlo su dispositivi più performanti o con maggiori funzionalità della stessa famiglia, via via che il prototipo raggiunge livelli di evoluzione tecnologica maggiori (Figura 6.5). La Figura 6.4, illustra l'architettura semplificata ricevitore. All'ingresso è presente un LNA (Low Noise Amplifier) e un demodulatore I/Q, poi segue una sezione di conversione da analogico a digitale e poi il segnale entra in un modulo DSP per eventuali ulteriori elaborazioni. Il trasmettitore ha la stessa architettura al contrario. Infine ultima caratteristica degna di nota, Pluto è un sistema completo, leggero e di dimensioni molto contenute. Nella Figura 6.6 è presente una tabella riassuntiva di tutte le principali caratteristiche. L'ar-

Sviluppo di una nuova interfaccia elettronica per il RADAR 116 olografico basata su tecnologia Software Defined Radio (SDR)

chittatura del RADAR per immagini a microonde, con Adalm Pluto, viene rappresentata nello schema a blocchi di Figura 6.7.



Figura 6.2: Fotografia del dispositivo SDR "Adalm-PLUTO" prodotto da Analog Devices; Nell'immagine si vede il connettore per la programmazione e l'accesso (USB) e le due antenne in dotazione installate.

La programmazione di ADALM Pluto

Gli utenti di PlutoSDR possono interagire con i segnali RF con MATLAB[®] e Simulink[®], GNU Radio, o con software personalizzato in ambiente C, C++, C# o Python su host x86 Windows, Linux o Mac o piattaforma Linux embedded (Raspberry Pi, Beaglebone, ecc.) utilizzando una comunicazione USB. Con la programmazione, possiamo mettere PlutoSDR in diverse modalità e supportare diversi dispositivi USB esterni (come LAN - tramite USB - o WiFi - tramite USB -), estendendo le capacità del dispositivo. Inoltre è possibile scrivere codice in HDL per l'FPGA, che gira direttamente su Plu-

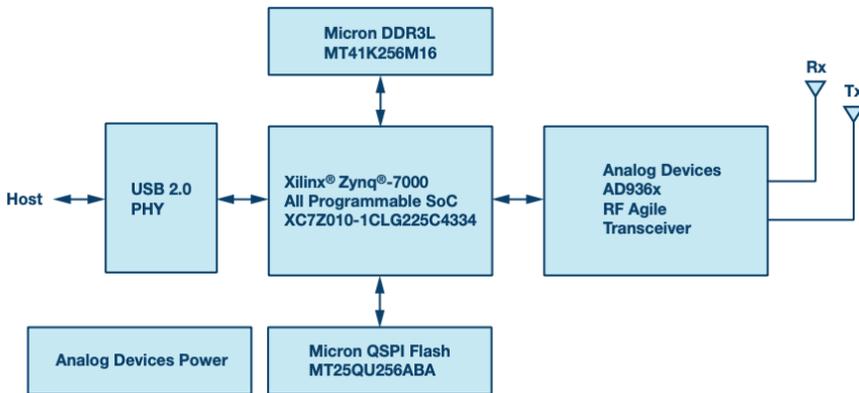


Figura 6.3: Schema a blocchi rappresentativo dell'architettura interna del dispositivo "Adalm-PLUTO".

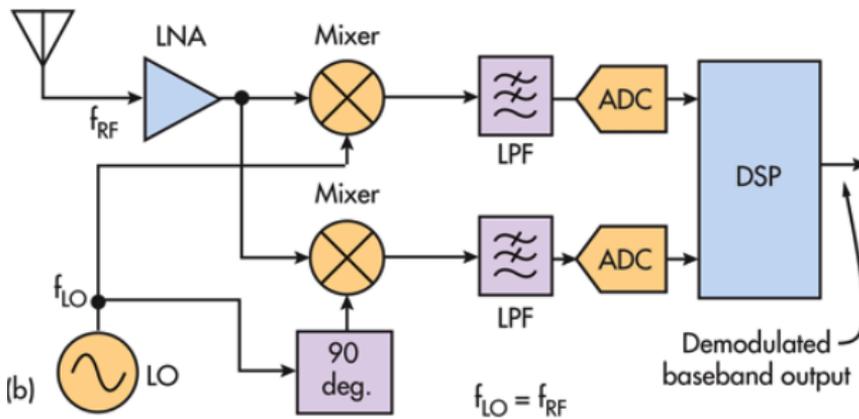


Figura 6.4: Schema a blocchi rappresentativo dell'architettura interna del ricevitore nel dispositivo "Adalm-PLUTO".

Sviluppo di una nuova interfaccia elettronica per il RADAR 118 olografico basata su tecnologia Software Defined Radio (SDR)

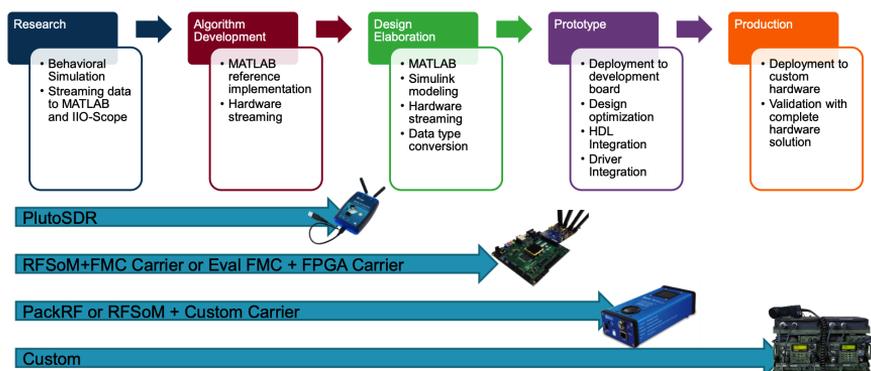


Figura 6.5: Schema rappresentativo della famiglia di dispositivi SDR proposti da Analog Devices in relazione al livello tecnologico del progetto. Si ringrazia Analog Devices per l'illustrazione.

toSDR. È possibile compilare progetti HDL, compilare kernel e/o eseguire applicazioni di spazio utente personalizzate. Ad esempio, potremmo impostare: una stazione di tracciamento aereo autonoma che comunica a Internet tramite Wi-Fi o LAN.

In un primo approccio al dispositivo abbiamo utilizzato Simulink, che permette di utilizzare blocchi funzionali per la sezione trasmittente e ricevente e, grazie anche alla presenza di diversi esempi, iniziare con facilità a conoscere il dispositivo. Poi ci siamo resi conto che per poter ottenere maggior velocità nel controllo del dispositivo e poter essere indipendenti dall'ambiente di sviluppo software, era necessario passare ad una programmazione a riga di comando. Tra le possibili modalità di controllo di Pluto, intermedia tra l'utilizzo di framework e la programmazione vera e propria il linguaggio strutturati, come C++ o Python, c'è la possibilità di inviare comandi tramite shell. Pluto viene controllato mediante istruzioni che appartengono alla libreria software IIO (Industrial Input Output), che vengono descritte nella sezione seguente.

6.4 La libreria Industrial Input - Output (IIO)

PlutoSDR esegue Linux. I driver di dispositivo che consentono di controllare il ricetrasmittitore e acquisire campioni fanno parte del framework Linux

Specifications	Typical
<i>Power</i>	
DC Input (USB)	4.5 V to 5.5 V
<i>Conversion Performance and Clocks</i>	
ADC and DAC Sample Rate	65.2 kSPS to 61.44 MSPS
ADC and DAC Resolution	12 bits
Frequency Accuracy	±25 ppm
<i>RF Performance</i>	
Tuning Range	325 MHz to 3800 MHz
Tx Power Output	7 dBm
Rx Noise Figure	<3.5 dB
Rx and Tx Modulation Accuracy (EVM)	-34 dB (2%)
RF Shielding	None
<i>Digital</i>	
USB	2.0 On-the-Go
Core	Single ARM Cortex®-A9 @ 667 MHz
FPGA Logic Cells	28k
DSP Slices	80
DDR3L	4 Gb (512 MB)
QSPI Flash	256 Mb (32 MB)
<i>Physical</i>	
Dimensions	117 mm × 79 mm × 24 mm 4.62" × 3.11" × 0.95"
Weight	114 g
Temperature	10°C to 40°C

Figura 6.6: Tabella che riassume le principali funzionalità del dispositivo Adalm Pluto di Analog Devices.

Sviluppo di una nuova interfaccia elettronica per il RADAR 120 olografico basata su tecnologia Software Defined Radio (SDR)

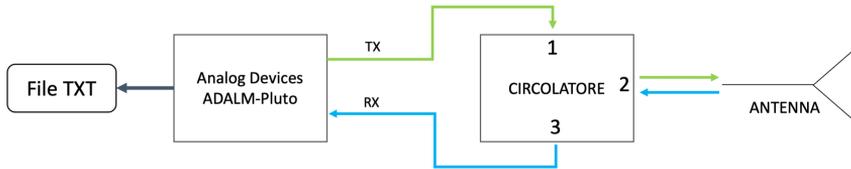


Figura 6.7: Schema a blocchi del principio di funzionamento del RADAR olografico a microonde con elettronica integrata.

Industrial I/O (IIO). IIO è un sottosistema del kernel per convertitori da analogico a digitale o da digitale ad analogico e relativo hardware. IIO comunica con lo spazio utente tramite filesystem "sysfs" e dispositivo a caratteri. Dal punto di vista dell'interazione con l'utente, questa modalità di comunicazione è abbastanza intuitiva, poiché tutto è solo un file. Tuttavia, quando si vuol controllare il dispositivo via software, questa modalità può risultare scomoda, dal momento che si desidera semplicemente chiamare una funzione o un metodo, invece di eseguire la manipolazione delle stringhe e l'IO del file. La libreria "LibIIO" utilizzata da Pluto, fornisce il livello di astrazione del dispositivo che permette di interfacciarsi agevolmente a IIO. LibIIO è multiplatforma e utilizzabile da diversi linguaggi di programmazione, in modo da poter controllare i dispositivi IIO da C, C++, C# o Python.

LibIIO è quindi una libreria che è stata sviluppata per facilitare l'interfaciamento software con dispositivi basati su Industrial I/O Linux. Esistono quattro principali comandi/utilità per lo spazio utente:

- `iio_attr`: legge e scrive attributi IIO
- `iio_info`: scarica gli attributi IIO
- `iio_readdev`: legge un buffer di un dispositivo IIO
- `iio_writedev`: scrive un buffer di un dispositivo IIO
- `iio_reg` : legge o scrive i registri SPI o I2C in un dispositivo IIO (utile per eseguire il debug dei driver)

Mediante queste istruzioni che possono essere inviate al dispositivo da shell linux si possono modificare i parametri (attributi) dei dispositivi hardware e software interni ad Adalm Pluto.

6.5 Il software per il controllo del RADAR

Per automatizzare l'esecuzione del software e l'impostazione dei parametri è stato realizzato uno script Bash il cui diagramma a blocchi è rappresentato in Figura 6.8. Lo script, denominato "plutoScan.sh", inizialmente legge tutti i parametri configurabili di Pluto da un file di testo denominato "plutoScan.cfg" e imposta IIO sul dispositivo. Il file di configurazione permette di impostare i seguenti parametri:

- Indirizzo IP del dispositivo
- Guadagno amplificatori in trasmissione e ricezione [dB]
- Frequenza della portante [Hz]
- Frequenza sinusoide modulante [Hz]
- frequenza di campionamento in banda base [Hz]
- Frequenza di taglio filtro passa-basso in ingresso [Hz]
- Parametri relativi al generatore di segnale interno

Il plutoScan.sh richiede un parametro per essere eseguito e i possibili valori del parametro sono:

- "start", avvia l'acquisizione
- "stop", arresta l'acquisizione e spence trasmettitore e ricevitore
- "set <FILE>", indica il file di configurazione
- "view", mostra i parametri di configurazione

Con il comando "start" il software imposta i parametri di funzionamento del RADAR coerentemente con i valori indicati nel file di configurazione, accende la sezione di trasmissione e ricezione a radiofrequenza e inizia a leggere i valori campionati per le componenti In-fase e Quadratura. Il segnale modulante trasmesso è un segnale sinusoidale a 100 kHz traslato in frequenza in relazione alla frequenza della portante indicata nel file di configurazione. In ricezione è applicato un filtro passa banda di 200 kHz, il più piccolo che è possibile impostare, quindi la frequenza modulate di 100 kHz è scelta per essere al centro della banda del filtro. Questi segnali sono modulati in ampiezza proporzionalmente all'intensità della riflessione da parte dell'ambiente

esterno. Le componenti I e Q ricevute, sinusoidi a 100 kHz, sono campionate con la frequenza desiderata. Vengono acquisiti un numero sufficiente (N) di campioni D_n di queste sinusoidi, numero selezionabile in fase di configurazione. Infine, si calcola parte reale e parte immaginaria dello spettrogramma dei campioni alla frequenza della modulante:

$$\begin{aligned} R &= \sum_{n=0}^{N-1} D_n \cos(2\pi f_{MOD} t) \\ I &= \sum_{n=0}^{N-1} D_n \sin(2\pi f_{MOD} t) \end{aligned} \quad (6.1)$$

per poi estrarre ampiezza A e fase F :

$$\begin{aligned} A &= 2 \frac{\sqrt{R^2 + Q^2}}{T} \\ F &= 2 \cot \frac{-I}{R} \end{aligned} \quad (6.2)$$

con T che è la lunghezza del vettore tempo.

Intuitivamente sarebbe sufficiente trasmettere la sola portante, che risulterà modulata in ampiezza dall'interazione con l'ambiente riflettente le microonde all'esterno. Adalm Pluto non è stato progettato per trasmettere segnali costanti nel tempo; Con la trasmissione di un segnale modulato in ampiezza da un modulante in bassa frequenza, si può trasmettere una sinusoide, generata internamente allo strumento (e quindi la cui frequenza e ampiezza può essere variata) estraendo poi matematicamente il contenuto informativo dipendente dall'interazione con l'ambiente esterno.

La scelta del numero di campioni del segnale ricevuto deve essere tale da permettere di ottenere un minimo numero di periodi per mediare eventuali disturbi, tuttavia più periodi vengono acquisiti maggiore sarà il tempo necessario tra una lettura e la successiva. Nel file di configurazione del software è possibile decidere il valore di un parametro, N_{CYCLES} , che modifica il numero di campioni acquisiti secondo la seguente relazione:

$$N_{SAMP} = (f_{SBB} \cdot N_{CYCLES} / f_{MOD}) \quad (6.3)$$

dove f_{SBB} è la frequenza di campionamento in banda base e f_{MOD} la frequenza della modulante. A 100 kHz, con la minima frequenza di campionamento disponibile (2,1 MHz) e il parametro $N_{CYCLES} = 64$, come impostato di default nel software si ottiene $N_{SAMP} = 1344$, cioè un tempo di

acquisizione complessivo per ogni ciclo del software di $640 \mu\text{s}$, senza tener conto della latenza del dispositivo e dell'esecuzione del software. Considerando un valore di velocità media di 100 mm/s per il sistema di movimentazione meccanico, lo spazio minimo teorico percorso tra due acquisizioni è $64 \mu\text{m}$. Il software legge quindi data e ora, quest'ultima con il dettaglio ai microsecondi, e apre un file di testo nel quale vengono memorizzati, coerentemente con le sigle utilizzate nel diagramma di Figura 6.8,

- `<DATE>`, la data
- `<TIME>`, tempo in formato UTC (Coordinated Universal Time)
- `<FTX>`, frequenza della portante al trasmettitore
- `<FRX>`, frequenza della portante al ricevitore
- `<AI><AQ>`, ampiezza delle componenti I e Q
- `<PI>`,`<PQ>` fase delle componenti I e Q

il processo di acquisizione e scrittura prosegue in maniera ciclica fino a che non viene inviato il comando "stop" mediante la shell linux. A quel punto il file di testo viene chiuso e viene messo in stand by il dispositivo PlutoSDR.

L'appendice B riporta il listato integrale del software di programmazione di Pluto.

6.6 Conclusioni

La funzione per la quale il radar olografico è stato pensato, ovvero la generazione di immagini di oggetti sepolti nel terreno ed in particolare mine antiuomo, richiede la possibilità di riconfigurare con facilità tutti i parametri di funzionamento del RADAR. Questo perché il mezzo investigato, come visto all'inizio di questa tesi, è un mezzo che presenta caratteristiche chimico-fisiche variabili in funzione della sua composizione (argilla, sabbia, minerali contenuti e dimensioni degli stessi, ecc.), del contenuto di acqua e delle condizioni meteorologiche locali; Inoltre, la posizione del piano di scansione rispetto al piano del terreno può variare in relazione alle caratteristiche morfologiche del suolo. Grazie ai numerosi sensori presenti sulla piattaforma robotica, possiamo valutare alcune di queste caratteristiche del terreno. Ad

Sviluppo di una nuova interfaccia elettronica per il RADAR 124 olografico basata su tecnologia Software Defined Radio (SDR)

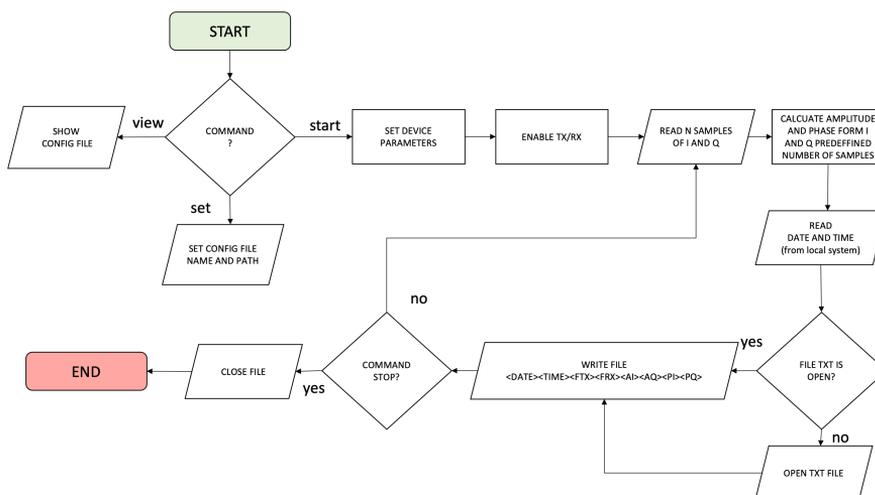


Figura 6.8: Diagramma di flusso del software "plutoScan.sh" che permette di controllare il RADAR per immagini a microonde.

esempio, con una Depth Camera 3D è possibile ottenere un'immagine ottica del suolo sovrapposta all'informazione sul suo rilievo, in modo da valutare il tipo di terreno, la presenza di elementi (sassi, radici, vegetazione, ecc.) in superficie che impongono di tenere l'antenna più alta durante la scansione e di scegliere la frequenza di lavoro più adatta per penetrare. Una stima dell'acqua presente sulla superficie del terreno ci permette di scegliere la potenza irradiata in modo da evitare la saturazione del segnale a causa dell'alta riflettività dell'interfaccia; Con il giroscopio interno alla piattaforma si può valutare l'inclinazione del piano di scansione e quindi correggere la distanza antenna - superficie del terreno. L'architettura elettronica del RADAR che avevo contribuito a progettare durante il progetto NATO SPS G5014 era costituita da componenti discrete e scheda di acquisizione per la conversione analogico-digitale progettata ad-hoc. L'utilizzo di componenti discreti, che in quel progetto soddisfaceva completamente le specifiche, rende complessa o impossibile per alcuni dispositivi, la modifica dei valori di frequenza di lavoro, banda dei filtri, forme d'onda generate, guadagno degli amplificatori. Questa limitazione impedisce di poter adattare il sensore RADAR a condizioni operative differenti, come ad esempio terreni con un contenuto di umidità molto diverso (e quindi differenti intensità dei segnali riflessi dagli

oggetti sepolti e dall'interfaccia aria/terreno). Per queste ragioni è stato deciso di individuare un dispositivo basato sull'architettura Software Defined Radio che permette di utilizzare componenti integrati, e quindi più affidabili, e programmabili in tutti i parametri di funzionamento mediante del software. L'architettura scelta, il dispositivo Analog Devices Adalm Pluto, offre questa possibilità insieme ad un volume e peso contenuto, un consumo di potenza compatibile con il sistema portatile sul quale il RADAR è installato e, altro elemento che ha orientato la scelta, ad un costo inferiore ai 200 \$, ma con un'architettura scalabile che garantisce di conservare il lavoro di sviluppo fatto anche quando il livello tecnologico del prototipo richieda un aggiornamento a dispositivi più performanti.

Il software che è stato sviluppato ci permette, mediante un semplice file di testo, di configurare tutti i parametri di funzionamento del dispositivo.

**Sviluppo di una nuova interfaccia elettronica per il RADAR
126 olografico basata su tecnologia Software Defined Radio (SDR)**

Capitolo 7

Metodo per integrare i dati di più dispositivi e sensori

Per correlare i dati acquisiti dal RADAR e i dati sulla posizione nello spazio della sua antenna, occorre una qualche connessione tra i due sistemi. Quello che propongo nelle pagine che seguono è invece un modo per farlo mantenendo i sistemi isolati e indipendenti. Questo è possibile grazie ad un riferimento temporale comune. Dimostro che il metodo, applicato per la prima volta su un sistema di scansione olografico è valido non soltanto per l'applicazione specifica, ma può essere generalizzato per l'integrazione di tutti i sensori e dispositivi presenti sul robot.

7.1 Introduzione

Il software del RADAR olografico, per poter generare le immagini, deve poter associare i campioni acquisiti ad una posizione nello spazio dell'antenna. Il principio fisico - matematico è la generazione di una apertura sintetica per l'antenna RADAR (SAR, Sintetic Aperture RADAR) in modo da ottenere i valori di risoluzione laterale indicati nel capitolo 3.1.5. Con il robot del progetto NATO G-5014, le posizioni assunte dall'antenna RADAR sono definite per mezzo di un G-CODE (linguaggio di programmazione G, standard DIN 66025), linguaggio di programmazione sviluppato a partire dagli anni '50 per movimentare macchine e che oggi è il linguaggio più utilizzato per la programmazione di macchine CNC (Computer Numerical Control) e stam-

panti 3D.

