



UNIVERSITÀ  
DEGLI STUDI  
FIRENZE

**DOTTORATO DI RICERCA IN**  
Tecnologie Elettroniche per L'Ingegneria dell'Informazione

Curriculum

**INGEGNERIA DEI SISTEMI ELETTRONICI**

CICLO XXVIII

**Sviluppo di un Prototipo Radar Penetrante**  
**SF-CW ad Altissima Risoluzione**

Settore Scientifico disciplinare ING/INF-01

**Dottorando**

Ing. Papi Federico

**Tutor**

Prof. Pieraccini Massimiliano

**Coordinatore**

Prof. Tortoli Piero

Anni 2012/2015





UNIVERSITÀ  
DEGLI STUDI  
FIRENZE

## **DOTTORATO DI RICERCA IN**

Tecnologie Elettroniche per L'Ingegneria dell'Informazione  
curriculum

## **INGEGNERIA DEI SISTEMI ELETTRONICI**

CICLO XXVIII

# **Sviluppo di un Prototipo Radar Penetrante**

## **SF-CW ad Altissima Risoluzione**

Settore Scientifico disciplinare ING/INF-01



**Dottorando**

Ing. Papi Federico

**Tutor**

Prof. Pieraccini Massimiliano

**Coordinatore**

Prof. Tortoli Piero

Anni 2012/2015



*Firenze, 27 novembre 2015*



*Alla conclusione di questo percorso, desidero ringraziare il prof. Pieraccini per avermi offerto la possibilità di svolgere il mio dottorato in un team di ricerca di altissimo livello*

*Ringrazio in modo particolare i colleghi, ma soprattutto Amici Devis Dei, Giovanni Macaluso, Daniele Mecatti, Filippo Parrini e Alessandro Spinetti e di Florence Engineering S.R.L. per la disponibilità e pazienza riservata nei mie confronti. Tra loro, un ringraziamento speciale va a Filippo, che con passione e infiniti consigli non solo tecnici ha contribuito in maniera significativa alla mia formazione.*

*Un grazie speciale per Babbo e Mamma. I loro consigli e incoraggiamenti mi hanno insegnato che con la determinazione e l'impegno si raggiungono anche gli obiettivi più importanti.*

*Un grazie affettuoso a Margherita, che dal primo giorno insieme, crede in me e mi stimola a migliorare.*



## Attività del candidato

L'attività di ricerca svolta dal candidato nel corso di questo dottorato si è sviluppata principalmente in quattro filoni:

- *Progetto e sviluppo di un sensore Doppler a microonde per applicazioni meteorologiche.* Questa attività ha portato alla realizzazione di un sensore radar Doppler utilizzabile come disdrometro. Punto chiave di tale lavoro è stato quello di realizzare uno strumento con performance paragonabili ai concorrenti commerciali, mantenendo un costo molto basso, così da consentire una sua integrazione su larga scala attraverso una rete di sensori analoghi. I risultati di tale attività sono riportati nelle pubblicazioni [B2] e [C1].
- *Progetto e sviluppo di un sensore a microonde per la misura di vibrazioni.* Si tratta di un radar a onda continua a singola frequenza ideato per misure interferometriche di strutture civili come ponti, palazzi, lampioni, torri ecc. È un prototipo compatto e ideato per essere controllato da un'applicazione Android su un comune tablet. Oggetto di questo lavoro sono le pubblicazioni [A1] e [B1].
- *Sviluppo e realizzazione della Rete SeCURE.* Inserita nel progetto di ricerca SeCURE, questa attività di ricerca ha sviluppato una rete di tre tipologie di sensori per la caratterizzazione del comportamento della folla osservata. Dopo la sperimentazione in ambiente controllato, la rete è stata attiva per 7 mesi nel sito di test di Piazza dei Miracoli a Pisa.
- *Misure GPR per l'indagine del sottosuolo e murature.* Attività del progetto di ricerca RiSEM svolta a San Gimignano (SI). La ricerca ha impiegato due prototipi radar con caratteristiche e applicazione differenti. Il primo, è stato impiegato per la ricerca dei sottoservizi in piazza della Cisterna, il secondo, il cui progetto è oggetto di questa tesi, è servito per valutare fratture, crepe o anomalie sulle pareti interne della Torre Grossa. L'analisi dei dati acquisiti ha prodotto la pubblicazione [B5].
- *Sviluppo di un prototipo radar GB-SAR ad antenna rotante.* Questo prototipo è stato realizzato appositamente per sperimentare la tecnica GB-SAR posizionando le antenne su un braccio rotante perpendicolare alla

direzione di puntamento. In particolare, l'attività del candidato ha compreso il progetto e la sperimentazione dell'elettronica a microonde e della meccanica del radar. Grazie a ciò, sono state condotte diverse prove sperimentali che hanno dimostrato l'efficacia della tecnica proposta e hanno portato alle pubblicazioni [A2] [B6] [B7] .

- *Progetto e sviluppo di sistemi radar penetranti SFCW ad altissima risoluzione per indagini murarie.* Tali risultati hanno prodotto la pubblicazione [B4] e la seguente tesi di dottorato.

Per motivi di omogeneità di argomento, in questa tesi sarà trattata in dettaglio solamente l'attività riferita ai sistemi radar penetranti ad altissima risoluzione. Tuttavia, si riporta di seguito l'elenco completo delle pubblicazioni del candidato derivate dai risultati raggiunti nell'intero corso di dottorato.

## PUBBLICAZIONI DEL CANDIDATO

Il lavoro svolto dal candidato durante il corso di dottorato ha contribuito alla realizzazione delle pubblicazioni scientifiche elencate di seguito.

### PUBBLICAZIONI SU RIVISTE INTERNAZIONALI:

- [A1] M. Pieraccini, F. Papi, N. Donati, “I-Q imbalance correction of microwave displacement sensor”, *Electronics letters*, vol 51, issue 13, pp. 1021-1023, IEEE, 2015.
- [A2] M. Pieraccini, F. Papi, S. Rocchio, “Interferometric RotoSAR”, *Electronics letters*, vol. 51, issue 18, pp. 1451-1453, IEEE, 2015.

### ATTI DI CONGRESSI INTERNAZIONALI:

- [B1] F. Papi, N. Donati, M. Pieraccini “Handy microwave sensor for no-contact detection of structural vibration”. *7 th European Workshop on Structural Health Monitoring, (EWSHM)*, Nantes, 2014.
- [B2] F. Papi, M. Pieraccini “A Rain Doppler Microwave Sensor”, *11th European Radar Conference, (EuRAD)*, IEEE, Roma, 2014.
- [B3] F. Parrini, F. Papi, M. Pieraccini “Double resonance L-C Trap for Dual-Band Dipole Antenna”, *IEEE International Conference on Antenna Measurements and Applications, (CAMA)*, IEEE, Antibes Juan-les-Pins, 2014.
- [B4] F. Parrini, F. Papi, M. Pieraccini, “An Ultra High Resolution Stepped Frequency GPR for civil engineering applications”, *8th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar (IWAGPR)*, IEEE, Firenze, 2015.
- [B5] M. Pieraccini, F. Parrini, F. Papi, F. Soldovieri, I. Catapano, “GPR Measurement Campaign in the Hill Town of San Gimignano (Italy)”, *8th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar (IWAGPR)*, IEEE, Firenze, 2015
- [B6] M. Pieraccini, N. Agostini, F. Papi, S. Rocchio “A rotating antenna ground-based SAR”, *12th European Radar Conference, (EuRAD)*, IEEE, Paris, 2015

- [B7] M.Pieraccini, F. Papi, S. Rocchio, “SAR imagery by RotoSAR ”, *International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems, (COMCAS)*, IEEE, Tel Aviv, 2015.

#### ATTI DI CONGRESSI NAZIONALI:

- [C1] F. Papi, F. Parrini, M. Pieraccini, “Microwave Doppler sensor for rain measurement”, *45th Annual Meeting of the Associazione Gruppo Italiano di Elettronica*, Udine, 2013.

#### CORRELATORE DELLE SEGUENTI TESI DI LAUREA MAGISTRALE

- [D1] M. Iorfida, M. Pieraccini, P. Tortoli, F. Parrini, F. Papi, “Sensore Doppler a microonde per la rilevazione della pioggia”, Tesi di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica, Università di Firenze, 2013
- [D2] M. Boni, M. Pieraccini, P. Tortoli, F. Papi, “Interfaccia Bluetooth di controllo remoto su App Android”, Tesi di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica, Università di Firenze, 2014
- [D3] N. Donati, M. Pieraccini, P. Tortoli, F. Papi, “Studio e realizzazione di un sensore a microonde per la misura a distanza di vibrazioni”, Tesi di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica, Università di Firenze, 2014

## Sommario

Prefazione.....	I
Capitolo 1. Panoramica sui Sistemi Radar Penetranti.....	1
1.1 Introduzione ai radar penetranti .....	1
1.2 Applicazioni dei sistemi SPR/GPR (Surface/Ground Penetrating Radar).....	3
1.2.1 Ricerca sottoservizi .....	4
1.2.2 Indagini su linea ferroviaria .....	5
1.2.3 Geologia e geofisica .....	6
1.2.4 Archeologia .....	7
1.2.5 Monitoraggio dello spessore del ghiaccio e neve.....	7
1.2.6 Indagini forensi .....	8
1.2.7 Tutela ambientale .....	9
1.2.8 Beni culturali e Architettonici .....	10
1.2.9 Sminamento.....	11
1.2.10 Disastri naturali .....	13
1.3 Principio di funzionamento e parametri operativi.....	14
1.3.1 Risoluzione.....	15
1.3.2 Profondità di indagine: range non ambiguo .....	16
1.3.3 Profondità di indagine: dinamica operativa .....	16
1.3.4 Profondità di indagine: frequenza operativa .....	17
1.3.5 Velocità di scansione.....	18
1.3.6 Vincoli tra i parametri operativi.....	18
1.4 Tecniche operative .....	19
1.4.1 Radar ad impulsi .....	19
1.4.2 Radar a onda continua a passi di frequenza .....	24
1.4.3 Confronto tra le tecniche .....	28
1.5 Dati prodotti dai radar penetranti .....	30
1.5.1 A-Scan.....	30
1.5.2 B-Scan .....	32
1.5.3 C-Scan .....	34
Capitolo 2. Analisi di Sistemi SPR in Tecnica SF-CW .....	37
2.1 Analisi della tecnica SF-CW.....	37
2.2 Effetti della finestatura sulla sintesi dell'impulso.....	41

2.3	Caratteristiche e architettura del trasmettitore .....	46
2.3.1	Accuratezza e stabilità in frequenza .....	46
2.3.2	Salti di frequenza (frequency hopping) ed efficienza temporale.....	48
2.3.3	Effetti delle non linearità del trasmettitore sul profilo in range .....	50
2.3.4	Rumore di fase.....	52
2.3.5	Tecnologie di sintetizzatori per radar SF-CW .....	53
2.4	Caratteristiche e architettura del ricevitore.....	55
2.4.1	Il front end a radio frequenza .....	55
2.4.2	Sbilanciamento del demodulatore IQ e impatto sul profilo in range.....	56
2.4.3	Effetti delle non linearità del ricevitore sul profilo in range .....	60
2.4.4	Ricevitore supereterodina: effetti sullo sbilanciamento e sulle non linearità.....	61
2.5	Tipici sistemi di antenna impiegati.....	63
2.6	Calibrazione del sistema elettronico.....	67
<b>Capitolo 3. Sviluppo di un SF-CW SPR ad Altissima Risoluzione: il</b>		
<b>Radar RiSEM .....</b>	<b>71</b>	
3.1	Applicazione e motivazioni .....	71
3.2	Requisiti tecnici e scelte di progetto.....	72
3.2.1	Banda e frequenza operativa.....	72
3.2.2	Range non ambiguo .....	73
3.2.3	Range dinamico .....	74
3.2.4	Velocità di scansione .....	77
3.3	Definizione dell'architettura radar.....	77
3.3.1	Architettura del ricevitore.....	79
3.3.2	Architettura del trasmettitore.....	81
3.4	Interfacce verso il sistema .....	82
3.5	Architettura complessiva e divisione in moduli .....	83
3.5.1	Set di Antenne .....	84
3.5.2	Sezione di clock e riferimenti.....	86
3.5.3	Modulo PLL .....	86
3.5.4	Trasmettitore.....	90
3.5.5	Ricevitore, front-end.....	92
3.5.6	Stadio a frequenza intermedia .....	95
3.5.7	Demodulazione e acquisizione dati .....	102
3.5.8	Unità di calibrazione.....	109

3.5.9 Modulo di controllo.....	109
3.5.10 Unità di alimentazione .....	110
3.6 Assemblaggio del sistema elettronico e delle antenne.....	111
3.7 Integrazione del radar col sistema di movimentazione.....	113
<b>Capitolo 4. Collaudo e Test Sperimentali .....</b>	<b>115</b>
4.1 Verifiche funzionali .....	115
4.2 Verifica delle specifiche e delle prestazioni.....	116
4.2.1 Verifica della risoluzione del sistema .....	118
4.2.2 Misura del range dinamico operativo.....	120
4.2.3 Decadimento del clutter di sistema e stima della profondità di penetrazione....	121
4.3 Sperimentazione in ambiente applicativo .....	124
4.4 Sperimentazione in ambiente controllato, through the wall.....	128
<b>Conclusioni e Sviluppi Futuri .....</b>	<b>131</b>
<b>BIBLIOGRAFIA .....</b>	<b>133</b>



## Prefazione

L'attività di ricerca oggetto di questa tesi di dottorato riguarda lo sviluppo, il collaudo e la sperimentazione di un sistema radar penetrante ad altissima risoluzione per le indagini murarie in abito civile e dei beni culturali. Tale tesi è stata svolta presso il laboratorio di tecnologie per i beni ambientali e culturali (TECHLab), afferente al Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione dell'Università di Firenze, e diretto dal Prof. Pieraccini. Il laboratorio si occupa di progettazione e sviluppo di sistemi elettronici, ma con particolare focus sui sistemi radar penetranti, interferometrici e ad apertura sintetica. In tale ambito, questa tesi descrive uno degli ultimi radar penetranti sviluppati dal laboratorio.

I *Ground Penetrating Radar* (GPR) o in maniera più generale, radar penetranti, sfruttano una radiazione elettromagnetica a microonde per l'esplorazione e la caratterizzazione del sottosuolo o di strutture quali pareti e costruzioni in maniera non invasiva. Negli ultimi anni le indagini GPR sono diventate sempre più comuni poiché forniscono informazioni sullo scenario indagato senza modificarlo o distruggerlo. Inoltre, radar con performance sempre maggiori e tecniche di signal processing sempre più efficaci hanno migliorato notevolmente i risultati prodotti da questo tipo di analisi. Ad oggi i GPR trovano impiego in svariate applicazioni a partire dalla generica ricerca di sottoservizi, ma anche in applicazioni specifiche quali i siti archeologici [1], scene del crimine [2] o nel campo della conservazione e salvaguardia dei beni culturali [3].

Il mercato offre una vasta gamma di radar penetranti sviluppati principalmente per la ricerca di sottoservizi in ambiente urbano [4] quali tubi, condutture ottiche, condutture elettriche ecc.. Questi strumenti tipicamente operano nel dominio del tempo (radar impulsati) con frequenze inferiori al GHz così da raggiungere un buon compromesso tra la profondità di penetrazione del segnale emesso nel terreno e la risoluzione in range ottenibile. Quest'aspetto tuttavia non consente di rilevare correttamente strutture di dimensioni ridotte. Dall'altro lato il desiderio di ottenere risoluzioni maggiori costringe l'impiego di frequenze superiori e bande molto larghe, limitando notevolmente la profondità d'indagine. Per molte applicazioni come nei beni culturali, o nell'indagine su murature civili, i vincoli sulla dispersione in frequenza del segnale radar e le sue perdite sono meno stringenti perché il mezzo indagato presenta un'umidità inferiore rispetto ai

tipici mezzi di indagine GPR. Per queste ragioni, è possibile impiegare dei sistemi radar operanti a frequenza maggiore, incrementando notevolmente la loro risoluzione, la quale, è un requisito fondamentale in queste applicazioni [3]. In quest'ottica, sistemi nel dominio della frequenza come i radar a onda continua a passi di frequenza (Stepped Frequency Continuous Wave, SFCW), o i sistemi modulati linearmente in frequenza (Frequency Modulated Continuous Wave, FMCW) sono certamente più indicati, poiché raggiungono bande operative decisamente superiori. Sfortunatamente, il progetto e l'architettura di questi radar sono notevolmente più complessi dei radar impulsati, soprattutto a causa della complessità del transceiver a banda ultra larga.

In quest'ambito è interessante da un punto di vista accademico, ma anche industriale, sviluppare un radar con prestazioni elevate ideale per le indagini su murature. Dovendo operare anche nel campo dei beni culturali è fondamentale che tale dispositivo sia in grado di lavorare "non a contatto" con il mezzo analizzato. Ecco quindi l'obiettivo di realizzare il radar RiSEM (*Rischio Sismico negli Edifici Monumentali*), sviluppato nell'ambito dell'omonimo progetto di ricerca finanziato dalla regione Toscana sul tema del rischio sismico negli edifici monumentali. È uno strumento ad altissima risoluzione, in tecnica SFCW e operante nell'intervallo di frequenza 4 - 8 GHz, il che consente di raggiungere una risoluzione in aria teorica di ben 37.5 mm, attraverso la quale pone un gap netto verso i radar commerciali.

L'intero sviluppo è raccolto nei quattro capitoli di questa tesi. Il *primo* di essi è una panoramica sui radar penetranti partendo dal passato con brevi cenni storici fino ai tempi moderni, dimostrando con vari esempi quanto questo tipo di radar sia diffuso e in continuo sviluppo. Per questo, sono descritte e confrontate tra loro le due principali famiglie di SPR che si trovano in letteratura e in commercio.

Nel *secondo capitolo* sono analizzati in dettaglio gli SPR in tecnica SF-CW, sia attraverso un approccio matematico con la teoria dei segnali, sia con un approccio critico e ingegneristico, focalizzando l'attenzione sui principali aspetti di progetto da considerare quando ci si avvicina a questi strumenti così complessi.

Il *terzo* è dedicato al radar RiSEM. Dai requisiti, all'integrazione dell'intero sistema, è descritto il progetto di questo prototipo avanzato di radar penetrante ad altissima risoluzione. Sarà quindi mostrata l'architettura e la realizzazione del prototipo, giustificando le varie scelte operate durante lo sviluppo e il progetto.

Il lavoro termina col *quarto capitolo*, in cui sono riportati i test di laboratorio eseguiti al fine di verificare le specifiche di sistema. Inoltre sono visibili anche i test preliminari dello strumento in ambiente controllato e in un'applicazione specifica ai beni culturali.



# Capitolo 1. Panoramica sui Sistemi

## Radar Penetranti

---

### 1.1 Introduzione ai radar penetranti

Ormai diventata parola comune, il termine radar (*Radio Detection And Ranging*) indica uno strumento elettronico che emette una radiazione elettromagnetica a microonde per fornire informazioni sullo scenario illuminato. L'eventuale bersaglio investito dalla radiazione, in gergo tecnico detto *target*, a causa delle sue caratteristiche elettriche riflette una porzione del segnale che lo ha colpito, la quale è rilevabile dallo strumento. In funzione del tipo di radar impiegato è possibile capire la distanza del bersaglio, la sua velocità e anche la sua forma. Il termine fu coniato negli anni 40 negli Stati Uniti, quando in Italia si indicava con la parola Radiotelemetro, ma in entrambe i casi si indicava uno strumento nato sotto il forte sviluppo bellico col fine di determinare la presenza di aerei nemici in avvicinamento. Tuttavia, l'idea di sfruttare le onde elettromagnetiche per segnalare la presenza di un target, risale al secolo precedente. Era il 1880 quando Heinrich Rudolf Hertz scoprì che le onde elettromagnetiche erano riflesse dagli oggetti metallici. Pochi anni dopo, nel 1904, il primo brevetto di un radiolocalizzatore a distanza. Da quegli anni a oggi, la tecnologia radar ha subito un notevole incremento, producendo strumenti con le applicazioni più svariate. Dai più conosciuti radar per il traffico aereo [5], i radar meteo [6], i radar per misure di livello [7], fino ai radar anticollisione [8] installati sulle auto di alto livello. Derivano da questo sviluppo anche i radar penetranti indicati in Italia con il termine Georadar.

La loro scoperta fu singolare quanto affascinante, e risale a Waite e Schmidt [9] i quali osservarono che gli altimetri radar degli aerei fornivano dati di quota fortemente errati sorvolando i ghiacciai dell'Antartico. Da allora, l'idea di utilizzare le onde elettromagnetiche per ispezionare mezzi diversi dall'etere. La forte differenza con i radar comuni è riposta proprio in questo. I radar aerei o navali emettono onde elettromagnetiche in aria, quindi un mezzo isotropo con bassa attenuazione. I *Surface Penetrating Radar (SPR)* invece sondano mezzi molto complessi e ostili da un punto di

vista di propagazione elettromagnetica, il che introduce delle notevoli complessità nel progetto di questi dispositivi. Tali complicazioni dipendono sostanzialmente da quattro fattori [10] :

- *Attenuazione del mezzo*- i SPR operano con varie tipologie diverse di mezzi. Caratteristiche di alta conducibilità elettrica limitano fortemente la propagazione delle onde elettromagnetiche, rendendo molto difficile localizzare target profondi oltre qualche metro. È il caso di terreni e murature. Al contrario mezzi come il ghiaccio, sono facilmente attraversabili dalle onde radar, spiegando la citazione appena fatta sugli errori compiuti dai vecchi altimetri sui ghiacciai dell'Antartico.
- *Dispersività del mezzo*- per massimizzare la risoluzione, quindi la capacità di discriminare due oggetti vicini tra loro, i sistemi radar impiegano sorgenti elettromagnetiche a banda molto larga. In caso di mezzi dispesivi in frequenza le componenti spettrali trasmesse e ricevute dal radar perdono la loro coerenza di fase limitando decisamente le prestazioni del ricevitore radar e degradano le immagini prodotte.
- *Riflettività del bersaglio*- questa caratteristica è fortemente legata alle caratteristiche dielettriche del target e di quelle del mezzo in cui è immerso. Questo perché l'onda elettromagnetica che si propaga in un mezzo subisce una riflessione quando incontra una discontinuità dielettrica. Va da se lo stesso bersaglio genera una risposta diversa in funzione del mezzo che lo circonda. Minore è la differenza dielettrica tra il mezzo e il bersaglio (contrasto), minore sarà la potenza dell'onda riflessa dal target, quindi la sua rilevazione da parte dello strumento sarà complicata.
- *Dimensione e forma del bersaglio*- oltre al materiale di cui è composto il bersaglio, gioca un ruolo fondamentale anche la sua forma e soprattutto il suo rapporto rispetto alla lunghezza d'onda utilizzata per l'indagine. Si parla generalmente di *sezione radar*, dal termine inglese *Radar Cross Section (RCS)*. Questa è strettamente correlata alla lunghezza d'onda e spiega come lo stesso bersaglio presenti una risposta diversa in funzione se la lunghezza d'onda che lo investe è inferiore, paragonabile o superiore alla sua dimensione massima [11] [12] .

Questi fattori giocano un ruolo fondamentale nel progetto di questi sistemi elettronici. Infatti in funzione di essi e quindi in funzione dell'applicazione, i SPR necessitano di caratteristiche differenti, inoltre, anche le prestazioni di tali strumenti cambiano notevolmente in funzione dell'ambiente operativo.

## **1.2 Applicazioni dei sistemi SPR/GPR (Surface/Ground Penetrating Radar)**

Nonostante l'elevata complessità dei mezzi investigati, la tecnologia dei radar penetranti è progredita molto negli ultimi anni. Radar con performance sempre maggiori e tecniche di signal processing sempre più efficaci hanno potenziato notevolmente i risultati prodotti da questo tipo di analisi, raggiungendo standard di qualità davvero elevati. Ciò ha portato ad una notevole diffusione di questi strumenti. Un esempio è riportato in Figura 1. Nella maggior parte dei casi si tratta di un carrello movimentato a mano composto dal sistema radar, le antenne a contatto con il terreno, un pacco batterie per l'alimentazione e generalmente un PC per la visualizzazione ed elaborazione dei dati acquisiti. La ruota metrica fissa la posizioni delle varie scansioni



**Figura 1: esempio di radar penetrante [IDS s.p.a.]**

Nati in maniera poco eclatante e in una cerchia ristretta di addetti ai lavori, ormai stanno diventando oggetti di uso più frequente. Infatti, non è così raro trovare sulle

nostre strade degli operatori con “GPR di ordinanza” alla ricerca di tubi e condutture, oppure sentirne parlare dai media in qualche caso di cronaca nera.

In ogni caso la forte diffusione è dovuta al tipo d’indagine che consentono. Questi radar infatti operano in maniera non invasiva e non distruttiva, lasciando inalterato lo scenario investigato. Questo, ha un notevole risparmio economico grazie alla non necessità di escavazioni, con tutti i rischi che conseguono di guasti gravi e disagi. Ecco che le applicazioni di questi strumenti si sono moltiplicate nel tempo. Di seguito saranno discusse brevemente le applicazioni più note.

### *1.2.1 Ricerca sottoservizi*

La ricerca di sottoservizi quali condutture elettriche, idriche, ottiche, gas, e la verifica del manto stradale è probabilmente l’applicazione più comune dei GPR, Figura 2. Ormai molto utilizzata, questa analisi porta numerosi vantaggi agli operatori del settore in quanto mette a loro disposizione una mappatura del terreno utile sia per la messa in opera di nuove reti, sia per le operazioni di riparazione di condutture preesistenti. Gli operatori possono conoscere esattamente le aree di scavo realizzando nuovi percorsi ed escludendo incidenti anche pericolosi come rotture sulle condutture dal gas e limitando i disservizi. Oltre ad una maggiore sicurezza di scavo, l’analisi GPR ha un forte impatto finanziario, limitando gli scavi alle sole zone necessarie.



**Figura 2: scansione GPR su manto stradale.**

Ovviamente questa applicazione presenta degli scenari molto complessi. La profondità dei target può variare da poche decine di centimetri a qualche metro, come la

tipologia di materiale. Tubazioni metalliche o condutture per le rete elettrica saranno ben visibili anche se di dimensioni ridotte perché altamente riflettenti, mentre condutture in plastica o terracotta saranno molto meno rilevabili a causa del basso contrasto dielettrico col terreno circostante.

Requisito fondamentale sarà la risoluzione di questi strumenti. Generalmente, per abbattere i costi di scavo in un'unica escavazione sono messe in opera diverse condutture anche molto vicine tra loro. Discriminare bersagli così vicini richiede uno strumento ad elevata risoluzione e quindi più complesso [13] .

### 1.2.2 Indagini su linea ferroviaria

La massicciata ferroviaria, o dall'inglese *ballast* è lo strato di ghiaia su cui poggiano i binari. È costituito da uno strato di pietrisco di media-grossa (5-10 cm) pezzatura su cui poggiano le traverse poi rinalzate con materiale di pezzatura minore (2-5 cm). Questa struttura garantisce un appoggio stabile, un ottimo drenaggio, evita la crescita di vegetazione e soprattutto assorbe molto bene le vibrazioni indotte dai treni sui binari, perciò, il suo spessore è un fattore di sicurezza fondamentale per ogni tratto ferroviario. Convogli speciali come quello in Figura 3, dotati di GPR misurano tale spessore [14] .



**Figura 3: treno con GPR per il controllo dello spessore della massicciata.**

Da un punto di vista di profondità di penetrazione e risoluzione, i requisiti di questi dispositivi non sono molto stringenti. È invece determinante la velocità di acquisizione dati e un campionamento spaziale adeguato. Un'indagine di questo tipo copre centinaia di chilometri ed impegna per molto tempo i binari. È ovvio che il sistema radar debba

acquisire dati ad alta velocità e con un campionamento spaziale adeguato consentendo al treno di mantenere una velocità di crociera elevata, limitando il disagio per la normale circolazione ferroviaria.

### 1.2.3 Geologia e geofisica

La ricerca di riserve minerali naturali è un settore industriale molto dinamico e in costante attività per soddisfare il fabbisogno mondiale di energia o materiali preziosi. Le concessioni per aprire una cava sono complicate da ottenere e molto costose, quindi la ricerca d'informazioni sulla conformazione e la stratigrafia del sito scelto è fondamentale prima di un'indagine invasiva con scavi. Un altro dei successi dei GPR sta in questo. Un rilevamento geofisico con GPR, come quello mostrato in Figura 4, può aiutare un operatore di cava a comprendere la stratigrafia del terreno, mappare le dimensioni e il tipo di difetti e fratture, individuare depositi come sabbia o ghiaia, ma soprattutto è una tecnica che unita alle altre tecniche d'indagine geofisica consente di progettare il layout della cava, verificare la stabilità di versanti o problemi di falda in una fase molto precoce di scavo, stimando a priori il costo di produzione.



**Figura 4: rilevamento geofisico su una cava per mezzo di GPR**

Gli strumenti di questo genere non necessitano di risoluzioni molto elevate, al contrario, ma devono garantire una profondità di penetrazione molto elevata. Non è raro che il terreno in esame ponga dei limiti troppo stringenti sulla penetrazione, il che richiede una soluzione alternativa detta borehole [15], la quale, aumenta la profondità

di scansione inserendo le antenne radar in dei fori realizzati in precedenza sul terreno. In questo modo la mappatura del terreno può raggiungere centinaia di metri di profondità.

#### *1.2.4 Archeologia*

Nella tutela dei beni archeologici, i metodi di analisi non invasiva del sottosuolo stanno diventando diffusi e cruciali. Molto spesso risorse finanziarie limitate non permettono scavi su vaste aree limitando il ritrovamento di ulteriori reperti. Spesso i ritrovamenti archeologici sono accidentali, e le successive strategie di scavo sono basate su una scarsa conoscenza della distribuzione delle strutture nel sottosuolo. In questo caso, le informazioni ottenute da un rilievo GPR possono fornire agli archeologi una vera e propria mappa di scavo in un tempo molto breve, focalizzando l'attenzione nelle sole aree comprendenti reperti, Figura 5 [16] .



**Figura 5: scansioni GPR su un sito archeologico**

Come nell'applicazione precedente queste analisi non richiedono risoluzioni elevate, preferendo un'elevata capacità di sondare target molto profondi.

#### *1.2.5 Monitoraggio dello spessore del ghiaccio e neve*

Come citato nel 1.1 è l'applicazione che ha dato vita ai SPR [9] . Ad oggi, la misura dello spessore del ghiaccio è fondamentale soprattutto nei paesi nordici europei e americani, i quali costruiscono delle strade di comunicazione stagionali utilizzate per il

trasporto di persone, merci e attrezzature su laghi ghiacciati e fiumi, Figura 6. È un'applicazione in cui i GPR sfruttano al massimo le loro prestazioni vista la quasi trasparenza del ghiaccio alle onde elettromagnetiche tipiche di questi strumenti, inoltre, in acque a basso contenuto salino la profondità di penetrazione può raggiungere diversi metri al di sotto dello strato ghiacciato, permettendo una mappatura dettagliata dei fondali.



**Figura 6: misura dello spessore del ghiaccio e stratigrafia, Methuen Lake, Canada, inverno 2008 [Sensors & Software Inc.]**

L'omogeneità del mezzo sondato, e la sua trasparenza alle onde radio, non richiedono strumenti molto performanti [17] , infatti, si raggiungono facilmente profondità di centinaia di metri e in casi particolarmente favorevoli anche di migliaia di metri

### *1.2.6 Indagini forensi*

È una delle ultime applicazioni dei SPR, ma che contribuisce alla sua diffusione. Spesso in dotazione alle forze di polizia per la ricerca di cadaveri nascosti o indagini forensi [2] , l'uso del GPR in siti d'indagine giudiziaria è ormai comune, infatti tali analisi vengono spesso citate dai media nei casi di cronaca nera. Con questi strumenti, gli operatori contano di individuare zone con condizioni di terreno smosso (rilevabile grazie alla non-omogeneità con lo scenario adiacente) per l'occultamento recente di droga, armi o simili sepolti nel sottosuolo. Essendo un'applicazione con scenari anche molto complessi questo tipo di radar richiede un'elevata risoluzione al fine di ricostruire un'immagine dettagliata del sottosuolo e identificare il target in esame.

La Figura 7, riporta un esempio di queste applicazioni, in particolare si evidenzia il ritrovamento di un'arma da fuoco interrata.



**Figura 7: impiego del GPR per indagini forensi in siti criminali [Sensors & Software Inc.]**

### 1.2.7 Tutela ambientale

L'industria moderna produce tonnellate annue di rifiuti definiti “*speciali*”. Tra questi, è presente una sottocategoria di rifiuti detti “*speciali pericolosi*” frutto di lavorazioni industriali o medico-sanitarie di sostanze particolarmente nocive o inquinanti. In funzione del loro grado di pericolosità in termini d'impatto ambientale o sulla salute di chi ne viene in contatto, tali sostanze richiedono processi di smaltimento severi e molto costosi. L'elevato costo di smaltimento attira la criminalità organizzata, che contro ogni norma, interra questi rifiuti in discariche abusive, ottenendo un ingente guadagno a scapito della tutela ambientale e delle persone. Un'indagine GPR ha tuttavia buone probabilità di localizzare con precisione questi occultamenti e quindi portare alla luce i rifiuti speciali per un loro corretto smaltimento.

Recentemente, il corpo Forestale dello Stato ha condotto diverse campagne di analisi nel sud d'Italia, Figura 8. L'obiettivo è quello di individuare e in seguito bonificare il maggior numero possibile di siti abusivi utilizzati per l'occultamento dei rifiuti.

Come intuibile dalla tipologia di analisi, questi radar non hanno bisogno di un poter risolutivo elevato, ma piuttosto, devono garantire una buona profondità di penetrazione al fine di rilevare occultamenti di rifiuti ad alcune decine di metri profondità dalla superficie.



**Figura 8: impiego di un radar penetrante per la ricerca di rifiuti occultati**

### *1.2.8 Beni culturali e Architettonici*

Quello dei beni culturali e architettonici è uno scenario applicativo molto interessante. Questo tipo di analisi volge sostanzialmente alla ricerca di anomalie o lesioni nelle strutture portanti. Tuttavia, le capacità dei SPR possono aiutare nella ricerca di cavità nascoste all'interno di strutture più complesse. Un classico esempio è la ricerca della “Battaglia di Anghiari”, svolta dal TECHLab nel 2002 [3], Figura 9.



**Figura 9: indagine GPR ad altissima risoluzione al Salone dei Cinquecento, Palazzo Vecchio, Firenze per la ricerca della “Battaglia di Anghiari” di Leonardo da Vinci [TECHLab-Università di Firenze].**

Costruito nel 1494 su commissione di Girolamo Savonarola, il salone dei cinquecento a Firenze, è la storica sala del consiglio comunale fiorentino di Palazzo Vecchio. La decorazione della stanza fu affidata a due dei più grandi artisti fiorenti, Leonardo da Vinci e Michelangelo Buonarroti, incaricati di raffigurare due enormi affreschi che celebrassero le vittorie in battaglia della repubblica fiorentina. Leonardo

inizio a realizzare la “Battaglia di Anghiari”, mentre Michelangelo la “Battaglia di Cascina”. Tuttavia, nessuna delle due opere fu completata. Leonardo sperimentò la tecnica fallimentare dell’encausto, che distrusse l’opera, mentre Michelangelo si fermò al cartone, prima di partire per Roma richiamato dal papa Giulio II. Purtroppo, entrambe le opere sono andate perdute, ma per la Battaglia di Anghiari la questione è tuttora aperta. Fu il Vasari a completare la decorazione della stanza per conto di Cosimo I de’Medici, il quale, impose delle raffigurazioni di se stesso e della sua casata, modificando sostanzialmente il tema iniziale. A tal proposito nessuno sa se il Vasari distrusse o no l’opera di Leonardo. Pur essendo un fallimento, si trattava di un’opera di un grandissimo maestro, molto stimato dal Vasari, infatti, molti studiosi sostengono che quest’ultimo abbia solo coperto l’opera di Leonardo occultandola dietro ad un secondo muro sul quale poi il Vasari stesso ha completato la decorazione della stanza.

Sulla base di questa ipotesi, l’indagine radar effettuata dal TECHLab ha evidenziato la presenza di un’intercapedine solo nella parete est della sala, e per tutta l’estensione della parete, a una profondità di circa 10-15 cm dalla superficie muraria esterna. Ovviamente questo non significa che dietro vi sia nascosto il dipinto di Leonardo, ma ha acceso molte speranze tra coloro che sostengono l’ipotesi dell’occultamento fatto da Vasari.

Al di là di questa applicazione specifica, questi scenari sono molti complessi da un punto di vista radar. Innanzitutto, il sistema deve operare in modo “*non a contatto*”. Tipicamente, durante un’acquisizione, i SPR strusciano sul mezzo da investigare per massimizzare la radiazione all’interno del mezzo stesso. Nel campo dei beni culturali questo non è assolutamente concesso, perché ciò potrebbe provocare danni al bene stesso. Per di più, la dimensione delle varie intercapedini, cave, o fratture nella struttura possono essere anche molto piccole e ravvicinate, quindi, lo strumento utilizzando deve disporre di un elevato poter risolutivo (larghezze di banda di qualche GHz) per poterle discriminare.

### *1.2.9 Sminamento*

Le mine antiuomo o anticarro sono ancora oggi un enorme problema in molti paesi in via di sviluppo. Ogni anno migliaia di persone e in molti casi bambini, perdono la vita o sono mutilate da queste esplosioni. Le opere di sminamento continuano in molti

paesi del mondo come Afghanistan, Cambogia, Chad, Vietnam, Mozambico ecc. ma queste operazioni richiedono tempi lunghissimi, quindi, è fondamentale incrementare lo sviluppo di attrezzature affidabili ed efficaci che riducano sensibilmente la durata di queste operazioni.

Lo strumento principe per lo sminamento è il metal detector, tuttavia, gli sviluppi della tecnologia bellica hanno fortemente ridotto la percentuale di metallo nelle mine antiuomo, in favore di materiali plastici meno costosi ma comunque efficaci rendendo i metal detector insufficienti. Questo fattore non inficia granché le prestazioni dei radar penetranti, che quindi sono spesso affiancati ai metal detector in questo tipo di operazioni. Per queste ragioni, gli sviluppi in questo campo stanno integrando le due tecnologie in un unico dispositivo [18]. La Figura 10, mostra un mezzo militare di questo tipo.



**Figura 10: Husky-Mounted Detection System. È un mezzo militare statunitense per operazioni di sminamento, dotato di GPR e metal detector. Opera in Afghanistan dal 2011.**

Tuttavia, l'avvento dei radar penetranti per sminamento è ormai noto tra l'industria bellica, la quale per sua natura cerca una controffensiva. Le mine di ultima generazione sono ancora composte su base plastica, ma con permeabilità elettrica molto simile a quella del terreno, così da ridurre il contrasto dielettrico tra terreno e mina e complicare notevolmente la rilevazione da parte dei radar.

Una mina è progettata per esplodere quando calpestata, quindi un interrimento eccessivo potrebbe evitare il suo innesco, inoltre è un oggetto molto compatto e di dimensioni ridotte può esistere la possibilità che più mine siano interrate in prossimità

luna all'altra. Un radar per quest'applicazione dovrà quindi essere in grado di rilevare oggetti molto superficiali con elevata risoluzione. Questo requisito, unito alla profondità di penetrazione non eccessiva, porta all'impiego di radar a larghissima banda (ben oltre al GHz) in grado di sondare con alta accuratezza gli strati superficiali del terreno.

#### *1.2.10 Disastri naturali*

In caso di disastri naturali come terremoti, valanghe, frane, molte persone possono rimanere intrappolate sotto le macerie o sotto la neve anche per giorni. In questi casi la tempestività d'intervento è cruciale per salvare più vite possibili, infatti, gli operatori in questi disastri impiegano svariate tecniche o attrezzature. Dai microfoni ultrasensibili, ai cani da ricerca passando per le telecamere da ispezione, ognuno di questi mezzi da ricerca ha pregi e difetti, tuttavia, l'unione di queste informazioni prodotte in una stessa area d'indagine può fornire agli operatori una panoramica attendibile dello scenario. Ad oggi si uniscono a queste tecniche di ricerca anche le analisi georadar, Figura 11.



**Figura 11: ricerca di superstiti sotto le macerie attraverso indagine GPR [GSSI]**

È facile supporre questo come uno scenario molto complesso, infatti, pensando ad un crollo di un edificio o in una frana, è immediato pensare a centinaia di detriti che diventano centinaia di target nell'immagine radar. In queste condizioni, è veramente complicato distinguere una persona tra le macerie che la circondano. Tuttavia, si tratta di uno scenario statico, quindi, i piccoli movimenti della respirazione di una persona ancora in vita sono rilevabili rispetto allo scenario statico circostante attraverso l'analisi della risposta Doppler del bersaglio, come descritto in [19].

In termini di specifiche, la risoluzione di questi sistemi radar non è determinante, in quanto la ricerca è basata sull'analisi del segnale Doppler prodotto dal bersaglio, tuttavia è necessaria un'elevata profondità di penetrazione vista la complessità dello scenario.

### 1.3 Principio di funzionamento e parametri operativi

Come visto nel paragrafo 1.2, i radar penetranti trovano applicazione in campi anche molto diversi tra loro. Ognuno di queste indagini necessita di strumenti con ottimizzazioni specifiche in termini di profondità di penetrazione, risoluzione e velocità di acquisizione dati. È dunque fondamentale comprendere cosa definiscono questi parametri e che ruolo giocano nel progetto di un SPR.

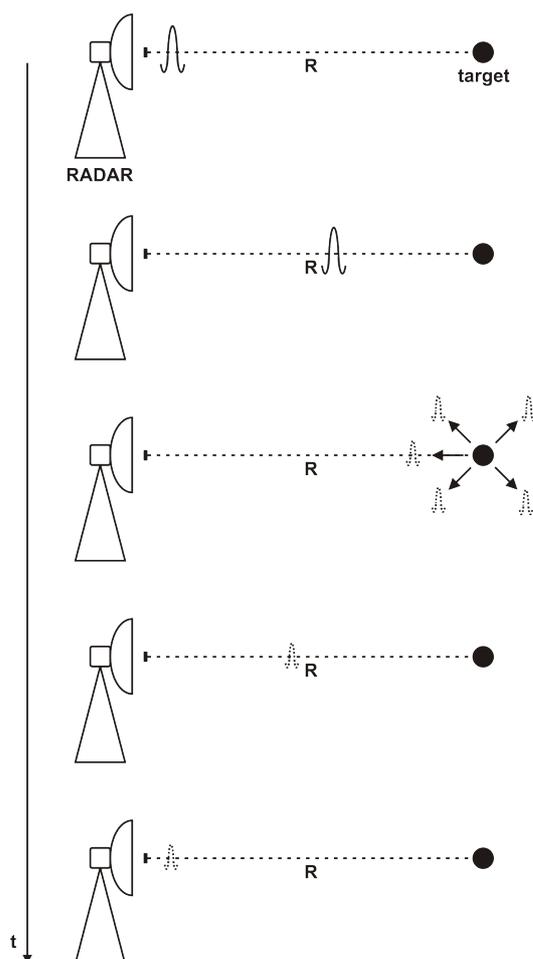
Come accennato nel paragrafo 1.1, i radar impiegano un'onda elettromagnetica per determinare la presenza di un bersaglio nello spazio d'indagine, come descritto nella Figura 12. In particolare, un radar genera un impulso a microonde per mezzo di un trasmettitore ed una antenna direttiva. Tale impulso si propaga nel mezzo con una velocità  $v$ , e nel caso incontri un bersaglio a una distanza  $R$ , una porzione dell'energia incidente sul bersaglio verrà da esso riflessa verso il ricevitore radar, il quale, lainceretterà. In base al tempo trascorso tra l'invio dell'impulso e la ricezione dell'echo radar, tempo di volo, si determina la distanza del bersaglio secondo le seguenti relazioni.

$$R = \frac{vt}{2} \quad (1.1)$$

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.2)$$

Dove  $t$  è il tempo di volo,  $c$  è la velocità della luce e  $\epsilon_r$  è la permittività elettrica del mezzo. Il fattore 2 al denominatore nella equazione (1.1) è conseguenza del percorso doppio compiuto dal segnale trasmesso per raggiungere il bersaglio e tornare verso il ricevitore radar.

Quanto detto finora illustra il principio base dei radar, SPR compresi. Questo principio, tanto semplice quanto efficace, nasconde tuttavia degli aspetti molto insidiosi ma fondamentali in fase di progetto e che caratterizzano in termini di prestazioni ogni radar penetrante.



**Figura 12: descrizione del principio radar. L'impulso radar trasmesso è diffratto dal bersaglio e quindi intercettato del ricevitore radar. Il tempo di volo determina la distanza del bersaglio.**

### 1.3.1 Risoluzione

Uno tra questi aspetti è la *risoluzione in range*, che indica la capacità di un sistema radar di distinguere due target vicini tra loro. I SPR impiegano tecniche di trasmissione che permettono di discriminare due target a differente range, quindi a diversa distanza radiale delle antenne radar. Due bersagli posti in range diversi saranno distinti dal sistema radar solo se la loro distanza in range è uguale o superiore alla risoluzione. In caso contrario, il sistema radar non sarà in grado di distinguerli, e l'immagine radar dello scenario riporterà un unico target.

Come vedremo in seguito questo aspetto è strettamente legato all'elettronica del sistema, in particolare, alla banda operativa del sistema, ma non alla frequenza di centro banda. Un radar a banda larga avrà un potere risolutivo maggiore, consentendo la

distinzione di oggetti molto vicini tra loro, che sarebbero visti come un unico oggetto da un sistema a banda stretta.

### *1.3.2 Profondità di indagine: range non ambiguo*

La trasmissione di un impulso e la ricezione del suo echo sono la base delle misure radar, tuttavia, in condizioni operative, è impossibile fornire informazioni esaustive dello scenario di analisi con la trasmissione di un unico impulso, in quanto, l'attenuazione del segnale trasmesso in funzione della distanza di propagazione potrebbe nascondere bersagli lontani in avvicinamento. La trasmissione di un impulso successivo, potrebbe rilevare il target perché entrato nella zona utile di rilevamento del radar. Questo migliora l'affidabilità dell'indagine, ma incide fortemente sulle caratteristiche dello strumento. L'intervallo di trasmissione degli impulsi diventa quindi fondamentale per la corretta localizzazione di un target, in quanto, è necessario trasmettere l'impulso successivo solo quando è trascorso il tempo per cui ci aspettiamo la ricezione di un echo di ritorno. Ecco quindi che la profondità di indagine massima non dipende solo dal bilancio di potenza indicato dall'equazione radar, ma anche dal tempo di ricezione dell'echo. La profondità massima (o più in generale la distanza massima) alla quale si ha la certezza di ricevere un echo dell'impulso precedente è detta *range non ambiguo*, ed è strettamente correlato all'intervallo di ritrasmissione dell'impulso radar. Un bersaglio oltre il range non ambiguo sarebbe posto dal sistema radar all'interno del range non ambiguo ma ovviamente in posizione errata.

### *1.3.3 Profondità di indagine: dinamica operativa*

Nei paragrafi precedenti è emerso che i radar penetranti operano in condizioni molto ostili da un punto di vista di propagazione del segnale radio. Questo limita fortemente la profondità d'indagine, tuttavia, la qualità del sistema elettronico gioca un ruolo fondamentale per l'incremento della massima profondità di esplorazione, in quanto, un ricevitore radar poco rumoroso ha una sensibilità elevata, che diventa cruciale per rilevare oggetti molto profondi, i cui echo hanno generalmente ampiezze molto piccole. In questi termini, si parla di dinamica operativa, la quale, è definita come la differenza (espressa in dB) tra il massimo segnale accettabile in ingresso al ricevitore radar e la sua sensibilità.

Come vedremo in seguito la dinamica è influenzata da molti fattori tra cui l'accoppiamento diretto delle antenne, e la potenza trasmessa, che incidono sul massimo segnale in ingresso al ricevitore, ma soprattutto dal livello di rumore del ricevitore, che generalmente fissa la sensibilità del radar e quindi la capacità di rilevare riflessioni molto deboli tipiche degli oggetti profondi.

#### 1.3.4 Profondità di indagine: frequenza operativa

I mezzi GPR sono mezzi dielettrici molto dispersivi in frequenza e con alte perdite, infatti, mezzi molto umidi presentano valori di attenuazione di anche 100 dB/m. Questo attenua fortemente le onde elettromagnetiche che vi si propagano, limitando la profondità di esplorazione. Tali perdite sono strettamente correlate alla frequenza del segnale radio e incrementano molto all'aumentare della frequenza operativa. È quindi preferibile l'impiego di frequenze operative basse, così da limitare l'attenuazione del segnale radar e massimizzare la profondità di penetrazione, tuttavia, va considerato un secondo fattore espresso attraverso la banda frazionaria. Considerando  $f_0$  la frequenza operativa del sistema radar (frequenza di centro banda) e  $f_H$  e  $f_L$  l'estremo superiore e inferiore della banda  $B$  del sistema, la banda frazionaria è definita come

$$B_{frac} = \frac{f_H - f_L}{f_0} = \frac{B}{f_0} \quad (1.3)$$

Appare evidente che la banda frazionaria può assumere un valore compreso tra 0 (quando la banda del sistema è nulla) e 2 (quando la frequenza superiore è il doppio della frequenza operativa). Un sistema GPR ideale dovrebbe avere una banda elevata, per massimizzare la risoluzione, centrata su una frequenza operativa più bassa possibile, per massimizzare la profondità di indagine. In queste condizioni, la banda frazionaria del sistema tende al valore massimo. Da un punto di vista puramente matematico è solo una questione di numeri, tuttavia, da un punto di vista ingegneristico la cosa è ben diversa. Già sistemi con banda frazionaria superiori a 0.5 richiedono architetture ed accorgimenti di progettazione molto complessi per mantenere prestazioni costanti nell'intera banda. Questo è vero per l'elettronica che costituisce il radar, ma soprattutto per le antenne, il cui comportamento in termini di impedenza di ingresso, diagramma di radiazione e polarizzazione è fortemente variabile in frequenza.

Frequenza operativa e banda frazionaria sono dunque due parametri fondamentali nel design di un radar penetrante perché condizionati dalla profondità di penetrazione, dalla risoluzione in range e dalla complessità del sistema elettronico.

### *1.3.5 Velocità di scansione*

Finora abbiamo discusso delle prestazioni dei sistemi SPR espresse attraverso la risoluzione in range e la profondità di indagine, trascurando il tempo di misura. In molte applicazioni, quest'aspetto è secondario, perché il radar è movimentato manualmente a velocità di spostamento bassa, per cui, l'elettronica è ampiamente in grado di rispettare i tempi di acquisizione imposti. Nel caso di installazione dello strumento su veicoli stradali o ferroviari invece, i tempi di acquisizione sono più stringenti, e la velocità di scansione diventa un parametro cruciale. In particolare, questa è legata all'intervallo di ripetizione dell'impulso e al campionamento spaziale desiderato, quindi, strettamente correlata al range non ambiguo e alla profondità di penetrazione, pertanto, le applicazioni che richiedono alte velocità operative e alte penetrazioni possono trovare dei contrasti.

### *1.3.6 Vincoli tra i parametri operativi*

La descrizione dei parametri operativi ha specificato che l'ottimizzazione di un sistema SPR per una specifica applicazione coinvolge diverse caratteristiche e scelte di progetto. Ovviamente, queste non sono indipendenti tra loro e generalmente è necessario accettare un compromesso.

Un radar ad alta risoluzione richiede una banda molto larga, la quale, è vincolata dalla banda frazionaria del sistema, che non consente frequenze operative troppo basse e quindi limita la profondità di penetrazione. Viceversa, un radar ottimizzato per l'alta profondità di indagine è vincolato ad una frequenza operativa bassa.

La profondità di esplorazione è legata anche alla dinamica operativa e al range non ambiguo. Un range non ambiguo breve non consente di rilevare la corretta posizione di bersagli profondi, mentre una dinamica bassa limita la capacità di rilevazione in profondità. Al contrario, dinamiche e range non ambiguo elevati limitano la velocità di scansione radar, il quale dovrà essere spostato da una posizione di indagine alla successiva con una bassa velocità.

## 1.4 Tecniche operative

I sistemi radar, compresi i radar penetranti si differenziano principalmente per la tecnica operativa impiegata. Con questo termine si intende la soluzione architettuale e il meccanismo adottato per la trasmissione e la ricezione del segnale radar. Per ragioni storiche, commerciali e anche per prestazioni, in ambito GPR sono presenti due famiglie principali di radar, i radar ad impulsi o radar nel dominio del tempo, e radar ad onda continua o radar nel dominio della frequenza. La divisione è netta perché è molto diversa la forma d'onda trasmessa e tutta l'architettura del sistema elettronico. Certamente, i più diffusi sono i radar ad impulsi per il loro ottimo rapporto tra qualità dell'informazione fornita e costo, tuttavia, la tecnica ad onda continua ha un potenziale decisamente superiore in termini di prestazioni, ma ad un costo e una complessità hardware molto più elevato da limitarne la diffusione.

### 1.4.1 Radar ad impulsi

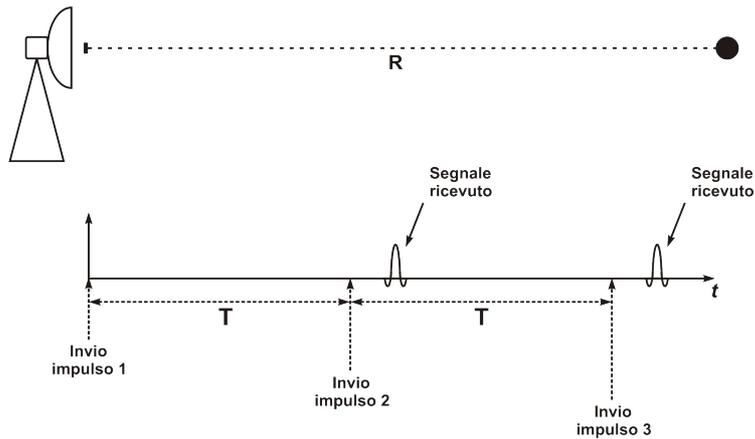
Questo tipo di radar basa il controllo dei parametri operativi sulla durata dell'impulso trasmesso, il suo intervallo di ripetizione e la forma dell'impulso.

Come descritto nel paragrafo 1.3, i radar inviano un impulso nel mezzo da esplorare e determinano la distanza di un eventuale bersaglio dalla misura del tempo di volo. Trasmettendo una serie d'impulsi ad intervalli regolari  $T$  nasce un'ambiguità sull'impulso ricevuto. Infatti, nel caso in Figura 13, è impossibile affermare se il primo impulso ricevuto sia l'echo dell'impulso 1, generato da un bersaglio molto distante, oppure, l'echo dell'impulso 2. Al fine di associare correttamente il tempo di volo alla posizione del bersaglio è necessario che gli echo dei bersagli più distanti giungano al ricevitore prima della trasmissione dell'impulso successivo. In questi termini, il range non ambiguo è riferito all'intervallo di ripetizione degli impulsi, *PRI* (*Pulse Repetition Interval*) ed è esprimibile come

$$R_{NA} = \frac{vT}{2} = \frac{v}{2}PRI \quad (1.4)$$

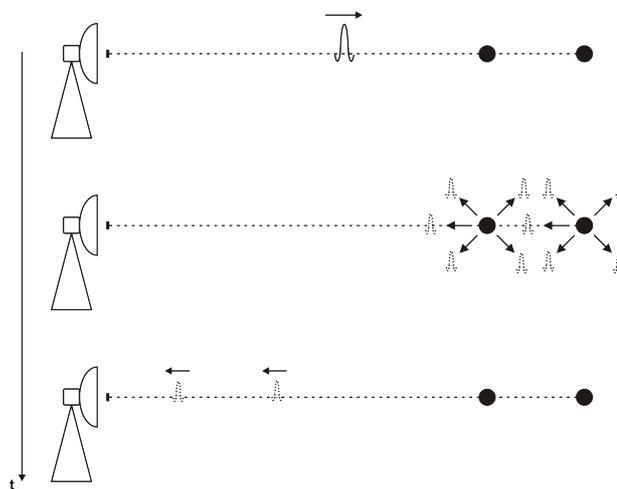
Eventuali bersagli oltre il range non ambiguo vengono collocati dal sistema in una posizione interna al range non ambiguo e quindi errata rispetto alla reale posizione.

Oltre al PRI, nei radar ad impulsi è fondamentale la durata dell'impulso, perché direttamente legata alla risoluzione del sistema.



**Figura 13: il range non ambiguo per un radar ad impulso.**

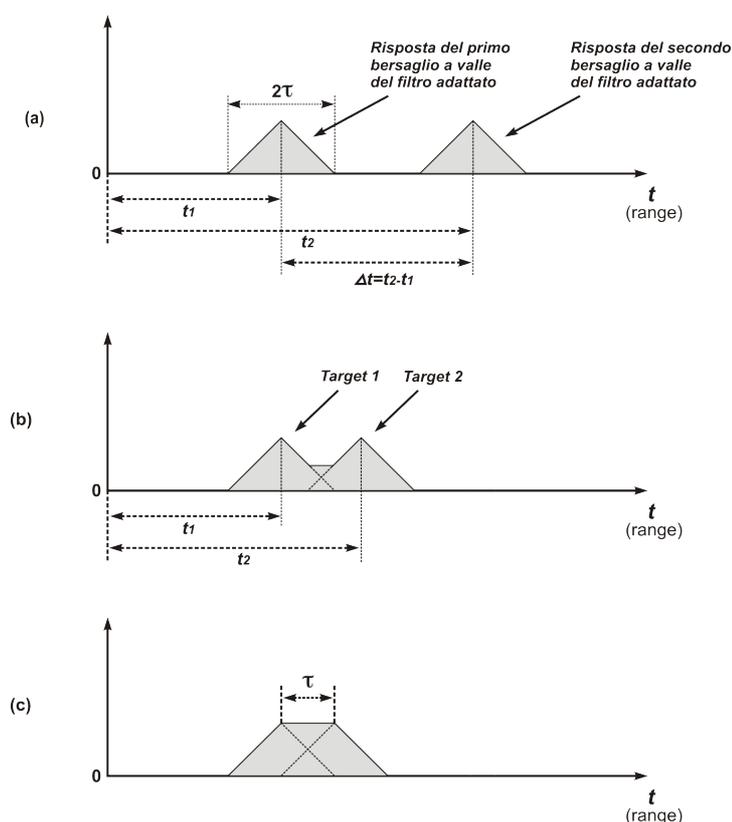
Come descritto in Figura 14, nel caso l'impulso trasmesso incontri due bersagli, il ricevitore registrerà due echo a una distanza pari alla distanza temporale tra i due oggetti. Nell'ipotesi che la distanza tra i due oggetti si riduca, gli impulsi ricevuti dal radar saranno via via più ravvicinati, fino al caso limite in cui i due oggetti siano posti ad una distanza pari alla risoluzione del sistema, per cui, gli echo prodotti non saranno più distinti ma formeranno un unico impulso ottenuto dalla loro composizione.



**Figura 14: echo radar in presenza di due target. Il ricevitore rileva due impulsi ad una distanza pari alla distanza temporale tra i due target**

Per comprendere meglio questo aspetto, consideriamo un radar che trasmette impulsi rettangolari di durata  $\tau$ . Nei radar ad impulsi, è presente in ingresso al ricevitore un filtro adattato, che rileva l'impulso ricevuto, massimizzando il rapporto segnale rumore. Essendo un decisore a massima verosimiglianza, ha una risposta nel tempo

uguale all'impulso trasmesso, quindi, la forma d'onda dell'impulso ricevuto all'uscita del filtro, corrisponde alla convoluzione tra l'impulso ricevuto e la risposta del filtro, quindi, un impulso triangolare con durata  $2\tau$ . Come mostra la Figura 15 (a), nel caso di scenario con due bersagli, a valle del filtro adattato avremo due impulsi triangolari posizionati in range in funzione del corrispettivo tempo di volo  $t_1$  e  $t_2$ .



**Figura 15: forma degli impulsi a valle del filtro adattato. Caso (a), i due bersagli sono distanti. Caso (b), la distanza dei target è inferiore a  $2\tau$  e i due impulsi si sommano tra loro. Caso (c), i due target sono a una distanza pari alla risoluzione del sistema, quindi il radar non è in grado di distinguerli. Da questo punto in poi invece di due impulsi il radar rileva un impulso unico.**

Al diminuire della distanza tra i due target i due impulsi saranno sempre più vicini fino a sommarsi tra loro quando distano meno di  $2\tau$ , Figura 15 (b). Il caso limite è raggiunto quando i due target distano  $\tau$ . In questa condizione, il radar non è più in grado di discriminare i due bersagli, in quanto, riceve un unico impulso costruito dalla sovrapposizione dei due. Questa è la condizione che esprime la massima risoluzione del radar che analiticamente corrisponde alla equazione sotto:

$$\Delta R = \frac{v\tau}{2} = \frac{v}{2B} \quad (1.5)$$

Nella (1.5) la risoluzione è espressa non solo in funzione della durata temporale dell'impulso, ma anche in funzione della sua banda  $B$ , in quanto, per impulsi rettangolari, la teoria dei segnali dimostra che

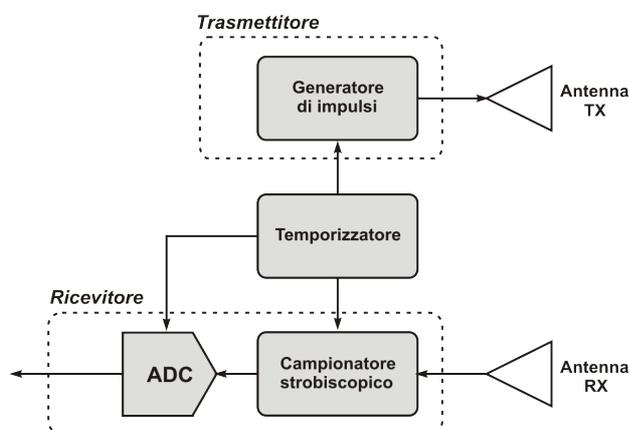
$$B \cong \frac{1}{\tau} \quad (1.6)$$

Questo spiega perché nei paragrafi precedenti si è parlato di SPR ad alta risoluzione descrivendoli come radar a larga banda, infatti, impulsi a largo spettro hanno una breve durata temporale, incrementando la risoluzione minima del sistema.

Finora, abbiamo definito il range non ambiguo e la risoluzione in range per questa tipologia di radar senza citare la loro architettura. Uno schema a blocchi generale è riportato in Figura 16. Il trasmettitore è sostanzialmente composto dal generatore d'impulsi realizzato con un diodo *step recovery* [20]. Si tratta di un diodo in tecnologia PIN, quindi, con tempi molto ridotti di commutazione a causa della bassa densità di portatori nella regione di giunzione che quindi limitano la capacità del diodo. Questo lo rende ideale per la generazione di impulsi con fronti molto ripidi (ordine del nano secondo). Quando il diodo è in polarizzazione diretta si comporta come un normale diodo e immagazzina una piccola quantità di carica nella regione intrinseca. Al cambio di polarizzazione, la carica immagazzinata viene rilasciata attraverso una piccola corrente. Tale corrente sarà presente fino al completo esaurimento delle cariche, dopodiché, si annullerà in modo molto repentino, causando un impulso di tensione con un fronte di salita molto ripido. Questo approccio è molto semplice, ma incontra dei limiti. Con questa tecnica si ha uno scarso controllo sull'impedenza del diodo e quindi, è piuttosto complesso variare la durata dell'impulso, inoltre, le potenze trasmesse risultano decisamente basse.

Il ricevitore è invece costituito da un campionatore stroboscopico e da un convertitore analogico digitale [21]. Un campionamento real time del segnale ricevuto è in genere impossibile, perché, data la così breve durata dell'impulso, il teorema del campionamento imporrebbe frequenze di campionamento troppo elevate (ben superiori al GHz) e impossibili da raggiungere anche con i convertitori di ultima generazione. Con la tecnica stroboscopica invece, gli impulsi trasmessi sono ripetuti più volte, ottenendo più volte la stessa risposta dal bersaglio. Per ogni impulso trasmesso si acquisisce quindi un solo campione, ma ritardando in modo costante l'istante di campionamento, così da campionare l'intero impulso attraverso il campionamento di

molti impulsi identici. Con questo stratagemma, i vincoli sulla frequenza di campionamento scendono drasticamente, dando la possibilità ai progettisti di utilizzare ADC con alta risoluzione e con costo contenuto.



**Figura 16: schema a blocchi di un radar ad impulsi**

Appare quindi evidente come la gestione dei timing e quindi il jitter di trasmissione e acquisizione sia l'aspetto cruciale per questo tipo di radar. Per limitare questo fenomeno si ricorre a sistemi DDS in grado di gestire segnali con precisione del pico secondo, o per limiti ancora più stringenti sistemi temporizzati da FPGA.

Un secondo vantaggio del campionamento stroboscopico è legato alla dinamica del sistema elettronico. Ovviamente quando due antenne sono a distanza ravvicinata, come nel caso dei radar GPR, l'accoppiamento diretto tra l'antenna trasmittente e ricevente può creare delle criticità sul ricevitore. Al momento della trasmissione dell'impulso, l'antenna ricevente capta un segnale molto elevato (valori tipici di accoppiamento variano da -30 a -50 dB), che può generare delle distorsioni o peggio ancora saturazioni sul ricevitore. Il segnale prodotto da un bersaglio reale produce livelli di potenza in ingresso al ricevitore molto inferiori, vista l'elevata attenuazione del mezzo in cui si propaga il segnale. Questi due aspetti costringono i progettisti a lavorare con un'elettronica ad alte prestazioni, perché questa deve garantire un range dinamico elevato tale da mantenere una buona sensibilità e allo stesso tempo gestire anche l'elevata potenza dovuta all'accoppiamento di antenna. Con il campionamento stroboscopico questo problema può essere aggirato semplicemente ritardando l'inizio di acquisizione al momento in cui si considera esaurita (in termini di tempo di volo) la risposta del ricevitore all'accoppiamento diretto. In questo modo, il ricevitore acquisisce

solamente i segnali provenienti dai bersagli dello scenario e l'elettronica può lavorare con una dinamica inferiore, massimizzando la sensibilità.

#### 1.4.2 Radar a onda continua a passi di frequenza

La seconda famiglia dei radar, incluso quelli penetrati, è costituita dai radar a onda continua. In questo approccio, due sono le tecniche più conosciute. La tecnica con modulazione di frequenza, e la tecnica a passi di frequenza. In particolare, in questa tesi considereremo solamente la seconda perché è oggetto di questo lavoro di ricerca, tuttavia, le differenze tra le due tecnologie sono minime e riguardano sostanzialmente il tipo di modulazione del segnale trasmesso.

I radar ad onda continua a passi di frequenza, dall'inglese *Stepped Frequency Continuous Wave (SF-CW)*, sono radar operanti nel dominio della frequenza, in quanto, a differenza dei radar ad impulsi "sintetizzano" l'impulso perché non direttamente generato nel dominio del tempo, ma nel dominio della frequenza, attraverso la trasmissione delle sue componenti spettrali. Scelta la banda  $B$  dell'impulso sintetico tale che

$$B = f_{MAX} - f_{MIN} \quad (1.7)$$

con  $f_{MAX}$  e  $f_{MIN}$  l'estremo superiore e inferiore, il radar genera e trasmette un numero finito di sinusoidi distinte (in genere detti toni) di ampiezza costante e durata  $T_{tono}$ , a partire da  $f_{MIN}$  fino a  $f_{MAX}$  con passi discreti di frequenza  $\Delta f$ . Il tempo di ogni  $T_{tono}$ , deve essere lungo a sufficienza da assicurare che il cambio di frequenza avvenga dopo il tempo impiegato dal segnale trasmesso a raggiungere il bersaglio alla massima distanza rilevabile e tornare al ricevitore.

Come nel caso precedente, si trasmettono più impulsi sintetici durante un'indagine radar. In questo caso, terminata la trasmissione della sweep, il ciclo si ripete con la trasmissione della sweep successiva. La Figura 17, mostra la forma d'onda del segnale trasmesso e tutti i tempi citati. Il ricevitore compie una demodulazione fase e quadratura battendo il segnale ricevuto con una copia del segnale trasmesso e campiona ogni tono memorizzandolo in termini di ampiezza e fase, in seguito, con l'operazione di trasformata inversa di Fourier i dati acquisiti passano dal dominio della frequenza al dominio del tempo ricostruendo il profilo in range, quindi, a valle di questa operazione l'output di questo tipo di radar è confrontabile con quello dei radar ad impulsi.

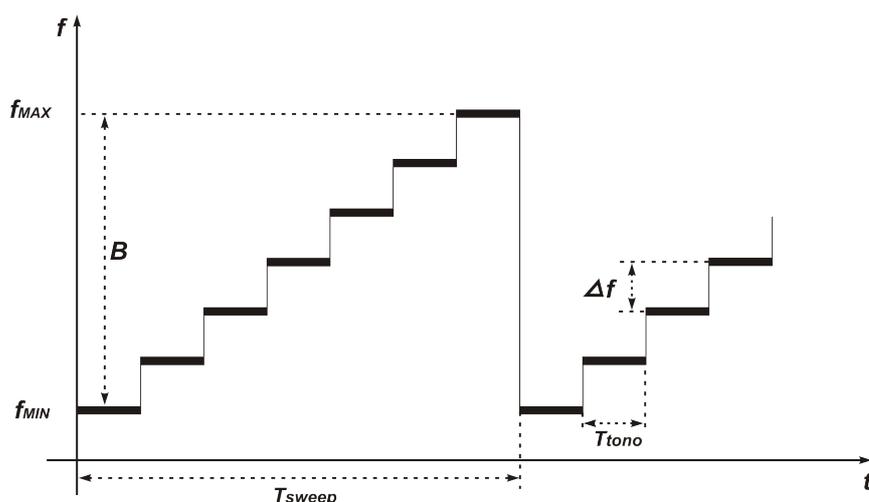


Figura 17: segnale trasmesso da un radar SF-CW

Come vedremo in dettaglio nel capitolo successivo, la risposta nel dominio del tempo ottenuta per sintesi di impulso è un seno cardinale ( $\text{sinc}(t)$ ), per cui, in presenza di un target, la risposta nel profilo in range di un radar SF-CW è una funzione  $\text{sinc}$  il cui massimo corrisponde al tempo di volo del bersaglio rilevato.

Come per i radar nel dominio del tempo, la forma dell'impulso e la sua ripetizione sono legate alla risoluzione in range e al range non ambiguo, in particolare, la larghezza dell'impulso è correlata alla risoluzione del sistema. La larghezza di banda dell'impulso in frequenza definisce la larghezza dell'impulso sintetico. Per lo spettro trasmesso, la teoria dei segnali dimostra che la larghezza dell'impulso è pari a

$$\tau = \frac{1}{B} \quad (1.8)$$

quindi, valgono esattamente le stesse considerazioni fatte per i radar ad impulsi nel paragrafo 1.4.1, e la risoluzione in range è definita attraverso la (1.9).

$$\Delta r = \frac{v\tau}{2} = \frac{v}{2B} \quad (1.9)$$

In particolare, nei radar SF-CW, il range non ambiguo è legato al passo di frequenza. Sintetizzando un impulso con passo di frequenza  $\Delta f$ , per il teorema del campionamento, otterremo nel profilo in range, quindi nel dominio del tempo, la risposta del bersaglio centrata sul tempo di volo e ripetuta per ogni multiplo intero di  $\Delta t$ , con

$$\Delta t = \frac{1}{\Delta f} \quad (1.10)$$

La conseguenza di questo è che il range non ambiguo è legato al passo di campionamento in frequenza secondo la relazione

$$R_{NA} = \frac{v\Delta t}{2} = \frac{v}{2\Delta f} \quad (1.11)$$

Appare evidente che in caso di range non ambigui elevati, il passo di frequenza sarà piccolo. In questo caso, per bande elevate, il numero di toni da generare,  $N_f$ , potrà essere molto elevato perché correlato alla banda secondo la (1.12).

$$N_f = \frac{B}{\Delta f} \quad (1.12)$$

Oltre alla banda e al passo di frequenza, il numero di toni generati è collegato alla velocità di scansione dello strumento, perché direttamente proporzionale alla durata della sweep,  $T_{sweep}$ , secondo la (1.13).

$$T_{sweep} = N_f \cdot T_{tono} \quad (1.13)$$

Tuttavia, in questa equazione appare evidente che il tempo di tono è il secondo fattore da considerare per mantenere bassi tempi di sweep. Questo secondo fattore è dunque determinante per sistemi ad alte velocità di scansione, i quali, necessitano di sweep molto corte a parità di toni generati. Più nel dettaglio, il  $T_{tono}$  è dipendente dal tempo di assestamento del trasmettitore, dal tempo di volo e dal tempo di integrazione. Nel capitolo successivo questi aspetti saranno trattati in dettaglio, tuttavia è sufficiente spiegare che il tempo di assestamento del trasmettitore è legato all'implementazione elettronica utilizzata per la generazione dei toni, invece, per la dipendenza dal tempo di volo, dobbiamo considerare che il dato acquisito sarà stazionario solo dopo la ricezione dell'echo del bersaglio più profondo, tuttavia, nei sistemi GPR le profondità di penetrazione e i range non ambigui sono talmente ridotti che questo tempo è praticamente trascurabile. L'aspetto forse più importante è la dipendenza dal tempo di integrazione. Per ogni frequenza, tutti i campioni acquisiti a valle dei due tempi sopra citati rientrano nel tempo di integrazione, il quale, influenza la dinamica del radar. All'aumentare del tempo d'integrazione la dinamica del sistema aumenta perché si incrementa il guadagno di integrazione della IFFT nella ricostruzione dell'impulso sintetico. Ovviamente, questo è verificato fino al raggiungimento del livello di rumore dello strumento, oltre il quale un ulteriore aumento del tempo di integrazione non

produce miglioramenti di dinamica in quanto la sensibilità è ormai limitata dallo strumento e non dai tempi di misura.

Finora sono stati descritti da un punto di vista fisico, i principali parametri operativi per questa tipologia di radar, mostrando come siano correlati alla banda del sistema, al passo di frequenza, al numero di toni generati, e alla durata di ogni sweep. Da un punto di vista elettronico l'implementazione di queste caratteristiche è piuttosto complessa. Senza entrare nel dettaglio, in quanto sarà oggetto del capitolo successivo, la Figura 18 mostra l'architettura di un radar SF-CW.

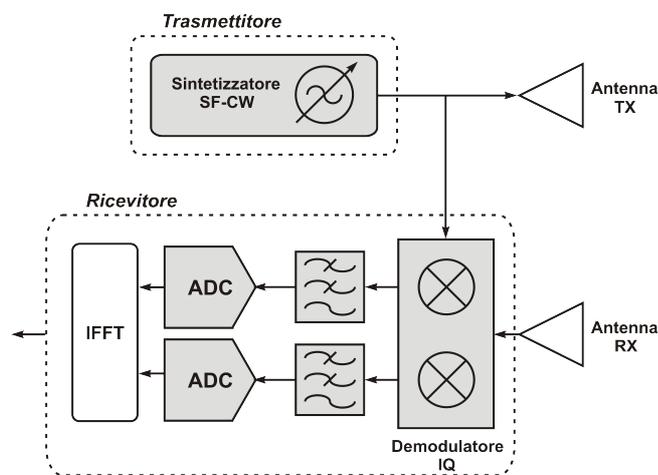


Figura 18: architettura base di un radar SF-CW.

Il trasmettitore, costituito essenzialmente da un sintetizzatore SF-CW, è il punto chiave per questo tipo di radar, perché responsabile della generazione dei toni trasmessi, ed è quindi progettato in funzione del numero di toni, del passo di frequenza e della banda necessaria per la futura applicazione del radar. Il ricevitore invece, è responsabile di tutte le operazioni per la sintesi dell'impulso. Nella versione base, si tratta di un ricevitore omodina in cui i toni ricevuti dal radar sono convertiti in banda base per mezzo di un demodulatore vettoriale che batte il segnale ricevuto con una copia del segnale trasmesso. Un filtro passa basso molto stretto limita la banda del ricevitore mantenendo bassa la cifra di rumore complessiva. Il successivo campionamento, acquisisce le componenti in fase e quadratura tono per tono, e le memorizza per la ricostruzione via software del profilo in range. Il battimento del segnale a radiofrequenza ricevuto con una sua copia ha effetto anche sul campionamento. Il segnale radar in banda base ha quindi una frequenza piuttosto bassa, tipicamente nella

banda audio, perché come vedremo nel capitolo successivo tale frequenza è funzione del tempo di volo, che per applicazioni GPR è dell'ordine di decine di nanosecondi. Questo, consente l'impiego di frequenze di campionamento relativamente basse e raggiungibili con convertitori ad alta risoluzione e basso costo.

### *1.4.3 Confronto tra le tecniche*

Nei due paragrafi precedenti sono state analizzate le caratteristiche principali dei radar impulsati e dei radar a onda continua a passi di frequenza, in quanto, sono i radar penetranti più diffusi e studiati. Per questi motivi, un confronto diretto tra le due tecniche completa questa panoramica.

Il punto di forza dei radar impulsati è la semplicità dell'elettronica. A parità di antenna, l'hardware necessario per un radar ad impulsi è almeno di un ordine di complessità inferiore rispetto a quello di un radar ad onda continua. Soprattutto per quanto riguarda la sezione a radiofrequenza, sia in trasmissione che in ricezione, i radar SF-CW sono tra i sistemi elettronici più complessi. L'elevata complessità della sezione a radiofrequenza è accompagnata anche dalla necessità di un ricevitore a elevata dinamica. La posizione ravvicinata delle antenne crea un forte accoppiamento tra trasmettitore e ricevitore. Il problema è facilmente risolto nei radar a impulsi ritardando l'inizio dell'acquisizione a dopo il transitorio di accoppiamento, tuttavia, questo non è consentito nei radar SF-CW. Per la tecnologia di trasmissione che impiegano l'accoppiamento diretto tra ricevitore e trasmettitore non può essere evitato, quindi, il ricevitore deve essere dimensionato in modo tale da gestire il forte segnale di accoppiamento senza introdurre saturazione alcuna, la quale, distruggerebbe l'informazione sullo scenario sotto indagine. Questi aspetti strettamente legati all'elettronica si traducono sul lato economico in una forte differenza di costo a favore dei radar ad impulsi. Tuttavia, da un punto di vista strettamente funzionale, le prestazioni raggiungibili con i radar a onda continua sono superiori. Il loro ricevitore a banda stretta raggiunge dinamiche ben superiori a quelle dei radar a impulsi per la stessa applicazione, in quanto, il ricevitore di questi ultimi deve essere in grado di ricevere e campionare tutti i contributi spettrali dell'impulso ricevuto, quindi, gli eventuali filtri passa banda sul ricevitore devono essere dimensionati sull'intera banda dell'impulso trasmesso.

Diverso è anche il bilancio di potenza. I GPR nel dominio del tempo trasmettono impulsi di breve durata e d'elevata ampiezza, tuttavia, rapportato al tempo di ripetizione dell'impulso, si tratta di potenze medie decisamente bassa, visto il così basso duty cycle. Al contrario, gli SF-CW, pur trasmettendo potenze di picco minori, presentano un duty cycle del 100% (se si trascura il tempo di assestamento del trasmettitore) perché trasmettono per l'intera durata della scansione.

Punto a favore dei SPR SF-CW è l'elevata risoluzione ottenibile. Anche se i GPR ad impulsi più moderni raggiungono risoluzioni elevate a fronte di impulsi molto stretti, la loro risoluzione sarà comunque limitata dalle prestazioni del diodo step recovery. Nonostante i passi avanti delle tecnologie a semiconduttore difficilmente questi radar superano larghezza di banda di qualche GHz, raggiungendo risoluzioni di alcune decine di centimetri in aria. Al contrario, i radar SF-CW hanno limiti decisamente inferiori. In funzione del trasmettitore e della tecnologia elettronica impiegata, si possono trasmettere bande molto elevate (anche di diversi GHz), raggiungendo risoluzioni in aria di decine di millimetri.

Per quanto riguarda la velocità di scansione non ci sono aspetti dominanti che rendono una tecnologia migliore dell'altra. I radar impulsati trasmettono l'impulso in pochissimo tempo, ma a causa del campionamento stroboscopico, l'acquisizione del segnale trasmesso richiede un tempo piuttosto lungo. Gli SF-CW invece completano l'acquisizione durante la trasmissione dei toni, tuttavia, l'intera operazione si completa dopo la trasmissione dell'intera sweep, il che può richiedere un tempo piuttosto lungo.

Quanto descritto è sintetizzato nella Tabella 1, la quale riassume in modo schematico e diretto il confronto delle tecnologie.

	<i>Radar impulsati</i>	<i>Radar SF-CW</i>
<b>Costo</b>	basso	Molto elevato
<b>Complessità</b>	Molto bassa	Molto elevata
<b>Risoluzione</b>	Limitata (decine di cm)	Molto elevata (decine di mm)
<b>Livello di rumore</b>	Molto elevato	basso
<b>Velocità scansione</b>	Alta/bassa	Alta/bassa
<b>Potenza trasmessa</b>	bassa	alta

**Tabella 1: confronto tra la tecnologia radar ad impulsi e stepped frequency**

## 1.5 Dati prodotti dai radar penetranti

Nei paragrafi precedenti sono stati descritti i principali aspetti riguardanti i radar penetranti, analizzando i parametri operativi che li differenziano tra loro, le principali tecniche operative e le varie applicazioni in cui questi strumenti hanno trovato una grande diffusione. Nonostante queste differenze, i dati prodotti dai radar penetranti sono sostanzialmente di tre categorie. Secondo il tipo di acquisizione e di visualizzazione grafica si parla di A-Scan, B-Scan e C-Scan.