Il sistema meccanico di scansione è fisicamente controllato da un PLC (Programmable Logic Controller) nel quale è presente il sistema operativo Linux RT (Linux Real Time). Il PLC esegue un codice di programma scritto attraverso l'ambiente di sviluppo Codesys[®] (CODESYS Group, Germany). Codesys è un ambiente di sviluppo per la programmazione di applicazioni di controllo secondo lo standard industriale internazionale IEC 61131-3. Il codice è scritto in Structured Text (o Testo Strutturato in lingua italiana), abbreviato in ST o STX; È uno dei cinque linguaggi supportati dallo standard IEC 61131-3, progettato per i controllori logici programmabili (PLC) [90]. È un linguaggio di alto livello, strutturato a blocchi e sintatticamente simile a Pascal, su cui si basa. Tutti i linguaggi IEC61131 condividono elementi comuni. Le variabili e le chiamate di funzione sono definite da elementi comuni in modo che sia possibile utilizzare nello stesso programma linguaggi diversi all'interno dello standard IEC 61131-3.

Il programma in testo strutturato non fa altro che attendere la variazione di un livello logico di tensione su uno dei piedini di ingresso disponibili sul PLC per avviare l'esecuzione del G-CODE incorporato al suo interno.

Nel HSR ogni riga di G-CODE contiene tre coordinate (X,Y,Z) e un'istruzione che fa cambiare il livello logico di una delle uscite del PLC (indicata con il comando "H" nel codice). In questo modo, al raggiungimento della posizione indicata in ciascuna riga, la macchina modifica il livello logico sull'uscita designata. L'uscita di cui cambia il valore logico ad ogni nuova posizione raggiunta dall'antenna, è connessa ad un ingresso della scheda di acquisizione del segnale RADAR. Questo segnale in ingresso viene utilizzato come trigger per avviare il campionamento di un numero predefinito di campioni, il cui valore viene mediato per eliminare disturbi indesiderati. Lo schema a blocchi rappresentativo del funzionamento del sistema sincrono di acquisizione dei campioni è mostrato in Figura 7.1. Questa modalità di sincronizzazione tra sistema meccanico di scansione e acquisizione dei campioni del radar presenta una rigidità intrinseca; Infatti, per poter acquisire i campioni è necessario che il G-CODE sia costruito specificatamente, inserendo il codice per la generazione del segnale di trigger, inoltre, in questo modo si genera una sequenza di campioni acquisiti in posizioni predefinite ma la cui posizione è ignota. Solamente la conoscenza del percorso e la distanza spaziale tra i campioni permette a posteriori di ordinarli in modo da costituire un'immagine che rappresenta il valore numerico del campione in

scala di colori. Per superare questi limiti, poter utilizzare un G-CODE senza istruzioni specifiche e rendere i due sistemi, RADAR e telaio meccanico di scansione, indipendenti, l'idea che ci è venuta è stata quella di associare ad ogni campione acquisito nel sistema, sia quello meccanico che il radar, una marca temporale. Le marche temporali vengono prese da un server di tempi comune; Si dimostra nei paragrafi seguenti come è possibile correlare in maniera efficace i dati dei due sistemi.

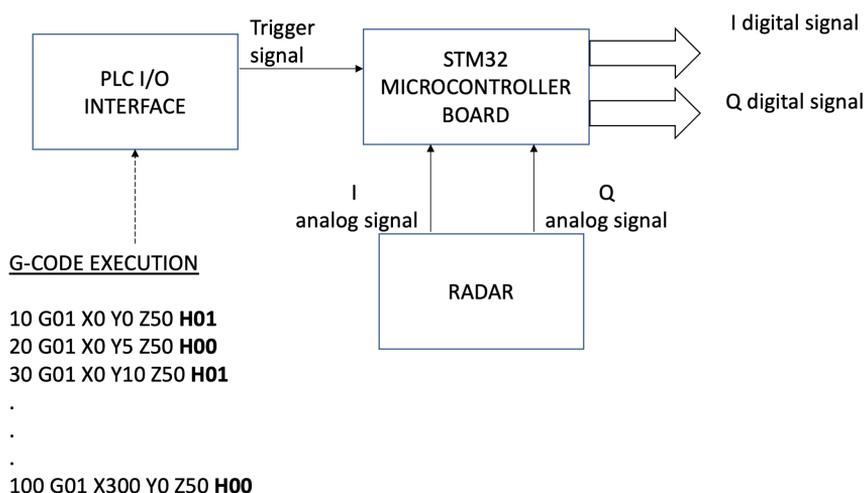


Figura 7.1: Diagramma a blocchi che rappresenta il sistema di sincronizzazione tra la meccanica di scansione e il HSR per allineare i campioni nella corretta posizione quando si forma l'immagine.

7.1.1 Sistema meccanico di scansione

Software di programmazione e ambiente di sviluppo Codesys

La movimentazione meccanica è attuata per mezzo di un dispositivo prodotto da Festo S.p.A. (vedi sezioni 3.1.5 e 3.4), un telaio meccanico che consente il movimento lungo tre assi e permette di collocare l'antenna in punto dello spazio definito dal volume di 16,5 cm X 33 cm X 30 cm. Per utilizzare il dispositivo abbiamo sviluppato un software, come anticipato nel paragrafo precedente, adeguato al controllo di un sistema real-time. Il software inizialmente esegue una procedura di calibrazione (homing), imposta il livello di

coppia dei motori e configura tutti i parametri della geometria del sistema hardware. A questo punto si avvia un modulo che instaura una comunicazione con protocollo UDP (User Datagram Protocol) su interfaccia Ethernet. In questo modo è possibile inviare comandi al sistema per avviare e fermare la scansione, selezionare il programma G-CODE da eseguire, impostare la velocità di movimento e i valori della variabile Z. Alla ricezione del comando di avvio della scansione inizia l'esecuzione di una macchina a stati (Figura 7.2). Essendo il PLC una macchina real-time, ogni modulo del software viene ripetuto ciclicamente, fino alla sua interruzione, all'interno di intervalli temporali predefiniti che non possono durare meno del tempo di esecuzione del codice. Nel nostro applicativo il ciclo impostato è della durata di 8 ms. Questo significa che l'intero codice all'interno dell'area rettangolare tratteggiata della Figura 7.2 viene eseguito ogni 8 ms. In questo slot temporale, la macchina legge le coordinate (X,Y,Z) dagli encoder dei motori e legge la data e l'ora dal sistema operativo. Le informazioni vengono scritte in un file testuale. Alla fine dell'esecuzione del G-CODE, viene chiuso il file, termina l'esecuzione della macchina a stati e il sistema si rimette in attesa di eventuali comandi.

7.2 L'architettura del nuovo metodo di sincronizzazione

A questo punto del lavoro ho descritto due sistemi, una macchina per movimentare l'antenna del RADAR e il RADAR per immagini a microonde. Questi sistemi, come mostrato, sono programmati con un software dedicato. Entrambi i software hanno come effetto della loro esecuzione un file di testo contenente una sequenza di righe nella forma generica <TEMPO><DATO>. Quello che si vuole fare è mettere in relazione il dato del radar D_1 acquisito al tempo t_1 con il dato della posizione P_1 al tempo $t_1 \pm \delta x$. Tra i possibili utilizziamo il metodo di interpolazione lineare, avvalendoci della funzione Matlab *interp1* in modalità "linear"¹: con questa modalità il valore interpolato calcolato in un punto di interrogazione si basa sull'interpolazione lineare dei valori in punti della griglia adiacenti in ciascuna rispettiva dimensione. Per per tutti i campioni acquisiti in tempi al di fuori dell'intervallo di tempi dei campioni RADAR, restituisce NaN(Not-a-Number).

¹Funzione Matlab "interp1": <https://it.mathworks.com/help/matlab/ref/interp1.html>, utilizzata con il parametro method 'linear'

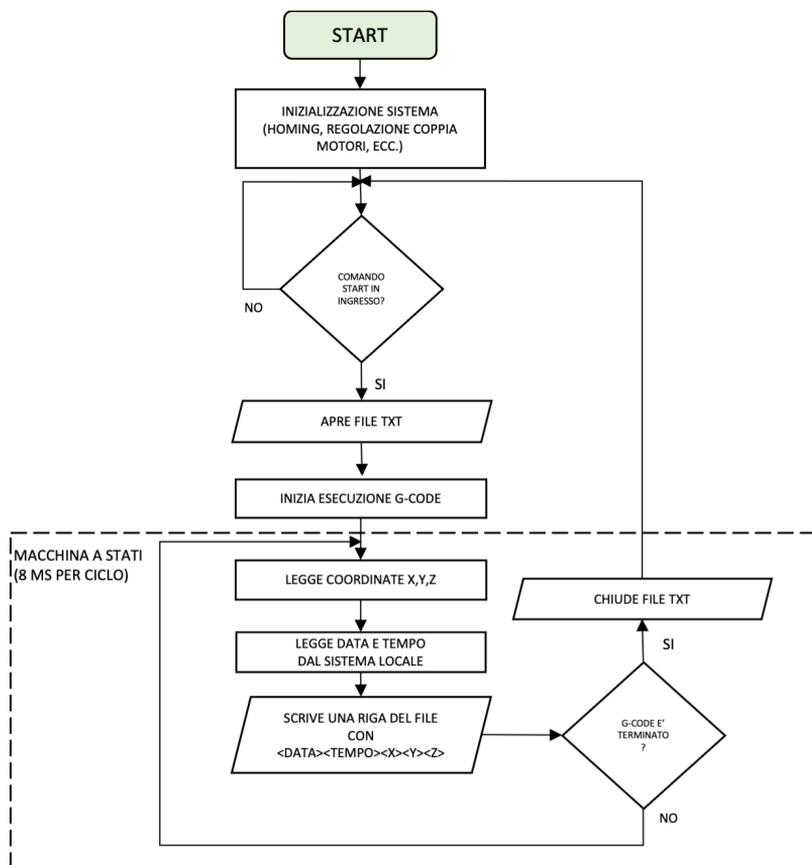


Figura 7.2: Diagramma di flusso che illustra il funzionamento del software per il sistema di movimentazione meccanico del RADAR olografico.

7.2.1 Il riferimento temporale

Per fare questa operazione è indispensabile che il riferimento temporale a cui sono associati i campioni acquisiti da un sistema e il riferimento temporale a cui sono riferiti i campioni acquisiti con l'altro sistema deve essere lo stesso. Sia il PLC che controlla la meccanica, sia ADALM Pluto come già detto, eseguono al loro interno un sistema operativo Linux. Il sistema operativo è in grado di sincronizzare il tempo locale con un server di riferimento mediante il protocollo NTP (Network Time Protocol). Il NTP serve per sincronizzare gli orologi dei computer all'interno di una rete a commutazione di pacchetto, quindi con tempi di latenza variabili ed inaffidabili. L'NTP è un protocollo Client-Server appartenente al livello "Applicazione" dell'architettura TCP/IP e corrisponde ai tre livelli più alti del modello ISO/OSI². I protocolli che troviamo a questo livello possono seguire un modello "Client-Server" oppure uno "Peer-to-Peer" in cui gli utenti si scambiano le informazioni tra loro in modo cooperativo. L'NTP è di default in ascolto sulla porta UDP 123. È uno dei più vecchi protocolli tuttora in uso ed è giunto alla sua quarta versione. Fu sviluppato presso l'Università del Delaware da Dave Mills, che ne segue tuttora l'evoluzione. Il funzionamento si basa sul rilevamento dei tempi di latenza nel transito dei pacchetti sulla rete. Utilizza il tempo coordinato universale (UTC) ed è quindi indipendente dai fusi orari. È in grado di sincronizzare gli orologi dei computer con una accuratezza di almeno 200 microsecondi all'interno di una LAN in condizioni ottimali. Con riferimento alla Figura 7.3, i diversi server NTP sono organizzati in una struttura gerarchica di "strati", dove lo strato 1 è sincronizzato con una fonte temporale esterna quale un orologio atomico, GPS o un orologio radio-controllato, lo strato 2 riceve i dati temporali da server di strato 1, e così via. Un server si sincronizza confrontando il suo orologio con quello di diversi altri server di strato superiore o dello stesso strato. Questo permette di aumentare la precisione e di eliminare eventuali server con il tempo non corretto. Il dato a 64 bit scambiato dal protocollo è suddiviso in 32 bit che definiscono i secondi e altri 32 bit per la parte decimale, potendo così rappresentare un intervallo di 2^{32} valori ed una risoluzione temporale teorica di 2^{-32} secondi. Ogni intervallo di tempo di 2^{32} secondi il protocollo si ripete, per cui è necessario specificare a quale ciclo temporale ci si riferisce³.

²Basic Reference Model o standard ISO 7498, <https://www.iso.org/standard/14256.html>

³ 2^{32} s corrispondono a circa 136 anni.

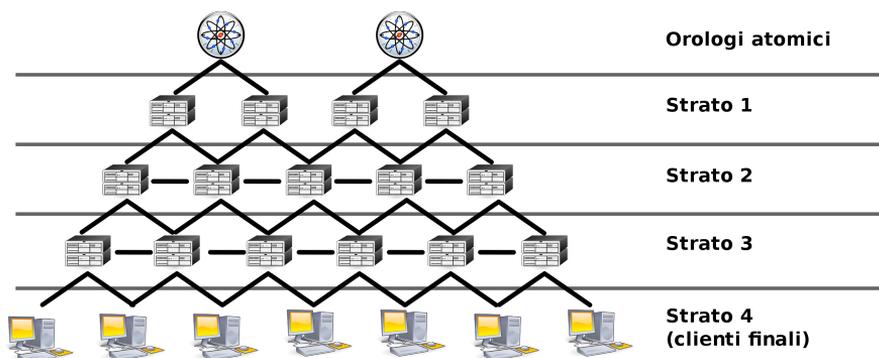


Figura 7.3: Schema a blocchi che descrive l'architettura del protocollo Network Time Protocol.

7.3 L'algoritmo per la correlazione dei dati e la generazione delle immagini

L'algoritmo è articolato su due funzioni Matlab: "unifyLog.m" e "viewIQ.m". Con riferimento alla Figura 7.4, vengono compiuti i seguenti passi:

1. Vengono calcolati, mediante interpolazione (si veda nota 1 del paragrafo 7.2) [91, 92] i valori della sequenza di campioni delle posizioni (X_1, \dots, X_n) e (Y_1, \dots, Y_n) acquisiti dal sistema FESTO ai tempi (t'_1, \dots, t'_n) , al tempo dei campioni acquisiti dal RADAR (t_1, \dots, t_m) . Si ottiene quindi una nuova sequenza di coordinate X', Y' che sono le posizioni stimate in cui si trovava l'antenna del RADAR al momento in cui è stato acquisito il campione.
2. Ai valori ottenuti al punto 1., viene applicata la funzione Matlab "scatteredInterpolant"⁴ che usa la triangolazione Delaunay dei campioni sparsi per eseguire l'interpolazione [93]. L'uscita della funzione è l'interpolante per il set di dati specificato. Valutando la serie di punti costituita dai campioni I e Q nelle posizioni (X', Y') , si ottengono, con riferimento al codice in appendice B, rispettivamente, le funzioni F_I e F_Q .

⁴<https://it.mathworks.com/help/matlab/ref/scatteredinterpolant.html>

- Viene generata una griglia regolare di punti, nel nostro caso equispaziati nelle direzioni X e Y di un valore arbitrario che possiamo passare allo script Matlab (usualmente utilizziamo un passo di 5 mm) e nelle coordinate della griglia vengono calcolati i valori di I e di Q applicando le funzioni interpolanti.

Nel diagramma a blocchi di Figura 7.5, è illustrato il principio di funzionamento della seconda parte dell'algoritmo, svolto dalla funzione "viewIQ.m", che serve per la generazione e visualizzazione delle immagini. In questa funzione viene generata una griglia di posizioni (X,Y) equidistanti, entro il dominio delle funzioni interpolanti. A questo punto è possibile calcolare, applicando le funzioni interpolanti, il valore di I e di Q in corrispondenza delle coordinate della griglia, in modo da ottenere i campioni posizionati uniformemente nello spazio. Dalle componenti I/Q con le opportune relazioni, si calcola infine, il valore di ampiezza e fase del segnale per ciascun punto della griglia e si visualizzano in scala di colori su due immagini separate. L'intero programma nelle sue due parti è riportato nell'appendice B.

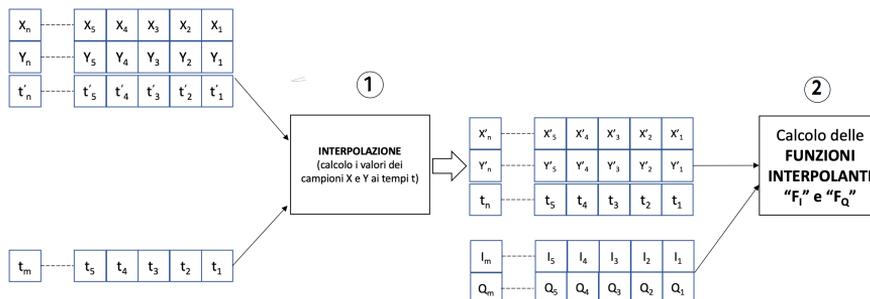


Figura 7.4: Schema a blocchi semplificato per spiegare l'architettura dell'algoritmo di correlazione tra i campioni di due sistemi diversi mediante riferimento temporale comune. Con riferimento al paragrafo 7.3, il primo passo (indicato con 1 cerchiato) permette di riferire i campioni del sistema di movimentazione meccanica ai tempi di acquisizione dei campioni dei segnali I e Q. Il secondo passo (indicato con 2 cerchiato), permette di generare due funzioni dette interpolanti, che permettono di valutare I e Q in un qualsiasi punto del piano di scansione.

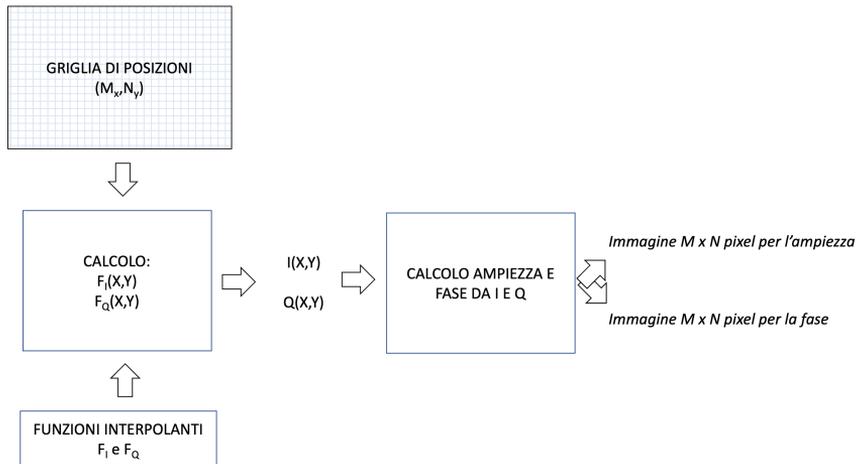


Figura 7.5: Schema a blocchi semplificato per spiegare l'architettura dell'algoritmo di correlazione tra i campioni di due sistemi diversi mediante riferimento temporale comune. Secondo passo: rappresentazione grafica dei dati.

7.4 Conclusioni

In questo capitolo si è dimostrata l'architettura del software per poter correlare i dati acquisiti da due sistemi indipendenti e separati, avvalendosi di un riferimento temporale. Grazie all'implementazione del protocollo NTP sull'hardware radar per immagini a microonde e sul controllore PLC del sistema si scansione meccanico, si associa una marca temporale a ciascun dato acquisito e lo si memorizza in un file di testo. Un algoritmo realizzato con Matlab, permette la successiva lettura dei dati, l'interpolazione numerica per la stima del loro valore in corrispondenza della marca temporale dei dati di uno dei due sensori e la generazione della funzione interpolante. La funzione interpolante viene utilizzata per ricalcolare le componenti I/Q del segnale RADAR in corrispondenza dei punti di intersezione di una griglia di punti immaginati in corrispondenza del piano di scansione. I valori così ottenuti possono essere rappresentati in livelli di colori a formare un'immagine.

Questo metodo di correlazione dei dati, oltre a presentare il grande vantaggio di non richiedere la connessione tra due sistemi diversi, permette di utilizzare

un programma G-CODE per lo scanner meccanico senza istruzioni specifiche per la sincronizzazione e soprattutto, permette la ricostruzione dell'immagine RADAR senza dover conoscere a priori il percorso seguito dall'antenna durante la scansione, rendendo quindi molto più flessibile l'operatività del sistema.

Capitolo 8

Prove sperimentali in ambiente controllato

Questo capitolo mostra come sono stati condotti gli esperimenti per validare le prestazioni del radar olografico e i risultati ottenuti. Inizia con la descrizione di un test bed innovativo per questo tipo di RADAR e le ragioni che ci hanno condotto a realizzarlo al posto di quello riempito con sabbia asciutta, usato in precedenza. Vengono poi descritti gli esperimenti e i risultati su oggetti di riferimento in condizioni di ambiente elettromagnetico diverse.

8.1 Il setup sperimentale

Per la natura dell'applicazione, il RADAR per investigare il campo minato, opera in condizioni tali da rendere difficile o addirittura impossibile la ripetibilità della misura, fortemente influenzata dalle condizioni ambientali. Il terreno è un mezzo non omogeneo, dispersivo e il contenuto di umidità varia da terreno a terreno ma anche tra strati differenti dello stesso suolo. Per confrontare gli effetti delle innovazioni che ho apportato sulle prestazioni del RADAR in termini di dinamica delle immagini e di riduzione del disturbo è necessario quindi preparare un ambiente di prova controllato, dove poter limitare al massimo l'incertezza su parametri variabili. Tipicamente questo si fa con un *test bed* riempito con sabbia asciutta, dove è possibile seppellire gli oggetti ed eseguire una scansione. Tuttavia il test-bed così fatto presenta degli svantaggi, come ad esempio la difficile trasportabilità; Infatti, per

ottenere sufficiente attenuazione delle riflessioni dai bordi e dal fondo del casone, abbiamo stimato una dimensione complessiva di circa 1 m^3 . Poi c'è la difficoltà nel riprodurre più volte a distanza di tempo le stesse condizioni di misura. La sabbia infatti, se pur asciutta, possiede un contenuto di umidità che varia in relazione alle condizioni dell'ambiente circostante, per via della evaporazione. Inoltre è molto difficile decidere prima dell'esperimento quale contenuto di acqua deve essere presente nella sabbia, per predeterminarne la permittività dielettrica. La tabella 8.1 riassume i principali vantaggi e svantaggi nell'impiego del *test bed* con la sabbia.