### 1.5.1 A-Scan

È la rappresentazione più semplice di una risposta GPR. Si tratta di un output monodimensionale in cui è presente la risposta radar di uno scenario in un'unica posizione di misura, come mostrato in Figura 19.

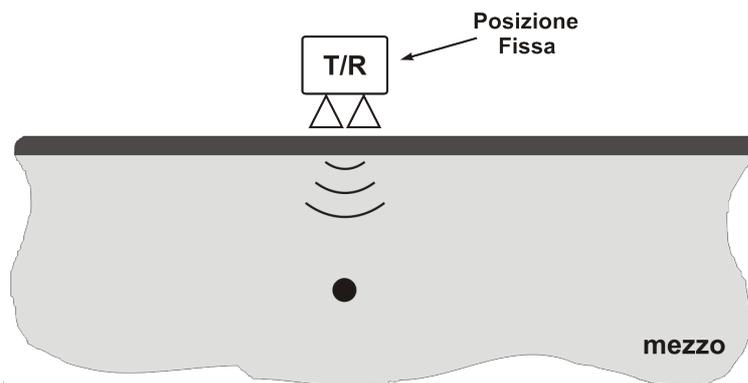


Figura 19: geometria di misura A-Scan

Generalmente è fornita su un grafico cartesiano che riporta sulle ordinate l'ampiezza del segnale ricevuto dal radar e sulle ascisse la profondità espressa come tempo di volo. La Figura 20 mostra un esempio di una A-Scan GPR in cui sono visibili delle riflessioni da parte di due bersagli e il livello di ampiezza è normalizzato sul livello del primo target. Come visibile, la profondità del target è espressa in funzione del tempo di volo. Questo perché fornisce un'informazione della distanza del bersaglio indipendentemente dal mezzo in cui si propaga il segnale radar. Per determinare la profondità  $r$  del target espressa in metri è sufficiente conoscere la permittività dielettrica del mezzo e scalare opportunamente l'asse del tempo  $t$  secondo la relazione

$$r = \frac{ct}{2\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.14)$$

Le A-Scan sono la rappresentazione più semplice per visualizzare i risultati di acquisizioni SPR, tuttavia, nella loro semplicità non forniscono molte informazioni utili per caratterizzare completamente uno scenario GPR.

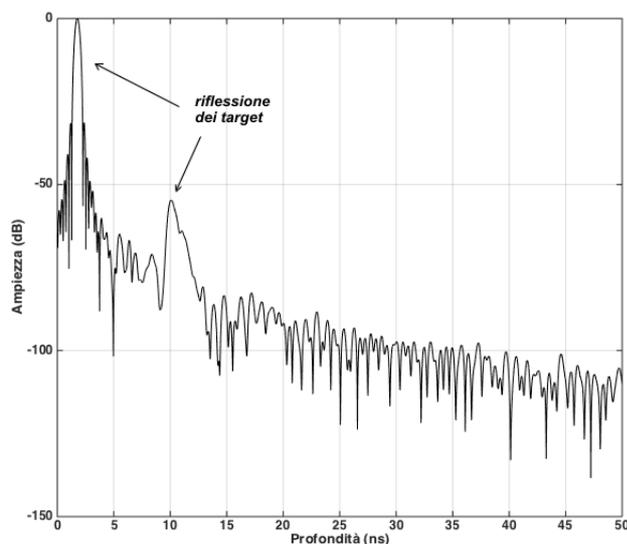


Figura 20: esempio di una A-Scan GPR.

Prima fra tutte è la deficienza d'informazione sulla reale profondità del bersaglio. I sistemi SPR almeno nella versione base non hanno potere risolutivo in cross range, ma solo in range. Questo limite, unito al fatto che le antenne SPR in genere hanno un fascio di apertura piuttosto largo, non permette di stimare con precisione la profondità del bersaglio. Per comprendere meglio questo fenomeno si faccia riferimento alla Figura 21.

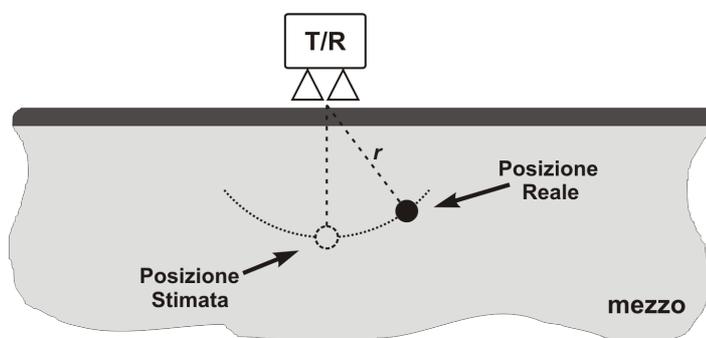


Figura 21: stima errata della posizione del target dovuta al cono di apertura delle antenne

Un bersaglio non in linea con la direzione di massima radiazione delle antenne, ma all'interno del cono di apertura, è erroneamente localizzato in profondità. L'errore sarà tanto più grande tanto più è grande l'angolo di apertura delle antenne. Questo problema è aggirabile se si eseguono più misure attraverso una scansione lineare e riportando l'insieme di questi dati su un plot bidimensionale.

### 1.5.2 B-Scan

Nel paragrafo precedente, si è posto l'accento sulla possibilità di errore di localizzazione di un bersaglio a causa dell'ambiguità in cross range dei sistemi SPR per singoli punti di acquisizione. Il metodo più utilizzato per arginare questo limite consiste nel compiere una scansione lineare dello scenario spostando il radar da una posizione all'altra, come mostrato nella Figura 22, e per ognuna di esse, acquisire il profilo radar.

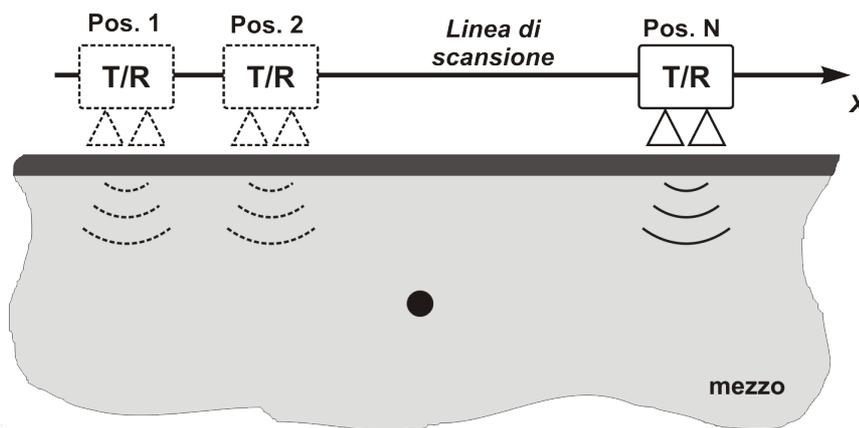
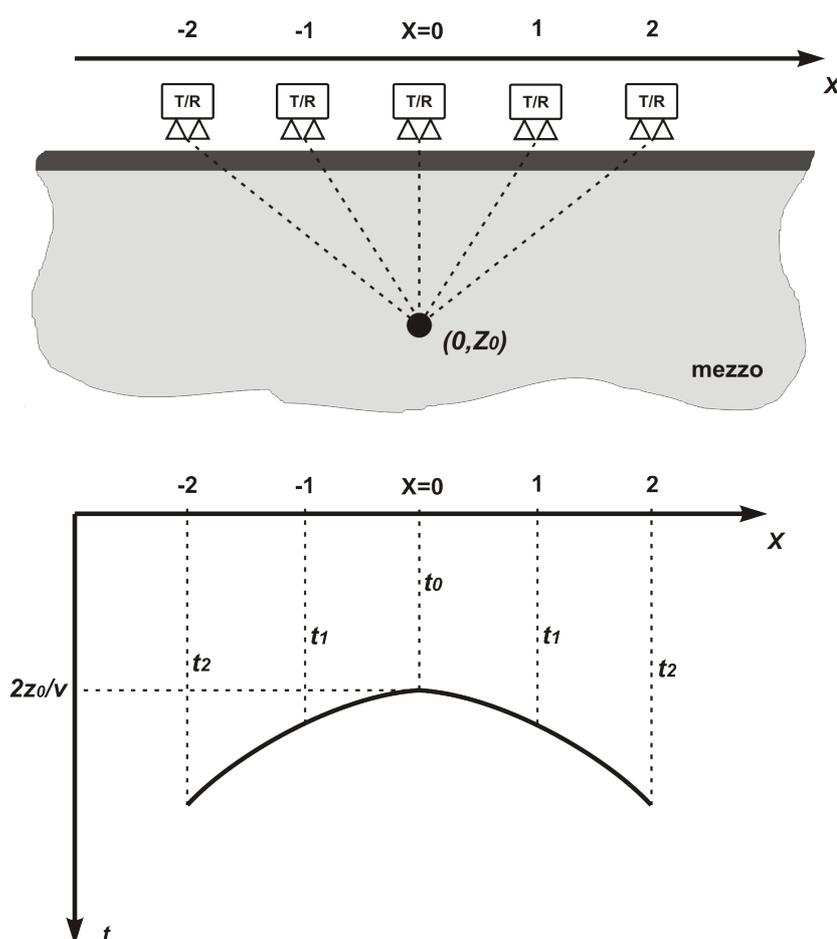


Figura 22: geometria di misura per il plot bidimensionale dello scenario. B-Scan

Le A-Scan così acquisite possono essere unite una di fianco all'altra per formare un'immagine dello scenario chiamata B-Scan. Questa rappresentazione non è altro che una fetta (in genere detta *slice*, dal termine inglese) dello scenario analizzato che riporta sull'asse delle ordinate la profondità (espressa in secondi o metri), mentre sulle ascisse la posizione di misura. Essendo un grafico bidimensionale, l'informazione di ampiezza è fornita per mezzo di una scala di colore o in scala di grigi.

Con questa geometria di misura, e grazie all'angolo di apertura delle antenne, la riflessione di un bersaglio produce su una B-Scan un'iperbole il cui picco massimo corrisponde alla reale profondità del bersaglio, che può essere stimata con esattezza nell'ipotesi di conoscere la velocità di propagazione nel mezzo scansionato. La Figura

23 spiega quanto appena detto e quindi, come il movimento del radar crea sull'immagine B-scan un'iperbole. Supponiamo di operare in un mezzo omogeneo con velocità di propagazione  $v$ , che l'antenna trasmittente e ricevente siano vicine l'una all'altra da considerarsi un'unica antenna (radar monostatico<sup>1</sup>), e indichiamo con  $z$  la profondità in metri. Il radar compie uno spostamento lineare nella direzione  $x$  scansionando il mezzo, quindi, inizia a rilevare il target quando quest'ultimo entra nel cono di radiazione dell'antenne.



**Figura 23: geometria di una scansione lineare. Il target puntiforme produce sulla B-scan un'iperbole il cui picco massimo corrisponde alla profondità del bersaglio.**

<sup>1</sup> I radar ad antenna singola sono definiti monostatici, mentre quelli con un'antenna trasmittente e una ricevente sono detti bistatici perché di solito le due antenne sono poste a distanza (paragonabile alla distanza del bersaglio). I GPR tipicamente impiegano due antenne, ma molto ravvicinate tra loro, quindi, è prassi comune considerarli sistemi monostatici.

Per quanto descritto nel paragrafo precedente e come illustrato nella Figura 21 il bersaglio è localizzato dal radar ad una profondità via via minore fino a quando non si trova esattamente in linea con esso. Da questo punto in poi, la situazione si inverte e il target appare via via più profondo. In particolare, quando il radar si trova nella generica posizione  $(x,0)$  rileverà il target ad una distanza

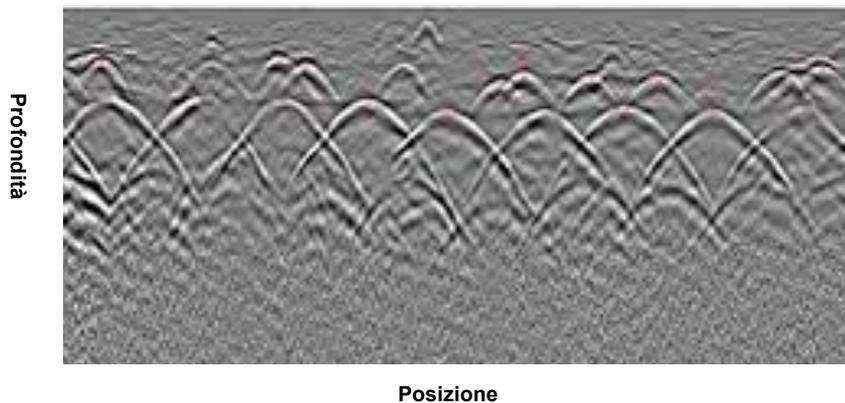
$$d = \sqrt{x^2 + z_0^2} \quad (1.15)$$

Quindi, in ogni A-Scan apparirà a una profondità

$$t = \frac{2\sqrt{x^2 + z_0^2}}{v} \quad (1.16)$$

L'equazione precedente descrive nel grafico B-Scan un'iperbole il cui vertice corrisponde alla reale profondità del target. Come intuibile, la forma di tale iperbole è funzione del solido di radiazione dell'antenna, e della velocità di propagazione.

L'esempio di una B-scan è mostrato in Figura 24, la quale evidenzia diversi bersagli.



**Figura 24: esempio di B-scan per uno scenario con un elevato numero di bersagli.**

Con una scansione lineare e il plot B-Scan si supera il limite di informazione prodotto dalla A-scan ottenendo un potere risolutivo lungo la direzione di scansione, tuttavia, ancora non si hanno informazioni nella direzione ortogonale, per cui è impossibile stabilire se il target rilevato sia un oggetto puntiforme o localizzato, oppure se si sviluppi nella direzione ortogonale a quella scansionata.

### 1.5.3 C-Scan

Questo limite è facilmente superabile se si eseguono più scansioni lineari parallele. Allineando tutte le corrispettive B-Scan, si ottiene un data set tridimensionale chiamato

C-Scan. Essendo un dominio di dati tridimensionale, la visualizzazione avviene attraverso immagini bidimensionali riportanti l'ampiezza dei dati acquisiti alla profondità costante  $t_i$ . L'immagine rappresenta quindi una slice orizzontale a una certa profondità e parallela al piano d'acquisizione. In modo analogo alla B-Scan l'ampiezza è rappresentata con una color bar o in scala di grigi.

La Figura 25 e la Figura 26 mostrano rispettivamente l'esempio di una C-Scan e alcune slice di quest'ultima per diverse profondità.

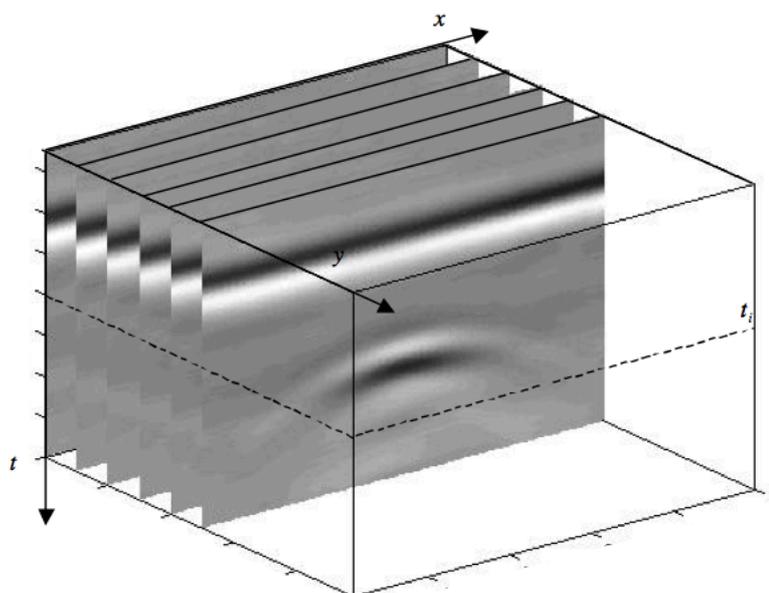


Figura 25: esempio di costruzione di una C-Scan

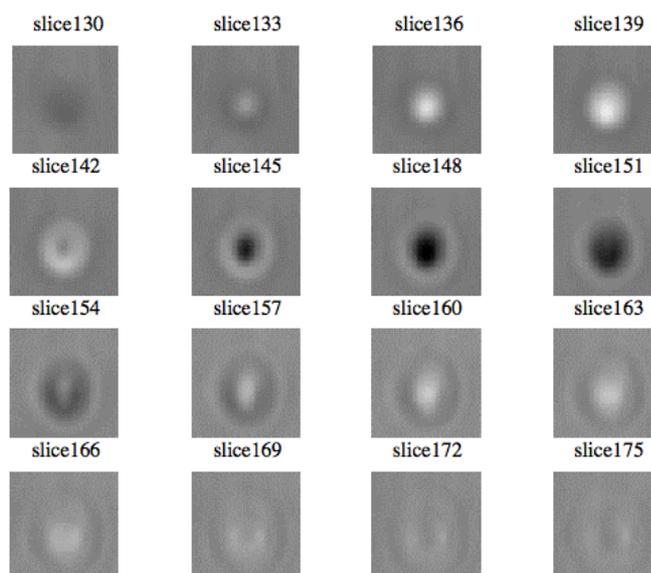


Figura 26: slice a differenti profondità della C-scan in Figura 25.

Con questa visualizzazione si ha un set completo di informazione sul target. Si riesce, infatti, a geo localizzarlo nello spazio grazie alle sue coordinate nelle tre dimensioni, e si ha anche la possibilità di studiare la sua forma, dalla quale, si può ipotizzare la sua natura e quindi, si ha la possibilità di individuare una pietra, una tubatura, una cavità o altro, qualora la qualità del dato prodotto lo consenta.

## Capitolo 2. Analisi di Sistemi SPR in Tecnica SF-CW

### 2.1 Analisi della tecnica SF-CW

Nel capitolo precedente sono stati presentati i radar penetranti, mostrando le loro applicazioni tipiche, il tipo di dati prodotti e le due principali tecniche operative. In questo capitolo, ci concentreremo sulla tecnica SF-CW, analizzando in dettaglio il principio di funzionamento e come questo influenza il design di questi di radar, iniziando con la dimostrazione analitica della tecnica, fino all'influenza sulla risposta radar dei problemi di implementazione hardware del principio dimostrato, analizzando in dettaglio l'architettura del trasmettitore e del ricevitore.

La Figura 27 è analoga a quella vista nel capitolo precedente. In questo caso, oltre allo schema a blocchi di principio di un radar SF-CW, è introdotta una nomenclatura che facilita la dimostrazione della tecnica.

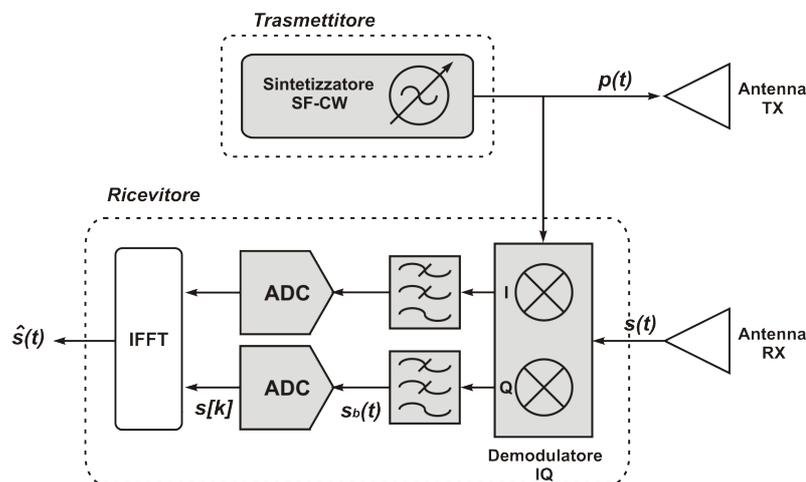


Figura 27: analisi dettagliata del segnale radar per vari stadi di informazione

Ricordando dalla teoria dei segnali la funzione rettangolo, il segnale SF-CW trasmesso dal radar  $p(t)$ , e rappresentato in Figura 28, è espresso in forma analitica dalla (2.1).

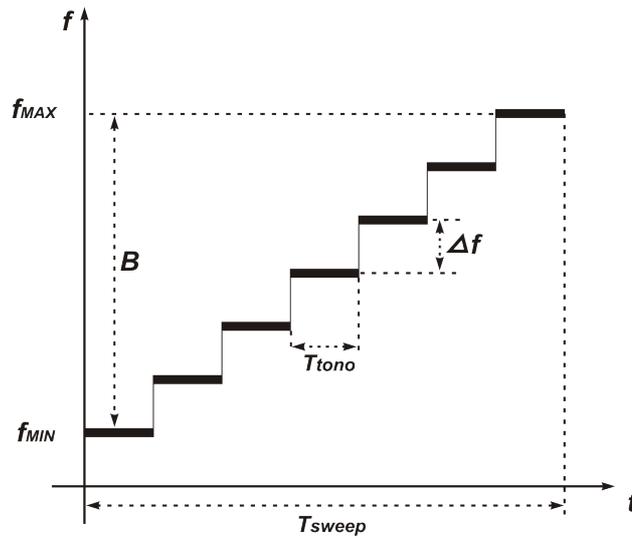


Figura 28: segnale radar SF-CW e suoi parametri caratteristici.

$$p(t) = \sum_{i=0}^{N_f-1} e^{j2\pi(f_{MIN}+i\Delta f)t} \cdot \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T_{tono}}{2} - iT_{tono}}{T_{tono}}\right) \quad (2.1)$$

dove  $T_{tono}$ , indica la durata di ciascun tono,  $N_f$  è il numero di toni trasmessi,  $f_{MIN}$  e  $f_{MAX}$  sono gli estremi della banda  $B$  e  $T_{sweep}$  è la durata di un'intera sweep, come indicato in (2.2)

$$T_{sweep} = N_f T_{tono} \quad (2.2)$$

Supponendo che il segnale trasmesso sia riflesso da un singolo target con coefficiente di riflessione  $\Gamma$ , e trascurando per semplicità di calcolo la scalatura di ampiezza dovuta all'equazione radar, il segnale ricevuto  $s(t)$  può essere scritto come una copia ritardata del segnale trasmesso, (2.3).

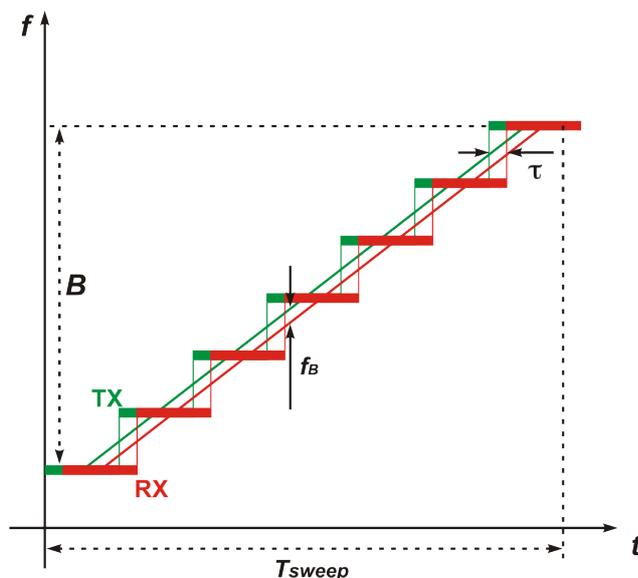
$$s(t) = \Gamma p(t - \tau) = \sum_{i=0}^{N_f-1} \Gamma e^{j2\pi(f_{MIN}+i\Delta f)(t-\tau)} \cdot \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T_{tono}}{2} - iT_{tono} - \tau}{T_{tono}}\right) \quad (2.3)$$

In banda base, quindi, a valle della demodulazione vettoriale e del filtro passa basso, l'involuppo complesso delle componenti in fase e quadratura è esprimibile come

$$s_b(t) = \sum_{i=0}^{N_f-1} \Gamma e^{-j2\pi(f_{MIN}+i\Delta f)\tau} \cdot \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T_{tono}}{2} - iT_{tono}}{T_{tono}}\right) \quad (2.4)$$

Questa equazione rappresenta due sinusoidi ovviamente sfasate di  $90^\circ$ , ma con livelli discreti di tensione. Una sorta di senoide a gradini, i cui livelli sono frutto della

misura radar per ogni tono trasmesso. L'ampiezza e fase di ogni livello è determinata dal coefficiente di riflessione del bersaglio, mentre la frequenza della sinusoide è proporzionale al tempo di volo  $\tau$  del bersaglio nel mezzo di indagine. Per comprendere la relazione tra la frequenza delle componenti IQ e il tempo di volo, si introduce la Figura 29, la quale mostra in verde, la sweep trasmessa, mentre in rosso, la sweep riflessa da un bersaglio distante  $\tau$ .



**Figura 29: similitudine dei triangoli che determina la relazione tra la frequenza delle componenti IQ e il tempo di volo del bersaglio.**

Campionando il segnale ricevuto nel punto centrale di ogni tono, è possibile tracciare una rampa lineare che descrive la sweep trasmessa e ricevuta. In questo modo, si evidenzia la differenza in frequenza  $f_B$  tra le due sweep e applicando la similitudine dei triangoli è possibile scrivere che

$$\frac{f_B}{B} = \frac{\tau}{T_{SWEEP}} \quad (2.5)$$

Da cui si ricava la frequenza delle componenti IQ sostituendo al tempo di volo la distanza del bersaglio.

$$f_B = B \frac{2R}{v} \frac{1}{T_{SWEEP}} \quad (2.6)$$

Chiusa questa parentesi sulle componenti IQ, campionando il segnale nel punto centrale di ogni tono, il vettore risultante è esprimibile attraverso la (2.7).

$$s[k] = \Gamma e^{-j2\pi(f_{MIN} + k\Delta f)\tau} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N_f - 1 \quad (2.7)$$

Riscrivendo l'equazione in funzione della  $k$ -esima frequenza trasmessa secondo la (2.8) e la (2.9) e, applicando la trasformata inversa di Fourier al segnale così rappresentato, si ottiene la risposta sintetica nel dominio del tempo espressa in (2.10), nella quale,  $f_c$  indica la frequenza centrale della banda  $B$ , secondo la (2.11).

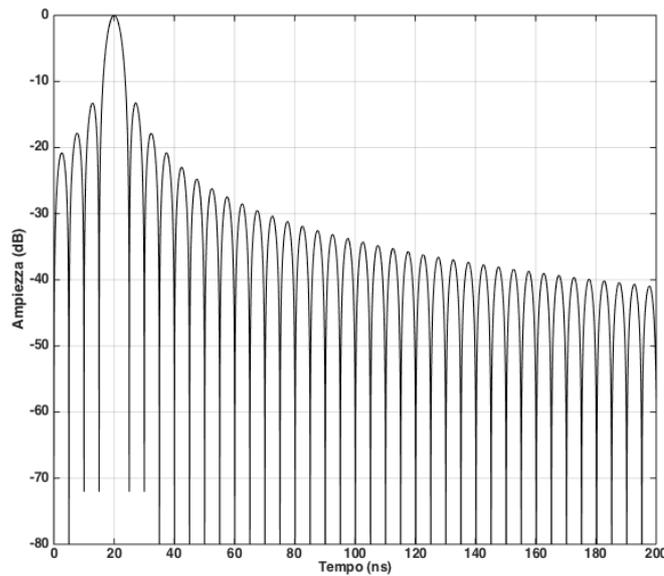
$$S(f_k) = \Gamma e^{-j2\pi f_k \tau} \quad (2.8)$$

$$f_k = f_{MIN} + k\Delta f \quad (2.9)$$

$$\hat{s}(t) = IDFT\{S(f_k)\} = \Gamma B \frac{\sin(\pi B(t-\tau))}{\pi B(t-\tau)} \cdot e^{j2\pi f_c(t-\tau)} \quad (2.10)$$

$$f_c = \frac{f_{MIN} + f_{MAX}}{2} \quad (2.11)$$

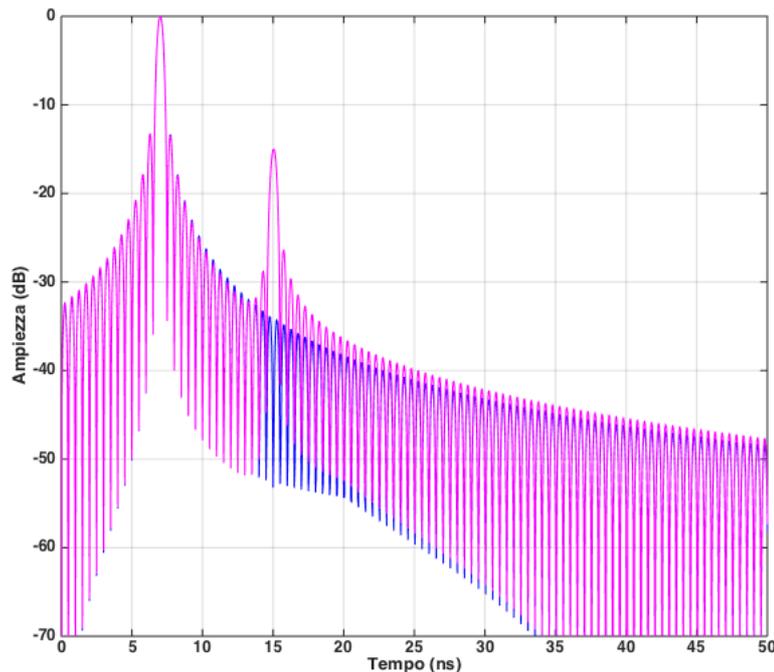
Come accennato nel capitolo precedente, questo impulso sintetico è un seno cardinale proporzionale alla banda  $B$  del segnale trasmesso e centrato sul tempo di volo del target. Seguendo la trattazione appena discussa, la Figura 30, mostra un esempio del profilo in range prodotto da un radar con una banda di 200 MHz e campionata con 801 toni. In questo caso, la simulazione considera un bersaglio con un tempo di volo di 20 ns e come discusso, la risposta radar presenta il suo massimo proprio sulla distanza pari al tempo di volo del bersaglio rilevato. Per semplicità, l'ampiezza è stata normalizzata sul livello massimo del bersaglio.



**Figura 30: esempio del profilo in range prodotto da un radar SF-CW in caso di scenario single target (tempo di volo 20 ns).**

## 2.2 Effetti della finestrazione sulla sintesi dell'impulso

Nel paragrafo precedente è stata analizzata in dettaglio la tecnica radar a onda continua a passi di frequenza, mostrando analiticamente la risposta che questi strumenti forniscono in presenza di un bersaglio. Come visto nella Figura 30, un bersaglio ha un forte effetto sul profilo in range, in quanto, impegna l'intero profilo a causa delle repliche dell'impulso principale. L'ampiezza di tali repliche, detti *sidelobes*, decade molto lentamente e pertanto, potrebbe nascondere sia il rumore di fondo del sistema, ma soprattutto, altri target presenti a differenti tempi di volo e con ampiezza inferiore rispetto a target principale. La simulazione in Figura 31, mostra questo fenomeno. L'analisi tiene conto di uno scenario con due target a diversi tempi di volo e diversi valori di ampiezza. Più in dettaglio, la traccia fucsia mostra il profilo in range con il bersaglio principale distante 7 ns dal radar e un secondo bersaglio distante 15 ns, ma con un livello di ampiezza inferiore di 15 dB rispetto al primo target. La traccia in blu, invece, presenta la risposta dello stesso scenario, ma in questo caso, il secondo target ha un'ampiezza inferiore al primo di 60 dB.



**Figura 31: effetto dei sidelobes nella risposta radar. Simulazione di uno scenario con due target alla distanza di 7 e 15 ns. Nel primo caso, traccia fucsia, il secondo target ha un'ampiezza di 15 dB inferiore al primo, mentre nel secondo un livello inferiore di 60 dB. In questa condizione, il primo bersaglio maschera il secondo.**

Appare subito evidente come in quest'ultima condizione la risposta del target principale maschera quella del target secondario, che, in questo caso, non sembra presente nello scenario.

Il mascheramento è molto degradante per un radar, infatti, in condizioni operative, si limita questo effetto operando una *finestratura* sui dati acquisiti nel dominio della frequenza, quindi, a monte dell'operazione di IFFT che sintetizza l'impulso. Tale operazione, consiste nel moltiplicare i dati raccolti per delle funzioni matematiche particolari dette *finestre*, le quali, hanno la caratteristica comune di avere valore nullo al di fuori di un certo intervallo. In letteratura sono presenti molti tipi di finestre [22] [23] sviluppate appositamente per ridurre l'impatto dei lobi laterali a valle del processo di trasformazione e ottimizzando certe caratteristiche.

La Figura 32, mostra gli andamenti nel tempo di alcune di queste funzioni, mentre la Figura 33 evidenzia il corrispettivo andamento nel dominio della frequenza e con il livello di ampiezza in scala logaritmica.

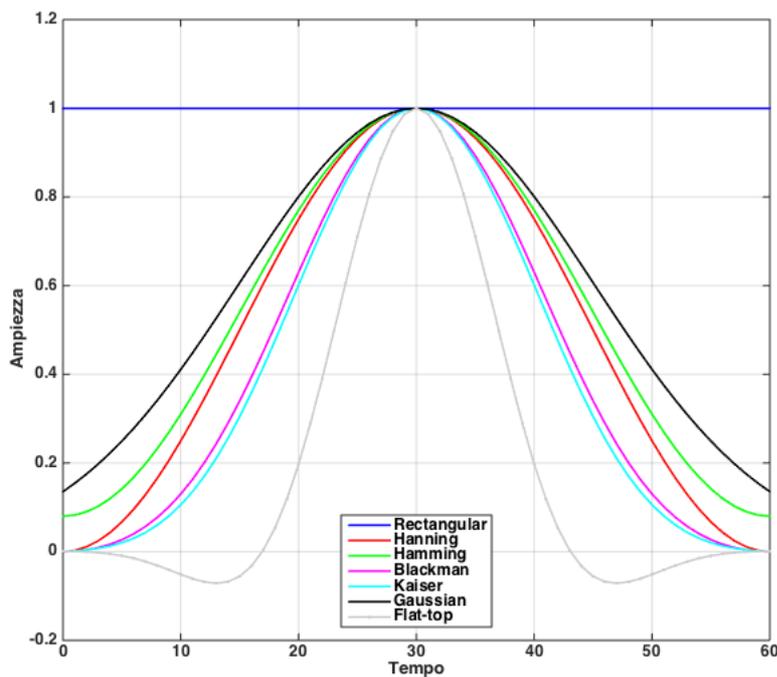


Figura 32: confronto tra alcune funzioni finestra nel dominio del tempo (60 bin).

Dagli andamenti in frequenza, è subito intuibile come ogni finestra produca degli effetti diversi nel profilo in range in termini di decadimento dei sidelobes, ampiezza del primo lobo laterale e dispersione del lobo principale. In particolare, e in linea generale,

un maggior decremento dei lobi laterali, comporta un allargamento del lobo principale, con una conseguente riduzione dell'effettiva risoluzione in range del sistema. La Tabella 2, riassume tutto ciò quantitativamente e confronta di nuovo alcune finestre presenti in letteratura in ordine crescente di allargamento del lobo principale.

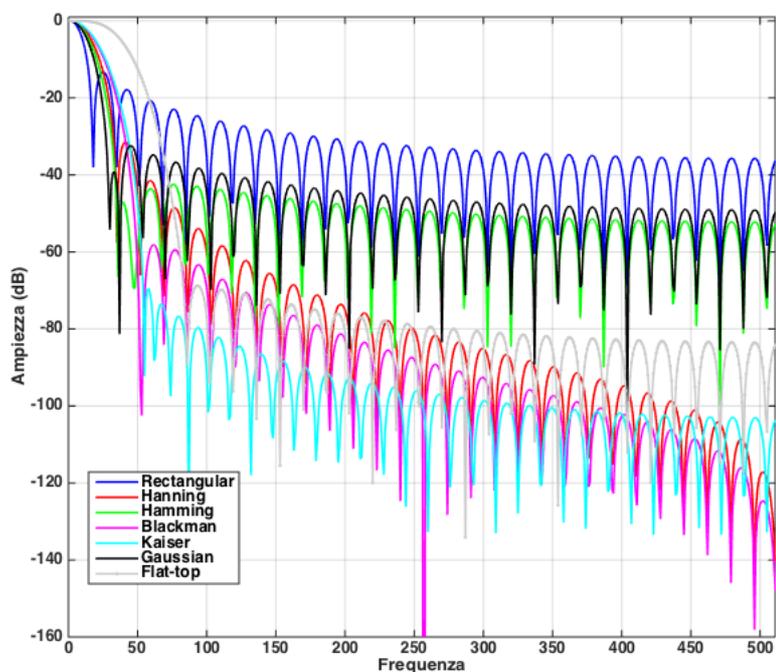
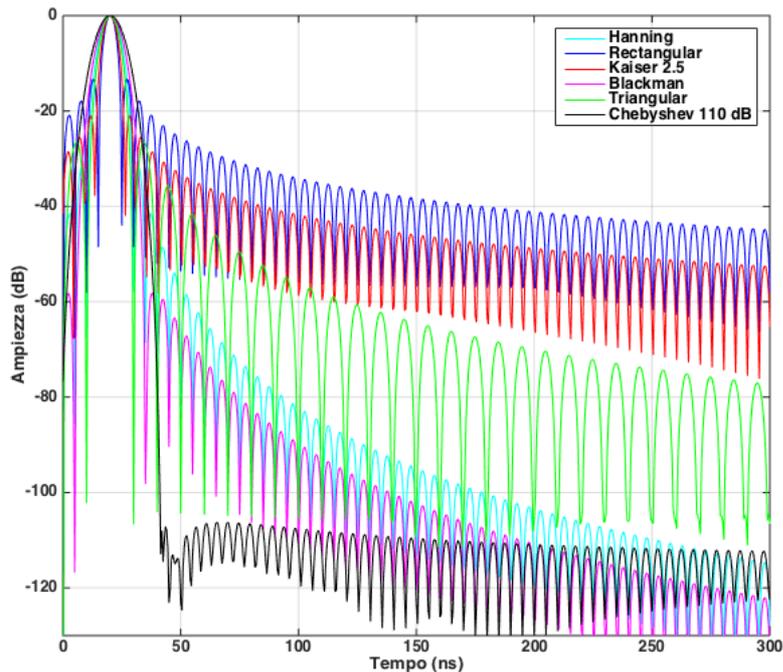


Figura 33: confronto tra alcune funzioni finestra nel dominio della frequenza.

Funzione Finestra	Banda 3 dB (bin)	Attenuazione 1° lobo laterale (dB)	Decadimento dei lobi secondari (dB/dec)
<i>Rectangular</i>	0.896	-13	-20
<i>Gaussian (<math>\alpha=2.5</math>)</i>	1.33	-42	-20
<i>Hamming</i>	1.344	-43	-20
<i>Hanning</i>	1.472	-32	-60
<i>Kaiser (<math>\alpha=2.5</math>)</i>	1.57	-57	-20
<i>Blackman</i>	1.664	-58	-60
<i>Flattop</i>	3.84	-69	-20

Tabella 2: confronto tra alcune tipologie di finestre

Per quanto riguarda il nostro scopo, dobbiamo valutare l'effetto della finestrazione sul profilo in range, e per questo è utile analizzare la simulazione in Figura 34, la quale riporta il profilo in range di uno scenario single target per differenti finestre.



**Figura 34: profilo in range di uno scenario single target per finestre differenti**

Appare evidente come il profilo finestrato rettangolare, quindi non finestrato, sia il profilo con il minimo decadimento dei sidelobes, quindi quello più critico in termini di mascheramento di ulteriori bersagli, ma sia anche quello con il lobo principale più stretto, perciò, quello con risoluzione in range più elevata. Come atteso, tutti gli altri profili presentano un maggior decadimento dei sidelobes, ma una dispersione del lobo principale, come evidenziato nello zoom in Figura 35.

Molto interessante è la finestra Chebyshev, che fissa a priori i sidelobes ad un valore prestabilito. Potenzialmente, è la più indicata per minimizzare il loro effetto negativo, tuttavia, è anche quella con maggiore dispersione del lobo centrale. È comunque molto utilizzata per stimare la massima dinamica di un radar proprio grazie alla sua capacità di abbattere i lobi laterali al valore desiderato.

Dopo quest'analisi è evidente che non esiste una finestra migliore delle altre in termini assoluti, infatti, in funzione dell'applicazione può convenire impiegare una finestrata che massimizzi la risoluzione del sistema a discapito del decadimento, oppure il contrario, tuttavia, in molte applicazioni, il giusto compromesso tra allargamento del lobo principale e decadimento dei sidelobes è la scelta migliore e raggiungibile con la finestrata Hanning.

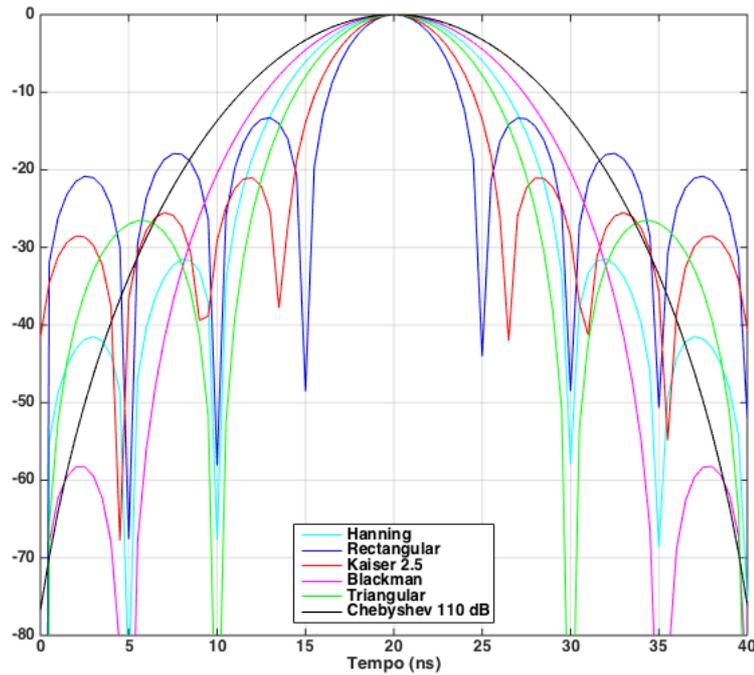


Figura 35: scenario single target. Dispersione del lobo centrale in funzione della finestatura applicata.

Un'ulteriore considerazione sul decadimento dei sidelobes, è riportato in Figura 36.

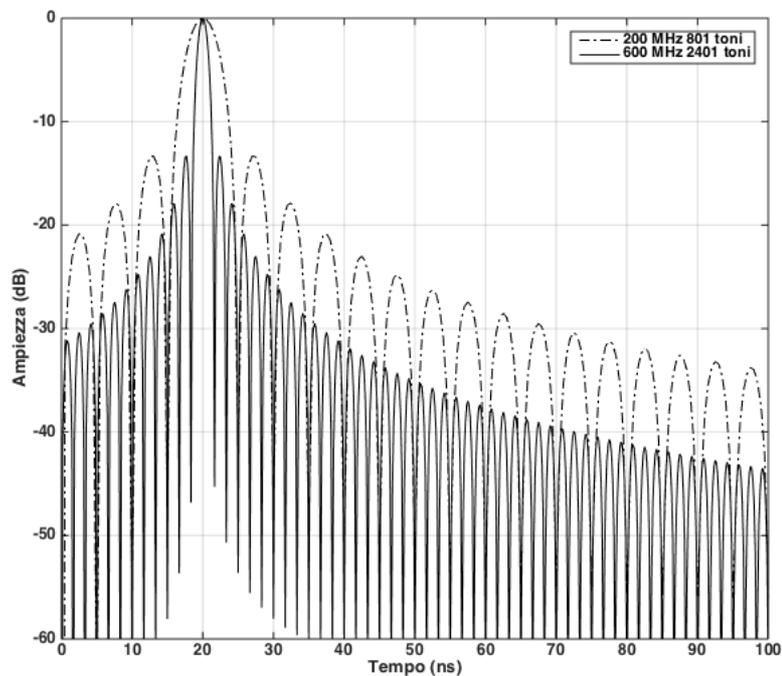


Figura 36: reazione banda-dinamica a parità di finestra, e range non ambiguo. La linea tratteggiata è la risposta di un radar con 200 MHz di banda e 801 toni, la linea continua invece è un radar con 600 MHz di banda e 2401 toni.

Tale simulazione, mette a confronto il decadimento del profilo in range prodotto da due radar con stesso range non ambiguo, finestrati allo stesso modo, ma con bande diverse, e rispettivamente di 600 MHz e 200 MHz. Ovviamente, la velocità di decadimento assoluta è la stessa, in quanto, la finestra utilizzata è la medesima, tuttavia, la dinamica del sistema con banda 600 MHz (linea continua) è superiore. La larghezza dei sidelobes è inferiore rispetto al radar con banda 200 MHz perché inversamente proporzionale alla banda del sistema, quindi le repliche dell'impulso principale sono molto più ravvicinate tra loro migliorando il decadimento e aumentando la dinamica del sistema.

## **2.3 Caratteristiche e architettura del trasmettitore**

Nel capitolo precedente abbiamo già avuto modo di parlare, anche se in forma molto sintetica, di quanto il trasmettitore radar sia un elemento chiave per l'implementazione della tecnica SF-CW. Campionare l'intera banda del sistema a passi discreti di frequenza, può sembrare non molto complicato, tuttavia, per radar a elevata risoluzione le bande in gioco diventano molto larghe il che rende molto complesso realizzare un trasmettitore che conservi le stesse prestazioni ad ogni frequenza, inoltre, nei sistemi ad alta frequenza operativa, il livello di complessità sale ulteriormente a causa del front end a microonde. Per queste ragioni, in questo paragrafo saranno studiati gli aspetti fondamentali che caratterizzano il sintetizzatore radar e il loro impatto sul sistema totale. In particolare, analizzeremo l'accuratezza e la stabilità in frequenza del trasmettitore, le transizioni tra un tono e il successivo e gli effetti sul profilo in range di eventuali distorsioni armoniche. Infine, saranno citate le due tecnologie più utilizzate per realizzare sintetizzatori SF-CW.

### *2.3.1 Accuratezza e stabilità in frequenza*

Come vedremo nel paragrafo 2.3.5, indipendentemente dalla tecnologia di sintetizzatore impiegato, il segnale di riferimento utilizzato per campionare la banda trasmessa è fornito da un oscillatore ad alta stabilità, in genere, un oscillatore al quarzo. Ad oggi in commercio si trovano molte classi di oscillatori al quarzo, le quali si differenziano per la stabilità della frequenza generata. Sulla base di questo parametro, gli oscillatori al quarzo si dividono principalmente in [24]

- SPXO (*Simple Packaged X'tal Oscillator*) - o semplicemente XO, dove la X è l'abbreviazione di Crys, è un oscillatore che integra un cristallo di quarzo e la circuiteria necessaria per la generazione del segnale di riferimento alla frequenza desiderata. Nati come oscillatori molto semplici e di basso costo, non consentono nessun controllo sulla frequenza sia in termini di deriva in temperatura che di offset rispetto alla frequenza nominale.
- TCXO (*Temperature Compensated X'tal Oscillator*) - questi oscillatori hanno una compensazione in temperatura della frequenza generata, sfruttando la tensione fornita da un termistore, la quale controlla la reattanza di un diodo varactor inserito nell'anello di reazione dell'oscillatore.
- OCXO (*Oven Controlled X'tal Oscillator*) - sono oscillatori che integrano un controllo termico a riscaldatore. Sostanzialmente un riscaldatore mantiene costante la temperatura interna al case dell'oscillatore così da limitare l'influenza della temperatura esterna sulla frequenza generata. Dall'altro lato l'elevata stabilità ottenuta è pagata da un elevato consumo di potenza (qualche watt).

La Figura 37, ordina le classi appena descritte in base alla stabilità in frequenza, indicando anche le applicazioni tipiche di questi componenti.

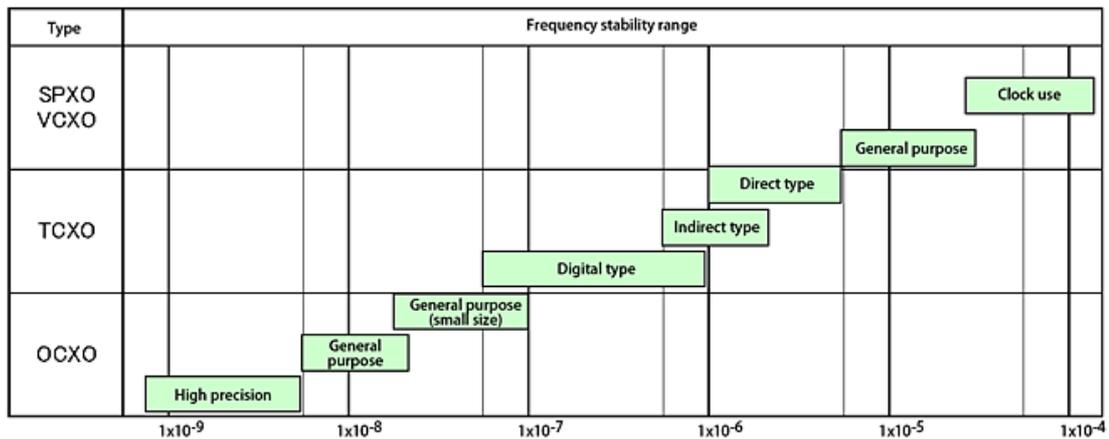


Figura 37: tipologie di oscillatori al quarzo e loro stabilità in frequenza [24] .

L'accuratezza, in genere definita a temperatura costante, e la stabilità in frequenza (dipendente dalla temperatura), sono i due parametri che caratterizzano un oscillatore al quarzo e che, nel design di un radar penetrante, hanno ripercussioni sulle prestazioni complessive del sistema.

Indipendentemente dal sintetizzatore impiegato (PLL o DDS), paragrafo 2.3.5, uno scostamento della frequenza generata da quella nominale, provoca lo stesso errore percentuale sulle frequenze generate dal trasmettitore radar. Supponendo per semplicità un errore positivo del 10% rispetto al valore nominale, i toni generati avranno un valore superiore del 10% rispetto al valore nominale, il che aumenta la banda del sistema del 10%, incrementando la risoluzione in range del 10% e riducendo il range non ambiguo della stessa quantità. Tuttavia, in fase di processing i dati saranno elaborati secondo i valori teorici di banda e passo di frequenza. Questo, provoca un errore sulla localizzazione del bersaglio dovuto a uno scorrimento in avanti del profilo in range. In sostanza, il bersaglio sarà localizzato a una distanza pari al 10% in più di quella reale. Riassumendo, *uno scostamento percentuale sulla frequenza di riferimento, comporta la stessa variazione percentuale sulla banda del sistema, sul range non ambiguo e sul profilo in range*. Tutto ciò dimostra che un errore sulla frequenza di riferimento, genera un errore di localizzazione del bersaglio, tuttavia, gli oscillatori moderni hanno delle tolleranze sul dato di targa estremamente basse, per cui, gli errori commessi nelle analisi GPR sono praticamente trascurabili.

Cosa del tutto analoga, sono gli scostamenti dovuti alla temperatura (è il principale fattore dell'instabilità in frequenza degli oscillatori al quarzo). Da un punto di vista puramente teorico possono incidere sui dati GPR, tuttavia, data la breve durata di ogni sweep (al massimo qualche secondo) è lecito supporre nessuna variazione di temperatura in questi intervalli tempo. Effetti apprezzabili saranno possibili solo in caso di scansioni ripetute a distanza di tempo considerevole.

Un ulteriore problema che affligge gli oscillatori è l'invecchiamento, dall'inglese *aging*, che provoca una deriva a lungo termine della frequenza di riferimento. È comunque un effetto previsto dal costruttore che fornisce delle tabelle di invecchiamento per un eventuale compensazione.

### *2.3.2 Salti di frequenza (frequency hopping) ed efficienza temporale*

Il sintetizzatore SF-CW deve generare tutte le frequenze necessarie a campionare la banda del sistema con passi di frequenza costanti, come visto nella Figura 28. Indipendentemente dalla tecnologia di realizzazione, è impossibile realizzare un sintetizzatore capace di effettuare il cambio di frequenza (*frequency hopping*) in

maniera istantanea. Come specificato in Figura 38, ad ogni cambio di frequenza il sintetizzatore impiega del tempo non nullo per agganciarsi al corretto tono successivo.

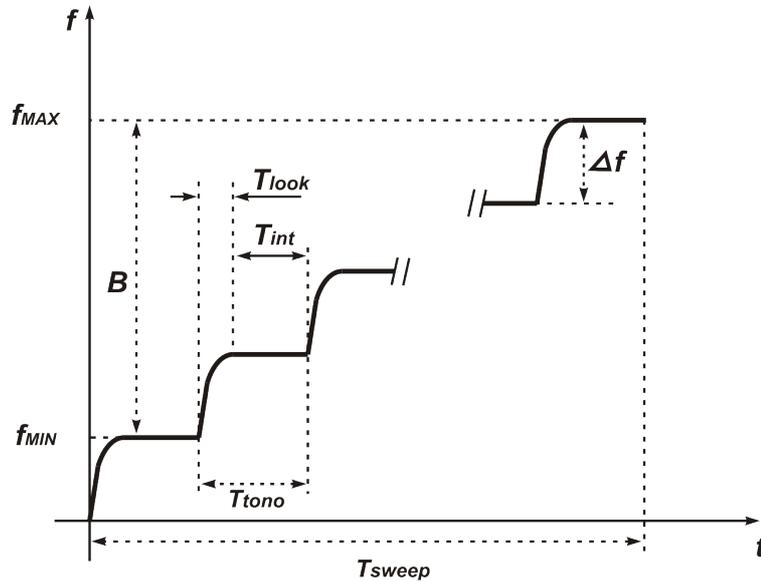


Figura 38: salti di frequenza di un sintetizzatore SF-CW

Tale tempo, detto in genere *di aggancio*, o dall'inglese tempo di *lock*,  $T_{lock}$ , è un tempo inutile per l'acquisizione del segnale radar. Il restante tempo prima del successivo cambio di frequenza è detto *tempo d'integrazione*,  $T_{int}$  ed è legato alla dinamica del ricevitore. Maggiore è l'integrazione, minore sarà il livello di rumore associato a ciascuna frequenza, il che, legato al guadagno d'integrazione dell'IFFT, produce un incremento della dinamica del sistema. La somma dei due tempi, detto *tempo di tono*,  $T_{tono}$ , insieme al tempo di volo del bersaglio,  $T_{volo}$ , definisce l'*efficienza temporale* del sistema  $\eta$ , secondo la (2.12)

$$\eta = \frac{T_{int}}{T_{tono} + T_{volo}} = \frac{T_{int}}{T_{lock} + T_{int} + T_{volo}} \quad (2.12)$$

Generalmente, nelle applicazioni GPR il tempo di volo del bersaglio è molto inferiore al tempo di tono e quindi è trascurato. In questa ipotesi, essendo il tempo d'integrazione l'unico utile, l'efficienza temporale sarà sempre inferiore all'unità e tenderà a zero maggiore sarà il tempo di lock del sintetizzatore. Per questa ragione, nei sistemi in cui è richiesta una velocità di scansione elevata, il tempo di lock può essere un forte limite. Sempre in quest'ottica è importante intervenire anche sull'integrazione. Come descritto sopra, questo ha impatto sulla dinamica del sistema, ma anche sulla

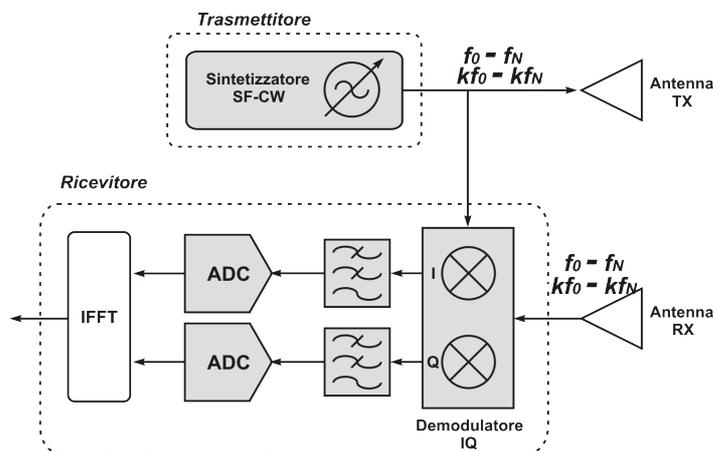
durata della scansione, in quanto, il tempo necessario per completare un'intera sweep,  $T_{sweep}$ , è definito come

$$T_{sweep} = T_{tono} * N_f = (T_{look} + T_{int}) * N_f \quad (2.13)$$

con  $N_f$  il numero di toni generati. Appare evidente che con tempi d'integrazione lunghi l'efficienza temporale tende all'unità, la dinamica del sistema aumenta, ma si riduce la velocità di scansione.

### 2.3.3 Effetti delle non linearità del trasmettitore sul profilo in range

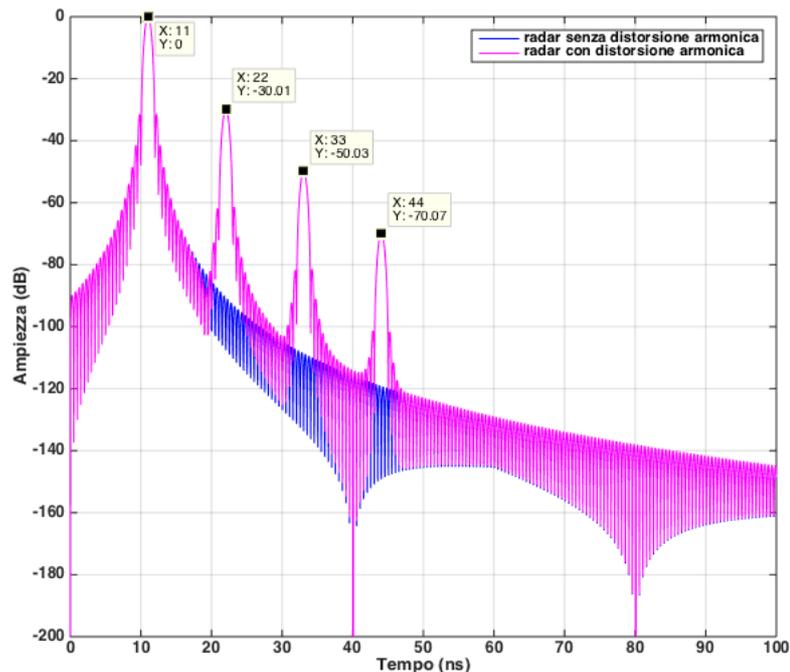
Particolarmente importante nel trasmettitore SF-CW è la distorsione armonica degli elementi non lineari. Viste le forti perdite per attenuazione geometrica dei mezzi GPR, è logico aspettarsi dal lato trasmettitore dei livelli di potenza piuttosto elevati (qualche dBm) ed è dunque ragionevole ipotizzare la presenza di non linearità negli elementi attivi quali gli amplificatori di potenza. Questo significa che il trasmettitore non solo genererà i toni voluti  $[f_0-f_N]$ , ma anche i rispettivi contributi armonici  $[kf_0-kf_N]$ , con  $k$  intero e positivo. Considerando lo schema a blocchi di un radar SF-CW nella sua forma base visto nel capitolo precedente e riproposto in Figura 39, si evidenzia che tali termini saranno intercettati dal ricevitore e, a causa del demodulatore, svilupperanno i rispettivi prodotti di intermodulazione.



**Figura 39: architettura base di un radar SF-CW con evidenziati i termini armonici generati dal trasmettitore.**

Tuttavia, a valle del filtraggio passa basso gli unici contributi rilevanti saranno quelli dovuti ai termini differenza dello stesso fattore  $k$ . Questo significa che le componenti in fase e quadratura descritte in precedenza nell'equazione (2.4), non solo presentano il

contributo fondamentale proporzionale al tempo di volo del bersaglio, ma anche i suoi contributi armonici. Tutto ciò si traduce in un profilo in range alterato. In particolare, questo conterrà l'impulso fondamentale e i suoi impulsi armonici ridotti rispetto al fondamentale dello stesso fattore di attenuazione presente sulle armoniche del trasmettitore. Da un punto di vista radar tutto ciò è spiegabile dal fatto che le componenti armoniche hanno una lunghezza d'onda pari a  $\lambda_i/k$  per ogni frequenza  $f_i$ , quindi, ogni bersaglio è visto come distante  $k$  volte la distanza fondamentale. La simulazione in Figura 40 mostra questo concetto. La linea blu indica il profilo in range di uno scenario single target, ottenuto da un trasmettitore privo di distorsione armonica. Nel secondo caso, linea fucsia, il trasmettitore genera anche la seconda, la terza e la quarta armonica, con attenuazione rispetto alla fondamentale di 30, 50 e 70 dB rispettivamente.



**Figura 40:** confronto tra il profilo in range di uno scenario single target ottenuto da un radar con trasmettitore privo di distorsione armonica, in blu e con un radar in distorsione, linea fucsia.

La simulazione mostra la coincidenza del picco fondamentale a 11 ns, mentre gli altri a 22, 33, e 44 ns sono dovuti alla distorsione. Come atteso, l'ampiezza di questi contributi è inferiore a quella del picco fondamentale di 30, 50 e 70 dB rispettivamente. Ovviamente la simulazione mira a verificare il principio teorico. In realtà, dovremmo

comunque dire che nel caso di distorsione armonica, l'impulso fondamentale avrebbe un'ampiezza inferiore a quella registrata in caso di assenza di distorsione a causa della crescita delle componenti armoniche.

L'analisi condotta ha evidenziato quanto il controllo della distorsione armonica del trasmettitore sia fondamentale per evitare la creazione di falsi bersagli nel profilo in range.

Va comunque detto che una struttura supereterodina e opportuni filtri preselettori rendono l'intero sistema molto più robusto a questo genere di problematiche.

### 2.3.4 Rumore di fase

Una caratteristica fondamentale di tutti i sistemi di telecomunicazioni è il rumore di fase (*phase noise*), che incide sulla stabilità a breve termine di ogni oscillatore. Ovviamente, anche i sistemi SF-CW soffrono di questo problema e come tale, ne subiscono gli effetti. L'impatto del rumore di fase sui radar penetranti a onda continua è molto studiato in letteratura [25] [26] e richiederebbe una trattazione molto ampia e al di fuori di questo lavoro di ricerca, tuttavia, è interessante descrivere brevemente l'impatto che ha sulle prestazioni del sistema.

L'equazione (2.1) riporta il segnale SF-CW trasmesso dal radar. Prendendo spunto da essa, e considerando l'*i*-esima frequenza trasmessa possiamo considerare, a meno della fase iniziale, la fase del segnale ricevuto in assenza di rumore di fase e al generico istante di tempo *t* come

$$\varphi_i(t) = 2\pi f_i t \quad (2.14)$$

In presenza di rumore di fase, *f<sub>i</sub>* compie delle fluttuazioni con dipendenza temporale secondo la (2.15). In queste condizioni, la fase  $\varphi_i$  della (2.14) subisce la deviazione espressa nella (2.16)

$$f_i(t) = f_i + \delta_f(t) \quad (2.15)$$

$$\varphi_N(t) = 2\pi \int_0^t \delta_f(t) dt \quad (2.16)$$

Ovviamente, in presenza di un bersaglio distante un tempo di volo  $\tau$  l'errore di fase diventa un errore cumulato sul tempo di volo e raggiunge il valore espresso in (2.17). Questo comporta un errore di frequenza dovuto alla deviazione cumulata di fase è quindi, calcolabile secondo la (2.18).

$$\varphi_N(\tau) = 2\pi \int_0^{\tau} \delta_f(t) dt \quad (2.17)$$

$$f_N(\tau) = \frac{\varphi_N(\tau)}{2\pi\tau} \quad (2.18)$$

Con gli attuali parametri, l'echo ricevuto dalla trasmissione dell'*i*-esima frequenza vale

$$S_i = Ae^{j(\varphi_i - \varphi_{N_i})} \quad (2.19)$$

*A*, è l'ampiezza del segnale ricevuto,  $\varphi_i$  è il contributo di fase senza il rumore di fase, mentre  $\varphi_N$  è il contributo che esprime il rumore di fase.

Quello che emerge è l'influenza del tempo di volo e del rumore di fase del segnale trasmesso sul segnale ricevuto. P. van Genderen, [25] effettua un'analisi a diversi tempi di volo, mostrando come all'aumento della distanza radar l'incremento del rumore di fase sul segnale ricevuto ponga dei requisiti sempre più stringenti sul rumore di fase degli oscillatori, al fine di garantire il range dinamico di sistema desiderato. Infatti, la degradazione del profilo in range [26] e la diminuzione della dinamica, sono i principali effetti del rumore di fase. In assenza di rumore di fase, le componenti IQ in banda base sono segnali stazionari tono per tono, paragrafo 2.1. Il phase noise invece, introduce del rumore su questi campioni, con conseguente riduzione della dinamica del sistema. Inoltre, gli errori di frequenza, alterano, anche se in minima parte, il profilo in range.

Va comunque considerato che nella maggior parte delle applicazioni GPR, i tempi di volo in gioco sono molto bassi, alcune decine di nanosecondi. Questo ovviamente ha un peso sul rumore di fase complessivo, ma con l'impiego degli oscillatori moderni (a bassissimo rumore di fase) l'effetto prodotto non è così forte da incidere sulla dinamica più della cifra di rumore del ricevitore.

### 2.3.5 Tecnologie di sintetizzatori per radar SF-CW

Le principali tecnologie impiegate per i sintetizzatori SF-CW sono due, quella a sintesi diretta (*Digital Direct Synthesis, DDS*) [27] [28] e quella ad anello ad aggancio di fase, (*Phase Locked Loop, PLL*) [29]. Sono tecniche ormai consolidate, ma in continuo sviluppo, visto l'incessante incremento di prestazione dell'elettronica moderna. Per questi motivi, in questa tesi non tratteremo in dettaglio le due architetture, ma ci limiteremo ad analizzarle da un punto di vista critico, così da comprendere i

motivi che possono indurre un progettista radar a scegliere una tecnologia al posto dell'altra per l'implementazione di un sintetizzatore SF-CW.

La tecnologia a sintesi diretta è frutto dell'alto livello d'integrazione e il largo sviluppo dell'elettronica digitale, che hanno consentito la realizzazione di sintetizzatori a basso costo ed elevata velocità, limitando gli elementi analogici al solo quarzo per il clock di riferimento. I sintetizzatori così realizzati hanno altissime velocità di variazione della frequenza generata (*frequency hopping*) senza problemi di overshoot tipici dei sistemi analogici. Questa, è una caratteristica molto interessante per i sistemi SF-CW ad alta velocità di scansione, tuttavia, uno dei problemi di questi dispositivi è la limitata banda disponibile. Infatti, la scarsa banda operativa dei sintetizzatori a DDS è limitata a centinaia di MHz, il che, ostacola il loro impiego in sistemi ad alta risoluzione. Un secondo aspetto fondamentale è la loro purezza spettrale. Il range dinamico libero da spurie (*Spurious-Free Dynamic Range, SFDR*) di questi dispositivi non è molto elevato, infatti, difficilmente supera i 50-60 dBc. Di per se, non è un valore basso, ed è più che sufficiente per la gran parte dell'elettronica consumer, tuttavia, nelle applicazioni GPR può essere il principale fattore che limita la dinamica del sistema e quindi la sua capacità di rilevare bersagli profondi.

Il mondo opposto è quello dei sintetizzatori analogici, basati sulla tecnica PLL. In termini di SFDR possono garantire valori superiori a quelli dei DDS, ma soprattutto, sono in grado di lavorare su bande operative molto più larghe (qualche GHz). Questo, è vero soprattutto per i PLL che usano gli oscillatori YIG (*Yttrium Iron Garnet*), in grado di coprire anche due ottave mantenendo un rumore di fase molto contenuto. Infatti, queste caratteristiche, li rendono ancora oggi gli oscillatori più impiegati nel transceiver SF-CW degli analizzatori vettoriali di rete (*Vector Network Analyzer, VNA*). Alternativi agli oscillatori YIG sono gli oscillatori controllati in tensione (*Voltage Controlled Oscillator, VCO*). L'avvento delle tecnologie a etero giunzione ha potenziato questi oscillatori, i quali, se in passato erano inferiori per banda e rumore di fase agli YIG, ormai hanno ricevuto un sviluppo tale che probabilmente gli consentirà di soppiantare gli YIG visto il loro vantaggioso rapporto qualità prezzo a parità di prestazioni. Un aspetto limitante per i sintetizzatori a PLL è il frequency hopping. Infatti, in linea

generale<sup>2</sup>, i PLL hanno tempi di lock maggiori di un DDS perché si agganciano alla frequenza desiderata attraverso un anello di retroazione, il che li rende poco adatti per i radar ad alta velocità di scansione.

## **2.4 Caratteristiche e architettura del ricevitore**

Come mostrato in Figura 27, il ricevitore di un radar SF-CW è composto da un demodulatore vettoriale, una coppia di filtri passa basso, e una coppia di convertitori analogico digitale. Ovviamente, questo è vero solo in linea teorica, infatti, l'implementazione hardware incontra molti limiti tecnologici che complicano notevolmente l'architettura del sistema. Tutto ciò è particolarmente presente nei sistemi ad alta risoluzione. In questi casi, si impiegano opportune architetture che limitano i problemi di sbilanciamento di fase e ampiezza e le non linearità che si incontrano a bande molto elevate.

Per questi motivi, in questo paragrafo analizzeremo i principali problemi da affrontare nel design di un ricevitore SF-CW a banda ultra larga. Per semplicità, non saranno valutati gli effetti di saturazione dei vari stadi che compongono la catena ricevente, in quanto, in un sistema ben dimensionato non saranno presenti, se non in casi eccezionali dovuti ad applicazioni non previste. Al contrario, saranno certamente presenti fenomeni di distorsione armonica e di sbilanciamento di fase e ampiezza nel front end e sul demodulatore. È quindi fondamentale analizzarli per comprendere il loro impatto sul sistema e sul profilo in range.

### *2.4.1 Il front end a radio frequenza*

In linea teorica, il front end a RF potrebbe non essere presente, in quanto, il demodulatore potrebbe essere collegato direttamente all'antenna ricevente. Da un punto di vista ingegneristico, la questione è molto più complessa. Come vedremo nel paragrafo 2.4.2, i demodulatori IQ basano il loro funzionamento su una coppia di mixer. Per motivi tecnologici, i mixer sono componenti molto rumorosi e innalzano notevolmente la cifra di rumore del demodulatore, con ripercussioni sull'intero

---

<sup>2</sup> La velocità di aggancio di PLL è un compromesso tra rapidità di risposta e rumore di fase. Un PLL può essere molto veloce (tempi di lock paragonabili a quelli di un DDS) a patto di accettare un rumore di fase elevato.

ricevitore. Infatti, secondo la formula di Friis, i primi stadi di una catena ricevente sono quelli che hanno impatto maggiore sulla cifra di rumore complessiva. In particolare, per mantenere al minimo la cifra di rumore totale è fondamentale che il primo stadio di un ricevitore sia caratterizzato da un basso livello di rumore e da un alto guadagno. Questo è un requisito fondamentale nelle applicazioni GPR, perché queste impongono livelli di segnale piccolissimi a causa dell'alta attenuazione dei mezzi di propagazione. È quindi fondamentale curare al meglio il front end per trarre i massimi vantaggi.

Per queste ragioni, il ricevitore di un radar SF-CW è costituito generalmente da un filtro di preselezione centrato sulla frequenza operativa del radar, e da un amplificatore a bassa cifra di rumore, in genere detto LNA (*Low Noise Amplifier*). Il preselettore limita la banda del ricevitore alla sola banda utile, e l'LNA "fissa" la cifra di rumore complessiva.

#### 2.4.2 Sbilanciamento del demodulatore IQ e impatto sul profilo in range

Nel paragrafo precedente è stato discusso il peso del front end a radiofrequenza su un ricevitore SF-CW, tuttavia, il cardine di tutta la catena è il demodulatore vettoriale che estrae le componenti in fase e quadratura del segnale ricevuto dallo scenario, detto *segnale RF*, a partire da una copia del segnale trasmesso, *segnale di LO (Local Oscillator)*, Figura 41. Come mostra la Figura 42, il demodulatore è costituito da un divisore a RF, da una coppia di mixer e da uno sfasatore a  $90^\circ$ . Sono principalmente le non idealità dei mixer e dello sfasatore a porre i problemi maggiori in questo componente. Anche se i demodulatori moderni sono in grado di operare su bande di qualche centinaio di MHz, la loro applicazione ai sistemi a banda ultra larga è fortemente limitante perché introducono sulle componenti demodulate degli sbilanciamenti di ampiezza e fase dovuti all'impossibilità del mixer, e soprattutto dello sfasatore, di mantenere le stesse performance per ogni tono che costituisce la sweep radar. Lo sbilanciamento tra le componenti IQ è dichiarato dal costruttore, e anche se molto basso, in genere circa  $1^\circ$  di sbilanciamento di fase e meno di 1 dB in ampiezza, si ripercuote sul profilo in range creando degli artefatti. Il segnale demodulato infatti, non è un segnale puramente complesso in quanto contiene una componente reale indesiderata. Essendo lo spettro di un segnale reale uno spettro simmetrico alla

frequenza di campionamento, sul profilo in range, sarà presente uno spettro simmetrico rispetto alla metà del range non ambiguo.

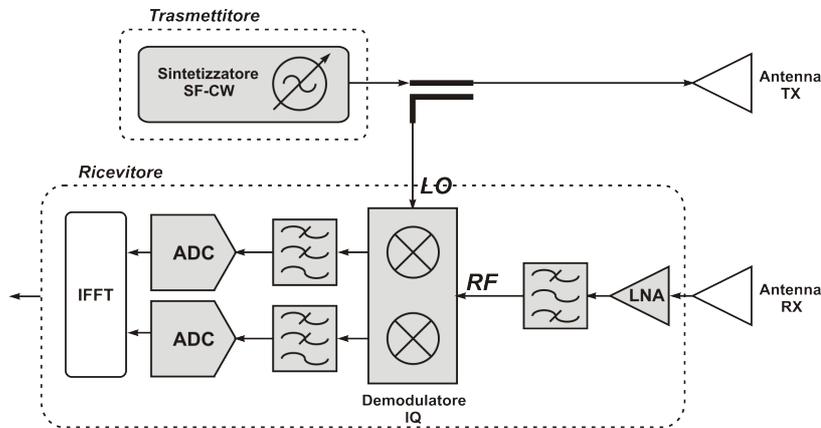


Figura 41: radar SF-CW, front end a radiofrequenza e segnali pilota per il demodulatore IQ

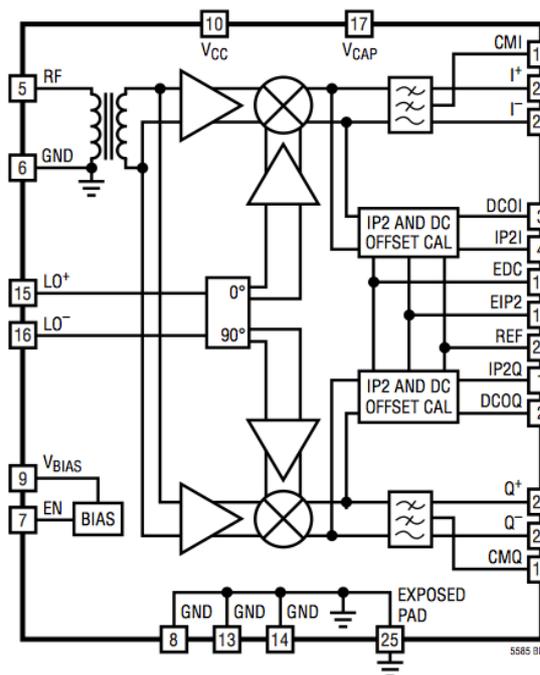


Figura 42: schema a blocchi di un demodulatore IQ commerciale, LTC5585.

In presenza di uno scenario single target, sul profilo in range sarà visibile l'impulso principale centrato sul tempo di volo del bersaglio, e, un impulso artefatto centrato su una distanza pari alla differenza tra il range non ambiguo e il tempo di volo del bersaglio. Tale artefatto è generalmente indicato come l'*immagine Hermitiana*.

A titolo di esempio, la Figura 43 e la Figura 44 espongono i risultati di una simulazione. Nello specifico, si considera un radar con passo di frequenza di 250 kHz e un range non ambiguo di 4000 ns (600 m). Lo scenario simula un target con tempo di volo di 300 ns. Per forzare l'effetto dello sbilanciamento e rendere ben evidente l'immagine Hermitiana si introduce sulle componenti IQ un errore di fase e di ampiezza rispettivamente di  $5^\circ$  e 3 dB.

Il plot sul piano di Gauss, evidenzia il forte sbilanciamento tra le componenti, che, invece di compiere un cerchio intorno all'origine, descrivono un'ellisse. La Figura 44, mostra il confronto tra il profilo in range in presenza o meno di sbilanciamento, evidenziando l'insorgere dell'immagine Hermitiana, alla distanza attesa e pari al range non ambiguo meno il tempo di volo del target.

Come mostrato, in caso di forti sbilanciamenti, il profilo in range subisce una notevole degradazione. È dunque fondamentale trovare delle soluzioni che mettano al riparo da questo problema.

La prima è anche la più ovvia, e si tratta di estendere il range non ambiguo. È infatti prassi comune, in fase di progetto, considerare l'ambiguità del radar ad almeno il doppio della distanza massima visibile (imposta dalla dinamica). Così facendo, l'eventuale Hermitiana cade a una distanza non interessante del profilo in range.

La seconda soluzione fa ricorso alle tecniche di correzione dello sbilanciamento. Sostanzialmente, queste tecniche si basano sulla misura su banco di prova dello sbilanciamento del demodulatore, e da questo compensare via software le componenti acquisite con dei termini additivi sull'ampiezza e sulla fase, [30] [31]. È subito intuibile che compiere queste operazioni per ogni tono può essere oneroso, anche se efficace. Dall'altro lato, il forte limite di queste correzioni non è nella sua efficacia, ma nella procedura di misura, in quanto, è fondamentale un "facile accesso" al demodulatore. Infatti, la misura su banco di prova può essere molto complessa soprattutto in alta frequenza. Si pensi per esempio a un demodulatore su circuito stampato (*Printed Circuit Board, PCB*) e collegato ai componenti vicini per mezzo di linee di trasmissione. In questi casi, esattamente come per SPR, è impossibile fare la misura su banco per la mancanza fisica di accesso al demodulatore (ostacolata dal taglio delle linee di trasmissione) e per l'impossibilità di isolarlo dalla restante parte della scheda.

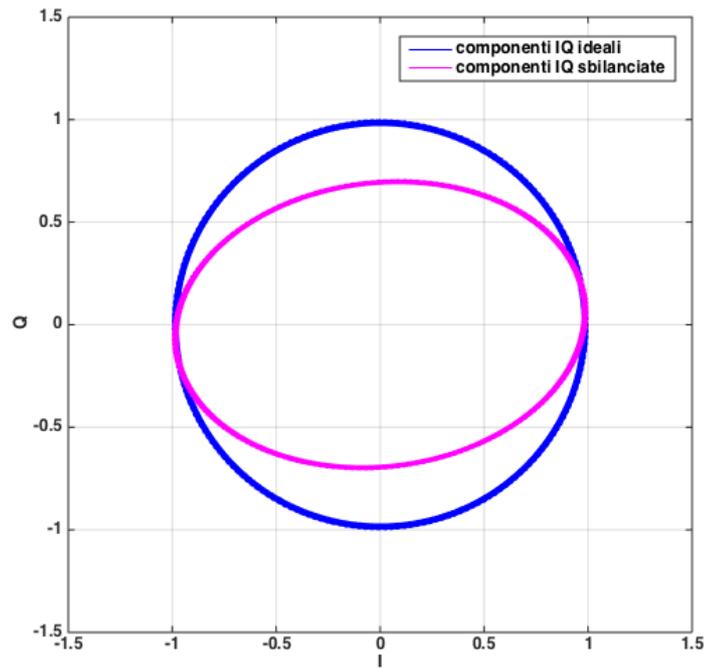


Figura 43: confronto tra le componenti IQ in condizioni ideali e in condizioni di 3 dB di sbilanciamento di ampiezza e 5° di sbilanciamento in fase

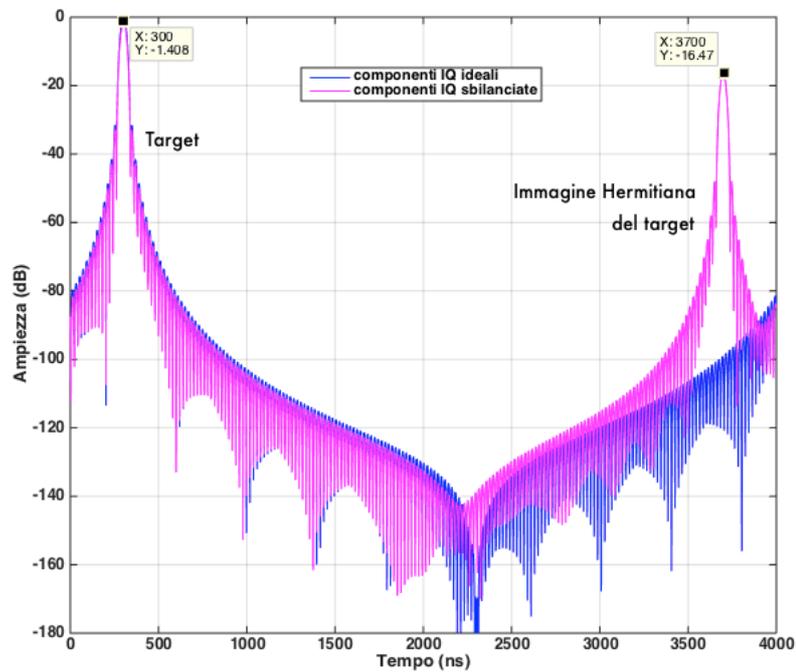


Figura 44: profilo in range in presenza di sbilanciamento sul demodulatore IQ. Si evidenzia la nascita dell'immagine Hermitiana alla distanza paria alla differenza tra il range non ambiguo e il tempo di volo del target.