Vantaggi	Svantaggi
<ul style="list-style-type: none"> • La permittività dielettrica simile al terreno è facilmente ottenibile. • Possibilità di modellare la superficie per considerare la riflessione degli effetti di superficie. • Non richiede impermeabilità dei bersagli. 	<ul style="list-style-type: none"> • Grande volume implica un peso elevato. • Difficile controllare la permittività dielettrica nel tempo a causa dell'evaporazione. • Difficile impostare (e successivamente modificare) la permittività dielettrica a valori specifici.

Tabella 8.1: La tabella riporta i vantaggi e gli svantaggi nell'utilizzo di un *test bed* riempito con sabbia asciutta per validare le prestazioni del nuovo radar in termini di immagini.

In alternativa alla sabbia, abbiamo avuto l'idea di riempire il *test bed* di prova con acqua. L'acqua presenta valori di permittività molto maggiori della sabbia di circa dieci volte e questo modifica fortemente l'attenuazione del mezzo di propagazione. Con un'aumentata attenuazione otteniamo un primo vantaggio: la possibilità di abbattere la potenza della radiazione elettromagnetica nel tragitto antenna - oggetto e ritorno di una quantità equivalente a quella che avremmo nel terreno ma in spazi ridotti e questo ci permette di ridurre notevolmente le dimensioni del *test bed*. Inoltre, l'acqua può essere rimossa con facilità dal contenitore e quindi il *test bed* diventa facilmente trasportabile. Un altro grande vantaggio nell'uso di acqua è la

possibilità di determinarne la conducibilità e permittività con facilità partendo da acqua distillata e aggiungendo in soluzione cloruro di sodio (NaCl). Partito da questa idea, sono andato a cercare nella letteratura se ci fosse uno o più modelli per valutare conducibilità e permittività dell'acqua salata alla frequenza di nostro interesse, che è nell'intervallo da 1,5 GHz a 3 GHz. Nella tabella 8.2 sono riportati i principali vantaggi e svantaggi del *test bed* riempito con acqua,

Vantaggi	Svantaggi
<ul style="list-style-type: none"> • Planarità della superficie • Alto contrasto dovuto all'elevata differenza di permittività dielettrica tra target e acqua. • L'elevata attenuazione evita la riflessione dai lati e dal fondo del banco di prova. • Possibilità di modellare la permittività dielettrica in relazione alla frequenza e modificarla facilmente aggiungendo NaCl. • Facile posizionamento del target all'interno del mezzo (acqua) e replicabilità della misura. • Facilmente trasportabile. 	<ul style="list-style-type: none"> • La permittività dielettrica dell'acqua salata cambia con la temperatura. • Gli oggetti investigati devono essere impermeabili.

Tabella 8.2: La tabella riporta i vantaggi e gli svantaggi nell'utilizzo di un *test bed* riempito con acqua, per validare le prestazioni del nuovo radar in termini di immagini.

Il più utilizzato modello per la permittività dielettrica dell'acqua, uti-

lizzato in moltissimi lavori scientifici, risale, nella sua prima formulazione, al 1971 ed è un lavoro di Alex Stogryn [94, 95, 95, 96]. L'equazione 8.1, è un'equazione nella forma di Debye che a partire dalla conoscenza della temperatura dell'acqua, la frequenza della radiazione elettromagnetica e la concentrazione di cloruro di sodio, fino a una salinità massima di 40 parti per mille, permette di calcolare la permittività dielettrica complessa:

$$\varepsilon = \varepsilon_{\infty} + \frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_{\infty}}{1 - i2\pi\tau f} + i\frac{\sigma}{2\pi\varepsilon_0^* f} \quad (8.1)$$

con ε_0 , ε_{∞} rispettivamente, la permittività dielettrica statica e ad alta frequenza dell'acqua in soluzione; τ il tempo di rilassamento dell'acqua; ε_0^* la permittività dielettrica del vuoto ($8.854 \cdot 10^{-12}$ F/m); σ la conducibilità ionica dell'acqua salata in mho/m; f la frequenza della radiazione elettromagnetica. Inoltre, ε_0 , ε_{∞} , τ dipendono anche dalla normalità della soluzione e dalla temperatura in gradi centigradi.

Del modello matematico ho realizzato un algoritmo con Matlab, in grado di calcolare l'attenuazione dell'acqua e la sua permittività complessa ad una determinata frequenza, temperatura e concentrazione di sale. Nella Figura 8.1, sono riportate le simulazioni per l'acqua distillata e (Figura 8.2) acqua salata con 12 g/l di cloruro di sodio, che è la concentrazione utilizzata per gli esperimenti che seguono, alla frequenza di 1,9 GHz.

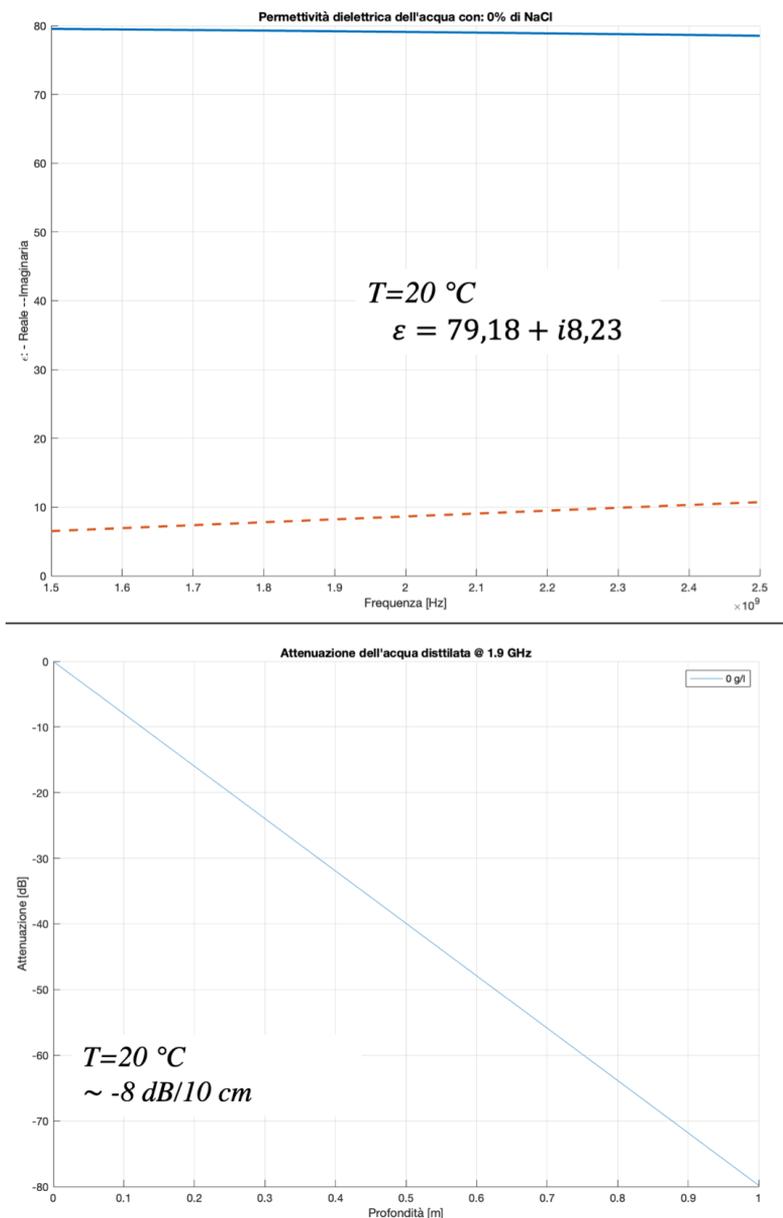


Figura 8.1: Simulazione mediante modello Stogryn della permittività dielettrica dell'acqua distillata. A sinistra, la permittività dielettrica tra 1,5 GHz e 2,5 GHz; A destra l'attenuazione stimata a 1,9 GHz in relazione alla profondità di penetrazione.

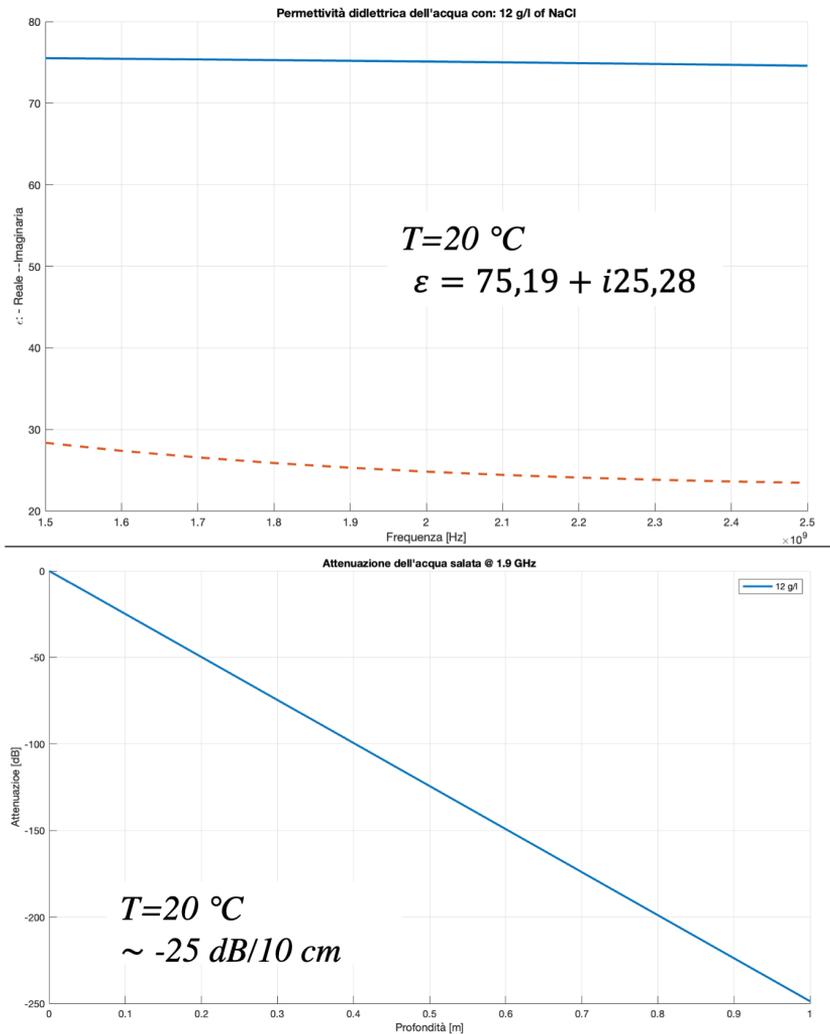


Figura 8.2: Simulazione mediante modello Stogryn della permittività dielettrica dell'acqua con 12 g/l di NaCl in soluzione. A sinistra, la permittività dielettrica tra 1,5 GHz e 2,5 GHz; A destra l'attenuazione stimata a 1,9 GHz in relazione alla profondità di penetrazione.

8.2 Allestimento dell'esperimento

Una volta ottenuto il modello per la permittività e la conducibilità dell'acqua, abbiamo costruito il *test bed* con un contenitore plastico sottile. Il contenitore è stato posizionato sul un substrato di 2 cm di polistirene per garantirne stabilità e isolamento dal pavimento. Per ciascuno degli oggetti che abbiamo acquisito è stato realizzato un cavalletto in policarbonato con una regolazione dell'altezza, in modo da collocare l'oggetto alla profondità desiderata nell'acqua. Tutte le acquisizioni riportate nelle pagine che seguono sono state ottenute posizionando l'oggetto con la sua sommità ad un centimetro di profondità. La Figura 8.5 riporta le fotografie degli oggetti scansionati. Sono oggetti di forme ben distinguibili e di dimensioni comparabili con la lunghezza d'onda in acqua della radiazione elettromagnetica del RADAR (le dimensioni degli oggetti sono riportate nella tabella 8.3). La Figura 8.3 riporta le dimensioni del *test bed* e dell'esperimento in scala con l'acqua salata a 12 g/l. Nella figura sono indicati anche i valori del coefficiente di riflessione, indice di rifrazione e dell'acqua. Con questi valori possiamo riprodurre in scala le condizioni attenuate del terreno e simulare gli effetti dell'interfaccia aria - terreno. La Figura 8.4 illustra la posizione del sistema di scansione robotico rispetto al *test bed*, a fianco del lato da 46 cm della vasca, e la fotografia della vasca con all'interno una scatola plastica di 7,5 cm di diametro e 2,5 cm di altezza che utilizziamo come simulante di mina anti-uomo perché contiene una quantità di plastica simile e dimensioni simili.

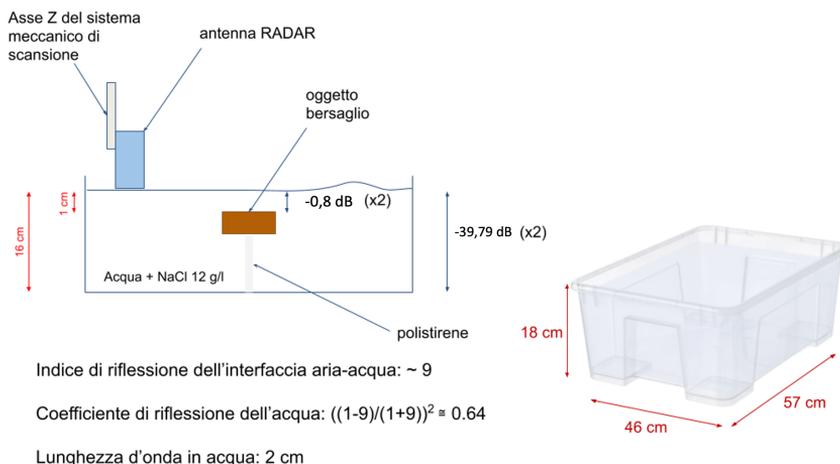


Figura 8.3: Condizioni sperimentali per gli esperimenti con *test bed* riempito da una soluzione di acqua e NaCl 12 g/l. Sono mostrate le dimensioni dell'esperimento e le caratteristiche del mezzo (la soluzione) di propagazione.

Rif.	Oggetto	Lunghezza	Larghezza	Spessore	Diametro
A	Barretta metallica	10 cm	3,5 cm	0,2 mm	n.d.
B	Monetina di metallo	n.d.	n.d.	0,5 mm	3 cm
C	Quadrato di metallo con fori	15 cm	15 cm	1,5 cm	n.d.
D	Scatola di caramelle in plastica	n.d.	n.d.	3 cm	7,5 cm

Tabella 8.3: La tabella riporta le dimensioni degli oggetti che abbiamo utilizzato per le acquisizioni con il RADAR per immagini a microonde utilizzando il *test bed* con acqua.

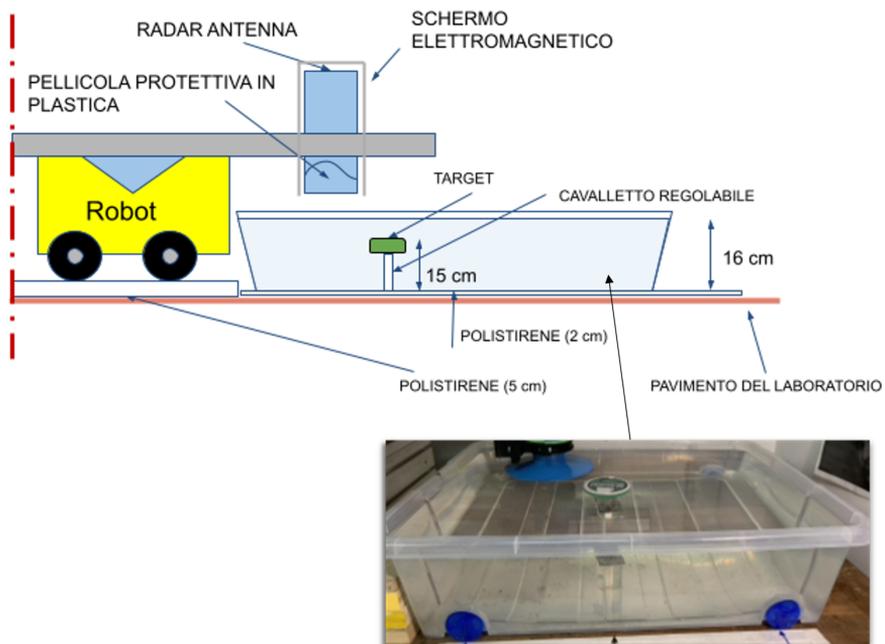


Figura 8.4: Posizione del robot rispetto al *test bed* durante le scansioni (in alto); Fotografia della vasca con immerso un simulante di mina anti-uomo (in basso).



Figura 8.5: Oggetti utilizzati per l'acquisizione delle immagini RADAR. Da sinistra in alto in senso orario con riferimento alla tabella 8.3: oggetto "A", oggetto "B", oggetto "D", oggetto "C".

8.3 Risultati

In questa sezione sono mostrate le immagini ottenute dalle scansioni. Per ciascuna immagine è indicato: l'oggetto scansionato, la frequenza a cui è stata acquisita e la concentrazione di sale disciolto in acqua. Tutte le scansioni sono state effettuate con l'antenna a pelo dell'acqua, in modo da irradiare solo nel mezzo e non risentire dell'interfaccia aria-acqua. La temperatura ambiente è stata mantenuta a 20 °C. Il sistema di scansione e gli algoritmi per l'acquisizione e elaborazione dei dati sono quelli mostrati nelle appendici di questo testo. La sommità degli oggetti acquisiti si trova a 1 cm di profondità.

Per quanto possibile le immagini sono affiancate per oggetto; Per ciascuna delle frequenze impiegate abbiamo fatto una scansione con l'oggetto in acqua distillata, quindi con minore attenuazione (-80 dB/m) e con l'oggetto in acqua e sale con concentrazione di 12 g/l (-250 dB/m). Anche considerando, come oggetto scansionato il "D", che contiene poca plastica sottile e al suo interno acqua, quindi "difficile" da acquisire, si evidenzia una dinamica delle immagini di ampiezza ridotta di ~ 100 mV nell'acqua salata (si passa da ~ 60 mV nell'acqua salata a ~ 160 mV nell'acqua distillata) e $\sim 0,15$ rad ridotta in termini di fase; Tuttavia, le immagini rimangono ben contrastate e non sono visibili effetti di disturbo e di interferenza elettromagnetica, anche quando il livello medio di segnale scende di quasi il 50% (vedi l'ampiezza della Figura 8.18 e Figura 8.19)

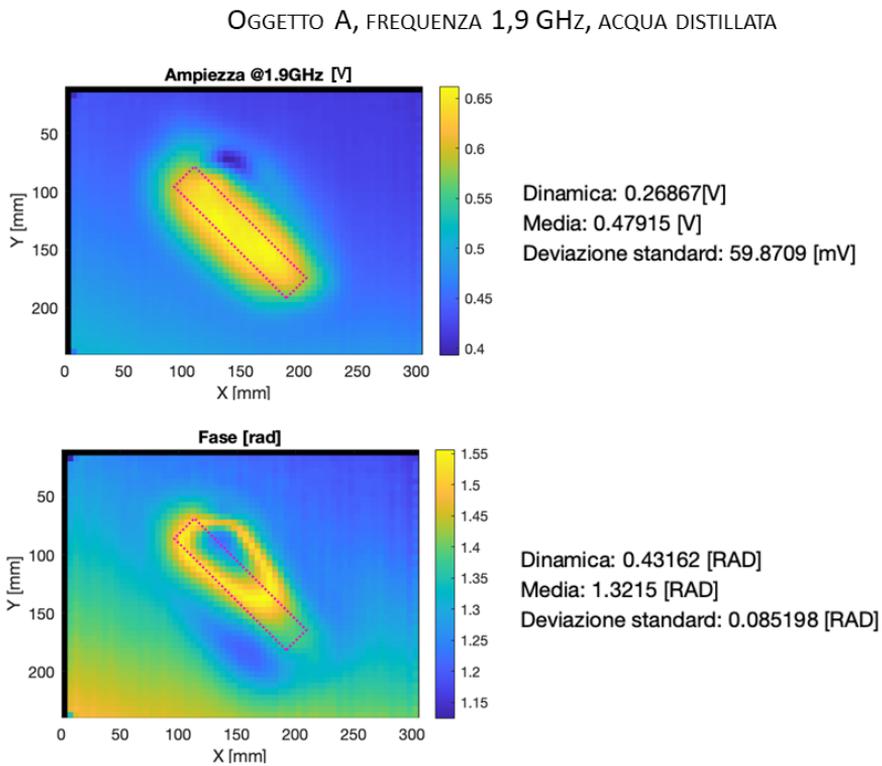


Figura 8.6: Con riferimento all'allestimento sperimentale di Figura 8.5, scansione dell'oggetto "A" (rif. 8.3) in acqua distillata a 1.9 GHz; Antenna a pelo della superficie dell'acqua. La linea tratteggiata indica dimensioni e posizione dell'oggetto acquisito.