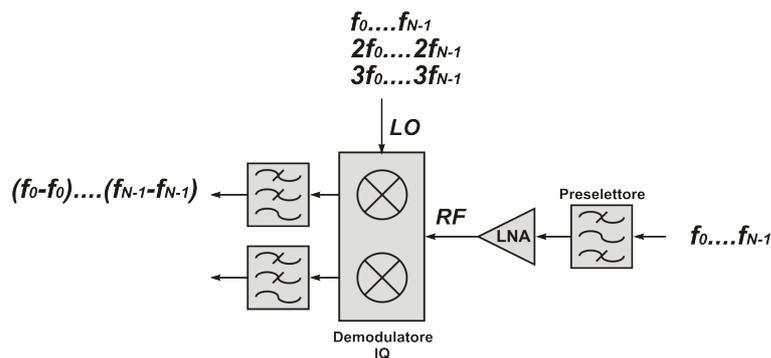
Essendo un argomento di forte interesse scientifico, soprattutto per i sistemi SF-CW, anche il TECHLab ha contribuito allo studio di questo tema, infatti, una soluzione innovativa è stata proposta dal candidato nella pubblicazione [32] e nella quale, si esegue la correzione *senza alcun contatto o modifiche hardware sul radar*, ma solo, con delle misure interferometriche e un algoritmo specificamente ideato.

Una terza soluzione, che diventa molto efficace se congiunta alla seconda consiste nel passare da un ricevitore omodina a uno supereterodina, come vedremo in dettaglio nel paragrafo 2.4.4.

### 2.4.3 Effetti delle non linearità del ricevitore sul profilo in range

Come trattato nel paragrafo precedente, il demodulatore vettoriale introduce uno sbilanciamento sui segnali acquisiti e, se non opportunamente trattato, può degradare le prestazioni del sistema a causa dell'Hermitiana. Oltre a questo, il ricevitore è soggetto alla distorsione armonica dovuta per esempio alla compressione della dinamica dell'LNA. In caso di ricevitori SF-CW omodina, il demodulatore è l'unico componente che può risentire di questo effetto in quanto, l'unico in regime sinusoidale tono per tono. In particolare, i termini armonici possono essere presenti solo sulla porta LO del mixer o in entrambe con effetti diversi sul profilo in range che saranno analizzati come due casi separati.

Il primo suppone la compressione sulla porta LO del demodulatore, Figura 45.

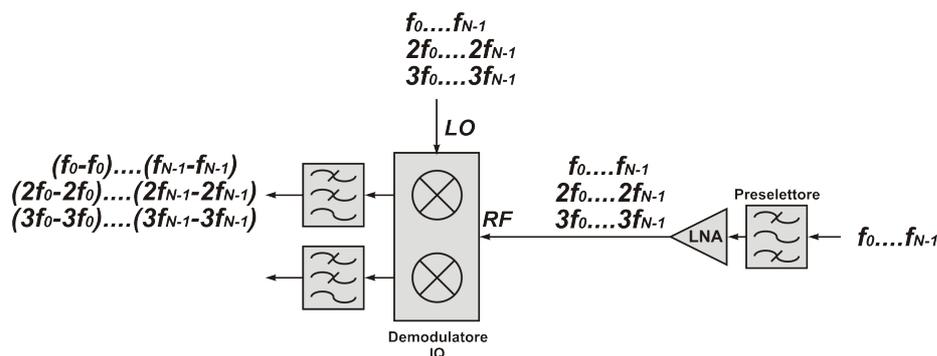


**Figura 45: ricevitore SF-CW, effetto della distorsione armonica sulla porta LO del mixer.**

Si tratta di un'ipotesi ragionevole, in quanto, questo ingresso richiede un livello di potenza piuttosto elevato per garantire un corretto punto di lavoro dei mixer, quindi, è molto probabile che gli eventuali amplificatori a monte siano in compressione. In queste

condizioni, la generica frequenza  $f_i$  sulla porta RF batte non solo con la rispettiva  $f_i$  ma anche con i suoi contributi armonici, generando i termini di ordine superiore  $f_i \pm kf_i$ . Tuttavia, a valle del filtro passa basso, come nel caso ideale di assenza di distorsione, sarà presente solo il termine utile in continua, ottenuto dal battimento differenza di  $f_i$ .

Se la distorsione armonica sulla porta LO del mixer non crea problemi, cosa del tutto diversa è la presenza di distorsione su entrambe le porte del mixer, Figura 46. Anche questa è un'ipotesi ragionevole, vista la presenza dell'LNA nel front end.



**Figura 46: ricevitore SF-CW, effetto della distorsione armonica sulla porta LO e RF del mixer.**

Come nel caso precedente, l'analisi dei battimenti mostra che all'uscita del filtro saranno presenti i termini utili ottenuti dai battimenti  $f_i - f_i$ , ma anche i termini spuri dovuti ai battimenti dei termini armonici di stesso indice  $k$  maggiore di 1, quindi, tutti i termini  $kf_i - kf_i$ . Questi termini sono additivi al segnale utile, con conseguente impatto sul profilo in range. Esattamente in modo analogo al caso descritto nel paragrafo 2.3.3, nel profilo in range troveremo la risposta del target, (correlata ai termini utili  $f_i - f_i$ ) in corrispondenza del tempo di volo, inoltre, saranno presenti le sue repliche distanti  $k$ . Questo perché i contributi dei battimenti dei termini armonici  $kf_i - kf_i$  hanno uno sfasamento  $k$  volte quello fondamentale, e quando processati come termini utili generano bersagli ad una distanza  $k$  volte quella del target reale.

#### 2.4.4 Ricevitore supereterodina: effetti sullo sbilanciamento e sulle non linearità

Finora, abbiamo trattato il ricevitore SF-CW considerando un'architettura omodina. Se da un lato questa mantiene limitata la complessità dell'hardware, dall'altro è vittima degli effetti indesiderati di distorsione armonica e di sbilanciamento di fase a ampiezza.

Passare quindi da un ricevitore omodina, a uno supereterodina incrementa la complessità del front end a RF, ma porta dei miglioramenti sia sullo sbilanciamento del demodulatore, sia sulla distorsione armonica. In sostanza, si tratta di modificare l'architettura del ricevitore *introducendo nel front end uno stadio a frequenza intermedia,  $f_{IF}$* , Figura 47. Questo è composto da un mixer a larga banda e da un filtro a banda stretta centrato su  $f_{IF}$ . La conversione avviene battendo i toni ricevuti  $f_0...f_{N-1}$  con dei toni traslati in frequenza rispetto a quelli ricevuti di un valore costante  $f_{IF}$ .

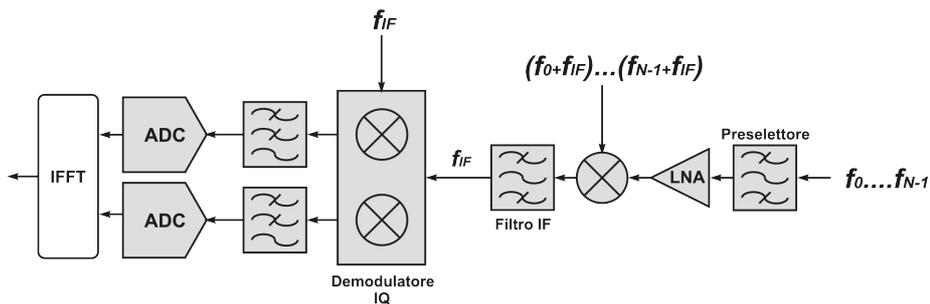


Figura 47: ricevitore SF-CW con architettura supereterodina.

Il primo vantaggio di questa soluzione coinvolge il demodulatore. Il battimento converte tutti i toni ricevuti alla frequenza intermedia, il che *consente al demodulatore di operare alla frequenza costante  $f_{IF}$* . Ovviamente, anche in queste condizioni sarà presente un minimo sbilanciamento, ma rispetto al caso precedente, vi è un notevole abbassamento dell'Hermitiana.

In secondo luogo, si traggono vantaggi anche sulla distorsione armonica. Supponiamo per esempio di essere alla presenza di distorsione armonica sul front end, Figura 48.

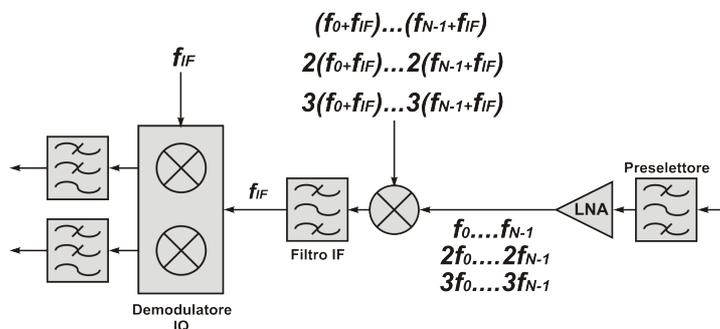


Figura 48: struttura supereterodina e distorsione armonica sul front end.

È immediato verificare che, con quest'architettura, , gli unici termini a valle del filtro a IF sono i termini utili, ottenuti come  $(f_i + f_{IF}) - f_i$ . È quindi evidente che la struttura supereterodina mette a riparo dalle non linearità presenti nel front end e sulla porta del mixer a frequenza intermedia, evitando artefatti sul profilo in range.

Più complessa è la situazione seguente, Figura 49. Supponiamo di essere alla presenza di distorsione armonica sul demodulatore. Come per le analisi precedenti, è un'ipotesi ragionevole perché può essere necessario sullo stadio a frequenza intermedia un amplificatore che adatti i livelli di potenza a quelli desiderati sulla porta RF del demodulatore, oppure, può essere la porta stessa a creare distorsione. Considerazioni analoghe per i segnali sulla porta LO. In questo caso, a valle del filtro passa basso saranno presenti tutti i termini  $kf_{IF} - kf_{IF}$ , quindi, quelli utili e i rispettivi termini di ordine superiore, con formazione di  $k$  repliche ad un distanza  $k$  volte quella del target.

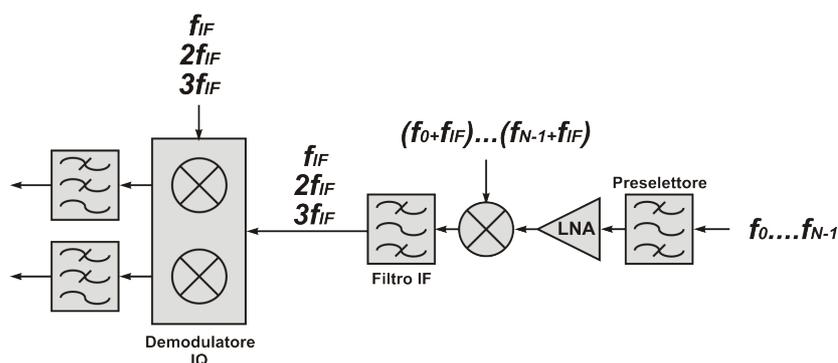


Figura 49: ricevitore supereterodina, distorsione armonica agli ingressi del demodulatore.

*In sintesi, il ricevitore supereterodina mette a riparo da distorsioni armoniche nel front end, ma non da quelle che si possono generare nella sezione a frequenza intermedia. Inoltre, limita l'insorgere dell'immagine Hermitiana, in quanto, consente al demodulatore di lavorare a frequenza costante, minimizzando i suoi sbilanciamenti. Gli ulteriori residui possono essere compensati in post processing.*

## 2.5 Tipici sistemi di antenna impiegati

Uno degli elementi più critici in un radar, è il sistema di antenne, in quanto, deve soddisfare molti requisiti contemporaneamente. In particolare, queste antenne devono mantenere le stesse prestazioni su bande molto larghe di frequenza (in genere un'ottava o più), conservando uniforme la polarizzazione, il guadagno e l'impedenza per l'intera

banda. Oltre a questi problemi, comuni ai sistemi radar classici a larga banda, il design delle antenne GPR incontra ulteriori difficoltà dovute all'applicazione. Prime tra tutte, sono le dipendenze dal mezzo in analisi. La maggior parte dei SPR opera praticamente a contatto con il mezzo da investigare al fine di massimizzare l'energia irradiata al suo interno. Purtroppo, in questo modo, i parametri fondamentali dell'antenna come l'apertura, la frequenza operativa, e l'impedenza dipendono dalle proprietà del terreno e possono variare fortemente da scenario a scenario degradando la ricostruzione delle immagini radar. Per questi motivi l'antenna ideale per applicazioni GPR dovrebbe mantenere le stesse performance per differenti tipologie di terreno.

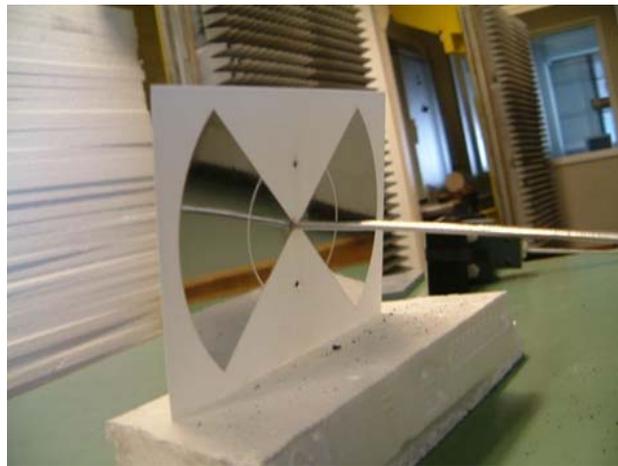
In secondo luogo, è fondamentale considerare il fenomeno del *backscattering*, quindi, la riflessione da parte di oggetti fuori dal terreno. Nelle indagini GPR, la radiazione desiderata dell'antenna è diretta verso il terreno, quindi, il semispazio di radiazione sopra al terreno, in genere in aria, deve essere minimizzato per limitare l'interferenza elettromagnetica verso e dagli altri dispositivi elettronici (come trasmettitori broadcast digitali terrestre o il broadcast FM) e per evitare le riflessioni di bersagli in aria che degraderebbero il profilo in range perché bersagli non ricercati. Per questi motivi, generalmente le antenne GPR sono schermate nel lato superiore. Alcune antenne, come le antenne a tromba, *horn*, presentano per loro natura una schermatura nella direzione opposta a quella di massima radiazione, altre invece, come il dipolo a larga banda, *bow tie*, richiedono accorgimenti specifici perché isotrope nel piano H. In particolare queste antenne presentano nel lato superiore del box in cui sono alloggiare del materiale assorbente a radiofrequenza per minimizzare la radiazione nella direzione opposta a quella desiderata, Figura 50.



**Figura 50:** a sinistra un esempio di un'antenna GPR con il box di montaggio. A destra il box e il materiale assorbente posizionato sull'antenna per l'assemblaggio finale dentro al box [33] .

Un ulteriore fattore da considerare è la posizione delle antenne. La maggior parte dei radar penetranti impiega due antenne in posizione ravvicinata tra loro. Per minimizzare l'accoppiamento tra esse, è consigliabile posizionare le due antenne il più lontano possibile, tuttavia, considerando il loro angolo di apertura, un'eccessiva distanza creerebbe una zona cieca di indagine, limitando l'efficacia della tecnica. È dunque necessario raggiungere un compromesso tra accoppiamento (quindi posizione meccanica delle antenne) e l'angolo di apertura.

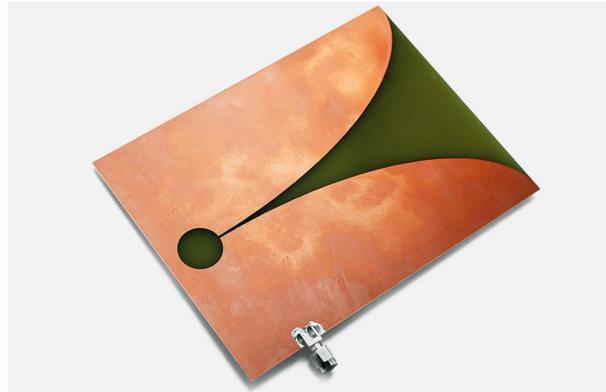
Le foto sotto, Figura 51, Figura 52, Figura 53, Figura 54, mostrano le antenne più utilizzate in applicazioni SPR. I dipoli a larga banda, o antenne a farfalla, Figura 51 sono le antenne più utilizzate per misure a contatto e presentano un buon compromesso tra prestazioni e costo.



**Figura 51: antenna bow tie**



**Figura 52: antenna a tromba (horn).**



**Figura 53: antenna Vivaldi.**



**Figura 54: antenna per applicazioni borehole [Geoscanners AB].**

In caso indagini non a contatto, le più utilizzate sono le antenne horn, e le antenne Vivaldi, Figura 52 e Figura 53, le quali mantengono le loro performance costanti per qualche ottava e garantiscono una buona efficacia in questo tipo di indagine.

Caso diverso sono le indagini GPR borehole. In queste applicazioni le antenne sono calate all'interno dei fori di analisi per decine di metri. La rotazione del cavo durante la calata non consente di stabilire la direzione di puntamento dell'antenna e la sua staticità durante la misura, per questo motivo si impiegano generalmente antenne non direttive, o isotrope, come ad esempio il classico dipolo a mezza lunghezza d'onda, Figura 54.

Questo limite può essere superato grazie agli ultimi progressi su questo tipo di antenne che adottano strutture ad array [34], oppure, coppie di dipoli su un'unica struttura radiante in grado di ricostruire la direzione del target dalla misura dei diversi livelli di ampiezza su ogni coppia [35] [36].

Queste appena viste, sono le antenne più utilizzate a bordo dei sistemi SPR, tuttavia nuovi sviluppi e nuove sperimentazioni rendono il settore delle antenne GPR un settore molto acceso e competitivo in termini di ricerca e sviluppo. In quest'ottica, anche il

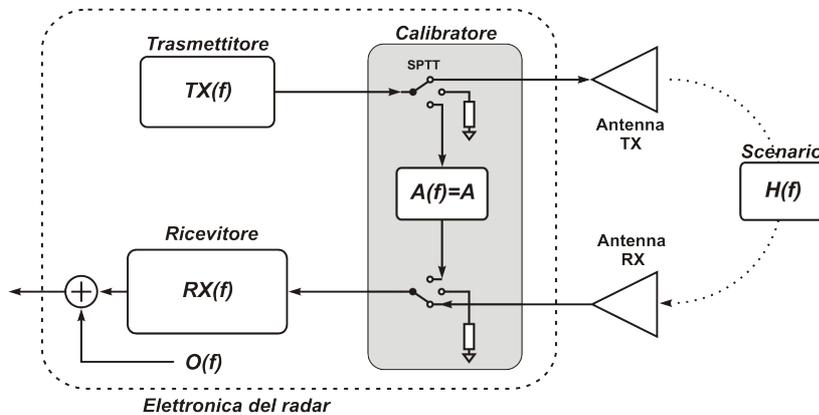
TECHLab è molto attivo, in particolare, qualche anno fa si è occupato di antenne riconfigurabili e della loro applicazione ai sistemi radar penetranti. Un'antenna riconfigurabile [37] consente di selezionare le sue caratteristiche fondamentali come la frequenza di funzionamento, l'impedenza, la larghezza di banda, la polarizzazione o il pattern di radiazione. Tipicamente, l'obiettivo di queste antenne è modificare con un controllo esterno una o più di queste caratteristiche indipendentemente dalle altre. Con queste aspettative il candidato ha contribuito, in occasione della tesi di laurea, al progetto e allo sviluppo, di un'antenna bow tie riconfigurabile in frequenza e operante su tre bande principali selezionabili tramite switch a radiofrequenza (RF) a diodi PIN attraverso il software di controllo del radar che la utilizza [38]. L'idea e la sperimentazione di quest'antenna ha aperto nuovi interrogativi che saranno attività di ricerca del TECHLab e non solo anche negli anni futuri.

## 2.6 Calibrazione del sistema elettronico

Come in molti sistemi elettronici, nei radar SF-CW la calibrazione è una funzione molto importante. Basti pensare ai VNA, che, senza un'opportuna calibrazione, forniscono misure di ampiezza e fase del dispositivo sotto test (*Device Under Test*, *DUT*) completamente errate perché comprendenti non solo la risposta del DUT, ma anche quella dello strumento di misura impiegato. Per questi motivi, e analogamente ai VNA, i radar SF-CW possono implementare la funzione di calibrazione del tutto simile alla calibrazione *thru* [39]. La necessità di una calibrazione del radar nasce dal fatto che la risposta in frequenza dei sistemi elettronici non è costante in termini di fase e ampiezza. Questo, potrebbe corrompere i dati radar dello scenario in analisi, in quanto, i campioni acquisiti dal radar non contengono solo la risposta in ampiezza e fase dello scenario, ma intrinsecamente, anche la risposta dello strumento. Epurare i dati acquisiti dagli effetti dello strumento ed estrarre da essi l'informazione del solo scenario è fondamentale per una sua completa caratterizzazione.

Questo, è possibile ricorrendo alla teoria dei sistemi di controllo e aggiungendo al radar della circuiteria a RF in genere definita *calibratore*, come descritto in Figura 55. Più nel dettaglio, il calibratore realizza un percorso diretto tra il trasmettitore radar e il ricevitore, in genere detto *percorso di calibrazione*, senza coinvolgere le antenne. Per evitare saturazioni o addirittura rotture, si inserisce nel percorso di calibrazione un

attenuatore a RF che limita la potenza in ingresso al ricevitore. La selezione tra il percorso di calibrazione e la normale configurazione per la misura radar dello scenario da investigare, *percorso di antenna*, avviene per mezzo degli switch a microonde, SW.



**Figura 55: descrizione analitica dello scenario e dell'elettronica del radar. Il modello introduce anche l'elettronica per la calibrazione**

In questo caso, si utilizzano degli SW *single pole triple throw (SPTT)* in quanto, il calibratore è in grado di effettuare anche la misura dell'offset del sistema elettronico, terminando sia il trasmettitore che il ricevitore su carico adattato. In questa condizione, *misura di offset*, si considerano tutti gli effetti dei trafilamenti dal trasmettitore al ricevitore, e i segnali di modo comune in uscita al sistema. Tuttavia, in un radar ben progettato gli offset sono controllati e praticamente nulli, per cui la misura di offset è trascurabile per la calibrazione del sistema.

Da un punto di vista analitico, possiamo definire l'intero sistema elettronico e lo scenario attraverso delle funzioni matematiche indicate come

- $TX(f)$       *Risposta in frequenza del trasmettitore*
- $RX(f)$       *Risposta in frequenza del ricevitore*
- $O(f)$         *Componente di offset del sistema*
- $A(f)$         *Risposta in frequenza dell'attenuatore*
- $H(f)$         *Risposta in frequenza dello scenario*

Le prime tre,  $TX(f)$ ,  $RX(f)$ , e  $O(f)$  sono strettamente correlate all'elettronica, mentre la risposta in frequenza dell'attenuatore è introdotta col calibratore, ma può essere considerata costante in quanto gli attenuatori a RF mantengono costanti le loro

prestazioni per range di frequenza molto elevati e ben superiori alle bande tipiche dei radar penetranti. La  $H(f)$  invece, è l'incognita del sistema perché è la funzione che caratterizza lo scenario. Detto ciò, vediamo come il sistema così descritto è in grado di epurare la sola risposta dello scenario da tutti gli effetti parassiti introdotti dal sistema radar.

Prima di tutto consideriamo la normale condizione operativa del radar, quindi, durante una misura di antenna, mantenendo gli SW sul percorso di antenna, Figura 56.

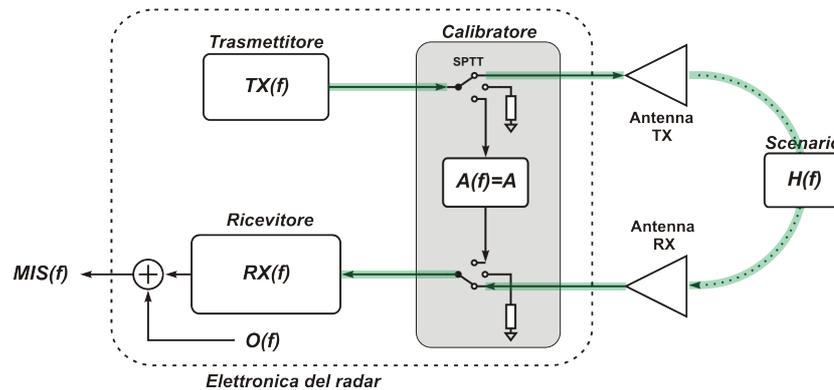


Figura 56: setup del calibratore per la misura radar dello scenario, quindi, entrambe gli SW sono commutati sul percorso di antenna

In questa condizione, dalla teoria dei sistemi di controllo, l'equazione (2.20) descrive la risposta in frequenza dell'intero modello, indicata con  $MIS(f)$ .

$$MIS(f) = (TX(f) \cdot H(f) \cdot RX(f)) + O(f) \quad (2.20)$$

Commutando gli SW secondo la Figura 57, il segnale generato dal radar attraversa il percorso di calibrazione.

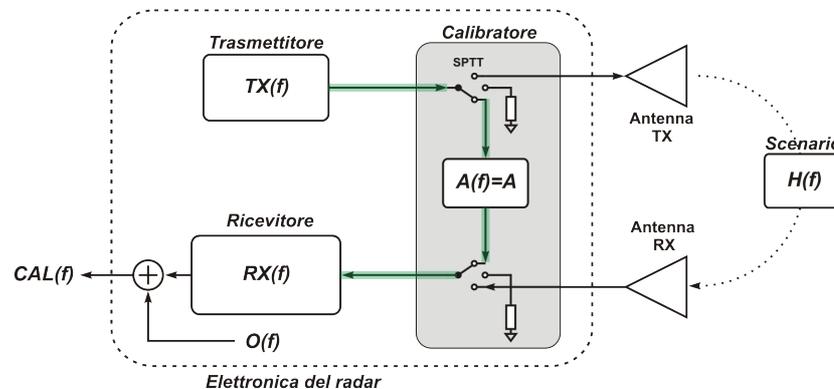
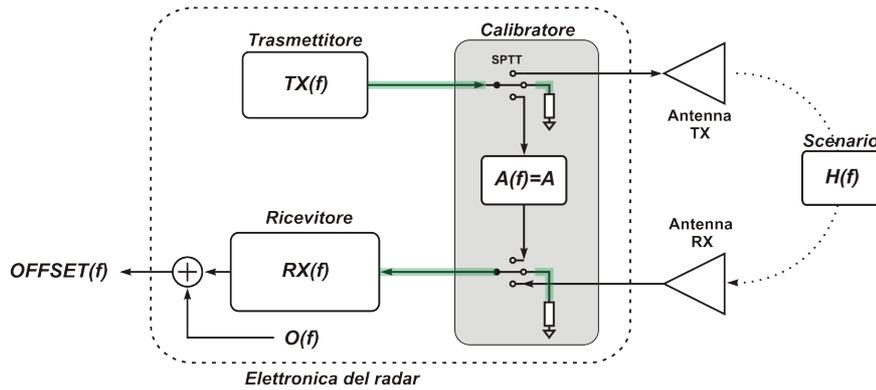


Figura 57: setup del calibratore per la calibrazione del radar, quindi, entrambe gli SW sono commutati sul percorso di calibrazione

Analogamente al caso precedente, la risposta in frequenza acquisita in questa configurazione,  $CAL(f)$ , è descritta dall'equazione (2.21).

$$CAL(f) = (TX(f) \cdot A(f) \cdot RX(f)) + O(f) = (TX(f) \cdot A \cdot RX(f)) + O(f) \quad (2.21)$$

L'ultima configurazione, prevede la commutazione degli SW sul carico adattato sia dal lato trasmettitore che dal lato ricevitore, come descritto in Figura 58.



**Figura 58: setup del calibratore per la misura dell'offset, quindi, entrambe gli SW sono commutati sul carico adattato**

In questa condizione, la risposta in frequenza acquisita dal radar comprende solo gli offset di sistema, in quanto

$$OFFSET(f) = O(f) \quad (2.22)$$

L'intero set di acquisizioni appena descritto consente in post processing di determinare la correzione sui dati acquisiti e quindi definire la sola risposta dello scenario. Infatti, combinando la (2.20), (2.21) e la (2.22) si dimostra che l'algoritmo di calibrazione descritto in (2.23) corregge l'effetto della risposta in frequenza del trasmettitore e del ricevitore a meno di una scalatura in ampiezza pari al valore di attenuazione sul percorso di calibrazione.

$$\frac{MIS(f) - OFFSET(f)}{CAL(f) - OFFSET(f)} = \frac{(TX(f) \cdot H(f) \cdot RX(f)) + O(f) - O(f)}{(TX(f) \cdot A \cdot RX(f)) + O(f) - O(f)} = \frac{H(f)}{A} \quad (2.23)$$

Questa correzione migliora notevolmente l'output dei radar penetranti, tuttavia, non è perfetta perché non considera l'effetto dei cavi che collegano le antenne agli SW di calibrazione, e non considera l'effetto delle antenne. Questo perché sia le antenne che i cavi sono esterni al percorso di calibrazione.

## **Capitolo 3. Sviluppo di un SF-CW SPR ad Altissima Risoluzione: il Radar RiSEM**

---

### **3.1 Applicazione e motivazioni**

Nei capitoli precedenti sono stati presentati i radar penetranti mostrandone le applicazioni, e le potenzialità. Con particolare attenzione, è stata analizzata la tecnica radar a onda continua a passi di frequenza evidenziandone i punti di forza, l'architettura e gli aspetti critici da considerare in fase di progetto. Nei due capitoli successivi entreremo ancor più nel dettaglio della tecnica SF-CW, in quanto, sarà presentato l'ultimo radar realizzato dal TECHLab in occasione del progetto di ricerca RiSEM (*Rischio Sismico negli Edifici Monumentali*) finanziato dalla regione Toscana. In tale attività è stato sviluppato e testato un radar penetrante ad alta risoluzione per applicazioni d'ingegneria civile. In quest'ottica, l'obiettivo è stato quello di realizzare uno strumento innovativo e con prestazioni superiori ai radar commerciali, così da avere la capacità di analizzare l'interno di murature con risoluzioni di decine di millimetri, anziché decine di centimetri come per i radar comuni. Un requisito così stringente è imposto sostanzialmente dall'applicazione, perché nell'ambito del restauro e conservazione dei beni culturali è fondamentale conoscere la trama e la stratigrafia degli strati superficiali del mezzo in esame, al fine di conoscerne fratture, crepe, distaccamenti. Ovviamente, non è possibile conoscere a priori le dimensioni di queste anomalie all'interno della struttura circostante, inoltre, queste possono essere molto piccole e ravvicinate tra loro, quindi, la necessità di uno strumento ad altissima risoluzione. Oltre all'elevata risoluzione, questo strumento deve essere in grado di operare in maniera "non a contatto". La maggior parte dei GPR strusciano sul mezzo sondato per massimizzare la radiazione al suo interno. In ambito dei beni culturali, questo non è assolutamente concesso per ovvi motivi di tutela del bene da eventuali danneggiamenti. Questo fattore, come vedremo, sarà determinante in fase iniziale di progetto, in quanto, influisce sul tipo di elementi radianti da utilizzare e sul livello di accoppiamento tra di essi. Al fine di garantire una scansione uniforme ed equi spaziata

della superficie in esame, il radar sarà dotato di un apparato di movimentazione bidimensionale intelligente, così da ottenere un sistema di misura completamente automatizzato.

### **3.2 Requisiti tecnici e scelte di progetto**

L'introduzione ai radar penetranti riportata all'inizio di questa tesi ha evidenziato che non esiste un unico GPR per ogni applicazione. Ognuna di esse impone requisiti differenti in termini di profondità di penetrazione, risoluzione in range e velocità di scansione. Questo, è generalmente tradotto in strumenti rivolti a massimizzare alcuni di questi parametri così da trarne vantaggio in condizioni operative. Nel nostro caso, è di interesse rilevate sia da un punto di vista scientifico, che commerciale, sviluppare un radar penetrante ottimizzato per le indagini su muratura in campo dei beni culturali e dell'ingegneria civile. In queste applicazioni, l'obiettivo è studiare gli strati superficiali delle murature alla ricerca di anomalie interne alla struttura tipo crepe, cavità e le stratigrafie murarie. Poiché questi target possono essere molto vicini e piccoli, anche dell'ordine di millimetri, è fondamentale in queste applicazioni disporre di strumenti in grado di raggiungere risoluzioni molto elevate. Per questo motivo, e per raggiungere risoluzioni superiori ai radar commerciali il radar RiSEM è stato sviluppato implementando la tecnica SF-CW. In base a ciò, e alle prestazioni desiderate, saranno giustificate le scelte di progetto intraprese e i requisiti tecnici sotto descritti.

#### *3.2.1 Banda e frequenza operativa*

La tecnica SF-CW non ha alcun limite teorico sulla frequenza operativa e sulla banda trasmessa, tuttavia, l'implementazione della tecnica si scontra con i limiti tecnologici dei componenti elettronici, costringendo i progettisti a limitare le prestazioni radar a compromessi di oggettiva realizzazione. In quest'ottica, possiamo affermare che nelle applicazioni di ingegneria civile, i requisiti sulla dispersione in frequenza e attenuazione del segnale radar sono meno stringenti rispetto ai tipici mezzi di propagazione GPR, a causa della minore umidità. Per queste ragioni, è possibile impiegare una frequenza operativa più elevata, così da sfruttare bande maggiori per raggiungere risoluzioni maggiori e comunque mantenere limitata la banda frazionaria del sistema, come analizzato nel paragrafo 1.3.4. Dall'esperienza maturata dal TECHLab in occasione del [3], al fine di ottenere un buon compromesso tra la

risoluzione in range, la profondità di penetrazione e la banda frazionaria del sistema, è stata scelta per il RiSEM una frequenza operativa  $f_0$  di 6 GHz, e una banda  $B$  di 4 GHz. Questo consente di raggiungere una risoluzione teorica in aria di ben

$$\Delta R_{aria} = \frac{c}{2B} = 37.5mm \quad (3.1)$$

Dato che le murature tipicamente presentano valori di costante dielettrica intorno a 4 [40] , la risoluzione in condizioni operative diventa.

$$\Delta R_{\epsilon_r=4} = \frac{c}{2B\sqrt{\epsilon_r}} = 18.75mm \quad (3.2)$$

Con questi valori di banda e frequenza operativa la banda frazionaria  $B_{fraz.}$  sale al valore indicato nella (3.3).

$$B_{fraz.} = \frac{B}{f_0} \cong 0.67 \quad (3.3)$$

### 3.2.2 Range non ambiguo

Definita la frequenza operativa e la banda, è necessario fissare il numero di frequenze con cui campionarla, così da stabilire il range non ambiguo dello strumento. Per far questo, dobbiamo considerare molti aspetti. Maggiore è il numero di toni, maggiore sarà il range non ambiguo del sistema. Questo argina fortemente l'ambiguità, posizionando l'eventuale Hermitiana su range bin non interessanti, ma soprattutto, aumenta il guadagno di integrazione dell'IFFT, migliorando la dinamica utile e la profondità di penetrazione. Dall'altro lato, un alto numero di toni generati rende lo strumento più lento, ma in questa applicazione (e soprattutto nel campo dei beni culturali) la velocità di scansione non è un requisito fondamentale, infatti, è in subordine alla risoluzione e alla profondità di analisi. Per questo, si ritiene un giusto equilibrio quello di trasmettere 801 toni, campionando la banda (4-8 GHz) con passi discreti di frequenza,  $\Delta f$ , di 5 MHz, ottenendo un range non ambiguo  $R_{NA}$  in aria di 30 m, (3.4), che si riduce a 15 m nel mezzo, (3.5).

$$R_{NA,aria} = \frac{c}{2\Delta f} = 30m \quad (3.4)$$

$$R_{NA,\epsilon_r=4} = \frac{c}{2\Delta f\sqrt{\epsilon_r}} = 15m \quad (3.5)$$

Nei paragrafi precedenti, si è discusso il fatto che il range non ambiguo teorico sia scelto due o tre volte superiore a quello minimo, tuttavia, anche a valle di questa considerazione il valore nella (3.5) può sembrare molto cautelativo. Come vedremo in seguito, le attenuazioni del mezzo a questa frequenza operativa sono tali da non permettere penetrazioni così elevate, per cui, un range non ambiguo inferiore sarebbe sufficiente. Tuttavia, dobbiamo considerare anche le indagini su pareti di civili abitazioni, o comunque di edifici moderni, quindi, con uno spessore della muratura di qualche decina di centimetri. In queste condizioni, è molto probabile che il segnale radar penetri nella parete, la oltrepassi e si propaghi all'interno di una stanza raggiungendo la parete opposta rimbalzando su di essa. Sotto queste ipotesi, i rimbalzi multipli creerebbero diversi bersagli nel profilo in range. Ecco che un range non ambiguo elevato elimina il problema di errore di posizione dei vari target.

### *3.2.3 Range dinamico*

Stabilita la banda operativa e il range non ambiguo rimane da definire la dinamica del sistema a valle dell'IFFT. Per far ciò è fondamentale conoscere le antenne che si utilizzeranno, e la potenza trasmessa. L'estremo superiore della dinamica è strettamente correlato all'accoppiamento di antenna. I SPR operano con le antenne poste molto vicine tra loro per evitare zone cieche di indagine all'interno del mezzo, paragrafo 2.5. In queste condizioni, difficilmente l'accoppiamento scende al di sotto di -40 dB. Determinato l'accoppiamento di antenna, in genere con misure sperimentali in condizioni analoghe a quelle operative, è possibile stimare il massimo segnale in ingresso al ricevitore a partire dalla potenza trasmessa. Ovviamente, l'accoppiamento è indipendente dalla potenza emessa, quindi, in prima analisi, sembra opportuno trasmettere il maggior livello di potenza possibile. Tuttavia, dobbiamo considerare che la trasmissione di potenze elevate impone alti livelli sul ricevitore, il quale, può raggiungere la compressione, con tutti i problemi che ne seguono, paragrafo 2.4.3. Anche l'eccessiva riduzione della potenza trasmessa crea problemi, in quanto, rende lo strumento più sensibile alle interferenze di altri apparati. Il compromesso scelto per il radar RiSEM è quindi una potenza all'ingresso dell'antenna in trasmissione di 0 dBm.

Il passo successivo per il progetto, è scegliere le antenne e da queste stimare l'accoppiamento di antenna per determinare il massimo livello in ingresso al ricevitore.

Questo passo sarà trattato in dettaglio nel paragrafo 3.5.1, perciò al momento avanziamo nel progetto considerando un accoppiamento di antenna massimo di -30 dB.

Stabiliti anche l'accoppiamento di antenna e la potenza trasmessa, la massima potenza in ingresso al ricevitore sarà di -30 dBm. Con questo valore, siamo in grado di dimensionare il ricevitore in base alla dinamica voluta. Come mostrato in [40] e come sarà trattato in dettaglio nel paragrafo 4.2.3 le murature presentano valori di attenuazione di 50-80 dB/m per le frequenze di interesse<sup>3</sup>. Questo produce una fortissima attenuazione del segnale radar, limitando la capacità dello strumento di rilevare bersagli profondi. Per questo motivo, è fondamentale un alto range dinamico per raggiungere qualche metro di profondità. Sulla base di questa osservazione, il RiSEM si pone l'obiettivo di raggiungere una dinamica di ben 110 dB contro i 70-80 dB degli strumenti attualmente in commercio. Con questa specifica, unita alla massima potenza in ingresso al ricevitore, il livello di rumore di picco  $N_{0pk}$  del ricevitore sarà di -140 dBm<sub>pk</sub>.

Dalla teoria dei processi aleatori, data la funzione di densità di probabilità che descrive un processo, è possibile calcolarne il valore medio, e la sua deviazione standard. Da questi si esprime il valore quadratico medio (*root mean square, RMS*) del processo come la somma del quadrato del valor medio e del quadrato della deviazione standard. Statisticamente, il rumore è un processo gaussiano a valor medio nullo, per cui la sua varianza e il suo valore quadratico medio possono essere usati indifferentemente perché tali grandezze coincidono. *Questo significa che la deviazione standard coincide con il valore efficace*. Sulla base di queste considerazioni, per comprendere oltre il 99.9% delle occorrenze di rumore (e ottenere un valore del rumore picco picco approssimato allo 0.1%) dobbiamo considerare 6.6 volte la deviazione standard [41]. Data la sua coincidenza col valore RMS la conversione tra rumore efficace e rumore picco picco è una semplice moltiplicazione per 6.6. Nel nostro caso, la conversione è nella direzione inversa, quindi, si stima il valore efficace di rumore dividendo il valore di picco per 6.6, oppure, sottraendo 15 dB al rumore di picco espresso in scala logaritmica.

---

<sup>3</sup> Il valore espresso tiene conto del percorso due vie, quindi nell'esempio citato il segnale radar riflesso da un target a profondità di 1 m subisce nel percorso di andata e ritorno un'attenuazione di 50-80 dB complessivi.

Operando con 801 toni il guadagno di integrazione dell'IFFT,  $G_{IFFT}$ , equivale a circa 27 dB, per cui, tenendo conto del livello di rumore di picco, della conversione dal rumore di picco al rumore RMS e del guadagno di integrazione, è possibile stimare la potenza efficace di rumore  $N_{0RMS}$  del ricevitore come

$$N_{0RMS}|_{dB} = N_{0pk} - 15 + G_{IFFT} = -128dBm_{RMS} \quad (3.6)$$

Essendo  $N_F$  la cifra di rumore del ricevitore,  $K$  la costante di Boltzmann,  $T$  la temperatura in gradi Kelvin e  $B_N$  la banda equivalente di rumore del ricevitore, la potenza efficace di rumore espressa nella (3.6) può essere indicata come

$$N_{0RMS} = N_F \cdot KT \cdot B_N \quad (3.7)$$

Da questa, fissando la banda equivalente, è possibile stimare la cifra di rumore del ricevitore che consentirà di raggiungere i 110 dB di dinamica desiderati. Nel caso di radar SF-CW, la banda equivalente di rumore è definita sul filtro passa basso a valle del demodulatore IQ. In particolare, sia data la risposta in frequenza di un sistema  $H(j\omega)$ , allora si definisce banda equivalente di rumore del sistema la grandezza

$$B_N = \frac{1}{2\pi|H_M|^2} \int_0^\infty |H(j\omega)|^2 d\omega \quad (3.8)$$

Con  $H_M$ , il valore massimo di  $|H(j\omega)|$ . Questa, rappresenta la banda passante di un filtro ideale rettangolare equivalente al sistema in esame in termini di potenza di rumore in uscita a parità di potenza di rumore in ingresso. Nel caso di un filtro del primo ordine con costante di carica  $\tau$  e frequenza di taglio  $f_t$  tale che

$$f_t = \frac{1}{2\pi\tau} \quad (3.9)$$

la banda equivalente di rumore si riduce a

$$B_N = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} d\omega = \frac{\pi f_t}{2} \quad (3.10)$$

cioè, la banda equivalente di rumore è  $\pi/2$  volte maggiore della banda a  $-3$  dB. Tuttavia, questo rapporto si riduce, tendendo all'unità, all'aumentare della pendenza del filtro. Ovviamente la frequenza di taglio del filtro è dettata dalla frequenza delle componenti IQ, la quale, come descritto nella (2.6), dipende dalla banda del radar, dal tempo di sweep e dal tempo di volo del target. Nel caso di RiSEM possiamo stimare tale frequenza assumendo come tempo di volo quello di un target alla massima distanza e

quindi al limite del range non ambiguo. Per questo motivo, un filtro del primo ordine con frequenza di taglio a -3 dB di 3.2 kHz è più che sufficiente. La sua banda equivalente di rumore sarà di circa 5 kHz, che equivalgono a circa 37 dBHz, da cui, imponendo un margine cautelativo di altri 3 dB, si ricava la massima cifra di rumore del ricevitore secondo la (3.11).

$$N_F|_{dB} = N_{0_{RMS}} - KT - B_N = 6dB \quad (3.11)$$

### 3.2.4 Velocità di scansione

Aver fissato la banda equivalente di rumore per il filtro video sulle componenti in fase e quadratura (e quindi per il ricevitore), permette il calcolo dell'efficienza temporale dello strumento e quindi, fissare la durata di ogni acquisizione.

Rimanendo ancora nell'ipotesi del filtro del 1° ordine, possiamo stimare il tempo di regimazione in 5 costanti di tempo  $\tau$ , che nel caso in esame, equivalgono ad un tempo di circa 250  $\mu$ s. Considerando un buon compromesso tra la durata di un'acquisizione e il tempo di integrazione, è stato fissato per il radar RiSEM un'efficienza temporale di

$$\eta = \frac{T_{int}}{T_{tono} + T_{volo}} = \frac{T_{int}}{T_{lock} + T_{int} + T_{volo}} \cong \frac{T_{int}}{T_{lock} + T_{int}} = 0.8 \quad (3.12)$$

Ottenuta con un tempo di integrazione per tono  $T_{int}$  di 1 ms e un tempo di aggancio del sintetizzatore  $T_{lock}$  di 0.25 ms. Per completezza, nel calcolo del tempo di tono dovremmo considerare anche il tempo di volo del target illuminato,  $T_{volo}$ , che nella condizione più gravosa di RiSEM corrisponde a un target a range non ambiguo e quindi, a 200 ns di distanza. Tuttavia, nell'equazione (3.12) tale tempo è stato trascurato, in quanto, di molti ordini di grandezza inferiore al tempo di integrazione e il tempo di aggancio. Con i valori appena discussi, visto il numero di frequenze generate  $N_f$  e il tempo per tono  $T_{tono}$  di 1.25 ms, la durata di ogni sweep sarà

$$T_{sweep} = N_f \cdot T_{tono} \cong 1s \quad (3.13)$$

## 3.3 Definizione dell'architettura radar

Nel paragrafo precedente sono stati descritti i requisiti del radar RiSEM e le scelte intraprese per soddisfarli. In maniera dettagliata, sono stati scelti i parametri fondamentali del radar quali la banda, il numero di frequenze, la cifra di rumore e la velocità di scansione. Una sintesi di queste caratteristiche è mostrata in Tabella 3.

<i>Caratteristica di progetto</i>	<i>Valore numerico</i>
Tecnica	SF-CW
Freq. Min. $f_{min}$	4 GHz
Freq. Max $f_{max}$	8 GHz
Banda operativa $B$	4 GHz
Banda frazionaria $B_{fraz}$	0.67
Risoluzione in range $\Delta R_{aria}$	37.5 mm
Risoluzione in range $\Delta R_{\epsilon_r=4}$	18.75 mm
Numero di toni $N_f$	801
Passo di frequenza $\Delta f$	5 MHz
Range non ambiguo $R_{NA_{aria}}$	30 m
Range non ambiguo $R_{NA_{\epsilon_r=4}}$	15 m
Potenza trasmessa	0 dBm
Accoppiamento d'antenna	-30 dB
Range dinamico a valle della IFFT	110 dB
Livello di rumore del ricevitore $N_0$	-128 dBm <sub>RMS</sub>
Banda eq. di rumore $B_N$	40 dBHz
Guadagno di integrazione $G_{IFFT}$	27 dB
Tempo di lock $T_{lock}$	250 $\mu$ s
Tempo di integrazione $T_{int}$	1 ms
Tempo di tono $T_{tono}$	1.25 ms
Efficienza temporale $\eta$	0.8
Tempo di sweep $T_{sweep}$	1 s
Velocità di scansione	1 SCAN/s

**Tabella 3: tabella riassuntiva delle caratteristiche del radar RiSEM**

L'implementazione hardware di un sistema che soddisfi questi requisiti non è univoca, infatti, possono esistere topologie diverse da un punto di vista architetturale che portano agli stessi risultati. Vedremo quindi l'architettura scelta per RiSEM giustificando le scelte progettuali intraprese. Trattandosi di un radar SF-CW la divisione

tra trasmettitore e ricevitore non è così netta come in altri sistemi elettronici, infatti, in fase di progettazione i requisiti dell'uno hanno effetto sull'altro e viceversa. Per queste ragioni, nel caso del RiSEM si preferisce analizzare in precedenza l'architettura del ricevitore in quanto, in base ad essa, si giustifica la singolare architettura del trasmettitore, inoltre, al momento non entreremo troppo nel dettaglio del dimensionamento dei vari stadi, in quanto, sarà trattato nei paragrafi successivi, tuttavia, è fondamentale in precedenza scegliere l'architettura del radar in base ai requisiti e ai limiti tecnologici imposti nell'implementazione.

### 3.3.1 Architettura del ricevitore

I vincoli sulla bassa cifra di rumore e l'alto range dinamico del sistema impongono particolare cura nella progettazione di ogni stadio che compongono il ricevitore. In quest'ottica, la scelta giudicata migliore, è quella di adottare una configurazione supereterodina con un front end a bassa cifra di rumore e uno stadio a frequenza intermedia. Come discusso nel paragrafo 2.4.4, questo mette al riparo dalla degradazione del profilo in range in caso di distorsioni armoniche nel front end e inoltre, limita l'insorgere dell'immagine Hermitiana, in quanto, consente al demodulatore di lavorare a frequenza costante, minimizzando i suoi sbilanciamenti.

L'architettura semplificata del ricevitore implementato è mostrata in Figura 59.

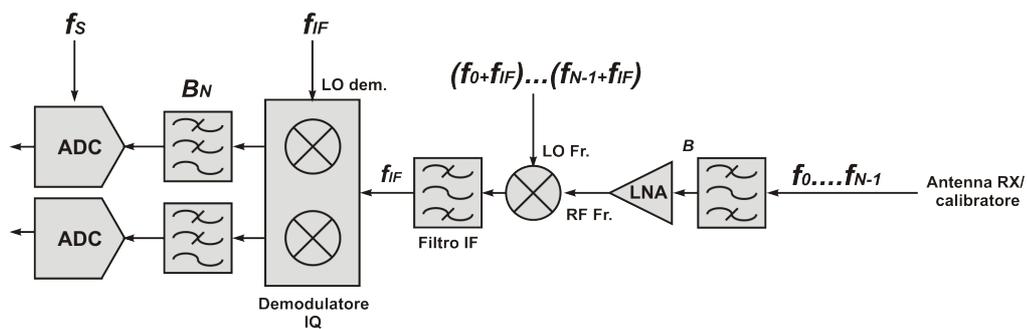


Figura 59: architettura semplificata del ricevitore di RiSEM

I toni ricevuti,  $f_0 \dots f_{N-1}$ , e in ingresso al front-end, provengono da uno switch che preleva l'informazione dello scenario (misura di antenna) oppure dal calibratore, misura di calibrazione. Il preselettore limita la banda a RF del ricevitore alla sola banda utile  $B$ , quindi, garantisce una larghezza di banda di 4 GHz alla frequenza operativa di 6 GHz. Ovviamente, come tutti i filtri a microonde, questo introduce una piccola perdita in

banda che dovrà essere considerata nel dimensionamento della catena. L'LNA è un amplificatore ad alto guadagno e bassa cifra di rumore, ma oltre a questo è necessario controllarne la compressione in base alla massima potenza in ingresso, dipendente dall'accoppiamento di antenna e dal livello di calibrazione. Anche se la struttura supereterodina mette al riparo dalla distorsione armonica del front end, la compressione dell'amplificatore è da evitare, in quanto, l'insorgenza delle armoniche sottrae energia al segnale utile, portando gli stadi a valle a lavorare con potenze inferiori a quelle di targa, abbassando il range dinamico.

Il mixer è uno dei componenti più critici. L'alta perdita di conversione (in genere 6-8 dB) incide molto sulla cifra di rumore, inoltre, la sua dispersione in frequenza altera l'ampiezza dei toni ricevuti, falsando l'informazione dello scenario. Anche l'isolamento tra le porte è decisivo nel design. La porta RF (*RF Fr.*) lavora con segnali piuttosto deboli, mentre la porta LO (*LO Fr.*) richiede un pilotaggio a potenza elevata, in genere dai 7 ai 17 dBm. Un basso isolamento tra questa porta e la porta IF genera un trafilamento della porta LO sul segnale utile nella porta IF. Questo, in teoria è completamente filtrato dal filtro IF che segue, ma nei filtri reali ciò è vero solo in parte. Essendo  $f_{IF}$  molto più bassa della frequenza operativa dello strumento, il filtro IF presenta un'attenuazione non molto elevata ad alta frequenza, limitando solo in parte l'eventuale trafilamento del segnale a radiofrequenza dalla porta LO, il quale può essere demodulato in banda base con creazione di falsi bersagli sul profilo in range. La scelta del demodulatore e della frequenza intermedia limitano fortemente questo problema. In particolare, selezionare una  $f_{IF}$  alta richiede un filtro IF poco selettivo e piuttosto semplice, ma purtroppo un demodulatore con banda operativa molto elevata. Al contrario, una frequenza intermedia bassa, ha il vantaggio di limitare la banda operativa del demodulatore, ma richiede un filtro IF molto selettivo e di difficile realizzazione. Generalmente si opta per un compromesso, scegliendo una frequenza intermedia nel range di qualche decina di MHz, fino a qualche centinaio di MHz.

Il filtro passa basso a valle del demodulatore, Figura 59, fissa la banda equivalente di rumore del sistema, contribuendo in modo significativo alla dinamica e alla velocità di scansione, come già discusso nei paragrafi 3.2.3 e 3.2.4.

Vista la bassa frequenza delle componenti IQ da acquisire, l'ADC non richiede frequenze di campionamento proibitive. Infatti, campionamenti dall'ordine di decine di

kHz assicurano il rispetto del teorema di Shannon. Aspetto più critico è invece la risoluzione. Nel caso del RiSEM, l'elevata dinamica richiesta impone un alto rapporto segnale/rumore di quantizzazione raggiungibile solo con convertitori ad elevato numero di bit, in genere 24 o superiore.

### 3.3.2 Architettura del trasmettitore

L'architettura del ricevitore richiede il pilotaggio del mixer sul front end attraverso un segnale analogo a quello trasmesso ma, traslato in frequenza di una quantità  $f_{IF}$ . Questo giustifica la particolare struttura del trasmettitore di RiSEM, Figura 60.

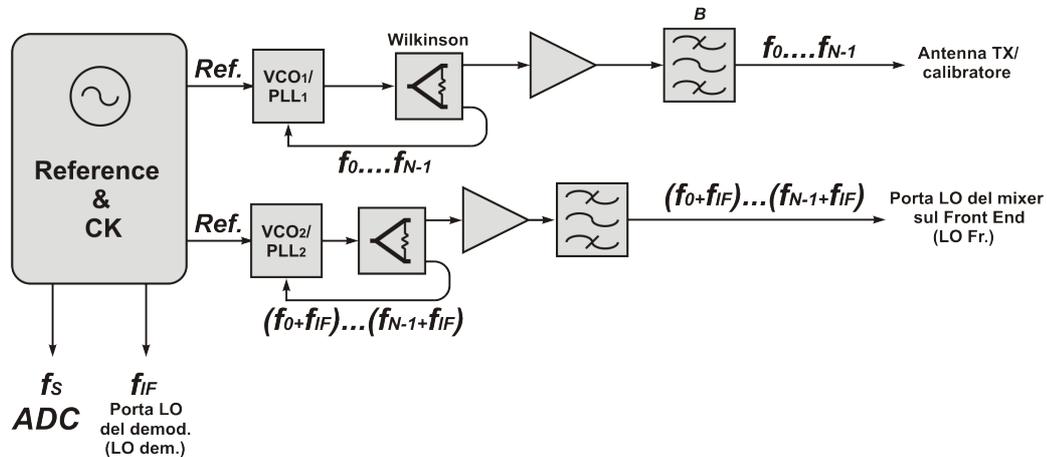


Figura 60: architettura semplificata del trasmettitore di RiSEM.

In sostanza, si è scelto di implementare due trasmettitori analoghi basati su una coppia di VCO in un anello PLL. L'alto range dinamico di RiSEM impone l'architettura a PLL invece di una a sintesi diretta, massimizzando la prestazione a discapito della velocità di scansione.

Il primo ramo del sintetizzatore, indicato col  $VCO1/PLL1$  genera la sweep che sarà trasmessa nel mezzo, oppure, impiegata per la calibrazione dello strumento, mentre il secondo, basato sul  $VCO2/PLL2$ , genera una sweep sincrona alla prima, ma traslata in frequenza tono per tono del valore  $f_{IF}$ . Questa seconda sweep è utilizzata come segnale pilota del mixer di conversione a frequenza intermedia.

Completa il sintetizzatore, una scheda dedicata, la quale, usa un oscillatore al quarzo ad alta stabilità per generare tutti i segnali di clock per il sistema, il riferimento per i due

PLL e il segnale (LO dem.) a frequenza intermedia per la porta LO del demodulatore vettoriale.

### 3.4 Interfacce verso il sistema

Definita l'architettura del ricevitore e del trasmettitore di RiSEM, è necessario completare il progetto con la scelta delle interfacce di comunicazione, alimentazione e controllo, Figura 61.

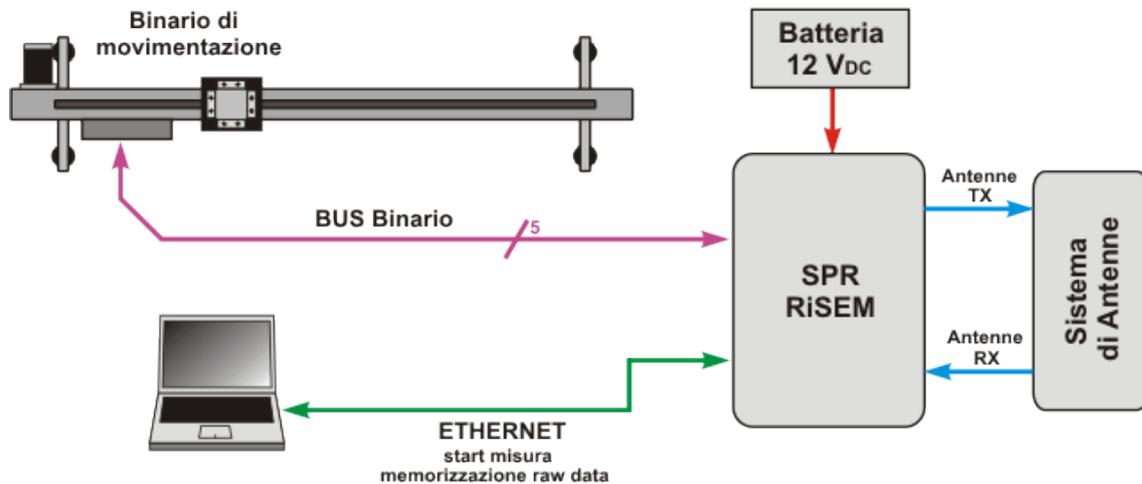


Figura 61: interfacce del radar RiSEM

Nel dettaglio il radar dispone di 4 interfacce:

- *Interfaccia antenne:* il sistema elettronico appena descritto si collega ad un sistema di antenne polarimetrico esterno per mezzo di cavi coassiali e che sarà descritto nel dettaglio in seguito.
- *Interfaccia di controllo:* il controllo dello strumento è garantito attraverso un collegamento Ethernet verso un PC con sistema operativo Windows su cui sarà installato il software di controllo che avvia la misura e memorizza i dati acquisiti.
- *Interfaccia binario:* uno dei requisiti di RiSEM è la massima affidabilità di posizione. Nel rispetto di ciò, il radar sarà installato su un binario meccanico automatizzato a due gradi di libertà. Questo vincolo ha imposto sul radar un'interfaccia dedicata alla movimentazione. Si tratta di un bus progettato per un binario a motori passo-passo in grado di movimentare il radar su una superficie di

scansione stabilita attraverso la routine software programmata. Al fine di sviluppare un'attrezzatura completamente automatizzata, il software installato sul radar usa questo bus bidirezionale per comunicare al binario l'inizio e la fine della scansione e l'informazione della posizione di misura.

- *Interfaccia di alimentazione:* Per lavorare con batterie standard al piombo, il RiSEM utilizzerà una tensione di alimentazione standard di 12 V. Internamente, sarà necessario un modulo di alimentazione, il quale genererà tutte le tensioni necessarie ai vari moduli e circuiti a partire dalla tensione principale. In questi casi, il consumo è in subordine alle prestazioni, tuttavia, è necessario limitare l'assorbimento al fine di garantire almeno un'intera giornata di misura con l'impiego di una batteria classica da 70-80 Ah.

### 3.5 Architettura complessiva e divisione in moduli

I paragrafi precedenti descrivono i requisiti di RiSEM, la sua architettura di principio e le sue interfacce. È comunque interessante affinare il progetto analizzando nel dettaglio l'architettura complessiva e la sua divisione in moduli, Figura 62.

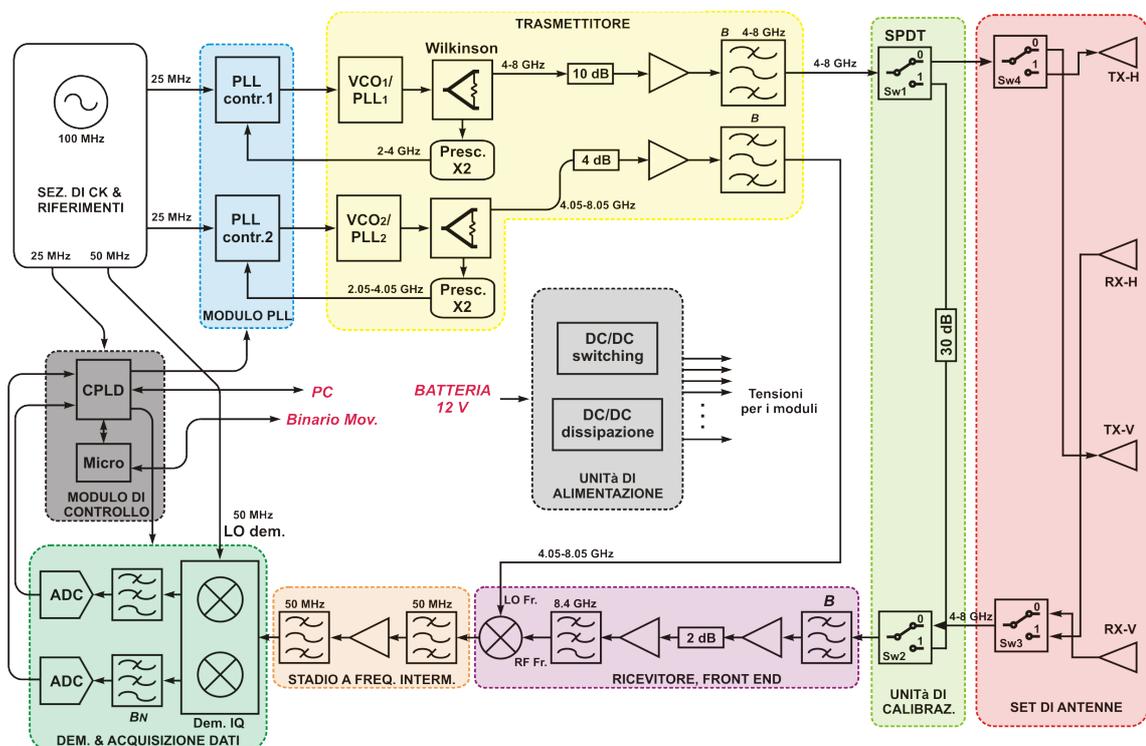


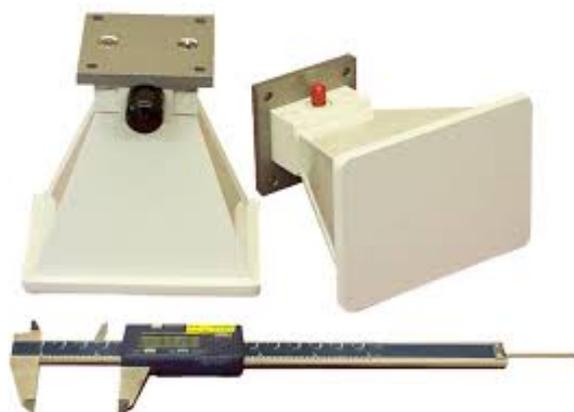
Figura 62: schema a blocchi complessivo di RiSEM

È subito evidente l'elevata complessità del sistema e quanto questa sia superiore a quella dei radar impulsati. Nel paragrafo precedente, il radar è stato analizzato ad un livello superiore, quindi, come architettura base e di verifica di principio. Adesso, utilizziamo la struttura completa per avere la visione di insieme del sistema, ma anche per analizzare in dettaglio gli stadi che la compongono.

### 3.5.1 Set di Antenne

In fase di progetto e sulla base dei requisiti, paragrafo 3.2.3, è stato fissato il livello di potenza medio in ingresso all'antenna trasmittente e il massimo livello in ingresso al ricevitore. Questo approccio passa per la scelta dell'antenne utilizzate e per la distanza tra esse, la quale ne determina il massimo accoppiamento. In genere, nei SPR la potenza trasmessa dal sintetizzatore è fissata indipendente dalle antenne impiegate. Al contrario, la massima potenza in ingresso al ricevitore è strettamente correlata alle antenne attraverso l'accoppiamento. Il tipo di antenna e la loro disposizione sono quindi la prima vera scelta che caratterizza il progetto di un SPR, ed è la ragione che giustifica l'inizio della descrizione dettagliata del RiSEM partendo proprio da esse.

Dovendo operare non a contatto, le antenne più congeniali sono le antenne horn, perché direttive e a larga banda. In particolare, sul RiSEM sono state installate le ridged horn WBH2-18N della Q-PAR, Figura 63, caratterizzate da un guadagno di 10 dBi e un'apertura di 60° sul piano H e di 30° sul piano E nella banda 4-8 GHz.



**Figura 63: Antenne WBH2-18N installate sul RiSEM**

In un'indagine GPR è spesso utile studiare lo scenario in entrambe le polarizzazioni. Per queste ragioni il RiSEM è dotato di 4 antenne identiche al fine di ottenere la matrice

completa di polarizzazione dello scenario investigato. La Figura 64 mostra le quattro antenne installate sulla scatola che contiene l'elettronica del radar. Ovviamente la loro disposizione è scelta mantenendo il miglior compromesso tra accoppiamento e spazio occupato. È infatti sulla base di questo setup meccanico che le misure sperimentali hanno fissato un accoppiamento massimo di -30 dB, fissando il massimo livello di potenza in ingresso al ricevitore a -30 dBm.



**Figura 64: sistema di antenne polarimetrico di RiSEM.  
Da sinistra le antenne TX-V, RX-V e RX-H e TX-H**

Con questo set di antenne si ha la possibilità di caratterizzare polarimetricamente lo scenario attraverso tre acquisizioni identiche da un punto di vista metrico, ma diverse per polarizzazione. Infatti, con la matrice di switch SPDT di RiSEM, Figura 62, è possibile illuminare lo scenario in configurazione HH, VV e VH, secondo le configurazioni in Tabella 4, e fornire il set completo di informazione sui vari target.

SW1	SW2	SW4	SW3	<i>polarizzazione</i>	
				<i>TX</i>	<i>RX</i>
0	0	0	0	<b>V</b>	<b>V</b>
0	0	0	1	<b>V</b>	<b>H</b>
0	0	1	0	-	-
0	0	1	1	<b>H</b>	<b>H</b>

**Tabella 4: configurazione degli switch del RiSEM per misure polarimetriche**

### 3.5.2 Sezione di clock e riferimenti

È la scheda che genera tutti i segnali di riferimento per il sistema a partire da un unico oscillatore al quarzo ad alta stabilità in frequenza e temperatura. Da una batteria di divisori di frequenza si ottengono gli altri riferimenti, tra cui la portante a 25 MHz (div. 4) per il *modulo PLL*, il segnale di clock a 25 MHz per l'ADC e il segnale a 50 MHz (div. 2) per l'oscillatore locale del demodulatore vettoriale.

### 3.5.3 Modulo PLL

Il sintetizzatore del RiSEM è basato su una coppia di PLL, ma per semplicità ne discuteremo solamente uno in quanto non vi sono differenze architetture, ma solo una differenza di frequenza di 50 MHz ad ogni passo generato.

Un sintetizzatore a PLL è un anello di reazione automatico che impiega un segnale di riferimento esterno per sintonizzare un VCO su una frequenza multipla del riferimento stesso. La Figura 65 mostra lo schema a blocchi di un sintetizzatore a PLL, costituito da un comparatore di fase, un filtro passa basso o filtro di anello, LPF, il VCO e un divisore di frequenza [29].

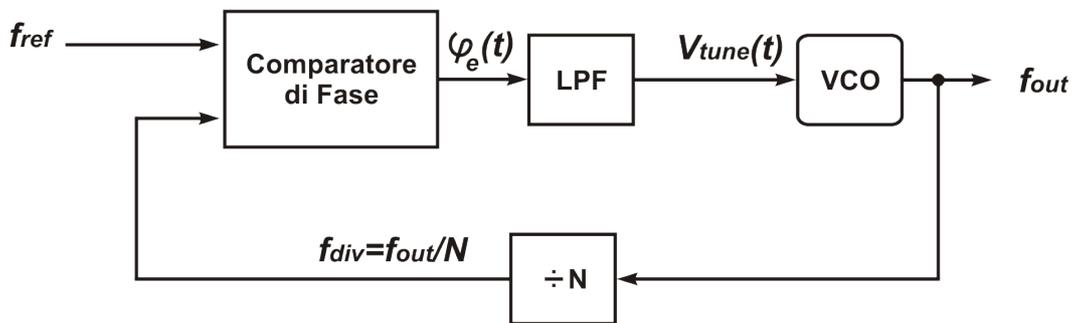


Figura 65: schema a blocchi di un sintetizzatore a PLL

Volendo implementare un sintetizzatore, s'insertisce nell'anello di reazione un divisore di frequenza, così da generare un'oscillazione a frequenza multipla di quella di riferimento. Indicando con  $f_{out}(t)$  la frequenza di uscita e  $f_{div}(t)$  la frequenza in uscita dal divisore, la caratteristica ingresso uscita di questo componente assicura che

$$f_{div} = \frac{f_{out}}{N} \quad (3.14)$$

Il comparatore di fase confronta quindi il segnale di riferimento  $f_{ref}$  e  $f_{div}(t)$  fornendo in uscita un segnale errore  $\varphi_e(t)$  dipendente dallo sfasamento tra i due segnali in ingresso. Questo segnale errore è filtrato dal filtro di anello che lo trasforma nel segnale di tuning  $V_{tune}(t)$  del VCO, il quale è forzato ad aumentare o diminuire la sua frequenza di oscillazione in funzione dell'entità del segnale in ingresso. L'uscita del VCO è poi divisa di un fattore  $N$  e confrontata con il riferimento, chiudendo l'anello. A regime, il sistema sarà in equilibrio e mostrerà un errore costante. L'uscita del VCO sarà sintonizzata su un multiplo  $N$  del segnale di riferimento in quanto

$$\varphi_e(t) = \varphi_e \quad (3.15)$$

$$f_{out}(t) = Nf_{div}(t) \quad (3.16)$$

$$f_{div}(t) = \frac{f_{out}(t)}{N} = f_{ref} \quad (3.17)$$

$$f_{out}(t) = f_{out} = Nf_{ref} \quad (3.18)$$

Con questa architettura, un sintetizzatore a PLL può generare un segnale ad alta frequenza (anche di diversi GHz) a partire da un segnale di riferimento a bassa frequenza (decine di MHz). Come intuibile, con questa architettura, la stabilità del tono generato è dipendente dal riferimento impiegato e per questo motivo, in genere, si usano oscillatori al quarzo ad elevata stabilità e magari compensati in temperatura.

Quella appena descritta è un'architettura del tutto automatica, ma con delle criticità sul numero limitato di frequenze sintetizzabili (dettato dal divisore di frequenza) e la velocità di risposta. La velocità di commutazione dipende dalla larghezza di banda del filtro, che a sua volta dipende dalla frequenza a cui lavora il comparatore di fase. Più il filtro è a larga banda, più veloce sarà l'aggancio di fase. Ovviamente, tale larghezza non può superare la frequenza di lavoro del comparatore poiché ciò comporterebbe una generazione di spurie sul sintetizzatore.

Una versione avanzata del sintetizzatore a PLL è quella con pompa di carica [42] [43]. È la versione implementata su RiSEM e rispetto alla precedente, consente l'impegno di un filtro di anello a banda più stretta, riducendo il rumore e le spurie sul segnale sintetizzato. Come mostrato in Figura 66, il comparatore di fase è sostituito dal più complesso comparatore di fase e frequenza (*Phase-Frequency Detector, PFD*), e da una pompa di carica.

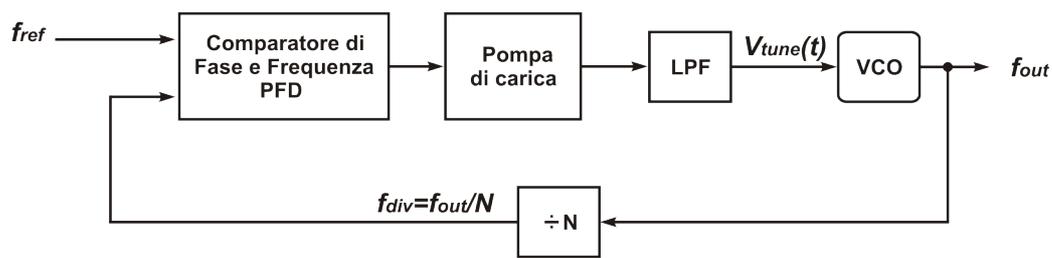


Figura 66: schema a blocchi di un sintetizzatore PLL a pompa di carica.

Questi due circuiti digitali, Figura 67, si basano su due flip-flop *D*, il primo, e due generatori di corrente costante, il secondo. In particolare, i due flip flop sono pilotati da  $f_{ref}$  e  $f_{div}$  generando i segnali *UP* e *DOWN* che abilitano o meno i due generatori della pompa di carica. La porta *AND*, resetta i flip flop se entrambe i segnali *UP* e *DOWN* sono attivi, altrimenti, se *UP* è attivo la pompa di carica fornisce erogazione in uscita una corrente  $I_{CP}$ , al contrario, se *DOWN* è attivo la pompa di carica assorbe la corrente  $I_{CP}$ . Se nessuno dei due è attivo, non scorre corrente sulla pompa di carica. Altre condizioni portano la pompa di carica in alta impedenza.

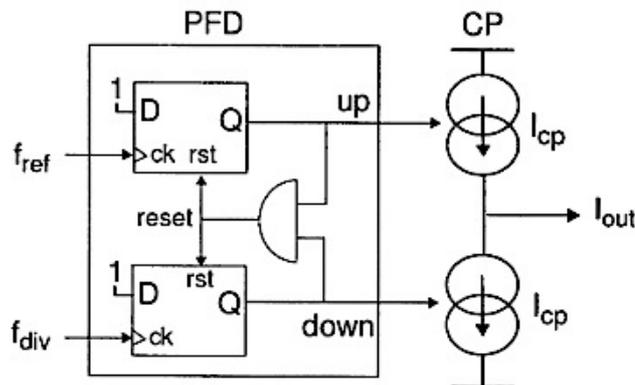


Figura 67: comparatore di fase e frequenza combinato con una pompa di carica [43].

L'esempio in Figura 68 spiega graficamente il funzionamento di questi circuiti. In caso di fronte di salita sincrono su i flip flop, i segnali *UP* e *DOWN* passano allo stato ON contemporaneamente. Questo attiva la porta *AND*, la quale resetta i flip flop fino al prossimo fronte di salita su uno dei due flip flop. In questa situazione, la corrente in uscita dalla pompa di carica è nulla ed è la situazione che si presenta quando il PLL è agganciato.

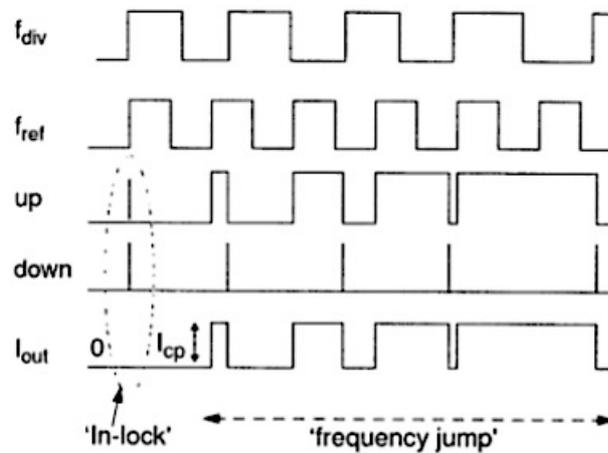


Figura 68: esempio di funzionamento del PFD e pompa di carica [43] .

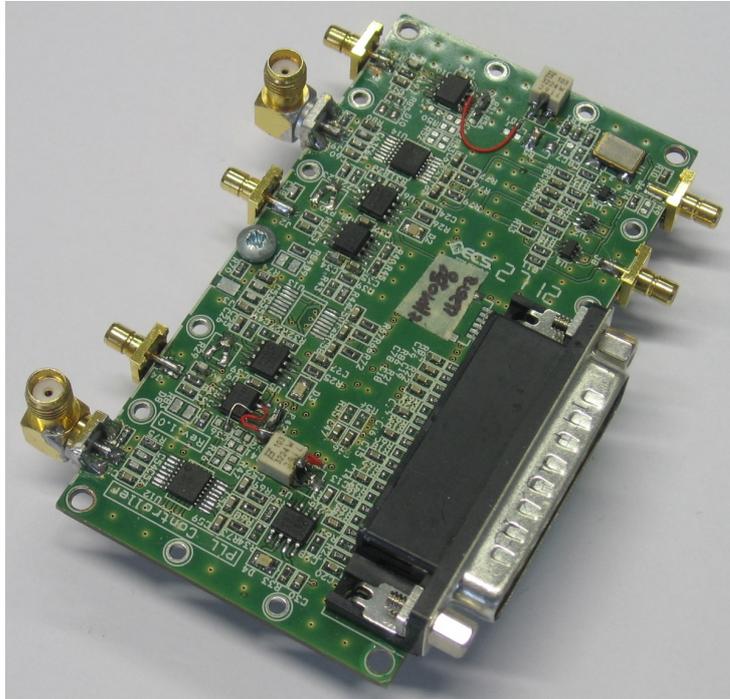
Il successivo fronte di  $f_{ref}$ , attiva il segnale di  $UP$ , il quale rimane alto fino all'arrivo del fronte di  $f_{div}$ . In questo tempo, la pompa di carica eroga la corrente  $I_{CP}$  che è impiegata per controllare la tensione di tuning del VCO, il quale inizierà a cambiare la sua frequenza di oscillazione<sup>4</sup>.

L'output della pompa controlla il filtro di anello, il quale effettua la conversione della corrente della pompa di carica nella tensione di tuning del VCO. Per assolvere a questo si usa un circuito integratore che aumenta o diminuisce la tensione in uscita in funzione del segno della corrente della pompa di carica. Inoltre, in assenza di corrente in uscita dalla pompa di carica, condizione che corrisponde all'aggancio di fase del PLL, la tensione di tuning rimane invariata bloccando il segnale in uscita al VCO.

Il PLL così descritto, coincide coi due implementati sul RiSEM. Nel caso specifico, l'anello di reazione è diviso tra il *modulo PLL*, Figura 69, e il Trasmettitore. Il trasmettitore, che vedremo nel paragrafo successivo, include il VCO a larga banda e il prescaler per una prima divisione di frequenza. La restante parte dell'anello di controllo è implementata nel *modulo PLL*. Un unico chip, l'ADF4106 della Analog Devices integra il comparatore di fase e frequenza, la pompa di carica e dei contatori programmabili per aumentare i gradi di libertà sui toni sintetizzabili. A valle, e realizzato a componenti discreti, il filtro integratore chiude l'anello. Come sorgente di riferimento, il *modulo PLL* preleva il segnale a 25 MHz dalla *sezione di clock e*

<sup>4</sup> In questo esempio, il segno dello sfasamento e il segno del guadagno del VCO sono tali da ridurre la frequenza  $f_{div}$ .

*referimenti* mentre i timing relativi a ogni sweep e lo stream binario che programma i contatori a ogni frequenza da generare, è prelevato dalla CPLD sul *modulo di controllo*.



**Figura 69:** realizzazione su PCB del *modulo PLL* di RiSEM.

### 3.5.4 Trasmettitore

Il *trasmettitore* di RiSEM è responsabile della generazione delle sweep da trasmettere e delle sweep di riferimento per il mixer a frequenza intermedia, Figura 62. Il VCO1, il VCO2, i due prescaler e i divisori completano insieme al *modulo PLL* appena visto i due sintetizzatori SF-CW. Nello specifico, il VCO1 riceve la tensione di tuning dal rispettivo filtro di anello sul *modulo PLL*. La frequenza agganciata è la sorgente per la porta di ingresso del divisore che splitta il tono in due segnali con stessa fase (e quindi frequenza) e stessa potenza (ridotta di 3 dB rispetto alla potenza di ingresso [44] ). Il ramo inferiore chiude l'anello di controllo verso il *modulo PLL* per mezzo di un prescaler 2x, mentre, il ramo superiore amplifica e filtra il segnale generato secondo i requisiti di potenza sull'ingresso delle antenne TX. I dati di progetto dichiarano una potenza in ingresso alle antenne TX di 0 dBm, quindi, considerando 1 dB di perdita di inserzione sul filtro passa banda 4-8 GHz, 4 dB sul divisore di

Wilkinson, 1 dB (molto sovrastimato<sup>5</sup>) di perdita complessiva sui due SPDT, e, un livello di potenza in uscita dal VCO1 di 4 dBm, si completa la catena di trasmissione con un attenuatore da 10 dB e un amplificatore con guadagno di 12 dB, Figura 70.