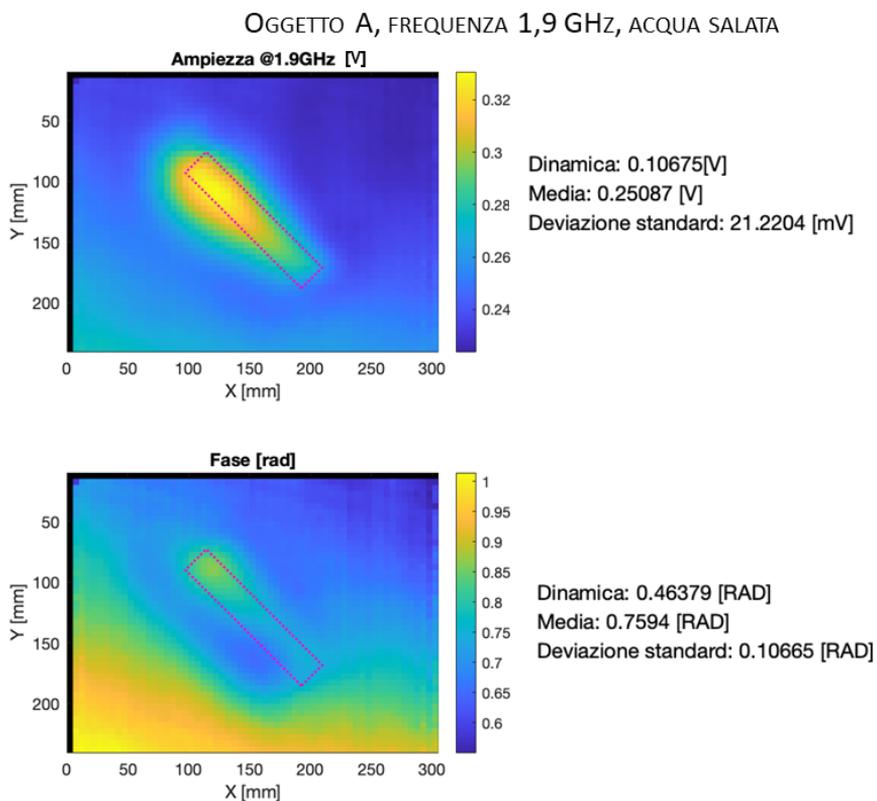


Figura 8.7: Con riferimento all'allestimento sperimentale di Figura 8.5, scansione dell'oggetto "A" (rif. 8.3) in acqua salata con 12 g/l di NaCl a 1.9 GHz; Antenna a pelo della superficie dell'acqua. La linea tratteggiata indica dimensioni e posizione dell'oggetto acquisito.

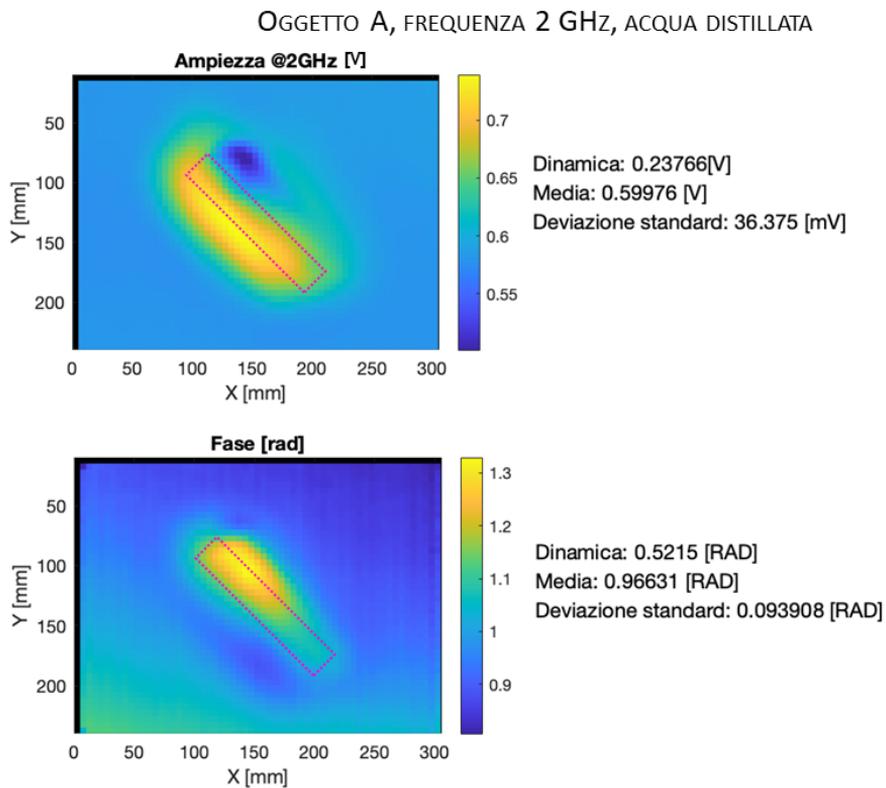


Figura 8.8: Con riferimento all'allestimento sperimentale di Figura 8.5, scansione dell'oggetto "A" (rif. 8.3) in acqua distillata a 2 GHz; Antenna a pelo della superficie dell'acqua. La linea tratteggiata indica dimensioni e posizione dell'oggetto acquisito.

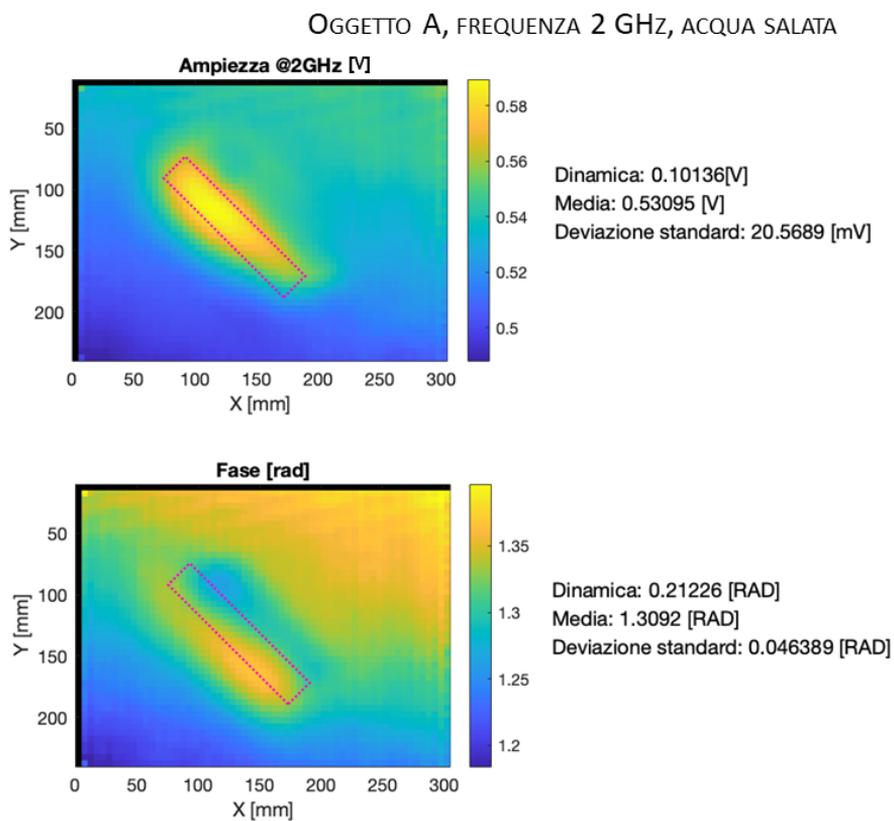


Figura 8.9: Con riferimento all'allestimento sperimentale di Figura 8.5, scansione dell'oggetto "A" (rif. 8.3) in acqua salata con 12 g/l di NaCl a 2 GHz; Antenna a pelo della superficie dell'acqua. La linea tratteggiata indica dimensioni e posizione dell'oggetto acquisito.

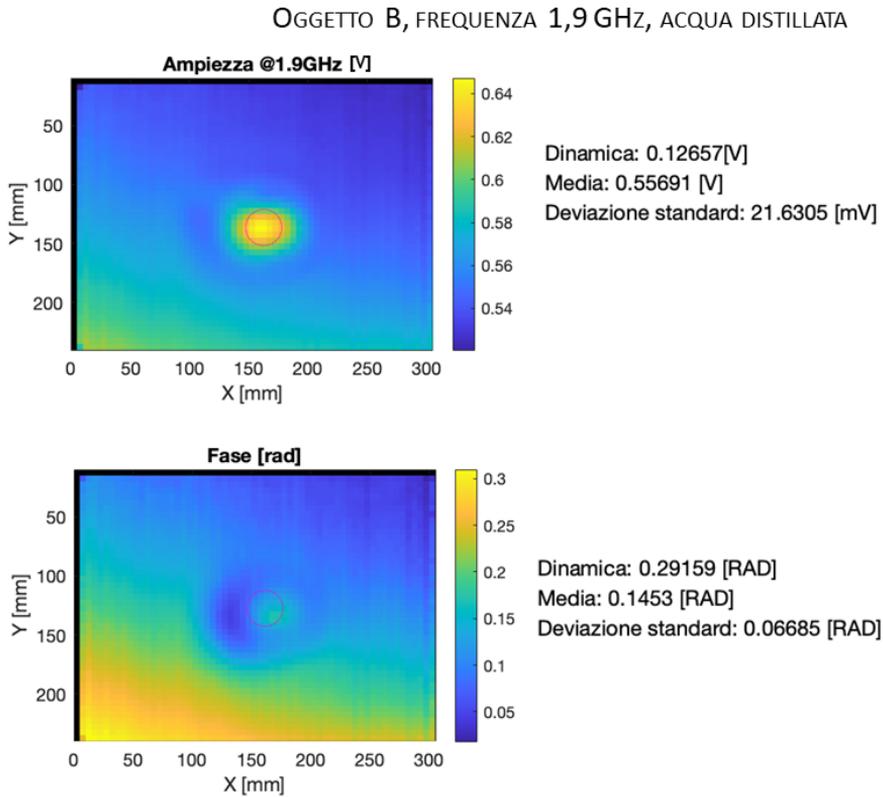


Figura 8.10: Con riferimento all'allestimento sperimentale di Figura 8.5, scansione dell'oggetto "B" (rif. 8.3) in acqua distillata a 1.9 GHz; Antenna a pelo della superficie dell'acqua. La linea tratteggiata indica dimensioni e posizione dell'oggetto acquisito.

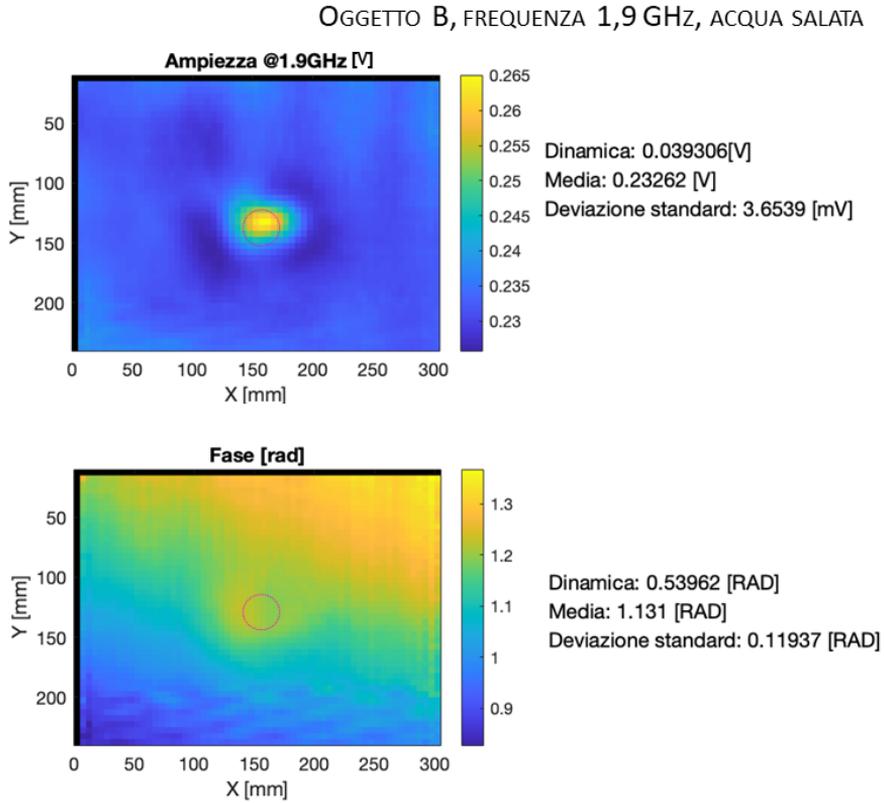


Figura 8.11: Con riferimento all'allestimento sperimentale di Figura 8.5, scansione dell'oggetto "B" (rif. 8.3) in acqua salata con 12 g/l di NaCl a 1.9 GHz; Antenna a pelo della superficie dell'acqua. La linea tratteggiata indica dimensioni e posizione dell'oggetto acquisito.

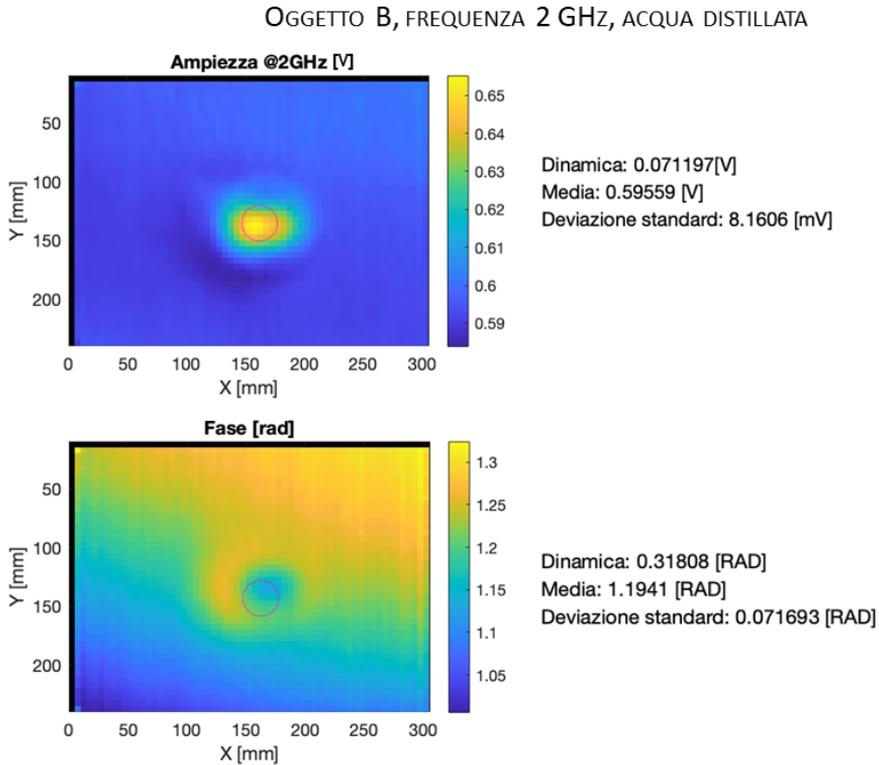


Figura 8.12: Con riferimento all'allestimento sperimentale di Figura 8.5, scansione dell'oggetto "B" (rif. 8.3) in acqua distillata a 2 GHz; Antenna a pelo della superficie dell'acqua. La linea tratteggiata indica dimensioni e posizione dell'oggetto acquisito.

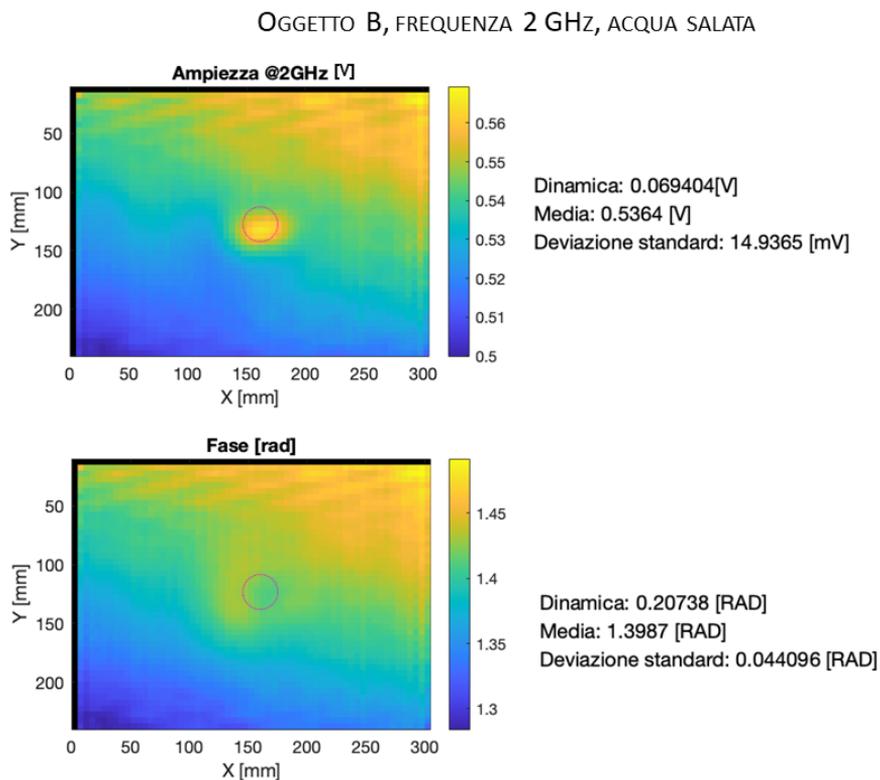


Figura 8.13: Con riferimento all'allestimento sperimentale di Figura 8.5, scansione dell'oggetto "B" (rif. 8.3) in acqua salata con 12 g/l di NaCl a 2 GHz; Antenna a pelo della superficie dell'acqua. La linea tratteggiata indica dimensioni e posizione dell'oggetto acquisito.

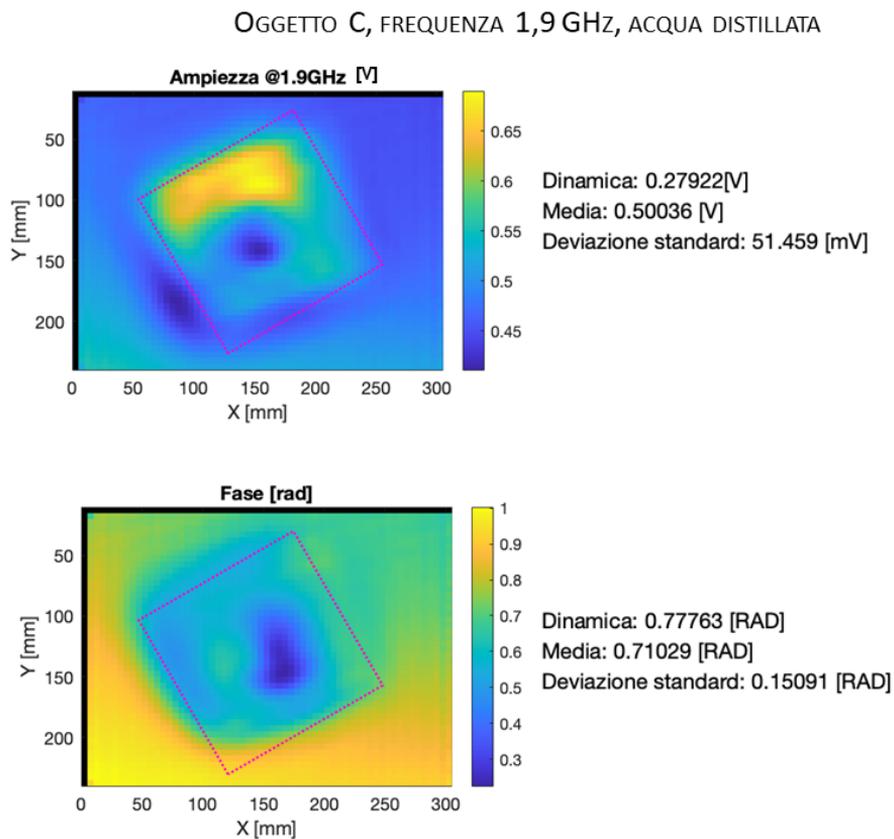


Figura 8.14: Con riferimento all'allestimento sperimentale di Figura 8.5, scansione dell'oggetto "C" (rif. 8.3) in acqua distillata a 1.9 GHz; Antenna a pelo della superficie dell'acqua. La linea tratteggiata indica dimensioni e posizione dell'oggetto acquisito.

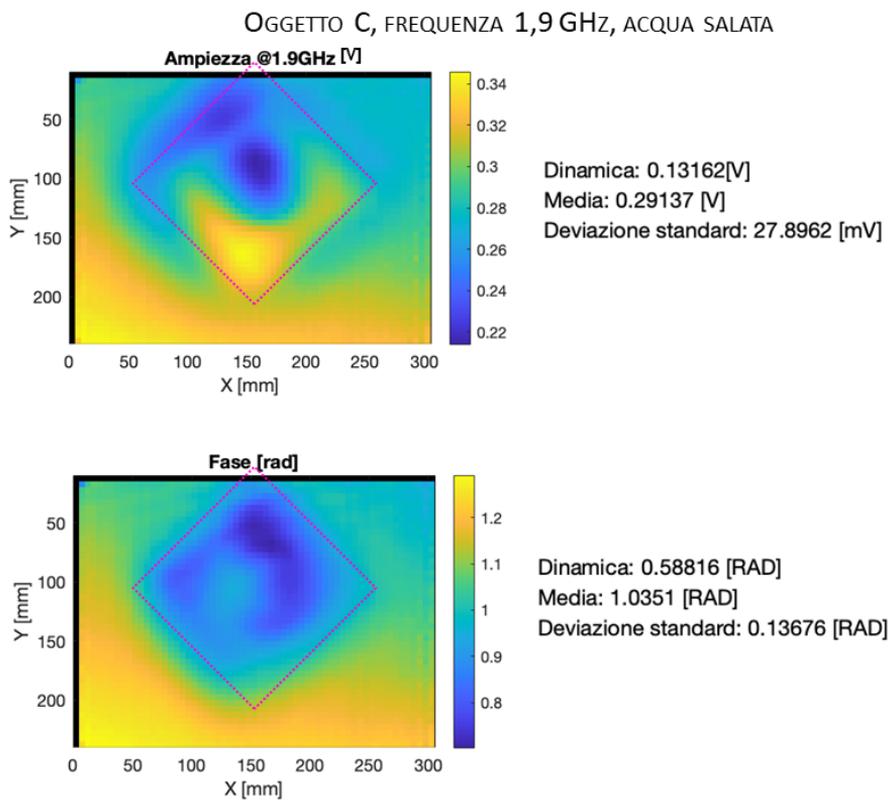


Figura 8.15: Con riferimento all'allestimento sperimentale di Figura 8.5, scansione dell'oggetto "C" (rif. 8.3) in acqua salata con 12 g/l di NaCl a 1.9 GHz; Antenna a pelo della superficie dell'acqua. La linea tratteggiata indica dimensioni e posizione dell'oggetto acquisito.