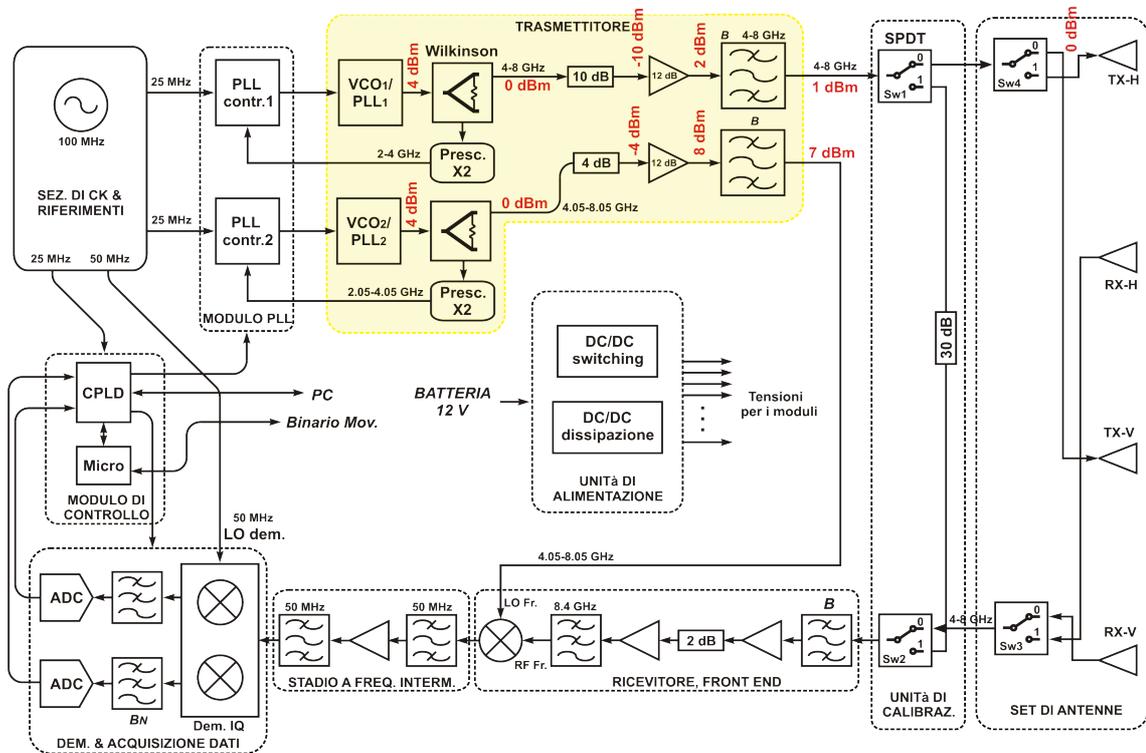


Figura 70: schema a blocchi di RiSEM. Dimensionamento del trasmettitore.

La scelta di inserire un amplificatore ad alto guadagno e un attenuatore altrettanto elevato massimizza le performance del *trasmettitore* in termini di direttività. In questo modo la direttività<sup>6</sup> della catena aumenta mettendo il PLL al riparo dalle riflessioni sull'antenna. Tipicamente, un'antenna a banda larga non garantisce un ottimo adattamento nell'intero range di frequenza. Questo può creare un'onda riflessa che

<sup>5</sup> La perdita degli switch è molto bassa, frazioni di dB. Considerare quindi una perdita complessiva di 1 dB è molto cautelativo, tuttavia è un metodo utile per mantenere un margine di sicurezza sulla minima potenza trasmessa.

<sup>6</sup> La direttività è definita come la differenza tra l'isolamento e il guadagno di un amplificatore. Essendo l'isolamento il rapporto di potenza applicata all'uscita rispetto alla potenza misurata in ingresso, maggiore è la direttività maggiore è l'isolamento tra l'ingresso e l'uscita dell'amplificatore, quindi, più il dispositivo è vicino all'idealità.

percorre la catena nel senso inverso, attraversa il divisore (che ha un isolamento basso) e disturba il VCO provocando un incremento del rumore di fase sul tono generato. L'amplificatore impone un forte isolamento tra le antenne TX e il VCO, scongiurando il problema. Tuttavia, un alto guadagno porterebbe il livello di potenza in ingresso alle antenne oltre specifica. L'inserimento dell'attenuatore da 10 dB aumenta ulteriormente la direttività e inoltre, riporta il livello di potenza finale al valore desiderato. La sua posizione è scelta in base al punto di compressione dell'amplificatore. Buona norma nella progettazione elettronica è mantenere un livello di potenza negli amplificatori di almeno 10 dB inferiore al punto di compressione. In questo caso, l'amplificatore genera una potenza di uscita di 13 dBm al punto di compressione, quindi, considerando il suo guadagno di 12 dB, è immediato verificare che l'inserzione in ingresso dell'attenuatore da 10 dB mantiene l'amplificatore in zona lineare, in quanto lavora 11 dB sotto la compressione.

Analogamente, il VCO2 e il rispettivo prescaler e divisore completano il secondo PLL. Anche se sincrono con il primo PLL il secondo genera toni SF-CW traslati in avanti di 50 MHz frequenza per frequenza, al fine di fornire il segnale di LO sul mixer a frequenza intermedia. Come sarà discusso nel paragrafo 3.5.5 il mixer scelto è un "level 7", infatti, come indicato nel datasheet massimizza le sue prestazioni se la potenza sulla porta LO è 7 dBm. Per questo motivo, considerando un livello in uscita dal prescaler di 4 dBm, una perdita di 4 dB sul divisore e di 1 dB sul filtro passa banda 4-8 GHz si introduce un attenuatore da 4 dB a valle del divisore e un amplificatore con guadagno di 12 dB, Figura 70. Anche in questo caso, l'amplificatore garantisce direttività alla catena. L'architettura dei mixer e i componenti non lineari che li costituiscono non consentono un ottimo adattamento, perciò, può crearsi sulla porta LO un'onda riflessa che, come nel caso precedente, si ripercuote sul PLL aumentandone il rumore di fase. Seguendo lo stesso criterio applicato sulla catena precedente, l'attenuatore e l'amplificatore evitano questo problema rispettando il livello di potenza raccomandato.

### 3.5.5 Ricevitore, front-end

Il *front end* è la sezione più critica del ricevitore, in quanto, è la più influente sulla cifra di rumore. Come visibile dall'architettura, in Figura 71, in ingresso al front end è presente la matrice di switch che indirizza il segnale ricevuto dal calibratore, oppure da

una delle due antenne riceventi, a seconda della configurazione impostata. In ogni caso, la perdita dei due SPDT è trascurabile, quindi, la potenza massima in ingresso al front end si attesta sui -30 dBm, valore che fissa l'estremo superiore della dinamica del radar. A partire da questo valore il progetto del front end deve mantenere la cifra di rumore nei limiti delle specifiche, evitare la compressione degli amplificatori e soddisfare il miglior punto di lavoro del mixer a valle. Proprio per questo ultimo punto è necessario definire alcune caratteristiche.

Per un mixer, la compressione indica il massimo livello di potenza sulla porta RF per il quale il mixer mantiene una perdita di conversione costante [45]. In caso di bassa potenza sulla porta RF, la potenza di uscita sulla porta IF mantiene un rapporto (o differenza in dB) costante tra la potenza sulla porta RF e la porta IF. Se la potenza sulla porta RF è alta, tipicamente meno di 10 dB inferiore alla potenza sulla porta LO, il rapporto appena citato non risulta più costante e le perdite di conversione aumentano. Da un punto di vista ingegneristico, si descrive questo fenomeno (legato alla tecnologia di costruzione dei mixer) attraverso il punto di compressione a -1 dB, che per un mixer indica la potenza sulla porta RF per cui le perdite di conversione sono 1 dB superiori alle normali perdite. Ovviamente, in un progetto è necessario considerare questo valore e mantenere un margine di guardia molto elevato sulla potenza RF e che tipicamente si attesta sui 10 dB rispetto al valore dichiarato come potenza RF di compressione.

Nel caso in esame, il mixer scelto è il modello ZMX-10G+ della Minicircuits, il quale presenta un alto isolamento, un buon adattamento sulle tre porte e una perdita di conversione uniforme nella banda di interesse. Come riportato sul datasheet del componente, si tratta di un level 7 con una perdita di conversione di circa 7 dB. Nella banda di interesse per il RiSEM, il costruttore dichiara per una IF di 30 MHz una compressione superiore a 1.1 dB in caso di un livello di 7 dBm sulla porta LO, e di 1 dBm sulla RF. Il RiSEM lavora con una IF superiore (50 MHz) quindi, la specifica non è perfetta, ma è comunque utile per stabilire il massimo livello in ingresso alla porta RF di RiSEM. Mantenendo un margine di sicurezza di 10-11 dB sulla compressione, si fissa la massima potenza sulla porta RF del mixer a -10 dBm. Ecco quindi che il punto di lavoro del mixer è fissato a -10 dBm e 7 dBm rispettivamente sulla porta RF e sulla porta LO.

Come detto nel paragrafo precedente, le perdite di inserzione dei due SPDT in ingresso al front end (analoghi ai due SPTD in trasmissione) sono trascurabili, per cui possiamo considerare in ingresso al front end un livello massimo di potenza pari a -30 dBm. Sulla base del valore massimo di potenza in ingresso al mixer e in ingresso al front end, l'intera sezione è stata completata inserendo un preselettore (1 dB di perdita) con estremi 4–8 GHz, due amplificatori con guadagno 12 dB, un attenuatore da 2 dB e un filtro passa basso (1 dB di perdita) con taglio a 8.4 GHz che elimina le eventuali armoniche introdotte dal secondo stadio di amplificazione. La Figura 71, mostra lo schema completo del RiSEM, come in Figura 62, ma evidenzia il front end e il suo dimensionamento.

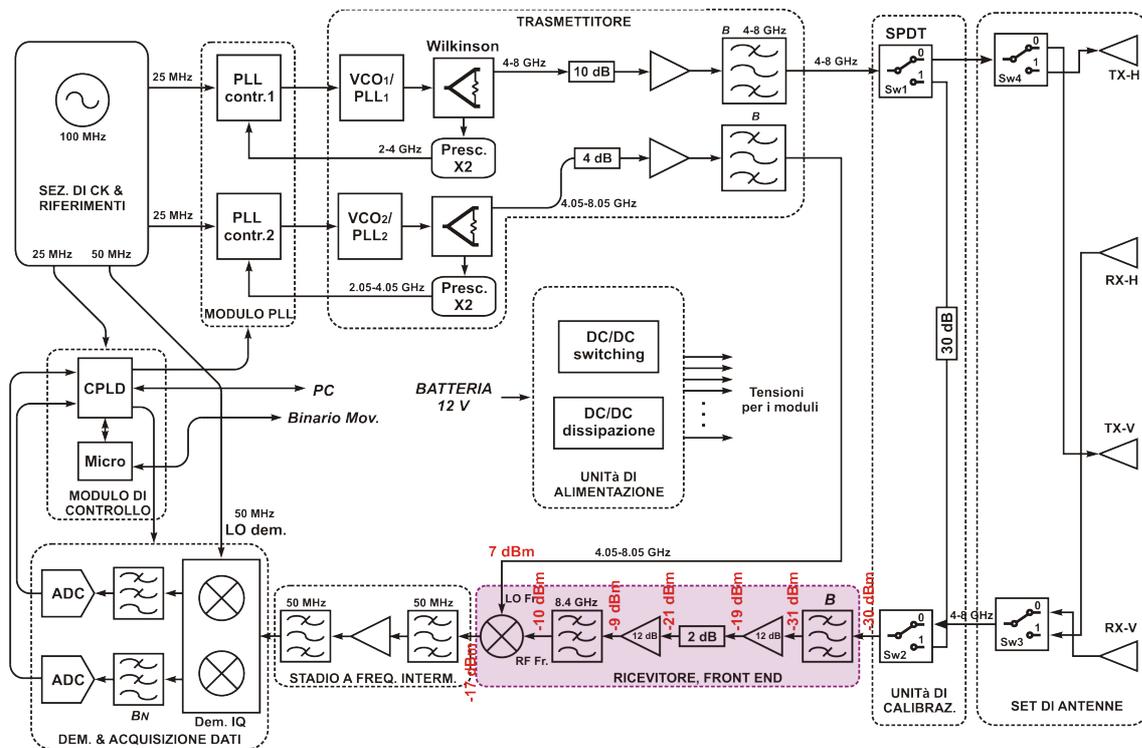


Figura 71: schema a blocchi di RiSEM. Dimensionamento del front end a RF.

Gli amplificatori presentano una potenza di uscita di 13 dBm al punto di compressione, quindi, considerando il loro guadagno di 12 dB è immediato verificare che la potenza di ingresso che ne definisce il punto di compressione a -1 dB è 1 dBm. Il dimensionamento del front end, Figura 71, fissa la potenza in ingresso ai due

amplificatori a -31 e -21 dBm rispettivamente per il primo e il secondo. Ciò li mantiene in zona lineare, tuttavia, il filtro passa basso a 8.4 GHz è una protezione aggiuntiva.

Ovviamente, la disposizione e la scelta dei componenti è vincolata alla cifra di rumore di sistema desiderata. Considerando che gli amplificatori sono caratterizzati da una cifra di rumore di 4.3 dB alla frequenza di centro banda del radar e che la cifra di rumore di un elemento passivo corrisponde alla sua perdita di inserzione, è possibile stimare attraverso la formula di Friis, la cifra di rumore del front end a valle del mixer attraverso l'equazione (3.19) nella quale  $N_{Fi}$  e  $G_i$  indicano la cifra di rumore e il guadagno dell' $i$ -esimo stadio come descritto in Tabella 5.

<i>elemento</i>	$G_i$ (dB)	$N_i$ (dB)	<i>i</i>
Preselettore		1	<b>1</b>
Amplificatore	12	4.3	<b>2</b>
Attenuatore		2	<b>3</b>
Amplificatore	12	4.3	<b>4</b>
Filtro LP		1	<b>5</b>
Mixer		7	<b>6</b>

**Tabella 5: guadagno e cifra di rumore degli stadi che costituiscono il front end**

Considerando che il ricevitore ha un requisito sulla cifra di rumore di 6 dB, possiamo affermare che a valle del front end la cifra di rumore è in linea con la specifica.

$$N_{F@MX} = N_{F1} + \frac{N_{F2} - 1}{G_1} + \frac{N_{F3} - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{N_{F6} - 1}{G_1 G_2 G_3 G_4 G_5} \cong 4.9dB \quad (3.19)$$

### 3.5.6 Stadio a frequenza intermedia

La connessione tra la frequenza intermedia e la conversione in banda base passa per il demodulatore IQ (che vedremo in seguito) e per lo *stadio a frequenza intermedia*, Figura 72. Come nel caso precedente la composizione di questo modulo dipende dalla potenza massima in uscita dal mixer a frequenza intermedia (-17 dBm) e dal massimo livello di potenza sulla porta LO del demodulatore. In questo caso, il demodulatore scelto è il modello LTC5584 della Linear Technology, un level 6 che nella banda di interesse, minimizza a 11 dB la cifra di rumore, se sulla porta RF si ha un livello

inferiore a -13 dBm. In uscita dal mixer a frequenza intermedia avremo al massimo una potenza di -17 dBm, quindi, inferiore al valore desiderato sulla porta RF del demodulatore. Inoltre, il segnale in uscita dal mixer richiede in filtraggio passa banda sulla frequenza IF (50 MHz) per selezionare il battimento a frequenza differenza. Questo introduce ulteriori perdite che dovranno essere. Per questo motivo, l'elemento centrale dello stadio a frequenza intermedia è un amplificatore ad alto guadagno, 15 dB, che compensa la perdita del filtro passa banda a valle del front end e la perdita del filtro in ingresso al demodulatore (necessario per eliminare le armoniche dell'amplificatore centrale), Figura 72. I filtri in questione sono due passa banda a 50 MHz, che vedremo in seguito, e che introducono delle perdite in banda piuttosto elevate, tipicamente 5-6 dB, ma garantiscono fronti molto ripidi. Considerando quindi 11 dB di perdita complessiva nei filtri e 15 dB di guadagno sull'amplificatore, è immediato verificare che il livello di potenza massimo in ingresso al demodulatore è prossimo al livello limite che minimizza la cifra di rumore (-13 dBm) e quindi, in linea con il requisito di potenza ottima richiesto dal demodulatore stesso.

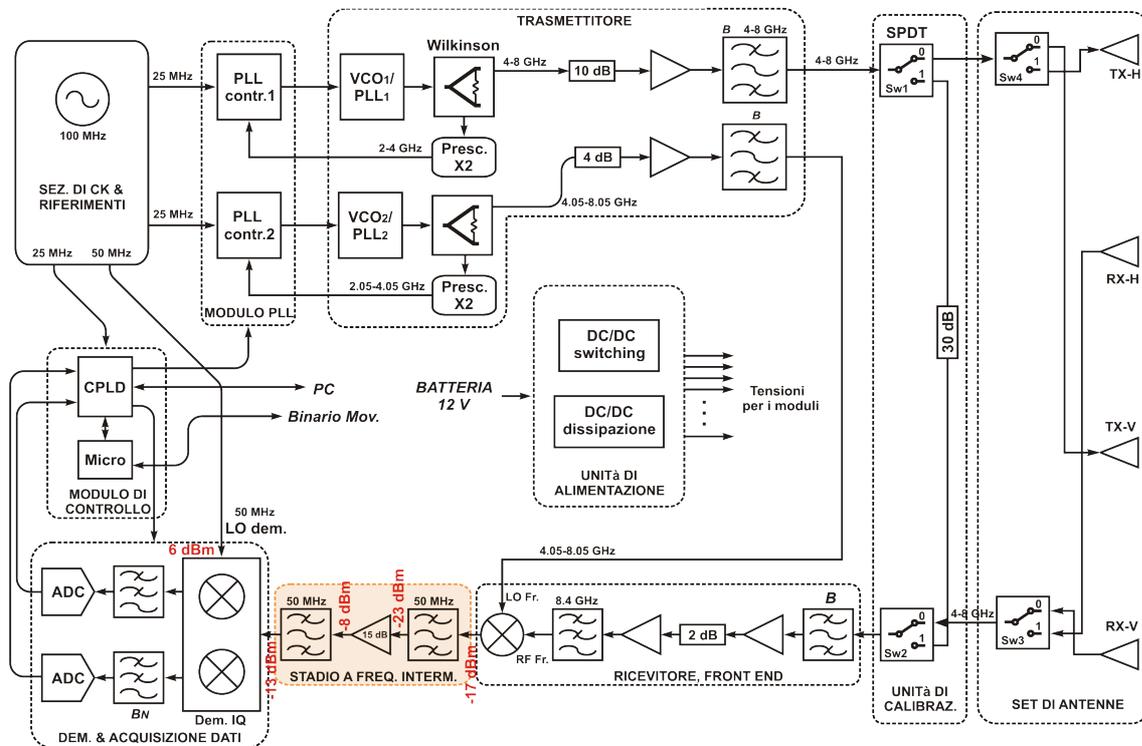
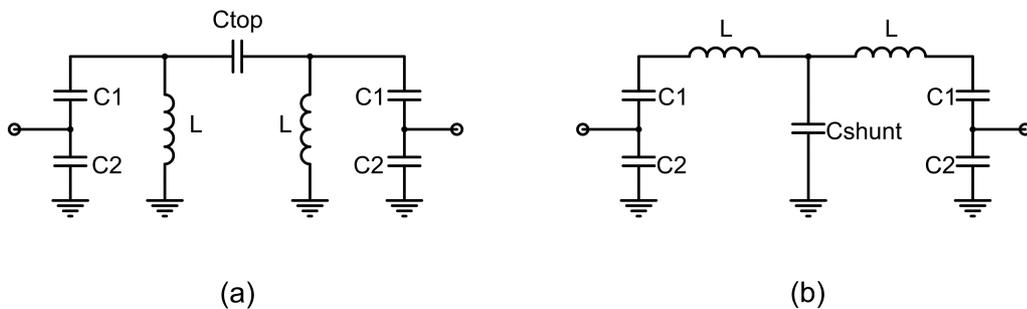


Figura 72: schema a blocchi di RiSEM. Dimensionamento dello stadio a frequenza intermedia.

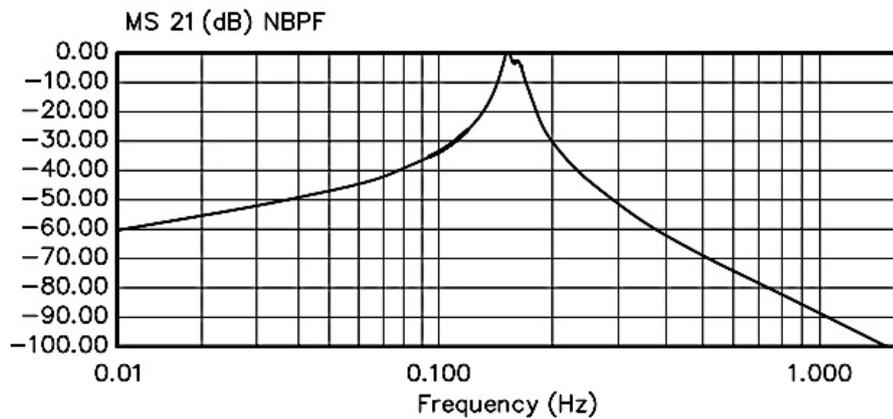
Come accennato in precedenza, il primo filtro seleziona la frequenza differenza del battimento a frequenza intermedia, tuttavia, oltre alla sua frequenza centrale, il filtro in questione deve soddisfare un requisito ben più oneroso e delicato. L'eventuale seconda armonica risultante dal battimento, è un tono indesiderato alla frequenza di 100 MHz, quindi, molto vicino al tono utile. Questo impone una banda di transizione del filtro molto stretta al fine di eliminare completamente il tono indesiderato. Per questo motivo, l'attenuazione di tale filtro alla frequenza di 100 MHz deve essere sufficiente da assicurare che il tono indesiderato, qualora presente, sia inferiore al livello minimo di rumore sul profilo in range. Una delle tipologie di filtri che soddisfano queste caratteristiche sono i filtri a banda stretta avvolte detti *filtri a risonatori accoppiati* [46]. Tali filtri, realizzati a costanti concentrate, impiegano dei risonatori LC accoppiati tra loro attraverso una capacità. A seconda se la capacità di accoppiamento è di tipo *top* o di tipo *shunt* la topologia del filtro cambia, ma le performance in termini di larghezza di banda e frequenza centrale rimangono invariate. La Figura 73 mostra le due topologie per un filtro passa banda del secondo ordine, che quindi necessita di due risonatori (C1, C2, L) accoppiati dalla capacità di tipo *top*, Figura 73 (a) oppure da quella *shunt*, Figura 73 (b).



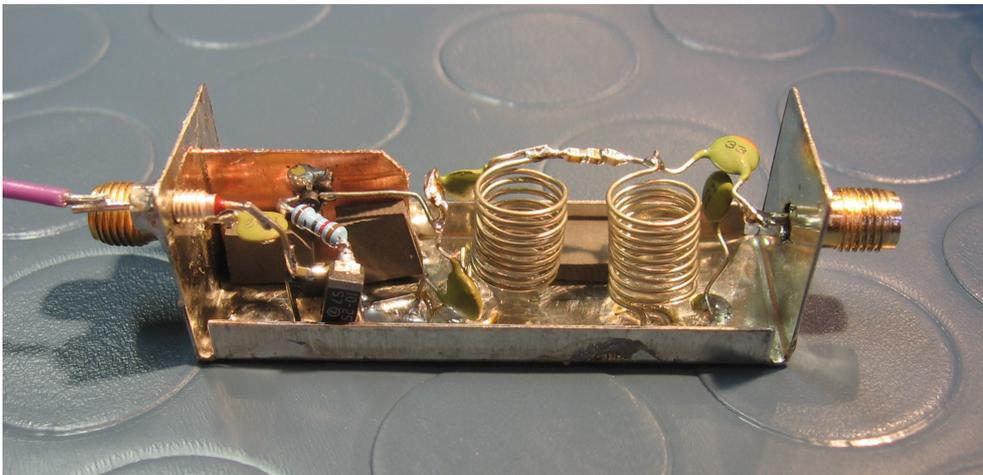
**Figura 73: topologie per i filtri a risonatori accoppiati: versione con capacità di accoppiamento top (a), e shunt (b).**

Queste architetture garantiscono una risposta con banda passante molto stretta, ma con fronti asimmetrici rispetto alla frequenza centrale. Adottare una capacità *shunt* o *top* rende più ripido il fronte superiore o inferiore rispettivamente, in quanto, la capacità *shunt* presenta una minore impedenza alle frequenze alte, e quindi introduce una maggior attenuazione alla risposta del filtro, viceversa, l'impiego della capacità *top* incrementa l'attenuazione del filtro alle basse frequenze.

Senza entrare nel dettaglio, in quanto descritto perfettamente in [46] i passaggi che sintetizzano il filtro seguono la procedura classica fino al prototipo passa basso normalizzato nelle varie forme (ad esempio un filtro di Butterwoth) [47] . Da questo, agendo sul fattore di merito delle capacità e sul fattore di accoppiamento tra induttanze e capacità, applicando la denormalizzazione in frequenza (per traslare la risposta alla frequenza desiderata) e, applicando delle trasformazioni di impedenza per ottimizzare il matching in ingresso e in uscita del filtro, si giunge alla risposta in Figura 74, la quale, come già accennato ha fronti asimmetrici, e trova implementazione nella topologia di Figura 73 (a), la stessa che è stata adottata per RiSEM e la cui foto a realizzazione compiuta è indicata in Figura 75.



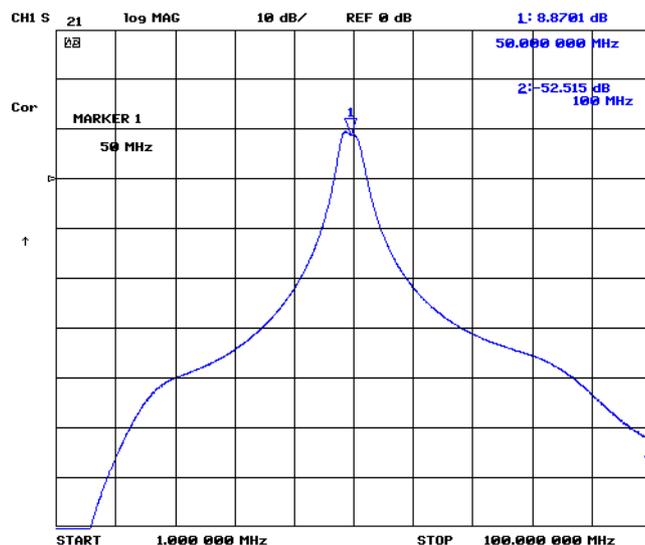
**Figura 74: risposta del prototipo passa banda a risonatori accoppiati. A partire dalla sintesi passa basso standar, si agisce sul fattore di merito delle capacità e sull'accoppiamento tra L e C, si denormalizza per traslare la risposta alla frequenza desiderata e, si ottimizza il matching del filtro [46] .**



**Figura 75: filtro a risonatori accoppianti, a DX e l'amplificatore a frequenza intermedia, a SX installati sullo stesso box metallico**

Nel caso specifico il filtro e l'amplificatore della sezione a frequenza intermedia sono realizzati senza l'ausilio di PCB, infatti, tutta l'elettronica è cablata in aria usando come terminale di riferimento il case del box metallico di contenimento. Più in dettaglio, nella destra della Figura 75, la porta di ingresso e il filtro a risonatori, mentre a sinistra l'amplificatore ad alto guadagno.

La Figura 76 invece riporta la maschera del filtro e dell'amplificatore collegati tra loro come in Figura 75, ma col box metallico chiuso e sigillato e pronto per l'installazione sul radar. Il grafico mostra un guadagno di 9 dB alla frequenza di 50 MHz (giustificato dal guadagno di 15 dB dell'amplificatore e da una perdita di 6 dB sul filtri), una banda di circa 3 MHz e, come necessario, dei fronti molto ripidi, che assicurano un'attenuazione di oltre 60 dB sull'eventuale armonica del battimento a 100 MHz.



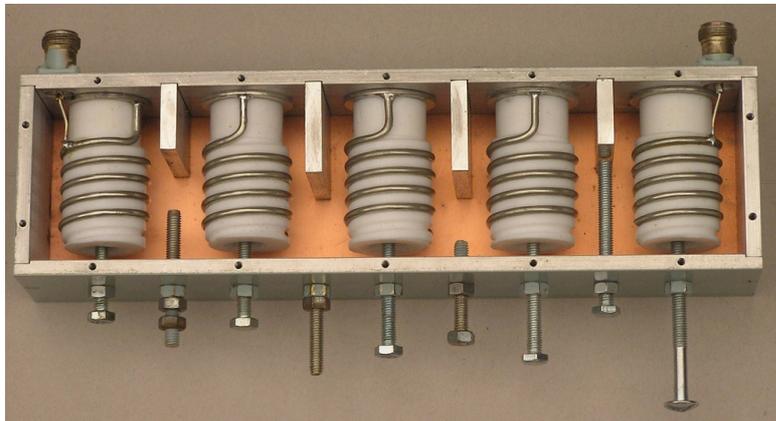
**Figura 76: maschera<sup>7</sup> risultante del filtro a risonatori accoppiati e amplificatore in cascata. Questo stadio presenta un guadagno complessivo di 9 dB e un'attenuazione superiore a 60 dB per l'armonica del battimento.**

Il secondo filtro dello *stadio a frequenza intermedia* è anch'esso centrato sulla frequenza intermedia ed elimina le eventuali armoniche introdotte dall'amplificatore. Quest'ultimo, ha come dato di targa una potenza di uscita pari a 13 dBm al punto di compressione, e, considerando il guadagno pari a 15 dB, corrisponde ad una potenza in

<sup>7</sup> Questa e le due analoghe che seguono, sono misure eseguite con il VNA HP8753D e il kit di calibrazione Pasternack 03LK1PE-150.

ingresso di -2 dBm. Nel caso di RiSEM invece, Figura 72, la potenza massima in ingresso all'amplificatore è -23 dBm e quindi, oltre 20 dB inferiore a quella indica come potenza di compressione. Questo assicura la regione lineare, tuttavia, con l'inserimento del filtro in questione, si eliminano le già improbabili armoniche sulla porta RF del demodulatore e si attenuano ulteriormente gli eventuali residui armonici del battimento.

Come per quello precedente sono doverose due parole sul filtro in questione e la sua architettura. I filtri a elica sono filtri passa banda sintonizzabili, molto economici e con un ottimo rapporto costo-prestazione, il che li rende ancora oggi oggetto di sviluppo e di studio [48] pur essendo ormai un concetto molto datato [49]. La loro struttura è molto semplice ed è composta da bobine accoppiate tra loro attraverso un foro nella paratia di schermatura tra ogni bobina. Rispetto ai filtri LC, in questi, non sono presenti i normali condensatori per la risonanza delle bobine e per l'accoppiamento. Come visibile dalla sua struttura interna, Figura 77, ogni induttore ha un terminale saldato sul case (e quindi sul potenziale di riferimento) e l'altro in circuito aperto. Inoltre il case del filtro racchiude ogni induttore così da creare una cavità risonante la cui sintonizzazione avviene generalmente ruotando una vite. Tale vite entra in profondità nel nucleo dell'induttore modificandone la frequenza di risonanza.



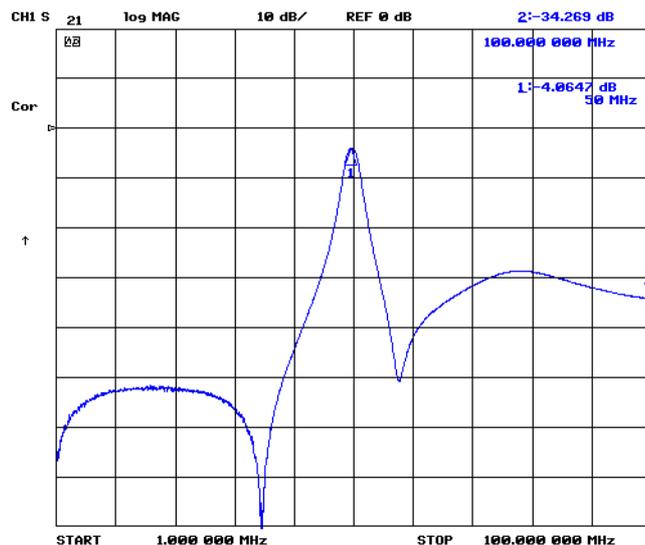
**Figura 77: struttura interna di un filtro a elica a 5 risonatori.**

La fessura (o il foro) tra cavità adiacenti garantisce l'accoppiamento capacitivo dei risonatori. Aumentando il numero di risonatori aumenta la selettività del filtro ma ovviamente anche le perdite che tipicamente sono dell'ordine di 1 dB per ogni risonatore o poco più di 1 dB per i filtri economici come quelli in Figura 78.



**Figura 78: esempio filtro a elica commerciale a 3 risonatori. La sua facilità di sintonizzazione e un buon rapporto prestazioni/costo li rende tra i filtri più utilizzati su PCB in banda HF e UHF.**

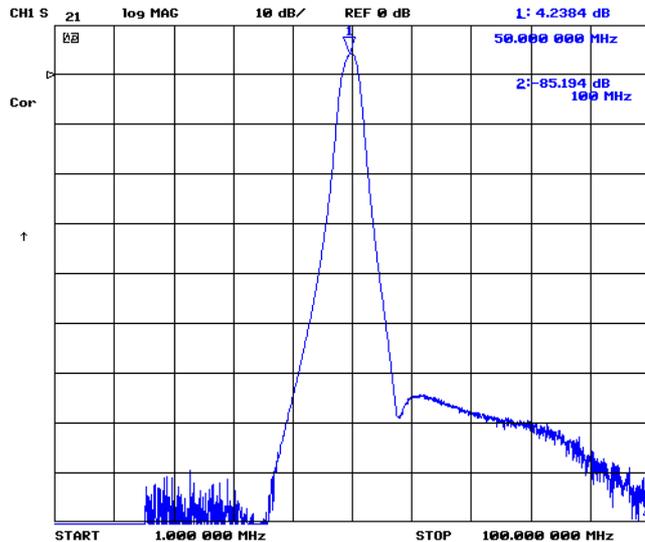
Tornando al RiSEM, i requisiti del secondo filtro dello *stadio a frequenza intermedia* sono meno stringenti rispetto al primo, in quanto, serve principalmente come margine di sicurezza sulle armoniche dell'amplificatore centrale. Per questo motivo, non sono richiesti fronti ripidi come per il filtro precedente, e quindi non è necessario ricorrere a un filtro a risonatori accoppiati, infatti, si è optato per un filtro a elica commerciale a 3 risonatori e sintonizzabile su 50 MHz. La sua maschera è riportata in Figura 79, e come atteso, le perdite in banda sono piuttosto elevate e si attestano a circa 4 dB.



**Figura 79: maschera del secondo filtro presente nella sezione a frequenza intermedia. Il filtro introduce una perdita di 4 dB alla frequenza intermedia e di 34 dB sull'armonica.**

Allo stesso modo, anche l'attenuazione alla frequenza armonica di 100 MHz è notevole e raggiunge i 34 dB.

Il progetto della sezione è concluso dall'analisi di tutti gli stadi in cascata, Figura 80.



**Figura 80: maschera complessiva della sezione a frequenza intermedia. Complessivamente, la sezione presenta un guadagno superiore a 4 dB.**

L'eventuale armonica del battimento subisce un'attenuazione complessiva superiore a 90 dB, considerando l'attenuazione da parte del primo e del secondo filtro, mentre l'eventuale armonica (anche se improbabile) a 100 MHz generata dall'amplificatore è attenuata di 34 dB per merito del secondo filtro.

Con questo dimensionamento gli eventuali contributi indesiderati a 100 MHz saranno irrilevanti sul profilo in range.

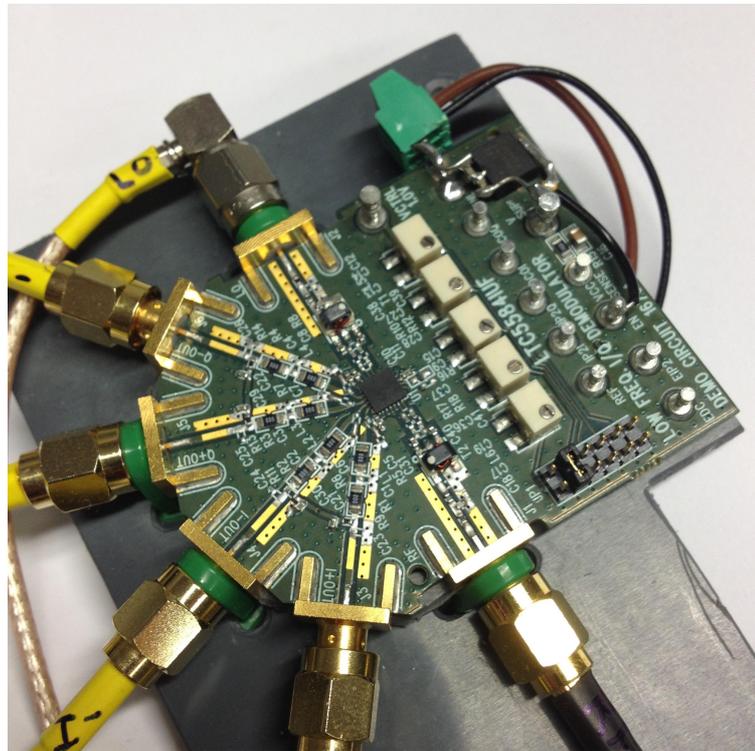
### 3.5.7 Demodulazione e acquisizione dati

La sezione che conclude il ricevitore del RiSEM è il modulo di *demodulazione e acquisizione dati*.

Il demodulatore, è già stato discusso in parte nel paragrafo precedente in occasione del dimensionamento dello *stadio a frequenza intermedia*. Si tratta del modello LTC5584 della Linear Technology, Figura 81.

Tra i demodulatori in commercio, è uno dei migliori in termini di guadagno di conversione, e cifra di rumore, inoltre, presenta altre caratteristiche fondamentali per

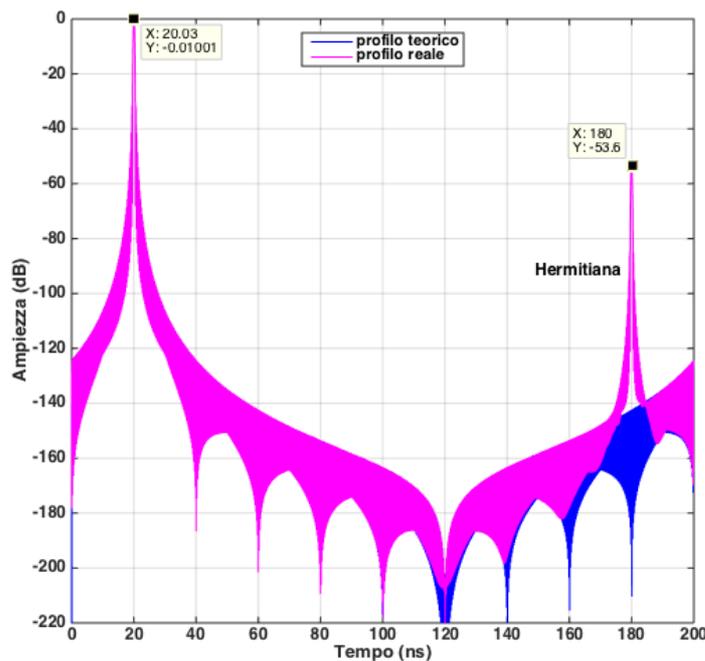
l'impiego nei ricevitori a basso rumore, come l'architettura differenziale in ingresso e in uscita. Ciò, complica l'elettronica, ma garantisce un'immunità ai disturbi di modo comune. Valore aggiunto per il demodulatore in questione sono le sue ottime performance di isolamento tra le porte e adattamento.