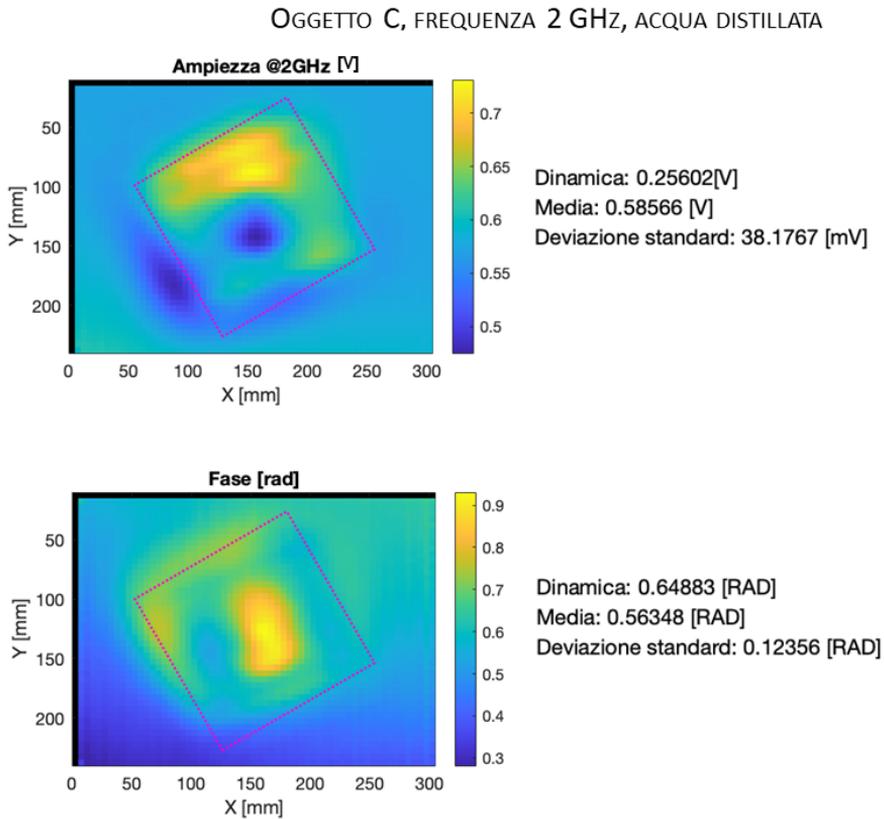


Figura 8.16: Con riferimento all'allestimento sperimentale di Figura 8.5, scansione dell'oggetto "C" (rif. 8.3) in acqua distillata a 2 GHz; Antenna a pelo della superficie dell'acqua. La linea tratteggiata indica dimensioni e posizione dell'oggetto acquisito.

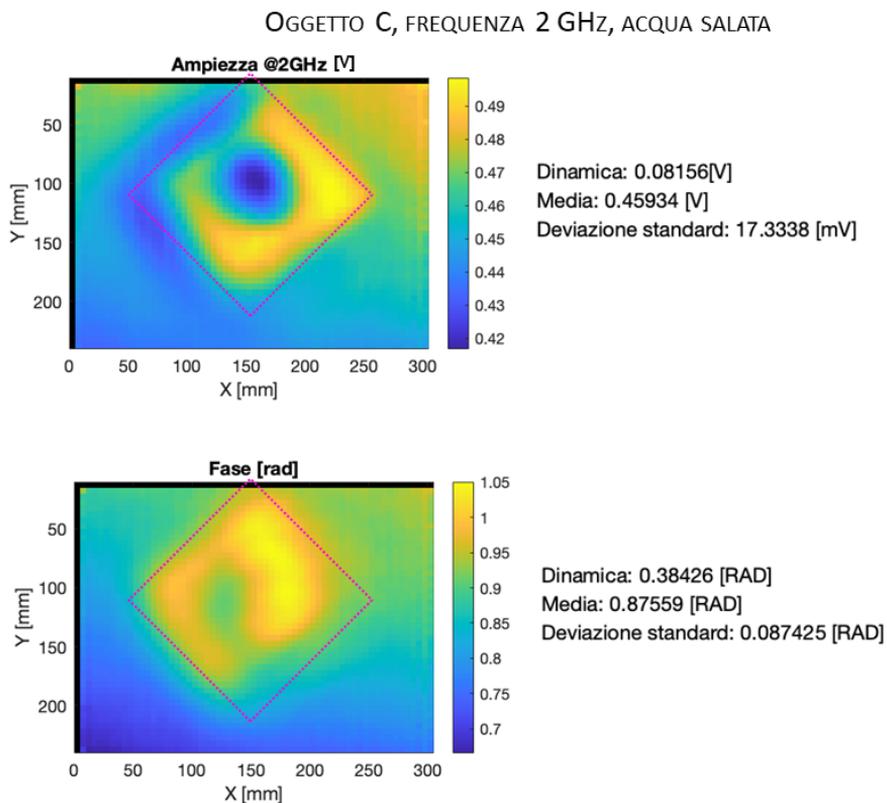


Figura 8.17: Con riferimento all'allestimento sperimentale di Figura 8.5, scansione dell'oggetto "C" (rif. 8.3) in acqua salata con 12 g/l di NaCl a 2 GHz; Antenna a pelo della superficie dell'acqua. La linea tratteggiata indica dimensioni e posizione dell'oggetto acquisito.

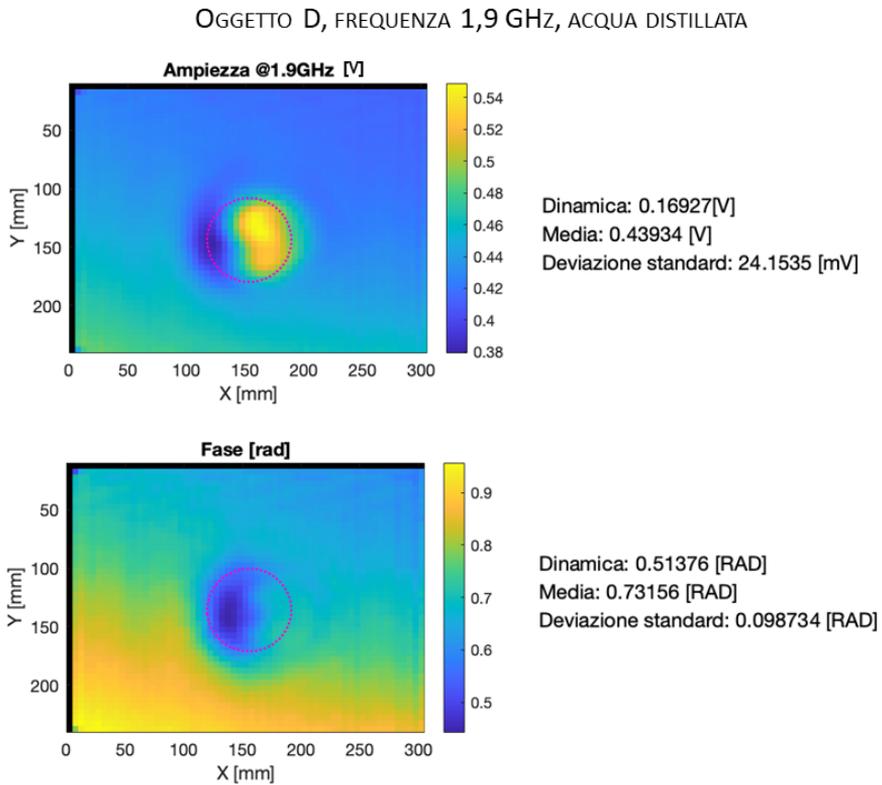


Figura 8.18: Con riferimento all'allestimento sperimentale di Figura 8.5, scansione dell'oggetto "D" (rif. 8.3) in acqua distillata a 1.9 GHz; Antenna a pelo della superficie dell'acqua. La linea tratteggiata indica dimensioni e posizione dell'oggetto acquisito.

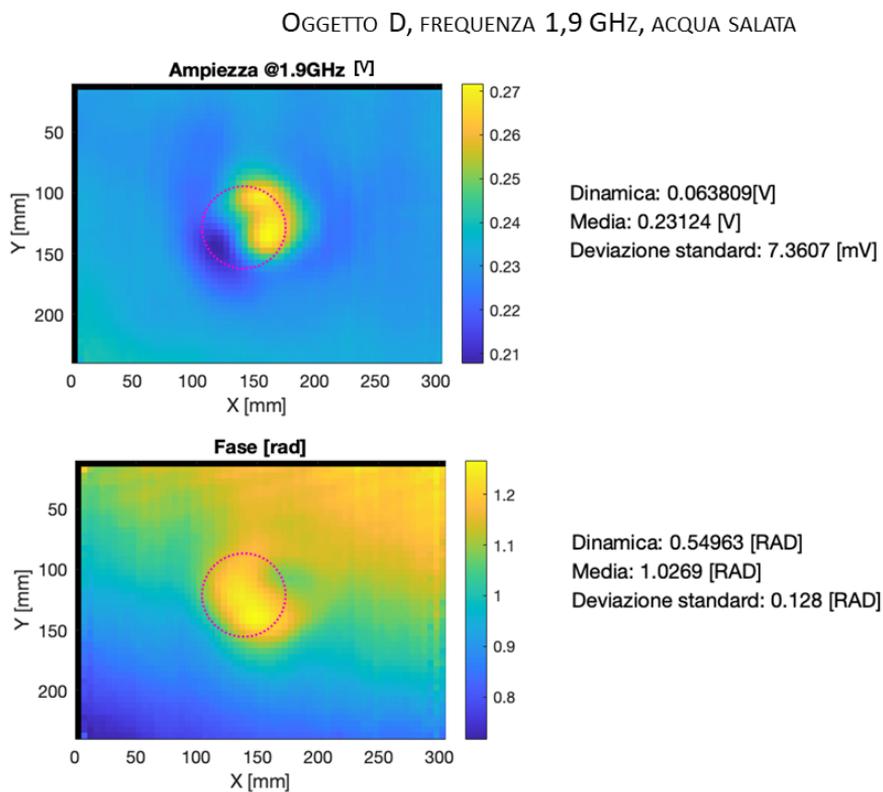


Figura 8.19: Con riferimento all'allestimento sperimentale di Figura 8.5, scansione dell'oggetto "D" (rif. 8.3) in acqua salata con 12 g/l di NaCl a 1.9 GHz; Antenna a pelo della superficie dell'acqua. La linea tratteggiata indica dimensioni e posizione dell'oggetto acquisito.

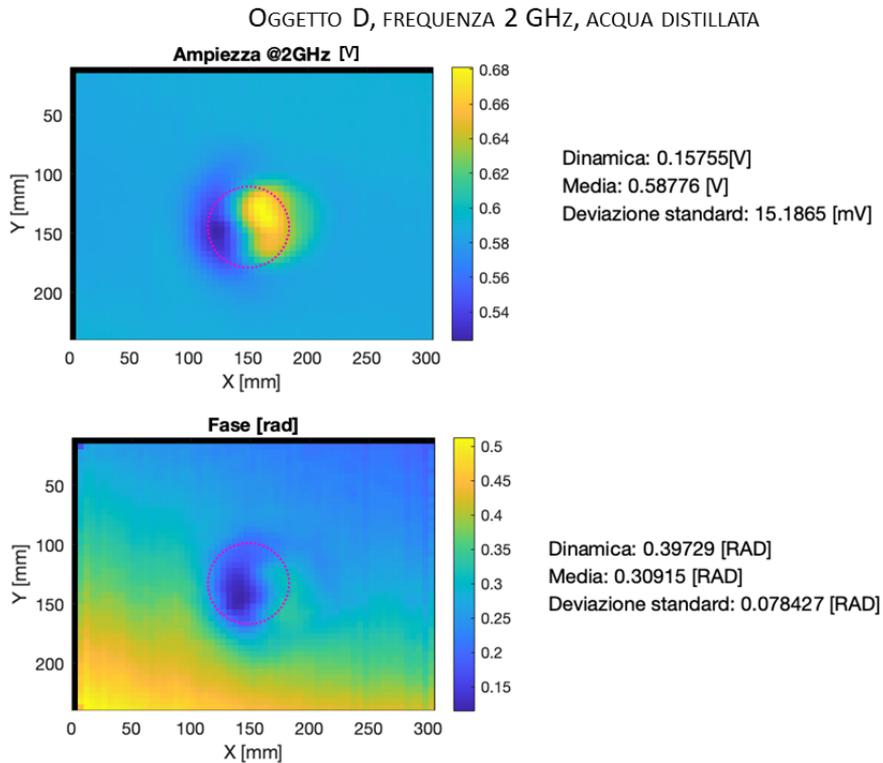


Figura 8.20: Con riferimento all'allestimento sperimentale di Figura 8.5, scansione dell'oggetto "D" (rif. 8.3) in acqua distillata a 2 GHz; Antenna a pelo della superficie dell'acqua. La linea tratteggiata indica dimensioni e posizione dell'oggetto acquisito.

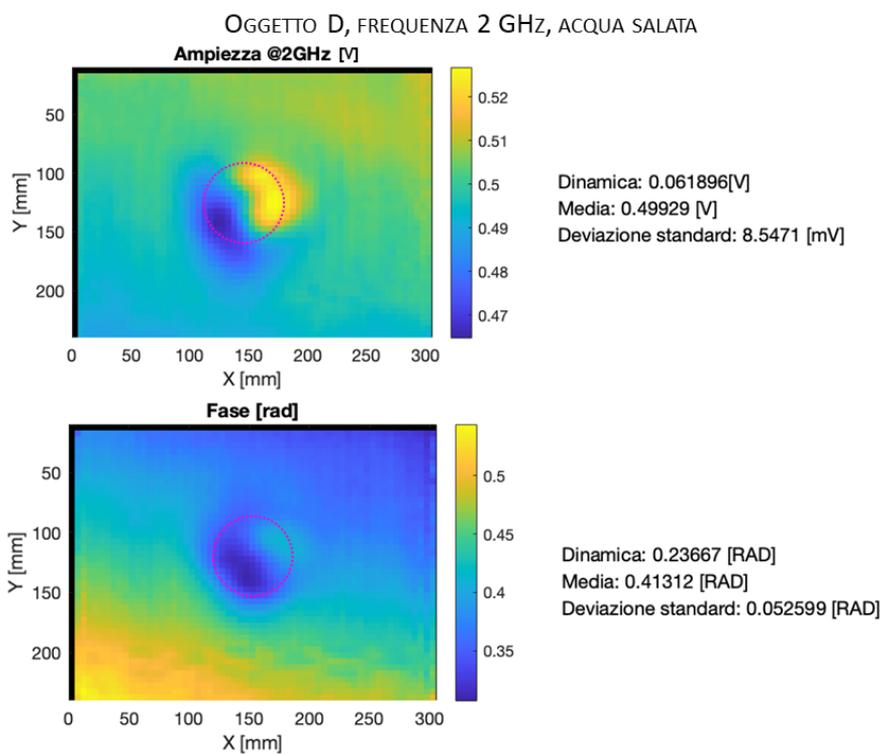


Figura 8.21: Con riferimento all'allestimento sperimentale di Figura 8.5, scansione dell'oggetto "D" (rif. 8.3) in acqua salata con 12 g/l di NaCl a 2 GHz; Antenna a pelo della superficie dell'acqua. La linea tratteggiata indica dimensioni e posizione dell'oggetto acquisito.

8.4 Conclusioni

Per poter fare acquisizioni in condizioni ripetibili e nello stesso tempo per poter avere il controllo sulle caratteristiche dielettriche del mezzo nel quale si trova l'oggetto da investigare, ho costruito un *test bed* dove al posto della sabbia, comunemente impiegata come mezzo di propagazione, con dell'acqua, variando la concentrazione della soluzione con NaCl per modificarne la permittività dielettrica e la conducibilità. Ho individuato un modello matematico che permettesse di calcolare la permittività complessa dell'acqua alle frequenze di interesse e ho sviluppato una funzione Matlab per svolgere i calcoli.

Gli esperimenti sono stati condotti per due frequenze 1,9 GHz e 2 GHz, posizionando l'oggetto da acquisire alla profondità di 1 cm sotto la superficie dell'acqua per simulare una attenuazione equivalente a quella che si può manifestare tra la mina e l'antenna nell'applicazione reale, considerando come riferimento il terreno comunemente diffuso nella regione del Donbass in Ucraina, che abbiamo preso a riferimento.

Capitolo 9

Conclusioni

Questo capitolo conclude la tesi riassumendo il contributo alla comunità scientifica che questo lavoro triennale si è proposto di dare e riporta una riflessione su quelle che potranno essere le strade di sviluppo per il futuro.

9.1 Sommario dei contributi

Questo mio contributo alla comunità scientifica, si pone l'obiettivo di stimolare la discussione sulle tecnologie utili per aumentare la sicurezza per gli operatori impegnati nella ricerca delle mine antiuomo e ridurre il numero di falsi allarmi per rendere più efficienti le procedure di sminamento.

Ho definito i requisiti che un RADAR olografico sub-superficiale per immagini a microonde di oggetti sepolti nel terreno deve possedere

Il lavoro che ho svolto è iniziato con un'ampia analisi della letteratura scientifica. Ho inizialmente studiato le tecniche per l'olografia ottica prima e digitale in seguito per definire al meglio i requisiti e le caratteristiche che il RADAR per immagini dovesse possedere al fine di ottenere dati sufficienti per generare immagini alla risoluzione più elevata possibile compatibilmente con la profondità di penetrazione desiderata. Ho mostrato come la risoluzione laterale teorica di 3 cm possa essere ottenuta con una radiazione a 2

GHz, mentre per ottenere una risoluzione in asse di 3 cm occorre estendere la banda in frequenza del RADAR all'intervallo 1 GHz, 3 GHz e acquisire almeno otto campioni equi-spaziati nella banda. Per quanto riguarda il campionamento nello spazio invece, il requisito minimo è di un campione ogni 1 cm. Ho studiato gli algoritmi di inversione del campo elettromagnetico, per poter utilizzare le informazioni sulla tridimensionalità dell'area investigata e ottenere una stima della profondità della mina e sul suo profilo geometrico. L'algoritmo di inversione di Fresnel richiede l'approssimazione di parallasse ed è utilizzabile solo per le acquisizioni con la scena irradiata in campo lontano. Inoltre, la dimensione dei "pixel" che costituiscono l'immagine ha un andamento monotono crescente con l'aumento della distanza del piano focalizzato dal piano di scansione. Tuttavia, l'algoritmo di Fresnel permette di modificare la risoluzione dell'immagine e di ingrandirne alcune parti, purché le informazioni nell'area ingrandita siano sufficienti. L'algoritmo di inversione denominato "Convoluzione" richiede la conoscenza della funzione PSF e la risoluzione dell'immagine che si ottiene è la stessa di quella dell'ologramma; L'algoritmo "Spettro Angolare", sembra essere il più efficace. Come per l'algoritmo di convoluzione la risoluzione rimane quella dell'immagine acquisita e non richiede approssimazioni per essere applicato, quindi può essere utilizzato anche per acquisizioni in campo vicino. Infatti, il nostro scopo è quello di utilizzare il RADAR in prossimità degli oggetti (3 cm - 5 cm di distanza in asse dall'antenna) per la rivelazione di oggetti sepolti metallici e plastici per la classificazione delle mine antiuomo e altri tipi di ordigni che si possono trovare nei primi strati del sottosuolo.

Ho realizzato una antenna innovativa a guida d'onda per RADAR per imaging a microonde applicando la tecnologia della stampa tridimensionale

Ho dimostrato come la tecnologia della stampa tridimensionale sia abilitante per la realizzazione di antenne a guida d'onda troncata per radar olografici a microonde. Ho mostrato la realizzazione di due antenne. L'idea di partenza è quella di riempire con del materiale dielettrico, con permittività maggiore dell'aria, la cavità della guida d'onda troncata con cui è fatta l'antenna del RADAR. In questo modo è possibile ridurre il volume e questo permette di sfruttare meglio il sistema meccanico di scansione e di estendere la porzione di terreno investigata. All'idea di usare materiale dielettrico per riempire

la guida d'onda se ne aggiunge una seconda: perché non utilizzare una plastica come riempitivo e realizzare l'antenna interamente con la tecnologia della stampa tridimensionale? Un primo prototipo, realizzato durante il periodo di lock-down per la pandemia di COVID-19, viene pensato per essere realizzato con materiali di facile reperibilità e basso costo. Come plastica scegliamo il PLA e come stampante la mia stampante privata, una Anet A8, stampante venduta in kit di montaggio a meno di 150 \$. Per metallizzare il nucleo solido, applico della vernice conduttiva a base di nichel, disponibile ad un costo di circa 50 \$ la bomboletta (con una confezione è possibile realizzare almeno due antenne con due mani di vernice ciascuna). Al progetto segue la modellazione con il simulatore CST MWS, al computer, e la simulazione delle caratteristiche elettromagnetiche. L'antenna, una volta fabbricata viene confrontata con un'antenna realizzata in officina meccanica con la tecnica tradizionale e cavità con aria. Dalle misure in camera anecoica, effettuate presso IFAC-CNR, emergono caratteristiche di radiazione confrontabili con quelle del modello simulato. Anche le prove sperimentali, effettuate in laboratorio, evidenziano, in termini di dinamica e di contrasto, valori comparabili con le immagini degli stessi oggetti realizzate con l'antenna in metallo e cavità in aria. Tuttavia, si evidenzia un incremento della potenza irradiata dai lati e posteriormente, a causa del ridotto effetto di schermo della vernice conduttiva impiegata. Per questa ragione l'interazione tra l'antenna e le strutture metalliche che servono per muoverla durante la scansione, che le sono intorno, si manifesta in maniera più evidente rispetto a quanto accadesse con l'antenna a cavità in aria, con delle zone chiare sovrapposte all'immagine che ne riducono la dinamica e quindi il contenuto informativo.

Ho ridotto le interazioni tra l'antenna e le strutture metalliche nel suo intorno introducendo l'innovazione di usare la stampa 3D per modellare uno schermo elettromagnetico integrato all'antenna

Per ridurre gli effetti della radiazione indesiderata, ho modellato con il simulatore strutture di schermo. Scelgo di realizzare una gabbia di Faraday intorno all'antenna e sperimento gli effetti realizzando un primo prototipo con una maglia metallica opportunamente sagomata intorno all'antenna. Gli esperimenti confermano la simulazione e mostrano sulle immagini RADAR come lo schermo elettromagnetico sia efficace. Dal promettente risultato ottenuto, decidiamo di realizzare con la nuova antenna, sempre stampata in 3D,

la struttura di schermo. Lo schermo, diventa parte integrante dell'antenna e oltre alla sua funzione primaria, ne assume una seconda: lo modelliamo al simulatore affinché abbia effetto sulla radiazione del lobo principale quando l'antenna lavora in campo vicino, in prossimità dell'interfaccia aria - terreno.

Dopo aver analizzato i vantaggi nell'introduzione di una vernice conduttiva con resistività minore di quasi un ordine di grandezza (da $7,6 \cdot 10^{-3}$ a $2,2 \cdot 10^{-3}$) e la necessità di poter far conto su una plastica per stampa con permittività dielettrica certificata, procedo alla modellazione del nuovo prototipo, inserendo nel modello anche lo schermo elettromagnetico, anch'esso pensato per essere realizzato con la stampa 3D. L'antenna con schermo integrato, una volta realizzata è stata caratterizzata elettromagneticamente in camera anecoica. I risultati sono ottimi. I diagrammi di radiazione mantengono un potenza nella direzione del lobo principale equivalente a quella simulata (simulato 7,82 dBi, misurato 8,52 dBi in polarizzazione parallela - simulato 8,06 dBi, misurato 7,59 dBi in polarizzazione ortogonale). La radiazione nella direzione posteriore risulta attenuata rispetto al primo prototipo, tuttavia l'attenuazione dei lobi indesiderati risulta comunque minore del valore simulato di 7 dB in polarizzazione parallela e 9 dB in polarizzazione ortogonale. Il parametro S_{11} nell'intervallo consentito dal circolatore (1 GHz - 2 GHz) mostra lo stesso profilo del parametro simulato e risulta ancora più attenuato della sua versione simulata, a conferma delle ottime caratteristiche possedute dall'antenna. Complessivamente il lavoro ha permesso di ottenere un'antenna di dimensioni ridotte di oltre il 56% in diametro (H) e del 4% più bassa (Wd). Lo schermo circonda il cilindro della guida aumentandone di 2 mm lo spessore e la sua parte conica terminale raggiunge gli 80 mm, ma si estende in altezza di soli 10 mm.

La nuova antenna con schermo integrato viene provata in un test-bed, anch'esso innovativo: per una serie di opportunità offerte dall'acqua, decido di fare tutte le prove sperimentali in una vasca contenete una soluzione di acqua e cloruro di sodio.

Ho integrato il RADAR con il sistema robotico in modo nuovo: per rendere l'hardware programmabile e aggiornabile nel tempo.

La funzione per la quale il radar olografico è stato pensato, ovvero la generazione di immagini di oggetti sepolti nel terreno ed in particolare mine antiuomo, richiede la possibilità di riconfigurare con facilità tutti i para-

metri di funzionamento del RADAR. Questo perché il mezzo investigato, come visto all'inizio di questa tesi, è un mezzo che presenta caratteristiche chimico-fisiche variabili in funzione della sua composizione (argilla, sabbia, minerali contenuti e dimensioni degli stessi, ecc.), del contenuto di acqua e delle condizioni meteorologiche locali. Inoltre, la posizione del piano di scansione rispetto al piano del terreno può variare in relazione alle caratteristiche morfologiche del suolo. Grazie ai numerosi sensori presenti sulla piattaforma robotica, possiamo valutare alcune di queste caratteristiche del terreno. Ad esempio, con una Depth Camera è possibile ottenere un'immagine ottica del suolo sovrapposta all'informazione sul suo rilievo, in modo da valutare il tipo di terreno, la presenza di elementi (sassi, radici, vegetazione, ecc.) in superficie che impongono di tenere l'antenna più alta durante la scansione e di scegliere la frequenza di lavoro più adatta per penetrare. Una stima dell'acqua presente sulla superficie del terreno ci permette di scegliere la potenza irradiata in modo da evitare la saturazione del segnale a causa dell'alta riflettività dell'interfaccia. Con il giroscopio interno alla piattaforma si può valutare l'inclinazione del piano di scansione e quindi correggere la distanza antenna - superficie del terreno. L'architettura elettronica del RADAR che avevo contribuito a progettare durante il progetto NATO SPS G5014 era costituita da componenti discrete e scheda di acquisizione per la conversione analogico-digitale progettata ad-hoc. L'utilizzo di componenti discreti, che in quel progetto soddisfaceva completamente le specifiche, rende complessa o impossibile per alcuni dispositivi, la modifica dei valori di frequenza di lavoro, banda dei filtri, forme d'onda generate, guadagno degli amplificatori. Questa limitazione impedisce di poter adattare il sensore RADAR a condizioni operative differenti. Per queste ragioni ho individuato un dispositivo basato sull'architettura Software Defined Radio che permette di utilizzare componenti integrati e componenti generati via software, quindi più affidabili e programmabili in tutti i parametri di funzionamento. L'architettura scelta, il dispositivo Analog Devices Adalm Pluto, offre questa possibilità insieme ad un volume e peso contenuto, un consumo di potenza compatibile con il sistema portatile sul quale il RADAR è installato e, altro elemento che ha orientato la scelta, ad un costo inferiore ai 200 \$, ma con un'architettura scalabile che garantisce di conservare il lavoro di sviluppo fatto anche quando il livello tecnologico del prototipo richieda un aggiornamento a dispositivi più performanti.

Il software che è ho sviluppato ci permette mediante un semplice file di testo,

di configurare tutti i parametri che desideriamo.

Ho dimostrato come i dati provenienti da sensori e dispositivi diversi e indipendenti possono essere messi in relazione mediante una marca temporale (time stamp).

Ho sviluppato un modo innovativo per integrare i dati provenienti da dispositivi diversi, che permette di mantenere i dispositivi completamente indipendenti ma di poter correlare i loro dati. Pur avendo sviluppato questa idea per l'integrazione del RADAR con il sistema di scansione meccanico, il modello, di cui ho validato il funzionamento, può essere applicato in tutti i casi in cui si abbiano da mettere in relazione dati di sistemi scollegati fra loro. Il principio alla base del modello è quello di avvalersi di un riferimento temporale comune. Grazie all'implementazione del protocollo NTP sull'hardware RADAR e sul controllore PLC del sistema di scansione meccanico, si associa una marca temporale a ciascun dato acquisito e lo si memorizza in un file di testo. Un algoritmo realizzato con Matlab, permette la successiva lettura dei dati, l'interpolazione numerica per la stima del loro valore in corrispondenza della marca temporale dei campioni di uno dei due sensori e la generazione della funzione interpolante. La funzione interpolante viene utilizzata per ricalcolare le componenti I/Q del segnale RADAR in corrispondenza dei punti di intersezione di una griglia di punti posizionati sul piano di scansione. I valori così ottenuti possono essere rappresentati in livelli di colori a formare un'immagine.

Questo metodo di correlazione dei dati, oltre a presentare il grande vantaggio di non richiedere la connessione tra due sistemi diversi, permette di utilizzare un programma G-CODE per lo scanner meccanico senza istruzioni specifiche per la sincronizzazione e soprattutto, permette la ricostruzione dell'immagine RADAR senza dover conoscere a priori il percorso seguito dall'antenna durante la scansione, rendendo quindi molto più flessibile l'operatività del sistema.

9.2 Linee guida per i lavori futuri

Osservando i risultati, abbiamo capito che il processo di stampa 3D potrebbe essere utilizzato per produrre antenne più compatte che sono facilmente adattabili a diverse applicazioni di telerilevamento. La tecnologia di stampa a filamento ci consente di creare geometrie complesse con relativa semplicità

di modifica e ottimizzazione al fine di ottenere antenne facilmente personalizzabili per applicazioni specifiche. Questo approccio, quando applicato a un metodo di imaging su piattaforme robotiche o con strumenti portatili, può semplificare l'integrazione di più componenti del sistema (l'alloggiamento per l'elettronica front-end a radiofrequenza ma anche altri sensori, supporti di movimentazione, ecc.). Inoltre, l'assenza di parti assemblate nelle antenne a guida d'onda in plastica metallizzata garantisce una migliore robustezza meccanica, rendendole molto resistenti alle sollecitazioni meccaniche inevitabili nell'uso sul campo. I risultati incoraggianti ci consentono di pensare ai prossimi passi per sfruttare ulteriormente le proprietà dei materiali plastici stampabili: la disponibilità di filamenti di materiali compositi per la stampa 3D, realizzati appositamente per l'uso in applicazioni a radiofrequenza con permittività dielettrica certificata elevata (fino a 12), consente, ad esempio, lo sviluppo di prototipi più piccoli e leggeri (variando la densità del materiale). La tecnologia costruttiva tridimensionale può permetterci di realizzare modelli adattati a diversi dispositivi di telerilevamento che possono essere continuamente migliorati e diffusi anche in aree geografiche con limitate risorse tecnologiche ed economiche.

Adesso che abbiamo a disposizione un *test bed* che ci garantisce la ripetibilità delle misure possiamo utilizzarlo per applicare gli algoritmi di inversione e validarne le prestazioni. Inoltre possiamo valutare e modellare l'effetto dell'interfaccia aria - acqua (e per trasposizione del modello aria - terreno) sulle immagini radar.

Una volta completata la validazione degli algoritmi di inversione, e la valutazione degli effetti dell'interfaccia aria - acqua, potremo passare alla sperimentazione in un reale campo minato, verificando le prestazioni del RADAR in un contesto quanto più vicino possibile al contesto reale. Inoltre, basandoci sul metodo di correlazione tra i campioni acquisiti da sensori separati e indipendenti, potremo proseguire nel percorso di integrazione dei dati di altri sensori, ad esempio, quelli di uno scanner tridimensionale, per ottenere un profilo altimetrico del suolo e migliorare con un processo di fusione dei dati, l'interpretazione degli stessi da parte dell'operatore specializzato o, ed è un altro passo che potrebbe essere perseguito, utilizzare l'insieme di tutti i dati acquisiti per generare un modello della realtà fisica quanto più possibile accurato per poi passarlo ad un algoritmo di intelligenza artificiale che analizzi e individui le mine anti-uomo.

La prospettiva, offerta dal progetto NATO SPS G-5731 è quella di poter

dimostrare quanto l'impiego di piattaforme robotiche specializzate, in grado di raccogliere informazioni e parametri fisici diversi dall'ambiente in cui si muovono, siano efficienti nelle attività di sminamento umanitario, garantendo sicurezza agli operatori, senza richiedere particolare livello di qualifica per il loro utilizzo. Inoltre, una volta terminate le attività di sminamento, proprio grazie al fatto che questi dispositivi sono pensati in maniera modulare, essi possono essere destinati ad altre attività di monitoraggio, un esempio tra i molti possibili, quello di analizzare i parametri fisico-chimici dei terreni agricoli per migliorarne la produttività.

Appendice A

Software del RADAR per immagini a microonde

In questa appendice è mostrato il listato del software "plutoScan.sh" con il quale è possibile controllare il funzionamento del RADAR per immagini a microonde.

A.1 plutoScan.sh

```
#!/bin/bash

#
# Version 1.0.6
#

function MY_readdev() {
    local FTX="$1"
    local FRX="$2"
    go iio_readdev -u $URI -b $NSAMP -s $NSAMP cf-ad9361-lpc |
    hexdump -ve '2/2 "%d " "\n"' | awk -v FTX="$FTX" -v
    FRX="$FRX" -v FREQ_SIN="$MODFREQ" -v FREQ_SAMP="$BBFS" '
    BEGIN {
        "date -u +\"%Y/%m/%d-%H:%M:%S.%6N\"" | getline T_STAMP;
        II=0;
        IQ=0;
        QI=0;
        QQ=0;
        PI=atan2(0,-1);
```

```

        M=FREQ_SIN/FREQ_SAMP;
    }

    {
        II+=$1*sin(2*PI*(FNR-1)*M);
        IQ+=$1*cos(2*PI*(FNR-1)*M);
        QI+=$2*sin(2*PI*(FNR-1)*M);
        QQ+=$2*cos(2*PI*(FNR-1)*M);
    }

    END {
        II=(NR/2);
        IQ=(NR/2);
        QI=(NR/2);
        QQ=(NR/2);
        AI=sqrt(II^2+IQ^2);
        AQ=sqrt(QI^2+QQ^2);
        printf("%s %d %d %.0f %.3f %.0f %.3f %.0f %.3f\n",
            T_STAMP, FTX, FRX,
            sqrt(II^2+IQ^2), atan2(IQ,II),
            sqrt(QI^2+QQ^2), atan2(QQ,QI),
            sqrt(AI^2+AQ^2), atan2(AQ,AI));
    }'
}

function MY_readdev2() {
    local FREQ="$1"
    local D=$(gdate +"%Y/%m/%d-%H:%M:%S.%6N")
    printf "$D $FREQ "
    go iio_readdev -u $URI -b $NSAMP -s $NSAMP cf-ad9361-lpc |
    hexdump -ve '2/2 "%d " " "'
    printf "\n"
}

# Execute commands and exit in case of failure. In DRY run mode just echo the command.
function go() {
    if $DRY
    then
        echo $@
        sleep 0.1
    else
        if "$@" 2>> plutoScan.out
        then
            echo "${BASH_LINENO[0]}: $@" >> plutoScan.out
        fi
    fi
}

```

```
else
    echo "Error at line ${BASH_LINENO[0]}: $@" >> plutoScan.out
    exit 1
fi
fi
}

function stopScan() {
    REDO=false
}

# Just a unique key to search for the process pid (see stop function)
KEYSTONE="ALANV93GCLWBCY494NDJU2870XNDS"

# Parse command line
case "$1" in
"$KEYSTONE")
    > plutoScan.out
    > plutoScan.log
    ;;
"start")
    pgrep "$KEYSTONE" || $0 $KEYSTONE &
    exit 0
    ;;
"stop")
    pkill -SIGHUP -f "$KEYSTONE"
    exit 0
    ;;
"set")
    F1=$(mktemp)
    FC="$(dirname $0)/$(basename $0 | cut -d"." -f1).cfg"
    cat $FC | sed "s/^[[:blank:]]*$2=.*$/$2=\"\$3\"/" > $F1
    cat $F1 > $FC
    rm $F1
    exit 0
    ;;
"view")
    FC="$(dirname $0)/$(basename $0 | cut -d"." -f1).cfg"
    cat $FC
    exit 0
    ;;
*)
    echo "Usage: $(basename $0) [start|stop|view|set NAME VALUE]"
    exit 0
    ;;
esac
```

```
# -----  
# Setup default values for external parameters  
#  
# Dry run switch: when true show IIO commands without executing them  
DRY="false"  
# The address of SDR device  
URI="local:"  
# Input and Output hardware gain [dB]  
IHGAIN="0"  
OHGAIN="0"  
# Carrier radiofrequencies [Hz]  
MULTIFREQRX=""  
MULTIFREQTX=""  
# Sine wave modulant frequency (baseband signal) [Hz]  
MODFREQ=100000  
# Sampling frequency for baseband signal [Hz]  
BBFS=2100000  
# Low pass filter for input signal [Hz]  
RFB=250000  
# Number of sine wave cycles in each acquisition  
NCYCLES=32  
# Quiet switch for IIO library: -q ==> no output  
QUIET=""  
# Pause processing between frequency switch and signal acquisition [s]  
WAITFORLO=0.0  
# Power of Digital Signal Sintetized [0: no power, 1 max power]  
AVOSCALE=0.44  
AV1SCALE=0.44  
AV2SCALE=0.44  
AV3SCALE=0.44  
# RF DC Tracking [1:enable, 0:disable]  
RFDCTK=1  
# BB DC Tracking [1:enable, 0:disable]  
BBDCTK=1  
# -----  
  
# Load actual parameters value from configuration file  
source plutoScan.cfg  
  
# Set exit function via signal HANGUP  
trap stopScan SIGHUP  
export REDO=true
```

```

# -----
# Prologue configuration for device
#
# Disable loopback of digital values
go iio_attr $QUIET -u $URI -D ad9361-phy loopback 0

# Setup internal DDS
go iio_attr $QUIET -u $URI -c cf-ad9361-dds-core-lpc altvoltage0 raw 1
go iio_attr $QUIET -u $URI -c cf-ad9361-dds-core-lpc altvoltage1 raw 1
go iio_attr $QUIET -u $URI -c cf-ad9361-dds-core-lpc altvoltage2 raw 1
go iio_attr $QUIET -u $URI -c cf-ad9361-dds-core-lpc altvoltage3 raw 1

go iio_attr $QUIET -u $URI -c cf-ad9361-dds-core-lpc altvoltage0 scale $AVOSCALE
go iio_attr $QUIET -u $URI -c cf-ad9361-dds-core-lpc altvoltage1 scale $AV1SCALE
go iio_attr $QUIET -u $URI -c cf-ad9361-dds-core-lpc altvoltage2 scale $AV2SCALE
go iio_attr $QUIET -u $URI -c cf-ad9361-dds-core-lpc altvoltage3 scale $AV3SCALE

go iio_attr $QUIET -u $URI -c cf-ad9361-dds-core-lpc altvoltage0 frequency $MODFREQ
go iio_attr $QUIET -u $URI -c cf-ad9361-dds-core-lpc altvoltage1 frequency $MODFREQ
go iio_attr $QUIET -u $URI -c cf-ad9361-dds-core-lpc altvoltage2 frequency $MODFREQ
go iio_attr $QUIET -u $URI -c cf-ad9361-dds-core-lpc altvoltage3 frequency $MODFREQ

go iio_attr $QUIET -u $URI -c cf-ad9361-dds-core-lpc altvoltage0 phase 0
go iio_attr $QUIET -u $URI -c cf-ad9361-dds-core-lpc altvoltage1 phase 0
go iio_attr $QUIET -u $URI -c cf-ad9361-dds-core-lpc altvoltage2 phase 0
go iio_attr $QUIET -u $URI -c cf-ad9361-dds-core-lpc altvoltage3 phase 0

# Set baseband sampling frequency in input - this sets also all other BB sampling
go iio_attr $QUIET -u $URI -i -c ad9361-phy voltage0 sampling_frequency $BBFS
go iio_attr $QUIET -u $URI -i -c ad9361-phy voltage2 sampling_frequency $BBFS

# Set radiofrequency bandwidth in input/output
go iio_attr $QUIET -u $URI -i -c ad9361-phy voltage0 rf_bandwidth $RFB
go iio_attr $QUIET -u $URI -i -c ad9361-phy voltage2 rf_bandwidth $RFB
go iio_attr $QUIET -u $URI -o -c ad9361-phy voltage0 rf_bandwidth $RFB
go iio_attr $QUIET -u $URI -o -c ad9361-phy voltage2 rf_bandwidth $RFB
go iio_attr $QUIET -u $URI -o -c ad9361-phy voltage3 rf_bandwidth $RFB

# Set hardware gain in input and output
go iio_attr $QUIET -u $URI -c ad9361-phy voltage0 gain_control_mode manual
go iio_attr $QUIET -u $URI -i -c -- ad9361-phy voltage0 hardwaregain $IHGAIN
go iio_attr $QUIET -u $URI -o -c -- ad9361-phy voltage0 hardwaregain $OHGAIN

# Turn off automatic correction features (tracking, rf_dc and bb_dc)
go iio_attr $QUIET -u $URI -i -c ad9361-phy voltage0 quadrature_tracking_en 0

```

```

go iio_attr $QUIET -u $URI -i -c ad9361-phy voltage2 quadrature_tracking_en 0
go iio_attr $QUIET -u $URI -i -c ad9361-phy voltage0 rf_dc_offset_tracking_en $RFDCTK
go iio_attr $QUIET -u $URI -i -c ad9361-phy voltage2 rf_dc_offset_tracking_en $RFDCTK
go iio_attr $QUIET -u $URI -i -c ad9361-phy voltage0 bb_dc_offset_tracking_en $BBDCTK
go iio_attr $QUIET -u $URI -i -c ad9361-phy voltage2 bb_dc_offset_tracking_en $BBDCTK
# -----

# -----
# Define multifrequency arrays for fastlock (max 8 profiles)
MULTIFREQTX=( $MULTIFREQTX )
MULTIFREQRX=( $MULTIFREQRX )
if [[ ${#MULTIFREQRX[@]} -le ${#MULTIFREQTX[@]} ]]
then
    NMF=${#MULTIFREQRX[@]}
else
    NMF=${#MULTIFREQTX[@]}
fi

if [[ $NMF -gt 8 ]]
then
    NMF=8
fi

# -----
# Cycle on multifrequency values to store fastlock profiles
for (( N=0;N<$NMF;N++ ))
do
    FREQTX=${MULTIFREQTX[$N]}
    FREQRX=${MULTIFREQRX[$N]}

    # Set carrier's frequency and store related profile
    go iio_attr $QUIET -u $URI -c ad9361-phy RX_LO frequency $FREQRX
    go iio_attr $QUIET -u $URI -c ad9361-phy RX_LO fastlock_store $N

    go iio_attr $QUIET -u $URI -c ad9361-phy TX_LO frequency $FREQTX
    go iio_attr $QUIET -u $URI -d ad9361-phy calib_mode manual_tx_quad
    go iio_attr $QUIET -u $URI -c ad9361-phy TX_LO fastlock_store $N
done

# -----
# Cycle on multifrequency values and acquire received signal
NSAMP=$(( $BBFS*$NCYCLES/$MODFREQ ))

if [[ $NMF -eq 1 ]]
then

```

```

# Set carrier's frequency
go iio_attr $QUIET -u $URI -c ad9361-phy TX_LO fastlock_recall 0
go iio_attr $QUIET -u $URI -c ad9361-phy RX_LO fastlock_recall 0

# Turn on transmission and reception chain
go iio_attr $QUIET -u $URI -c ad9361-phy TX_LO powerdown 0
go iio_attr $QUIET -u $URI -c ad9361-phy RX_LO powerdown 0

printf "DATE FREQUENCY_TX FREQUENCY_RX MOD_I PHASE_I MOD_Q
PHASE_Q MOD PHASE\n" >> plutoScan.log
while $REDO
do
    # Read out rssi value for debug
    # go iio_attr $QUIET -u $URI -c ad9361-phy -o voltage0 rssi
    # go iio_attr $QUIET -u $URI -c ad9361-phy -i voltage0 rssi
    MY_readdev ${MULTIFREQTX[0]} ${MULTIFREQRX[0]} >> plutoScan.log
done
# Turn off transmission and reception chain
go iio_attr $QUIET -u $URI -c ad9361-phy RX_LO powerdown 1
go iio_attr $QUIET -u $URI -c ad9361-phy TX_LO powerdown 1

elif [[ $NMF -gt 1 ]]
then
    # Turn on transmission and reception chain
    go iio_attr $QUIET -u $URI -c ad9361-phy TX_LO powerdown 0
    go iio_attr $QUIET -u $URI -c ad9361-phy RX_LO powerdown 0

    printf "DATE FREQUENCY_TX FREQUENCY_RX MOD_I PHASE_I MOD_Q
    PHASE_Q MOD PHASE\n" >> plutoScan.log
    while $REDO
    do
        # Cycle on multifrequency values to recall fastlock frequency profiles
        for (( N=0;N<$NMF;N++ ))
        do
            # Set carrier's frequency
            go iio_attr $QUIET -u $URI -c ad9361-phy TX_LO fastlock_recall $N
            go iio_attr $QUIET -u $URI -c ad9361-phy RX_LO fastlock_recall $N

            sleep $WAITFORLO

            # Read out rssi value for debug
            # go iio_attr $QUIET -u $URI -c ad9361-phy -o voltage0 rssi
            # go iio_attr $QUIET -u $URI -c ad9361-phy -i voltage0 rssi

            MY_readdev ${MULTIFREQTX[$N]} ${MULTIFREQRX[$N]} >> plutoScan.log
        done
    done
done

```

```
# Turn off transmission and reception chain
go iio_attr $QUIET -u $URI -c ad9361-phy RX_LO powerdown 1
go iio_attr $QUIET -u $URI -c ad9361-phy TX_LO powerdown 1

fi
go iio_attr $QUIET -u $URI -d ad9361-phy calib_mode auto
# -----
```

Appendice B

Algoritmo per la correlazione dei campioni di sistemi indipendenti mediante riferimento temporale

In questa appendice è mostrato il listato del software "plutoScan.sh" con il quale è possibile controllare il funzionamento del RADAR per immagini a microonde.

B.1 unifyLog.m

```
function [P_F_UNIQUE,FFI,FFQ, P_X,P_Y,P_I,P_Q] = unifyLog(FFESTO,FPLUTO, H)
% VERSION: 1.3

% WARNING: constants in code
NEIG = 'none'; % ExtrapolationMethod can be: 'nearest', 'linear', or 'none'
INTM = 'natural'; % Interpolation method can be: 'nearest', 'linear', or 'natural'.
TOFF = 0; % Delay in ms applied to PLUTO scan data timings

if nargin < 3
    P1 = loadFestoLog(FFESTO);
    [co,ce]=hist(P1.Z,1000);
    [~,cx] = max(co);
    H = ce(cx)*1000;
    clear co ce cx
end
P1 = loadFestoLog(FFESTO, H);
```

```

P2 = loadPlutoLog(FPLUTO);
P2.DATE = P2.DATE + seconds(TOFF*1e-3);

if any(abs(P2.MOD_I.*sin(P2.PHASE_I)) >= 2^11-1 | ...
      abs(P2.MOD_I.*cos(P2.PHASE_I)) >= 2^11-1)
    disp('WARNING: signal I is saturated.');
```

end

```

if any(abs(P2.MOD_Q.*sin(P2.PHASE_Q)) >= 2^11-1 | ...
      abs(P2.MOD_Q.*cos(P2.PHASE_Q)) >= 2^11-1)
    disp('WARNING: signal Q is saturated.');
```

end

```

% Index of PLUTO's data within FESTO's time window
P_ix = find(P2.DATE >= min(P1.DATE) & ...
           P2.DATE <= max(P1.DATE));

% Shortcut for PLUTO's data
P_F = P2.FREQUENCY_TX(P_ix);
P_F_UNIQUE = unique(P_F,'sorted');
P_DATE = P2.DATE(P_ix);
P_MOD_I = P2.MOD_I(P_ix);
P_MOD_Q = P2.MOD_Q(P_ix);

% Shortcut for FESTO's data
F_X = P1.X;
F_Y = P1.Y;
F_DATE = P1.DATE;

FFI = cell(1,length(P_F_UNIQUE));
FFQ = cell(1,length(P_F_UNIQUE));
P_X = cell(1,length(P_F_UNIQUE));
P_Y = cell(1,length(P_F_UNIQUE));
if nargin > 3
    P_I = cell(1,length(P_F_UNIQUE));
    P_Q = cell(1,length(P_F_UNIQUE));
end

% Cycle on PLUTO's frequencies
for n=1:length(P_F_UNIQUE)
    fx = find(P_F == P_F_UNIQUE(n));

    % Find the X,Y position of PLUTO's data for current frequency
    P_X{n} = interp1(F_DATE,F_X,P_DATE(fx), 'linear',NaN);
    P_Y{n} = interp1(F_DATE,F_Y,P_DATE(fx), 'linear',NaN);

    % Interpolate PLUTO's data over the legacy meshgrid
```

```

FFI{n} = scatteredInterpolant(P_X{n},P_Y{n},P_MOD_I(fx),INTM,NEIG);
FFQ{n} = scatteredInterpolant(P_X{n},P_Y{n},P_MOD_Q(fx),INTM,NEIG);

if nargout > 3
    P_I{n} = P_MOD_I(fx);
    P_Q{n} = P_MOD_Q(fx);
end
end

```

B.2 viewIQ.m

```

function viewIQ(F, FI,FQ,STEP, P_X,P_Y,P_I,P_Q,DOTSIZE)

% set(gcf,'renderer','painters');

% Set default values
if ~exist('STEP','var') || isempty(STEP)
    STEP = 5;
end

if ~exist('DOTSIZE','var') || isempty(DOTSIZE)
    DOTSIZE = 10;
end

for n=1:length(F)
    figure(n);
    clf;
    tiledlayout(2,2);

    [X,Y] = meshgrid(min(FI{1}.Points(:,1)):STEP:max(FI{1}.Points(:,1)), ...
        min(FI{1}.Points(:,2)):STEP:max(FI{1}.Points(:,2)));
    I = FI{n}(X,Y)*1.8/4096;
    Q = FQ{n}(X,Y)*1.8/4096;

    %Calc image parameters
    dinamica = [max(max(sqrt(Q.^2 + I.^2)))-min(min(sqrt(Q.^2 + I.^2)))...
        max(max(atan2(Q,I)))-min(min(atan2(Q,I)))];
    media = [nanmean(nanmean(sqrt(Q.^2 + I.^2))) nanmean(nanmean(atan2(Q,I)))];
    devStd = [(nanstd(sqrt(Q.^2 + I.^2),1,[1 2])) nanstd(atan2(Q,I),1,[1 2])];

    T1 = nexttile;
    pcolor(X,Y,sqrt(Q.^2 + I.^2));
    set(gca,'color','k');

```

```

shading flat;
axis equal;
axis tight;
caxis([0.2079 0.5490]);
axis ij;
title(strcat('Amplitude @', num2str(F(n)*1e-9), 'GHz'));
xlabel('X [mm]');
ylabel('Y [mm]');
text (0,-0.35,['\newline{Dynamic: }',num2str(dinamica(:,1)),' [V]'...
        '\newlineMean: ',num2str(media (:,1)),' [V]','\newlineStandard Dev.: ',...
        num2str(devStd(:,1)*1e3),' [mV]}'], 'FontSize', 8,'Units','normalized');

colorbar
% colormap gray
T2 = nexttile;
pcolor(X,Y,atan2(Q,I));
set(gca,'color','k');
shading flat;
axis equal;
axis tight;
caxis([0.4433 1.2670]);
axis ij;
title('Phase [rad]');
xlabel('X [mm]');
ylabel('Y [mm]');
text (0,-0.35,['\newline{Dynamic: }',num2str(dinamica(:,2)), ' [RAD]'...
        '\newlineMean: ',num2str(media (:,2)),' [RAD]','\newlineVariance: ',...
        num2str(devStd(:,2)),' [RAD]}'], 'FontSize', 8,'Units','normalized');

colorbar

T3 = nexttile;
scatter(P_X{n},P_Y{n},DOTSIZE,sqrt(P_I{n}.^2+P_Q{n}.^2), 'filled');
set(gca,'color','k');
axis equal;
axis tight;
axis ij;
xlabel('X [mm]');
ylabel('Y [mm]');
colorbar

T4 = nexttile;
scatter(P_X{n},P_Y{n},DOTSIZE,atan2(P_Q{n},P_I{n}), 'filled');
set(gca,'color','k');
axis equal;
axis tight;
axis ij;
xlabel('X [mm]');
ylabel('Y [mm]');

```

```
colorbar  
  
    linkaxes([T1 T2 T3 T4]);  
end
```


Appendice C

Pubblicazioni

L'attività di ricerca riportata in questo testo ha condotto a diverse pubblicazioni in riviste e conferenze internazionali e nazionali. Queste sono elencate di seguito.¹

Riviste Internazionali

1. T. Bechtel, **Luca Bossi** et al. “Application of the Industry 4.0 paradigm to the design of a dual GPR system for Humanitarian Demining”. In: *FAST-TIMES* 24 (2019). FloRe ID hdl:2158/1163707, pp. 112–120.
2. Timothy Bechtel, **Luca Bossi** et al. “Characterization of Electromagnetic Properties of In Situ Soils for the Design of Landmine Detection Sensors: Application in Donbass, Ukraine”. In: *REMOTE SENSING* 11 (2019). FloRe ID hdl:2158/1156079, pp. 1232–1247. doi: 10.3390/rs11101232.
3. **Luca Bossi**, Pierluigi Falorni, and Lorenzo Capineri. “Performance comparison for the detection of defects in thermal insulating materials using microwave holograms acquired manually and with a robotized scanner”. In: *JOURNAL OF ELECTROMAGNETIC WAVES AND APPLICATIONS* (2019). FloRe ID hdl:2158/1171676, pp. 1–15. doi: 10.1080/09205071.2019.1663273.
4. **Luca Bossi** et al. “Numerical Design and Experimental Validation of a Plastic 3D-Printed Waveguide Antenna for Shallow Object Microwave Imaging”. In: *SENSING AND IMAGING* 22 (2021). FloRe ID hdl:2158/1237073, pp. 1–15. doi: 10.1080/09205071.2019.1663273.

¹Gli indici bibliometrici dell'autore sono i seguenti: *H-index* = 6, numero totale di citazioni = 67 (sorgente: Google Scholar il mese di Aprile, 2022).

5. Gennadiy P. Pochanin, **Luca Bossi** et al. “Measurement of Coordinates for a Cylindrical Target Using Times of Flight from a 1-Transmitter and 4-Receiver UWB Antenna System”. In: *IEEE TRANSACTIONS ON GEO-SCIENCE AND REMOTE SENSING (2019)*. FloRe ID hdl:2158/1174633, pp. 1–10. doi: 10.1109/TGRS.2019.2946064

Conferenze e Workshop Internazionali

1. A. Bartolini, **Luca Bossi** et al. “Machine Vision for Obstacle Avoidance, Tripwire Detection, and Subsurface Radar Image Correction on a Robotic Vehicle for the Detection and Discrimination of Landmines”. In: *Photonics & Electromagnetics Research Symposium - PIERS*, Spring. FloRe ID hdl:2158/1185563. IEEE, 2019, pp. 1602–1606. isbn: 978-1-7281-3403-1. doi: 10.1109/PIERS-Spring46901.2019.9017574.
2. G. Borgioli, **Luca Bossi** et al. “A Hologram Reconstruction Algorithm for Landmine Recognition and Classification Based on Microwave Holographic Radar Data”. In: *2018 Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-Toyama)*. FloRe ID hdl:2158/1148573. ieee, 2018, pp. 1938–1944. isbn: 978-4-8855-2316-8. doi: 10.23919/PIERS.2018.8597707.
3. **Luca Bossi** et al. “Characterization of a 2 GHz holographic radar antenna for detection of subsurface targets”. In: *SEG Global Meeting Abstracts*. FloRe ID hdl:2158/1216451. Society of Exploration Geophysicists, 2020, pp. 324–327. doi: 10.1190/gpr2020-085.1.
4. **Luca Bossi** et al. “Design of a robotic platform for landmine detection based on Industry 4.0 paradigm with data sensors integration”. In: *IEEE Xplore*. FloRe ID hdl:2158/1201446. IEEE, 2020, pp. 16–20. isbn: 978-1-7281-4892-2. doi: 10.1109/MetroInd4.0IoT48571.2020.9138227. **(During the conference I win the award as Best Paper on “Sensors for Metrology and Industry 4.0” from the committee of IEEE Sensors Council Italy Chapter.)**
5. **Luca Bossi** et al. “Detection of targets from radar tracks of the UWB-GPR “1Tx + 4Rx” on the mobile platform “UGO 1st”. In: *SEG Global Meeting Abstracts*. FloRe ID hdl:2158/1216419. Society of Exploration Geophysicists, 2020, pp. 448–451. doi: 10.1190/gpr2020-116.1.
6. **Luca Bossi** et al. “The imaging of subsurface crocodile remains in a limestone slab using holographic radar”. In: *SEG Global Meeting Abstracts*. FloRe ID hdl:2158/1216422. Society of Exploration Geophysicists, 2020, pp. 6–9. doi: 10.1190/gpr2020-003.1.
7. L. Capineri. **Luca Bossi** et al. “Background Removal for the Processing of Scans Acquired with the, “UGO-1st”, Landmine Detection Platform”. In:

- 2019 *Photonics & Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS Spring)*. FloRe ID hdl:2158/1185562.IEEE, 2019, pp. 3965–3973. isbn: 978-1-7281-3403-1. doi: 10.1109/PIERS-Spring46901.2019.9017781.
8. Sinton Jonathon, **Luca Bossi** et al. “Sensors and Algorithm Evaluation for Tripwire Detection in the Landmine Detection 4.0 Project”. In: *IEEE Explore*. FloRe ID hdl:2158/1201445. IEEE, 2020, p. 2. doi: 10.1109/MetroInd4.
 9. Capineri Lorenzo, **Luca Bossi** et al. “Nondestructive testing applications of the mi- crowave holographic radar”. In: *Advances in Magnetics 2020-21*, June 13-16, 2021 BOOK of ABSTRACTS. FloRe ID hdl:2158/1241193. Politecnico di Bari, 2021, pp. 158–158.
 10. Gennadiy Pochanin, **Luca Bossi** et al. “Application of the Industry 4.0 Paradigm to the Design of a UWB Radiolocation System for Humanitarian Demining”. In: *2018 9th International Conference on Ultrawideband and Ultra-short Impulse Signals (UWBUSIS)*. FloRe ID hdl:2158/1142585.ieee, 2018, pp. 50–56. isbn: 978-1-5386-2468-5. doi: 10.1109/UWBUSIS.2018.8520226.
 11. Gennadiy Pochanin, **Luca Bossi** et al. “Radar Systems for Landmine Detection : Invited Paper”. In: *2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*. FloRe ID hdl:2158/1216428. IEEE, 2020, pp. 1118–1122. isbn: 978-1-7281-7313-9. doi: 10.1109/UkrMW49653.2020.9252789.
 12. Tan Qin, **Luca Bossi** et al. “Influence Analysis of Uneven Surface on Landmine Detection Using Holographic Radar”. In: *2018 Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-Toyama)*. FloRe ID hdl:2158/1148572. iee, 2018, pp. 683–691. isbn: 978-4-8855-2316-8. doi: 10.23919/PIERS.2018.8597927. **(During the conference this paper win the PIERS 2018 "Best Student Paper Award".)**
 13. Vadym Ruban, **Luca Bossi** et al. “Automatic Detection of Subsurface Objects with the Impulse GPR of the UGO-1st Robotic Platform”. In: *2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*. FloRe ID hdl:2158/1216424.IEEE, 2020, pp. 1108–1111. isbn: 978-1-7281-7313-9. doi: 10.1109/ UkrMW49653.2020.9252816.

In corso di pubblicazione:

1. **Luca Bossi** et al. “Reduction of proximal metal structures interference for a Holographic RADAR 3D-Printed antenna”, *IWAGPR 2021*, Malta, Dicembre 2021.
2. **Luca Bossi** et al. “Water-filled testbed modeling, design, and fabrication for performance validation of a holographic subsurface RADAR antenna”, *IWAGPR 2021*, Malta, Dicembre 2021.

3. Vadym Plakhtii, **Luca Bossi** et al. “Determining the coordinates of the objects by the artificial neural network and 1Tx + 4Rx antenna system. Free space case.”, *IWAGPR 2021*, Malta, Dicembre 2021.

Conferenze Nazioanli

1. Capineri Lorenzo, **Luca Bossi** et al. “Use of the holographic subsurface radar for the non-destructive survey of cultural heritage and materials for engineering”. In: *Atti del Workshop in geofisica (2018) Geologia e Geofisica applicate ai Beni Culturali*. FloRe ID hdl:2158/1182810. Edizioni Osiride, Rovereto, 2019, pp. 3–21.
2. 51st Annual Meeting of the Associazione Società Italiana di Elettronica (SIE) as speakear at oral session, 26-28 June 2019, Rome, (<http://sie-2019.uniroma2.it>)
3. Annual Meeting of the Associazione Società Italiana di Elettronica (SIE) as speakear at oral session, 7 - 9 July 2021, Trieste, (<http://sie-2021.units.it/>)

Bibliografia

- [1] “Landmine and Cluster Munition Monitor | Monitor.” [Online]. Available: <http://www.the-monitor.org/en-gb/home.aspx>
- [2] Ursign Hofmann (GICHD) and Olaf Juergensen (UNDP)., *Leaving no one behind: Mine action and the Sustainable Development Goals*. GENEVA INTERNATIONAL CENTRE FOR HUMANITARIAN DEMINING (GICHD) - UNITED NATIONS DEVELOPMENT PROGRAMME (UNDP), Jun. 2017. [Online]. Available: https://www.gichd.org/fileadmin/GICHD-resources/rec-documents/Leaving_no_one_behind-Mine_Action_and_SDGs.pdf
- [3] G. Pochanin, L. Capineri, T. Bechtel, V. Ruban, P. Falorni, F. Crawford, T. Ogurtsova, and L. Bossi, “Radar Systems for Landmine Detection : Invited Paper,” in *2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*. Kharkiv, Ukraine: IEEE, Sep. 2020, pp. 1118–1122. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9252789/>
- [4] L. Cardona, J. Jiménez, and N. Vanegas, “LANDMINE DETECTION TECHNOLOGIES TO FACE THE DEMINING PROBLEM IN ANTIOQUIA,” *DYNA*, vol. 81, no. 183, p. 115, Jan. 2014. [Online]. Available: <http://www.revistas.unal.edu.co/index.php/dyna/article/view/37441>
- [5] K. Furuta and J. Ishikawa, Eds., *Anti-personnel landmine detection for humanitarian demining: the current situation and future direction for Japanese research and development*. New York ; London: Springer, 2009, oCLC: ocn315067154.
- [6] S. Ivashov, “Wide-span systems of mine detection,” in *Second International Conference on Detection of Abandoned Land Mines*, vol. 1998. Edinburgh, UK: IEE, 1998, pp. 78–80. [Online]. Available: https://digital-library.theiet.org/content/conferences/10.1049/cp_19980693
- [7] G. Borgioli, L. Bossi, L. Capineri, P. Falorni, T. Bechtel, F. Crawford, M. Inagaki, G. Pochanin, V. Ruban, L. Varyanitzia-Roschupkina, and T. Ogurtsova, “A Hologram Reconstruction Algorithm for Landmine Recognition and Classification Based on Microwave Holographic Radar Data,”

- in *2018 Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-Toyama)*. IEEE, 2018, pp. 1938–1944. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8597707>
- [8] M. Sato, “Dual Sensor ALIS for Humanitarian Demining and its Evaluation Test in Mine Fields in Croatia,” in *IGARSS 2008 - 2008 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*. Boston, MA, USA: IEEE, 2008, pp. II–181–II–184. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4778957/>
- [9] Z. Bielecki, J. Janucki, A. Kawalec, J. Mikołajczyk, N. Pałka, M. Pasternak, T. Pustelny, T. Stacewicz, and J. Wojtas, “Sensors and Systems for the Detection of Explosive Devices - An Overview,” *Metrology and Measurement Systems*, vol. 19, no. 1, pp. 3–28, Jan. 2012. [Online]. Available: <http://journals.pan.pl/dlibra/publication/103846/edition/89853/content>
- [10] J. McFee, A. Faust, H. Andrews, E. Clifford, and C. Mosquera, “Performance of an improved thermal neutron activation detector for buried bulk explosives,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, vol. 712, pp. 93–101, Jun. 2013. [Online]. Available: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0168900213001873>
- [11] D. Sudac, S. Majetic, R. Kollar, K. Nad, J. Obhodas, and V. Valkovic, “Inspecting Minefields and Residual Explosives by Fast Neutron Activation Method,” *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 59, no. 4, pp. 1421–1425, Aug. 2012. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6036201/>
- [12] V. Mikhaltsevitch, “Chapter 4 Techniques Used for ^{14}N NQR Studies,” in *Annual Reports on NMR Spectroscopy*. Elsevier, 2009, vol. 66, pp. 149–194. [Online]. Available: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0066410308004043>
- [13] K. Rajesh, R. Murali, and R. Mohanachandran, “Realisation of Ultrasonic Doppler Vibrometer array for landmine detection,” in *2012 IEEE International Ultrasonics Symposium*. Dresden, Germany: IEEE, Oct. 2012, pp. 1027–1030. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6562222/>
- [14] J. Dula, A. Zare, D. Ho, and P. Gader, “Landmine classification using possibilistic K-nearest neighbors with wideband electromagnetic induction data,” J. T. Broach and J. C. Isaacs, Eds., Baltimore, Maryland, USA, Jun. 2013, p. 87091F. [Online]. Available: <http://proceedings.spiedigitallibrary.org/proceeding.aspx?doi=10.1117/12.2016490>
- [15] L. Bossi, P. Falorni, G. Pochanin, V. Ruban, T. Ogurtsova, F. Crawford, T. Bechtel, and L. Capineri, “Detection of targets from radar tracks of the

- UWB-GPR “1Tx + 4Rx” on the mobile platform “UGO 1st”, in *SEG Global Meeting Abstracts*. Society of Exploration Geophysicists, 2020, pp. 448–451.
- [16] K. Iizuka, “Microwave hologram by photoengraving,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 57, no. 5, pp. 813–814, 1969. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1449020/>
- [17] K. Iizuka and L. G. Gregoris, “APPLICATION OF MICROWAVE HOLOGRAPHY IN THE STUDY OF THE FIELD FROM A RADIATING SOURCE,” *Applied Physics Letters*, vol. 17, no. 12, pp. 509–512, Dec. 1970. [Online]. Available: <http://aip.scitation.org/doi/10.1063/1.1653288>
- [18] S. I. Ivashov, V. V. Razevig, I. A. Vasiliev, A. V. Zhuravlev, T. D. Bechtel, and L. Capineri, “Holographic Subsurface Radar of RASCAN Type: Development and Applications,” *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 4, no. 4, pp. 763–778, Dec. 2011. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5986761/>
- [19] H. Sahli, A. M. Bottoms, J. Cornelis, EUDEM2 (Project), Society for Counter Ordnance Technology, and Vrije Universiteit Brussel, Eds., *EUDEM2-SCOT, 2003: International conference on requirements and technologies for the detection, removal and neutralization of landmines and UXO : 15-18 September 2003 : Vrije Universiteit Brussel, Brussels, Belgium : proceedings*. Brussels: VUB-ETRO?, 2003, oCLC: 500237233.
- [20] X. J. Song, Y. Su, C. L. Huang, M. Lu, and S. P. Zhu, “Landmine detection with holographic radar,” in *2016 16th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR)*. Hong Kong, Hong Kong: IEEE, Jun. 2016, pp. 1–4. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7572660/>
- [21] T. Bechtel, S. Truskavetsky, L. Capineri, G. Pochanin, N. Simic, K. Viatkin, A. Sherstyuk, T. Byndych, P. Falorni, A. Bulletti, P. Giannelli, V. Ruban, L. Varyanitzia-Roschupkina, and M. Bechtel, “A survey of electromagnetic characteristics of soils in the Donbass region (Ukraine) for evaluation of the applicability of GPR and MD for landmine detection,” in *2016 16th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR)*. Hong Kong, Hong Kong: IEEE, Jun. 2016, pp. 1–6. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7572688/>
- [22] D. J. Daniels, D. J. Daniels, and I. of Electrical Engineers, Eds., *Ground penetrating radar*, 2nd ed., ser. IEE radar, sonar, navigation, and avionics series. London: Institution of Electrical Engineers, 2004, no. 15, oCLC: ocm56442546.
- [23] “Holographic and Impulse Subsurface Radar for Landmine and IED Detection.” [Online]. Available: <http://www.nato-sfps-landmines.eu/>
- [24] L. Bossi, P. Falorni, G. Pochanin, T. Bechtel, J. Sinton, F. Crawford, T. Ogurtsova, V. Ruban, and L. Capineri, “Design of a robotic platform

- for landmine detection based on Industry 4.0 paradigm with data sensors integration,” in *IEEE Xplore*. IEEE, 2020, pp. 16–20.
- [25] T. Bechtel, P. Gennadiy, R. Vadym, O. Tetiana, O. Orlenko, I. Pochanina, P. Kholod, C. Lorenzo, F. Pierluigi, A. Bulletti, D. Mattia, B. Luca, and F. Crawford, “Application of the Industry 4.0 paradigm to the design of a dual GPR system for Humanitarian Demining,” *FASTTIMES*, vol. 24, pp. 112–120, 2019. [Online]. Available: <https://app.box.com/s/z5pyk8y8a92fhsfxc8php843c7dguvof>
- [26] G. Pochanin, V. Ruban, T. Ogurtsova, O. Orlenko, I. Pochanina, P. Kholod, L. Capineri, P. Falorni, A. Bulletti, M. Dimitri, L. Bossi, T. Bechtel, and F. Crawford, “Application of the Industry 4.0 Paradigm to the Design of a UWB Radiolocation System for Humanitarian Demining,” in *2018 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS)*. IEEE, 2018, pp. 50–56. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8520226>
- [27] V. Ruban, L. Capineri, T. Bechtel, G. Pochanin, P. Falorni, F. Crawford, T. Ogurtsova, and L. Bossi, “Automatic Detection of Subsurface Objects with the Impulse GPR of the UGO-1st Robotic Platform,” in *2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*. IEEE, 2020, pp. 1108–1111.
- [28] G. P. Pochanin, L. Capineri, T. D. Bechtel, P. Falorni, G. Borgioli, V. P. Ruban, O. A. Orlenko, T. M. Ogurtsova, O. G. Pochanin, F. Crawford, P. Kholod, and L. Bossi, “Measurement of Coordinates for a Cylindrical Target Using Times of Flight from a 1-Transmitter and 4-Receiver UWB Antenna System,” *IEEE TRANSACTIONS ON GEOSCIENCE AND REMOTE SENSING*, pp. 1–10, 2019. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8878010>
- [29] L. Bossi, P. Falorni, and L. Capineri, “Performance comparison for the detection of defects in thermal insulating materials using microwave holograms acquired manually and with a robotized scanner,” *JOURNAL OF ELECTROMAGNETIC WAVES AND APPLICATIONS*, pp. 1–15, 2019. [Online]. Available: <https://www.tandfonline.com/doi/abs/10.1080/09205071.2019.1663273>
- [30] L. Capineri, F. Zandonai, M. Inagaki, V. Razevig, S. Ivashov, C. Windsor, and T. Bechtel, “RASCAN holographic radar for detecting and characterizing dinosaur tracks,” in *2013 7th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar*. Nantes, France: IEEE, Jul. 2013, pp. 1–6. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6601553/>
- [31] R. K. Amineh, M. Ravan, R. Sharma, and S. Baua, “Three-Dimensional Holographic Imaging Using Single Frequency Microwave Data,” *International*

- Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2018, pp. 1–14, Jul. 2018. [Online]. Available: <https://www.hindawi.com/journals/ijap/2018/6542518/>
- [32] D. Sheen, D. McMakin, and T. Hall, “Three-dimensional millimeter-wave imaging for concealed weapon detection,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 9, pp. 1581–1592, Sep. 2001. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/942570/>
- [33] R. K. Amineh, M. Ravan, A. Khalatpour, and N. K. Nikolova, “Three-Dimensional Near-Field Microwave Holography Using Reflected and Transmitted Signals,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 12, pp. 4777–4789, Dec. 2011. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5999708/>
- [34] M. Ravan, R. K. Amineh, and N. K. Nikolova, “Two-dimensional near-field microwave holography,” *Inverse Problems*, vol. 26, no. 5, p. 055011, May 2010. [Online]. Available: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/0266-5611/26/5/055011>
- [35] L. Bossi, P. Falorni, A. Bartolini, and L. Capineri, “Characterization of a 2 GHz holographic radar antenna for detection of subsurface targets,” in *SEG Global Meeting Abstracts*. Society of Exploration Geophysicists, 2020, pp. 324–327.
- [36] NATO Science for Peace and Security, “NATO Science - "The robot that goes first",” Youtube. [Online]. Available: <https://youtu.be/bor1u8Li5CA>
- [37] T. Qin, L. Bossi, A. Bartolini, P. Falorni, P. Giannelli, Y. Zhao, and L. Capineri, “Influence Analysis of Uneven Surface on Landmine Detection Using Holographic Radar,” in *2018 Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-Toyama)*. Toyama: IEEE, Aug. 2018, pp. 683–691. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8597927/>
- [38] D. Gabor, “A New Microscopic Principle,” *Nature*, vol. 161, no. 4098, pp. 777–778, May 1948. [Online]. Available: <https://www.nature.com/articles/161777a0>
- [39] D. Gabor and W. L. Bragg, “Microscopy by reconstructed wave-fronts,” *Proceedings of the Royal Society of London. Series A. Mathematical and Physical Sciences*, vol. 197, no. 1051, pp. 454–487, Jul. 1949, publisher: Royal Society. [Online]. Available: <https://royalsocietypublishing.org/doi/10.1098/rspa.1949.0075>
- [40] P. Hariharan, *Optical holography: principles, techniques, and applications*, 2nd ed., ser. Cambridge studies in modern optics. Cambridge ; New York: Cambridge University Press, 1996.
- [41] J. W. Goodman, *Introduction to Fourier optics*, 3rd ed. Englewood, Colo: Roberts & Co, 2005, oCLC: ocm56632414.

- [42] U. Schnars and W. Jueptner, *Digital holography: digital hologram recording, numerical reconstruction, and related techniques*. Berlin: Springer, 2005.
- [43] R. Aylo, G. T. Nehmetallah, and L. Williams, *Analog and Digital Holography with MATLAB*. SPIE, Aug. 2015. [Online]. Available: <https://spiedigitallibrary.org/ebooks/PM/Analog-and-Digital-Holography-with-MATLAB/eISBN-9781628416596/10.1117/3.2190844>
- [44] U. Schnars, "Digital recording and numerical reconstruction of holograms: reduction of the spatial frequency spectrum," *Optical Engineering*, vol. 35, no. 4, p. 977, Apr. 1996. [Online]. Available: <http://opticalengineering.spiedigitallibrary.org/article.aspx?doi=10.1117/1.600706>
- [45] T. M. Kreis, M. Adams, and W. P. O. Jueptner, "Methods of digital holography: a comparison," in *Optical Inspection and Micromasurements II*, C. Gorecki, Ed., vol. 3098, Munich, Germany, Sep. 1997, pp. 224–233. [Online]. Available: <http://proceedings.spiedigitallibrary.org/proceeding.aspx?articleid=928168>
- [46] D. W. Pohl, W. Denk, and M. Lanz, "Optical stethoscopy: Image recording with resolution $\lambda/20$," *Applied Physics Letters*, vol. 44, no. 7, pp. 651–653, Apr. 1984. [Online]. Available: <http://aip.scitation.org/doi/10.1063/1.94865>
- [47] X. Michalet and S. Weiss, "Using photon statistics to boost microscopy resolution," *Proceedings of the National Academy of Sciences*, vol. 103, no. 13, pp. 4797–4798, Mar. 2006. [Online]. Available: <http://www.pnas.org/cgi/doi/10.1073/pnas.0600808103>
- [48] Rayleigh, "XXXI. *Investigations in optics, with special reference to the spectroscope*," *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*, vol. 8, no. 49, pp. 261–274, Oct. 1879. [Online]. Available: <https://www.tandfonline.com/doi/full/10.1080/14786447908639684>
- [49] M. Born and E. Wolf, *Principles of optics: electromagnetic theory of propagation, interference and diffraction of light*, 7th ed. Cambridge ; New York: Cambridge University Press, 1999.
- [50] T.-C. Poon and J.-P. Liu, *Introduction to modern digital holography: with MATLAB*. Cambridge, [England], United Kingdom: Cambridge University Press, 2014.
- [51] U. Schnars, W. Jueptner, and W. Jüptner, *Digital holography: digital hologram recording, numerical reconstruction, and related techniques*, softcover repr. of hardcover 1st ed. 2005 ed. Berlin Heidelberg: Springer, 2010.
- [52] A. Boriskin and R. Sauleau, Eds., *Aperture Antennas for Millimeter and Sub-Millimeter Wave Applications*, ser. Signals and Communication

- Technology. Cham: Springer International Publishing, 2018. [Online]. Available: <http://link.springer.com/10.1007/978-3-319-62773-1>
- [53] P. Picart and J.-c. Li, *Digital holography*. London: ISTE, 2012.
- [54] T. Bechtel, S. Truskavetsky, G. Pochanin, L. Capineri, A. Sherstyuk, K. Viatkin, T. Byndych, V. Ruban, L. Varyanitzia-Roschupkina, O. Orlenko, P. Kholod, P. Falorni, A. Bulletti, L. Bossi, and F. Crawford, “Characterization of Electromagnetic Properties of In Situ Soils for the Design of Landmine Detection Sensors: Application in Donbass, Ukraine,” *REMOTE SENSING*, vol. 11, pp. 1232–1247, 2019. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2072-4292/11/10/1232>
- [55] D. J. Daniels, *Surface-Penetrating Radar*, ser. IEE Radar, Sonar, Navigation and Avionics Series. London, UK: IEE, 1996, no. 6.
- [56] Martin Chaplin, “Water and microwaves.” [Online]. Available: https://water.lsbu.ac.uk/water/microwave_water.html
- [57] N. Peplinski, F. Ulaby, and M. Dobson, “Dielectric properties of soils in the 0.3-1.3-GHz range,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 33, no. 3, pp. 803–807, May 1995. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/387598/>
- [58] M. Hallikainen, F. Ulaby, M. Dobson, M. El-rayes, and L.-k. Wu, “Microwave Dielectric Behavior of Wet Soil-Part I: Empirical Models and Experimental Observations,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. GE-23, no. 1, pp. 25–34, Jan. 1985. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4072239/>
- [59] G. P. D. L. De Loor, “The Dielectric Properties of Wet Materials,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. GE-21, no. 3, pp. 364–369, Jul. 1983. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4157420/>
- [60] D. Sheen, D. McMakin, and T. Hall, “Near-field three-dimensional radar imaging techniques and applications,” *Applied Optics*, vol. 49, no. 19, p. E83, Jul. 2010. [Online]. Available: <https://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=ao-49-19-E83>
- [61] N. K. Nikolova, *Introduction to Microwave Imaging*. Cambridge: Cambridge University Press, 2017. [Online]. Available: <http://ebooks.cambridge.org/ref/id/CBO9781316084267>
- [62] R. W. P. King and G. S. Smith, *Antennas in matter: fundamentals, theory, and applications*. Cambridge, Mass: MIT Press, 1981.
- [63] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*, 4th ed. Hoboken, New Jersey: Wiley, 2016.

- [64] L. Capineri and E. K. Turmuş, Eds., *Explosives Detection: Sensors, Electronic Systems and Data Processing*, ser. NATO Science for Peace and Security Series B: Physics and Biophysics. Dordrecht: Springer Netherlands, 2019. [Online]. Available: <http://link.springer.com/10.1007/978-94-024-1729-6>
- [65] T. M. Group, “Practical 3D Printing of Antennas and RF Electronics.” [Online]. Available: <https://www.aerodefensetech.com/component/content/article/adt/features/articles/37095>
- [66] S. Zhang, R. K. Arya, S. Pandey, Y. Vardaxoglou, W. Whittow, and R. Mittra, “3D-printed planar graded index lenses,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 10, no. 13, pp. 1411–1419, Oct. 2016. [Online]. Available: <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-map.2016.0013>
- [67] B. T. Malik, V. Doychinov, S. A. R. Zaidi, I. D. Robertson, and N. Somjit, “Antenna Gain Enhancement by Using Low-Infill 3D-Printed Dielectric Lens Antennas,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 102 467–102 476, 2019. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8779616/>
- [68] M. S. Anwar, H. Abufanas, and A. Bangert, “3D printed dielectric lens for the gain enhancement of a broadband antenna,” *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 30, no. 4, Apr. 2020. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/mmce.22115>
- [69] A. Artemenko, A. Mozharovskiy, A. Maltsev, R. Maslennikov, A. Sevastyanov, and V. Ssorin, “2D electronically beam steerable integrated lens antennas for mmWave applications,” in *2012 42nd European Microwave Conference*. Amsterdam: IEEE, Oct. 2012, pp. 213–216. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6459155/>
- [70] N. T. Nguyen, A. Rolland, A. V. Boriskin, G. Valerio, L. Le Coq, and R. Sauleau, “Size and Weight Reduction of Integrated Lens Antennas Using a Cylindrical Air Cavity,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 12, pp. 5993–5998, Dec. 2012. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6241406/>
- [71] A. Mazinghi, L. Blaschi, and A. Freni, “Three-Dimensional Printed Low-Cost High-Gain Antennas,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 11, pp. 2145–2149, Nov. 2018. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8368053/>
- [72] O. S. Kim, “Rapid Prototyping of Electrically Small Spherical Wire Antennas,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 7, pp. 3839–3842, Jul. 2014. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6798657/>
- [73] U. Schwarz, M. Helbig, J. Sachs, F. Seifert, R. Stephan, F. Thiel, and M. A. Hein, “Physically small and adjustable double-ridged horn antenna for bio-

- medical UWB radar applications,” in *2008 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, vol. 1, Sep. 2008, pp. 5–8, iISSN: 2162-6596.
- [74] W. J. Otter and S. Lucyszyn, “3-D printing of microwave components for 21st century applications,” in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*. Chengdu, China: IEEE, Jul. 2016, pp. 1–3. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7588327/>
- [75] G. Robb, “Assemble Antennas with 3D Printing,” *Microwaves & RF*, p. 5, Oct. 2018. [Online]. Available: <https://www.mwrf.com/technologies/systems/article/21849379/assemble-antennas-with-3d-printing>
- [76] J. Bjorgaard, M. Hoyack, E. Huber, M. Mirzaee, Y.-H. Chang, and S. Noghianian, “DESIGN AND FABRICATION OF ANTENNAS USING 3D PRINTING,” *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 84, pp. 119–134, 2018. [Online]. Available: <http://www.jpier.org/PIERC/pier.php?paper=18011013>
- [77] “3D Filaments for Quick Prototyping | PREPERM™ Webshop.” [Online]. Available: <https://www.preperm.com/webshop/product-category/3d-filaments/>
- [78] L. Bossi, P. Falorni, S. Priori, R. Olmi, and L. Capineri, “Numerical Design and Experimental Validation of a Plastic 3D-Printed Waveguide Antenna for Shallow Object Microwave Imaging,” *Sensing and Imaging*, vol. 22, no. 1, p. 22, Dec. 2021. [Online]. Available: <https://link.springer.com/10.1007/s11220-021-00344-4>
- [79] J. D. Taylor, Ed., *Ultrawideband Radar: Applications and Design*, 0th ed. CRC Press, Dec. 2017. [Online]. Available: <https://www.taylorfrancis.com/books/9781420089875>
- [80] “STM32 Arm Cortex MCUs - 32-bit Microcontrollers - STMicroelectronics.” [Online]. Available: <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32-32-bit-arm-cortex-mcus.html>
- [81] “Portale bidimensionale EXCM | Festo IT.” [Online]. Available: https://www.festo.com/it/it/p/portale-bidimensionale-id_EXCM_FP/
- [82] “841AR - Super Shield™ Nickel Conductive Paint - Acrylic Conductive Coatings (AR Series) | MG Chemicals.” [Online]. Available: <https://www.mgchemicals.com/products/conductive-paint/conductive-acrylic-paints/nickel-conductive-paint/>
- [83] “A8 FDM 3D Printer|Full DIY Desktop Cheap 3d printer-Anet Store.” [Online]. Available: <https://www.anet3d.com/product/most-popular-anet-a8-diy-fdm-3d-printer/>

- [84] “Homepage CNR-IFAC.” [Online]. Available: <https://www.ifac.cnr.it/?jjj=1640885606904>
- [85] G. Ackermann and J. Eichler, *Holography: a practical approach*. Weinheim : Chichester: Wiley-VCH ; John Wiley [distributor], 2007, oCLC: ocn124026652.
- [86] Daniyan O.L., Opara, F. E., B. Okere, Aliyu N., Ezechi N., Wali J., Adejoh J., Exe K., Chapi J., Justus C., and Adeshina K. O., “Horn Antenna Design,” *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, vol. 4, no. 5, pp. 706–708, May 2014.
- [87] P. Veselý, T. Tichý, O. Šefl, and E. Horynová, “Evaluation of dielectric properties of 3D printed objects based on printing resolution,” *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, vol. 461, p. 012091, Dec. 2018. [Online]. Available: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1757-899X/461/1/012091>
- [88] “Giorgio Busoni’s Blog - Giorgio in Melbourne, AU - Guide d’onda (sezione: dispense).” [Online]. Available: <http://www.giorgio.busoni.it/>
- [89] T. F. Collins, R. Getz, D. Pu, and A. M. Wyglinski, *Software-defined radio for engineers*, ser. Artech House mobile communications series. Norwood, MA: Artech House, 2018.
- [90] R. W. Lewis, *Programming industrial control systems using IEC 1131-3*, revised edition ed., ser. IET control engineering series. Stevenage Herts, United Kingdom: The Institution of Engineering and Technology, 2007, no. volume 50.
- [91] H. Akima, “A method of bivariate interpolation and smooth surface fitting based on local procedures,” *Communications of the ACM*, vol. 17, no. 1, pp. 18–20, Jan. 1974. [Online]. Available: <https://dl.acm.org/doi/10.1145/360767.360779>
- [92] —, “A New Method of Interpolation and Smooth Curve Fitting Based on Local Procedures,” *Journal of the ACM*, vol. 17, no. 4, pp. 589–602, Oct. 1970. [Online]. Available: <https://dl.acm.org/doi/10.1145/321607.321609>
- [93] I. Amidror, “Scattered data interpolation methods for electronic imaging systems: a survey,” *Journal of Electronic Imaging*, vol. 11, no. 2, p. 157, Apr. 2002. [Online]. Available: <http://electronicimaging.spiedigitallibrary.org/article.aspx?doi=10.1117/1.1455013>
- [94] E. H. Grant, T. J. Buchanan, and H. F. Cook, “Dielectric Behavior of Water at Microwave Frequencies,” *The Journal of Chemical Physics*, vol. 26, no. 1, pp. 156–161, Jan. 1957, publisher: American Institute of Physics. [Online]. Available: <https://aip.scitation.org/doi/abs/10.1063/1.1743242>

-
- [95] A. Stogryn, "Equations for Calculating the Dielectric Constant of Saline Water (Correspondence)," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 19, no. 8, pp. 733–736, Aug. 1971, conference Name: IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.
- [96] L. Klein and C. Swift, "An improved model for the dielectric constant of sea water at microwave frequencies," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 2, no. 1, pp. 104–111, Jan. 1977. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1145319/>