**Figura 81: demodulatore LTC5584**

Per ultime in questa analisi, ma prime per rilevanza, sono le considerazioni sullo sbilanciamento di fase e di ampiezza. Il datasheet del componente espone più misure per diverse frequenze in ingresso, ma sempre con uno shift di frequenza tra il segnale LO e RF di 10 MHz. Anche se i punti di lavoro dichiarati sono diversi da quelli teorici di RiSEM, sono comunque utili per la selezione del componente. In particolare, sulla banda del segnale IF, 10 MHz, il costruttore dichiara uno sbilanciamento massimo di ampiezza inferiore al decimo di dB e uno sbilanciamento di fase inferiore a mezzo grado. In condizioni operative, le componenti IQ di RiSEM avranno una banda di qualche kHz, quindi, è lecito aspettarsi variazioni di sbilanciamento inferiori a quelle riportate nelle prove tecniche o al massimo uguali. Una prova su banco nelle stesse condizioni operative di RiSEM garantirebbe risultati molto più accurati con valutazioni mirate sull'immagine Hermitiana, tuttavia, i dati forniti dal costruttore permettono

comunque una considerazione. La Figura 82 mostra il confronto simulato tra il profilo in range teorico e reale per il RiSEM alla presenza di un target a 20 ns. Per la simulazione, si considera lo sbilanciamento dichiarato del demodulatore scelto e, nonostante la sua bassa entità, l'immagine Hermitiana (posizionata sul range bin RNA meno la distanza del target) risulta inferiore al target reale di soli 53 dB. Il target si trova a 20 ns, quindi ad una profondità di 1.5 m se ipotizziamo una parete tipica con  $\epsilon_r=4$ . Bersagli a profondità superiori saranno difficilmente rilevabili a causa delle forti attenuazioni in gioco, tuttavia, in caso di rilevazione, l'immagine hermitiana corrispondente potrebbe essere ben visibile sul profilo in range. Al di là della possibile correzione software, questa simulazione giustifica la scelta del RNA di 200 ns per il RiSEM, il che posiziona l'Hermitiana a range bin irrilevanti in una indagine GPR reale, perché a profondità non raggiungibili in condizioni reali.



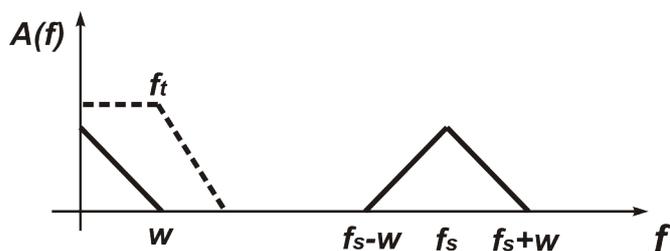
**Figura 82: simulazione del profilo in range teorico e reale del radar RiSEM.**  
 L'analisi considera uno sbilanciamento di fase a ampiezza analogo a quello del demodulatore LTC5584 integrato nel radar

A valle del demodulatore, le due componenti in fase e quadratura prodotte saranno acquisite dal convertitore analogico digitale, tuttavia a monte del convertitore è necessario il filtro antialiasing, Figura 62. Questo filtro svolge due compiti, il primo è fondamentale per l'intero sistema ed è quello di effettuare un *filtraggio sulla banda*

*equivalente di rumore del ricevitore*, mentre il secondo, meno rilevante, è l'*adattamento dei segnali IQ al fondo scala del convertitore AD*. Di seguito il dettaglio delle due funzioni:

- *filtraggio sulla banda equivalente di rumore del ricevitore*. Quello in esame è il filtro principe in un radar SF-CW, perché, limita la banda del sistema. Come discusso nei paragrafi 3.2.3 e 3.2.4, i requisiti di dinamica e velocità di scansione sul radar RiSEM impongono una sua frequenza di taglio a 3.2 kHz e un tempo di regimazione massimo di 250  $\mu$ s. Questi requisiti sono ottenibili anche con un filtro del primo ordine, tuttavia, la scelta dell'ordine del filtro e quindi la sua complessità, è legata alla frequenza di campionamento  $f_s$  e alla risoluzione del convertitore.

Come mostrato in Figura 83, fissata la frequenza di taglio del filtro  $f_t$ , coincidente con la banda  $w$  delle componenti da acquisire, si determina l'ordine del filtro in base all'attenuazione necessaria per evitare distorsione di aliasing.



**Figura 83: spettro del segnale campionato risposta del filtro anti-aliasing**

Per rendere ininfluenza la distorsione di aliasing sul rapporto segnale rumore è necessario che l'attenuazione del filtro alla componente spettrale  $f_s-w$  sia tale da eliminare il contributo della replica del segnale campionato. Questo significa che l'attenuazione del filtro alla componente spettrale  $f_s-w$  deve essere tale da garantire un errore sull'ampiezza del segnale convertito inferiore alla metà della sensibilità del convertitore. Questo implica che il residuo della replica dovuta al campionamento deve essere inferiore alla metà di un livello di quantizzazione, quindi, inferiore a  $\frac{1}{2}$  LSB. Nel caso peggiore, in corrispondenza della frequenza  $f_s-w$ , la replica del campionamento è attenuata solo in parte e ha un'ampiezza pari al valore di fondo scala del convertitore

$V_{FS}$ . Questo impone che la funzione di trasferimento del filtro alla frequenza  $f_s - w$  abbia un guadagno:

$$|H(f_s - w)|_{dB} = 20 \log \frac{LSB}{V_{FS}} = 20 \log \frac{V_{FS}}{V_{FS} 2^{N+1}} = -20(N+1) \log 2 \quad (3.20)$$

Essendo  $N$  la risoluzione del convertitore in numero di bit, la pendenza del filtro sarà

$$pendenza [dB / Hz] = -\frac{20(N+1) \log 2}{f_s - 2w} \quad (3.21)$$

Le variabili in gioco sono quindi la risoluzione del convertitore e la frequenza di campionamento.

Iniziando dalla risoluzione, il requisito di dinamica del RiSEM, pari a 110 dB, impone un rapporto segnale/rumore di quantizzazione, SNR, più elevato ed esprimibile per segnali sinusoidali attraverso la (3.22).

$$SNR_{dB} = 6.02N + 1.76 \quad (3.22)$$

Questa relazione dimostra che la risoluzione minima per l'ADC di RiSEM è 18 bit, tuttavia, questa è solo una formula teorica e indicativa, infatti, a questo numero devono essere aggiunte le imperfezioni e le tolleranze dei componenti che costituiscono il sistema di acquisizione. All'atto pratico, tutto ciò si traduce in un sovradimensionamento del convertitore di almeno 3-4 dB, il che porta per RiSEM a un convertitore a 24 bit, così da garantire un ENOB (*Effective Number Of Bits*) sufficiente a raggiungere un SNR superiore a 110 dB. Stabilito il numero di bit del convertitore, l'unica variabile nell'equazione (3.21) rimane la frequenza di campionamento. Operando con due canali, è fondamentale che essi siano "identici" tra loro. Realizzare filtri di ordine elevato a queste frequenze non è una sfida impossibile in elettronica, ma costruire due filtri identici è molto più complesso e lo è ancor più se l'ordine del filtro è elevato, per questo motivo, siamo interessati sul RiSEM a mantenere un ordine basso, che di conseguenza ha una pendenza scarsa. Ciò non è un problema se la frequenza di campionamento è alta, infatti, scegliendo per RiSEM una frequenza di campionamento<sup>8</sup>  $f_s$  di circa 200 kS/s e un

---

<sup>8</sup> Il valore esatto è 195.444 kS/s ed è legato alle divisioni di frequenza interne del convertitore scelto

convertitore a 24 bit, dalla (3.21) si verifica che la pendenza del filtro deve essere superiore a  $-0.8 \text{ dB/kHz}$ . Nella decade 1-10 kHz vi è una banda di 9 kHz, il che porta ad una pendenza minima di

$$\text{pendenza}_{dB/dec} > -0.8 \text{ dB/kHz} * 9 \text{ kHz} = 7.2 \text{ dB/dec} \quad (3.23)$$

In queste condizioni, un filtro del primo ordine è sufficiente a soddisfare tutti i requisiti di aliasing, banda equivalente di rumore e tempo di regimazione.

- *Adattamento dei segnali IQ al fondo scala del convertitore AD.* Le componenti IQ frutto della demodulazione sono segnali caratterizzati da un'ampiezza picco-picco, e una tensione continua detta bias. La tensione di bias è costante e imposta dall'elettronica del demodulatore, mentre, l'ampiezza e fase del segnale informativo dipende dallo scenario. Tipicamente, questi segnali sono in disaccordo con i segnali ammissibili in ingresso all'ADC in termini di bias e ampiezza, ed è per questa ragione che si pone tra loro uno stadio che eventualmente introduce un guadagno di tensione e introduce una continua. Per il suo dimensionamento, è necessario conoscere la tensione di bias del demodulatore e quella richiesta dall'ADC, inoltre, l'ampiezza picco-picco delle componenti IQ in presenza del massimo di livello in ingresso al demodulatore (misura di calibrazione del radar) che dovrà corrispondere all'ampiezza di fondo scala del convertitore. Con questi dati (diversi in funzione del modello scelto per il demodulatore e l'ADC scelti) è possibile stabilire il guadagno e il bias aggiuntivo (positivo oppure negativo) da introdurre. Ovviamente questa è solo una banale operazione di adattamento di livelli elettrici, e quindi i circuiti che eseguono questa operazione sono decine. Nel caso di RiSEM si è scelto un amplificatore operazionale in configurazione non invertente e con un condensatore sull'anello di reazione, così da sintetizzare il filtro RC descritto al punto precedente.

Completato anche il progetto dello stadio di condizionamento, si termina il ricevitore con la conversione analogico digitale delle componenti IQ. Per far ciò si è optato per il CS5381 della Cirrus Logic. Un convertitore audio a due canali differenziali a 24 bit e basato su architettura sigma-delta [50], la quale assicura un ottimo rapporto tra risoluzione e velocità di conversione. La realizzazione del filtro e la sua integrazione con il convertitore AD appena citato si concretizza nella scheda in Figura 84.

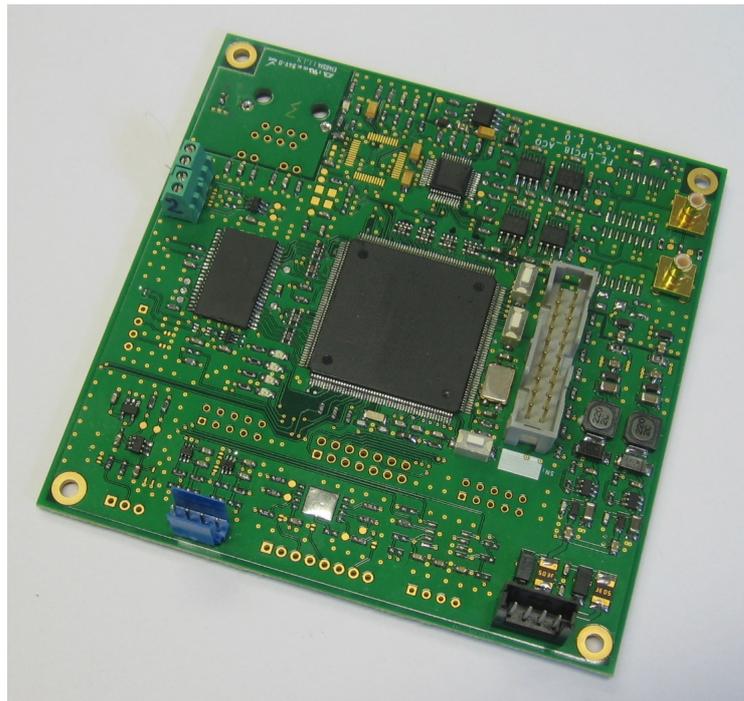


Figura 84: scheda di acquisizione dati di RiSEM.

Completato anche il progetto del ricevitore rimane da fare una verifica sulla cifra di rumore complessiva. La Tabella 6 riassume la cifra di rumore e il guadagno di ogni elemento che costituisce il ricevitore del RiSEM dal front end al demodulatore compreso.

	<i>elemento</i>	$G_i$ (dB)	$N_i$ (dB)	<i>i</i>
FRONT END	Preselettore		1	<b>1</b>
	Amplificatore	12	4.3	<b>2</b>
	Attenuatore		2	<b>3</b>
	Amplificatore	12	4.3	<b>4</b>
	Filtro LP		1	<b>5</b>
	Mixer		7	<b>6</b>
ST. FREQ. INT.	Filtro BP 50 MHz		6	<b>7</b>
	Amplificatore	15	3.7	<b>8</b>
	Filtro BP 50 MHz		5	<b>9</b>
	Demodulatore	5.4	11	<b>10</b>

Tabella 6: guadagno e cifra di rumore degli stadi che costituiscono il ricevitore di RiSEM. nell'analisi è compreso il *front end*, lo stadio a *frequenza intermedia* e il demodulatore.

In particolare  $N_{F_i}$  e  $G_i$  indicano la cifra di rumore e il guadagno dell'elemento  $i$ -esimo.

Con i dati raccolti dai paragrafi precedenti e riassunti in tabella, si verifica che la cifra di rumore al demodulatore è

$$N_F = N_{F1} + \frac{N_{F2} - 1}{G_1} + \frac{N_{F3} - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{N_{F10} - 1}{G_1 G_2 G_3 \dots G_9} \cong 5dB \quad (3.24)$$

Per il calcolo si escludono le componenti in banda base dello stadio di condizionamento del segnale e il convertitore in quanto, al termine della catena ricevente e quindi ininfluenti sulla cifra di rumore complessiva. Questo è confermato anche dal confronto con la cifra di rumore calcolata sul front end. Infatti, considerando anche lo *stadio a frequenza intermedia* e il demodulatore, la cifra di rumore incrementa di soli 0.1 dB, rispetto al calcolo eseguito sul solo front end, equazione (3.19), arrivando al valore di 5 dB, che risulta in linea con i 6 dB del requisito che garantisce una dinamica di 110 dB.

### 3.5.8 Unità di calibrazione

La stima dell'accoppiamento di antenna è fondamentale per la potenza massima in ingresso al ricevitore, ma anche per determinare il livello di calibrazione. Fissata la potenza trasmessa e stimato l'accoppiamento massimo, è stata determinata la massima potenza gestibile dal ricevitore, che, ovviamente, riguarda anche per la misura di calibrazione. Per questo motivo è stato inserito nel percorso di calibrazione un attenuatore da 30 dB, rispettando la massima potenza di -30 dBm ammissibile dal ricevitore.

### 3.5.9 Modulo di controllo

Finora abbiamo descritto tutta l'elettronica "passiva" del radar, intendendo con questo termine tutta l'elettronica che non prevede interazioni con l'utilizzatore. Ovviamente l'utente si interfaccia con un software che traduce i comandi digitati in operazioni da eseguire al fine di terminare la misura GPR. Il mezzo che traduce i comandi dell'utente all'elettronica radar è il *modulo di controllo*, il quale integra l'intelligenza del sistema. L'unità comprende un microcontrollore e una CPLD per la gestione e lo scheduling di ogni operazione del sistema. In particolare, la CPLD gestisce ogni temporizzazione del radar sincronizzando il sintetizzatore con l'ADC e gestisce

anche la comunicazione con il PC, il quale inizializza la misura e memorizza i dati acquisiti.

In secondo luogo la comunicazione tra la CPLD e il microcontrollore consente il controllo del sistema di movimentazione, paragrafo 3.7. Ad ogni posizione di misura il controllore avvia la sweep sulla CPLD e al termine comunica al binario lo spostamento alla posizione successiva.

### 3.5.10 Unità di alimentazione

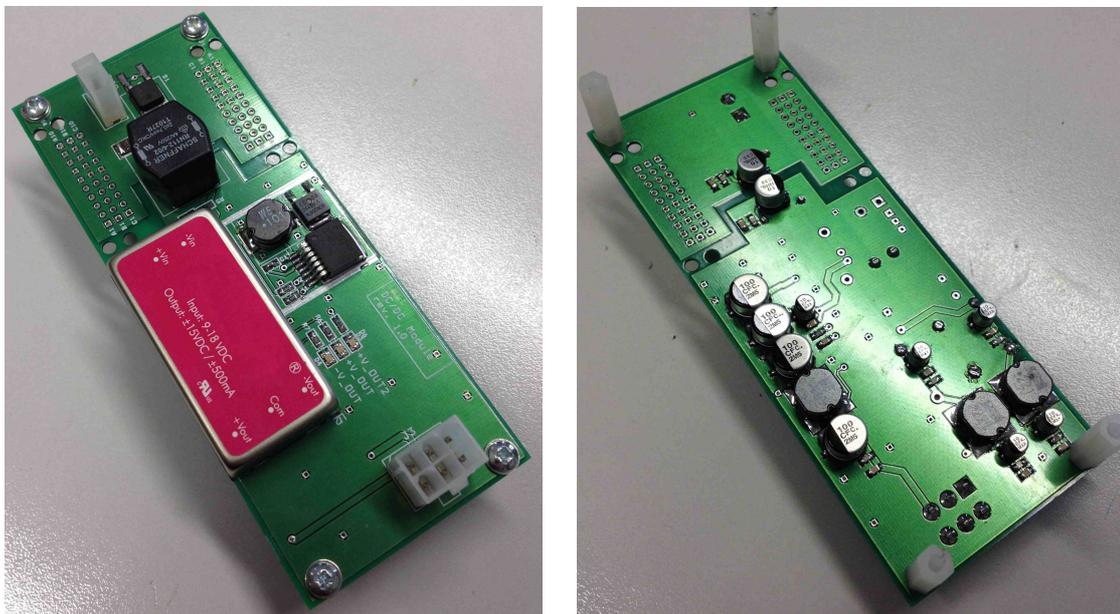
Il radar è progettato per operare con una batteria standard da 12 V. Certamente, un sistema elettronico così complesso necessita di più tensioni di alimentazione, differenti per modulo, ma anche in segno. Per questa ragione, il RiSEM è dotato di un'*unità di alimentazione* componibile e in grado di generare tutte le tensioni di alimentazioni necessarie, a partire dalla tensione principale. Al fine di massimizzare l'efficienza di sistema, le tensioni necessarie sono derivate da convertitori DC/DC di tipo switching. In particolare, l'*unità di alimentazione* è composta da una coppia di schede identiche, ma con convertitori diversificati in funzione della tensione da generare. Inoltre, le schede sono state progettate in modo tale da consentire loro una struttura "a pila" incastonandosi una sull'altra al fine di minimizzare l'area occupata, ma soprattutto condividendo il potenziale di riferimento e la tensione primaria senza collegamenti esterni. Operando con convertitori switching, ogni scheda integra dei filtri LC a valle e a monte di ogni convertitore, così da abbattere il residuo della modulazione switching sul segnale utile.

L'*unità di alimentazione* è quindi composta da due schede che forniscono tre tensioni ciascuna, per un totale di sei tensioni con diverse specifiche di corrente massima in funzione del carico che dovranno alimentare. In definitiva, l'intero sistema radar fruisce di una tensione duale da 15 V, e quattro tensioni singole da +24 V, +12 V, +7V e +5V. Tali segnali sono distribuiti ai vari moduli, che, a loro volta, generano le tensioni locali necessarie attraverso ulteriori filtraggi e regolatori lineari a dissipazione.

La Figura 85 mostra una delle schede di alimentazione di RiSEM e in particolare di questa scheda è mostrato sia il lato top che il lato bottom.

Anche se in ambito dei beni culturali il consumo è in subordine alle prestazioni, non sempre lo strumento lavorerà in ambiente indoor e quindi, non sempre sarà disponibile

un collegamento alle rete elettrica. È dunque fondamentale limitare il consumo del radar al fine di garantire almeno una giornata di misura sfruttando l'alimentazione a batteria.



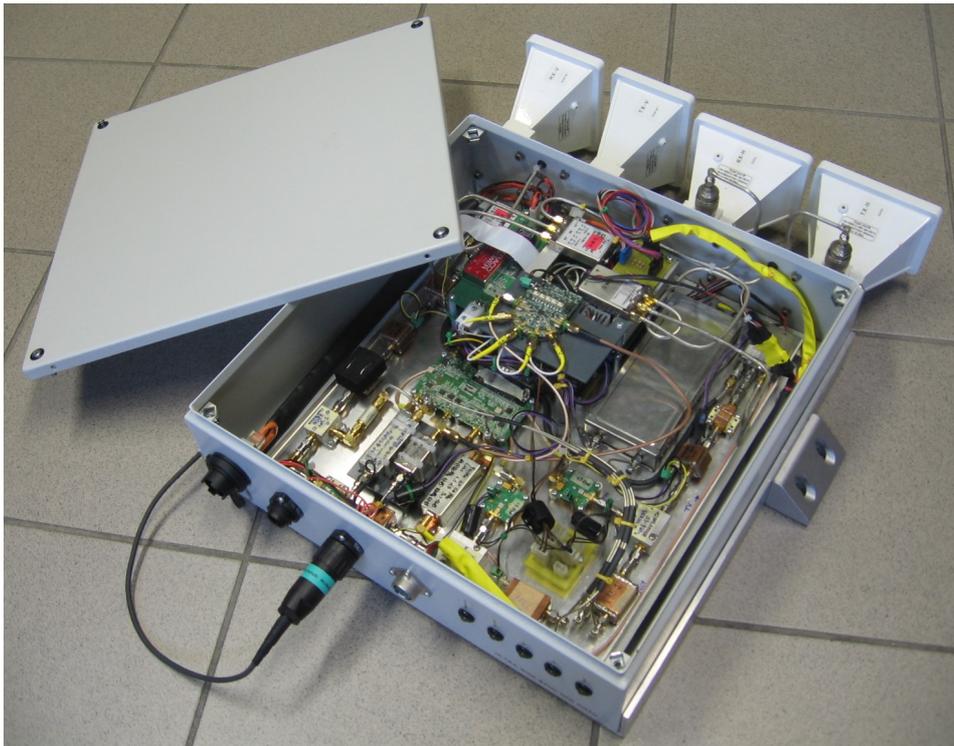
**Figura 85: lato top (DX) e bottom (SX) di una delle due schede di alimentazione di RiSEM**

Il progetto di RiSEM ha limitato il consumo a 2.1 A, quindi, un consumo totale del sistema di soli 25 W, che garantiscono con una batteria tipica da 70 Ah un autonomia di oltre 33 ore. In caso di movimentazione su binario, è necessario sottrarre a questa autonomia il consumo dei motori, ma considerando il carico minimo che essi dovranno sopportare, l'intero sistema sarà comunque in grado di lavorare *non stop* per più di una giornata.

### **3.6 Assemblaggio del sistema elettronico e delle antenne**

L'integrazione di tutte le sezioni viste completa il sistema radar RiSEM. come mostrano le Figura 86 e Figura 87, tutte le parti elettroniche, escluso le antenne, sono state disposte all'interno di un contenitore metallico di dimensioni 40x40x12 cm.

Nel lato opposto alle antenne, sono stati alloggiati dei LED che indicano lo stato dello strumento e la configurazione del sistema polarimetrico, inoltre sono presenti il connettore di alimentazione, il connettore RJ-45 per il traffico dati verso il PC e il connettore per le linee di comunicazione da e verso il binario.



**Figura 86: assemblaggio meccanico del RiSEM. Vista dal lato connettori.**



**Figura 87: assemblaggio meccanico del RiSEM. Vista dal lato antenne**

### **3.7 Integrazione del radar col sistema di movimentazione**

Il RiSEM, come molti radar penetranti, può essere movimentato manualmente durante la scansione GPR, tuttavia, considerando gli scenari tipici su cui andrà a lavorare (affreschi, edifici monumentali), si ritiene opportuno individuare ogni punto di misura con un alto livello di precisione. A tal proposito, il radar è stato integrato con il *sistema di movimentazione* di Figura 88.



**Figura 88: integrazione del radar RiSEM col sistema di movimentazione meccanica bidimensionale.**

Banalmente detto “binario”, il sistema meccanico è in grado di eseguire scansioni lineari di 200 cm per differenti altezze dal pavimento, investigando uno scenario massimo di 200x100 cm con una risoluzione orizzontale massima di 1/30 di mm, e una verticale di 1 mm. Una caratteristica molto utile di questo binario è la sua indipendenza dal carico da spostare, il che lo rende configurabile per svariate applicazioni. A bordo integra dei motori passo-passo e degli encoder rotativi gestiti da microcontrollori riprogrammabili. La loro flessibilità consente all’operatore di utilizzare il binario in modo diretto, attraverso comandi su linea RS-232 o bus RS-485, oppure, come nel caso del RiSEM, in modo *stand-alone*, vale a dire, attraverso un programma in memoria che si esegue in automatico a ogni avvio. Seguendo quest’approccio, è stato scritto un

programma che consente al binario di comunicare col microcontrollore sul *Modulo di Controllo* del RiSEM (paragrafo 3.5.9) scambiandosi informazioni sull'inizio e la fine della misura, e sull'esatta posizione raggiunta.

In questo modo, l'insieme radar-binario compone un sistema automatico master-slave di misura e per queste ragioni, il personal computer è necessario solo per avviare la sessione di misura e per memorizzare i dati acquisiti.

## Capitolo 4. Collaudo e Test Sperimentali

---

### 4.1 Verifiche funzionali

Un sistema elettronico complesso come il RiSEM richiede la realizzazione di molte unità distinte in grado di svolgere un compito specifico all'interno di una funzione globale di livello superiore, come la suddivisione in funzioni basi durante la stesura di un software complesso. Per questo motivo, prima della sperimentazione in campo del radar, sono stati eseguiti molti test di collaudo sull'elettronica, partendo dalle verifiche funzionali delle singole unità indicate nello schema a blocchi.

Prima tra tutti, è stata testata l'*unità di alimentazione*, in quanto, direttamente connessa a ogni sezione del radar. In particolare, per ognuna delle due schede che compone la sezione sono state verificate le specifiche a vuoto e a carico sulle tensioni e correnti generate.

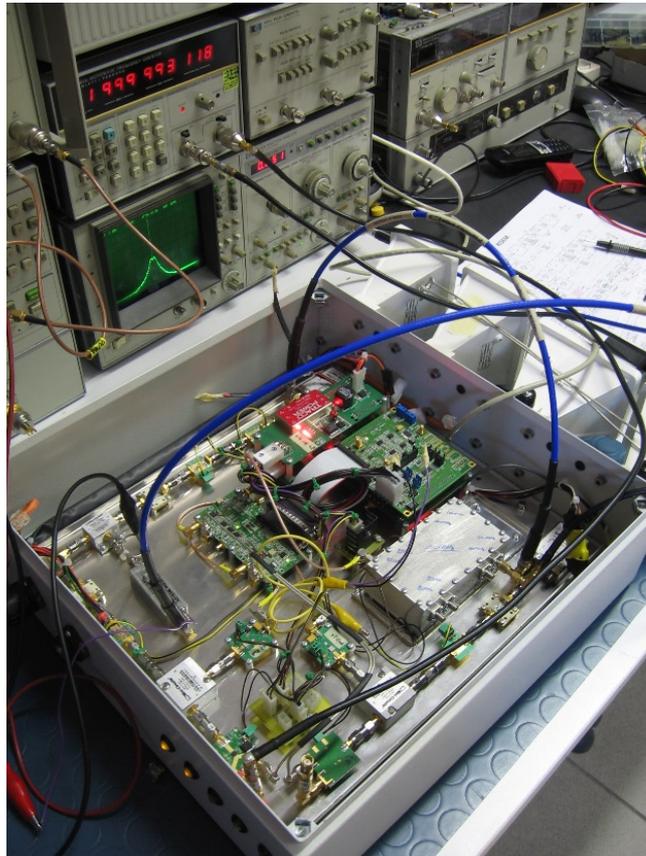
Per quanto riguarda la parte a radiofrequenza, i test sono più complessi e specifici. Separando il trasmettitore dal ricevitore, è stata verificata la generazione della sweep SF-CW per entrambe i PLL, verificando il livello di potenza, la durata della sweep e l'effettiva generazione dei toni sia in termini di frequenza agganciata che in termini di tempo di aggancio.

In maniera analoga, sono stati verificati i livelli di potenza e la banda del trasmettitore in ingresso alle antenne TX, sulla porta LO del mixer a frequenza intermedia e sulla porta LO del demodulatore. A partire dal massimo segnale ammissibile, sono stati verificati anche i livelli di potenza sul front end e infine sulla porta RF del demodulatore, valutando, sezione per sezione, anche il livello delle armoniche.

Sulla sezione di *demodulazione e acquisizione dati* è stato verificato lo sbilanciamento del demodulatore, il guadagno e la frequenza di taglio del filtro sul modulo di condizionamento e infine, la dinamica del sistema di acquisizione in base al massimo segnale in ingresso al demodulatore.

In una seconda fase, le verifiche funzionali sono state estese al sistema completo, coinvolgendo anche il calibratore, la selezione delle antenne in base agli SPDT e la comunicazione col sistema di movimentazione.

La Figura 89 mostra una delle prove su banco dell'apparecchiatura elettronica.



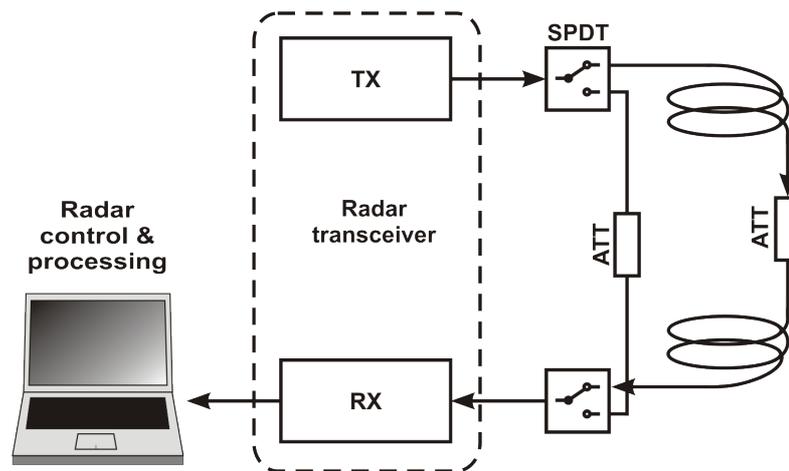
**Figura 89:** alcune verifiche funzionali del RiSEM su banco di prova.

## **4.2 Verifica delle specifiche e delle prestazioni**

Più interessanti, sia da un punto di vista tecnico che scientifico, sono l'analisi e le verifiche delle prestazioni di sistema, in ambiente controllato e in ambiente applicativo. A questo scopo, in questo paragrafo valuteremo le prestazioni del radar confrontandole con le specifiche di progetto al fine di determinare la reale risoluzione in range, il reale range dinamico, e fare una stima della profondità di penetrazione in base al clutter di sistema. In questo modo saremo in grado di capire la minima distanza tra due oggetti che il radar può riconoscere e la massima profondità di indagine.

Per fare ciò, ci serviamo dello scenario descritto in Figura 90 [51]. Senza il sistema di antenne, il trasmettitore radar è chiuso sul ricevitore attraverso un cavo a RF. Questo

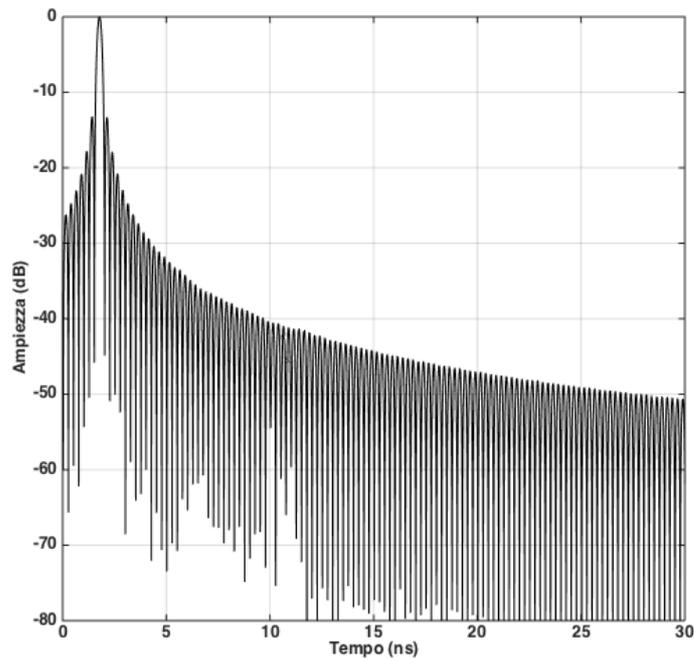
setup simula un target a una distanza pari al tempo di volo dell'onda elettromagnetica nel cavo e che dipenderà dalla velocità di propagazione nel cavo e dalla sua lunghezza. In queste condizioni, troveremo sul profilo in range un impulso sintetico centrato sul tempo di volo del segnale sul cavo. Altri impulsi presenti sono artefatti da attribuire esclusivamente a problemi sull'elettronica dello strumento oppure a errori sul processing, ma certamente non allo scenario.



**Figura 90: setup di misura utilizzato per verificare le specifiche sulla risoluzione in range e sul range dinamico del RiSEM**

L'inserimento dell'attenuatore ha come unico scopo quello di proteggere il ricevitore. Trasmettendo una potenza pari a 0 dBm, è necessario inserire tra il trasmettitore e il ricevitore un attenuatore da 30 dB che limita la potenza in ingresso al ricevitore al suo livello massimo gestibile, scongiurando distorsioni o peggio ancora rotture. Inoltre, l'attenuazione è scelta in modo che il segnale in ingresso al front-end coincida con il limite superiore della dinamica del radar. Questo permette anche di valutare il range dinamico di sistema una volta noto il livello di rumore.

In Figura 91 si riporta il profilo in range del radar in risposta allo scenario appena descritto. Come atteso, è presente l'impulso sintetico centrato sul tempo di volo sul cavo di test e pari a circa 2 ns. La massima ampiezza è 0 dB perché normalizzata rispetto al massimo in quanto, non siamo interessati all'ampiezza assoluta. Ovviamente, tutte le repliche dell'impulso principale sono dovute ai lobi laterali della finestra rettangolare utilizzata per la trasformata inversa di Fourier.



**Figura 91: risposta del radar allo scenario single target di test. Finestra rettangolare**

#### 4.2.1 Verifica della risoluzione del sistema

La prima verifica di sistema riguarda la stima della reale risoluzione in range.

Un metodo diretto per la misura della risoluzione in range è effettuare due misure radar distinte, ma sulla base del setup di misura appena descritto. Nella seconda prova però, si utilizza un cavo identico in termini di velocità di propagazione, ma di lunghezza elettrica esattamente superiore di una cella di risoluzione rispetto alla precedente. Nel caso in cui il radar rispetti la risoluzione teorica, i due profili in range distinti, riportati sullo stesso grafico, sarebbero distanti esattamente la risoluzione teorica, e il massimo di ogni bersaglio cadrebbe in corrispondenza del primo nullo del secondo bersaglio. Questo metodo è sicuramente il migliore, ma incorre nelle difficoltà oggettive di implementazione nel caso di sistemi ad alta risoluzione come il RiSEM in quanto, vi è la necessità di tagliare il cavo di test con un'accuratezza molto elevata e difficilmente controllabile senza ricorrere a specifici macchinari industriali e non comuni in un laboratorio di elettronica. Per questo motivo, in caso di risoluzioni dell'ordine dei millimetri, è più conveniente utilizzare un approccio matematico del problema basandosi sulla definizione di risoluzione e su due acquisizioni dello stesso scenario a

istanti di tempo diversi, ma traslate manualmente fino al limite di risoluzione secondo quanto segue.

Per un radar SF-CW la risposta di un bersaglio sul profilo in range è una funzione Sinc (finestra rettangolare sulla trasformata inversa di Fourier). La risoluzione in range è definita come la minima distanza (in metri) che rende ancora distinguibili due bersagli. In questa condizione, il massimo della risposta di un bersaglio nel profilo in range, corrisponde al primo nullo della risposta del secondo. Individuare esattamente il nullo della risposta è molto complesso se non con un certo errore, è invece più semplice individuare l'incrocio tra le due risposte. Infatti, si può verificare che nella condizione di minima distanza tra i bersagli le due risposte si incrociano ad un livello di 4 dB inferiore al livello massimo. Indipendentemente da quale delle due condizioni si usano, lo studio dei nulli oppure l'incrocio delle risposte, in questa condizione, la distanza temporale tra i due picchi corrisponde all'inverso della banda  $B$  trasmessa.

Nel caso di RiSEM sono state eseguite due misure a istanti di tempo diversi e in seguito, le corrispondenti risposte sono state avvicinate via software fino alla condizione di massima risoluzione. Il risultato è mostrato in Figura 92.

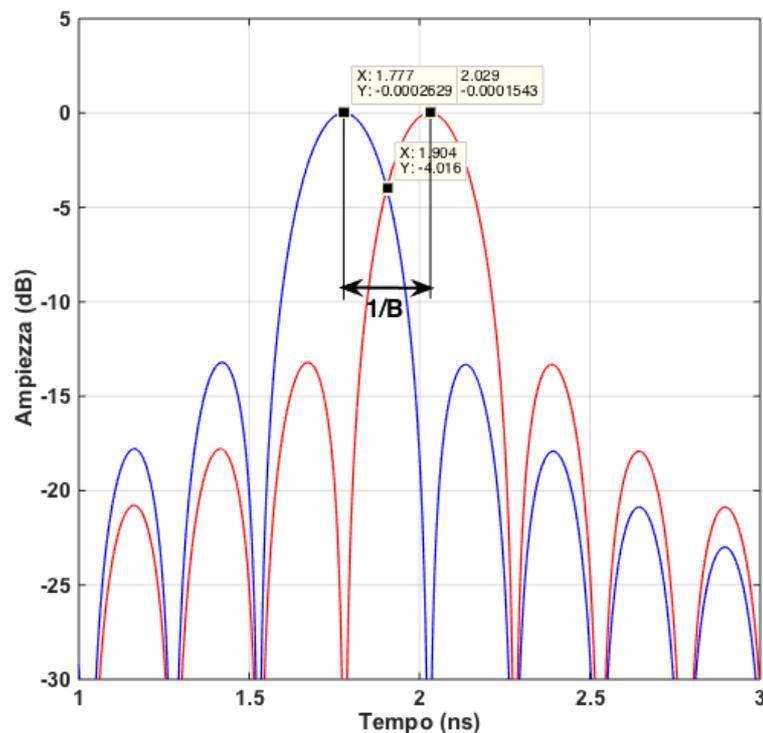


Figura 92: stima della risoluzione in range di RiSEM.

Le equazioni (4.1) e (4.2) dimostrano che la risoluzione reale in aria è 37.8 mm ed è in linea con la specifica di 37.5 mm.

$$\frac{1}{B} = 0.252 \text{ ns} \quad (4.1)$$

$$\Delta R_{aria} = \frac{c}{2B} = 37.8 \text{ mm} \quad (4.2)$$

#### 4.2.2 Misura del range dinamico operativo

Lo stesso setup sperimentale può essere utilizzato per determinare la dinamica operativa del radar. Come finestra, è stata utilizzata la funzione Hanning, in quanto, è una delle più impiegate in condizioni operative e quindi, quella che meglio valuta la dinamica massima. Ovviamente, in questa misura, il segnale in ingresso al ricevitore coincide con il massimo livello di potenza gestibile dal ricevitore stesso e quindi -30 dBm. Il profilo in range della misura eseguita è indicato in Figura 93.

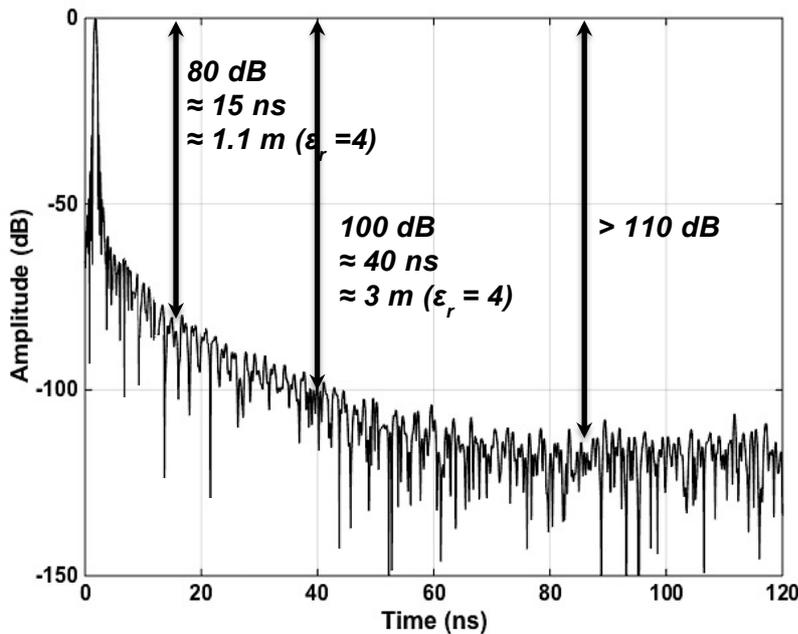


Figura 93: profilo in range del RiSEM con finestrazione Hanning. Misura eseguita con il massimo segnale in ingresso al ricevitore al fine di valutare la dinamica operativa del radar.

Come visibile, il clutter di sistema, quindi, le imperfezioni dell'elettronica come il rumore di fase e il rumore termico, limita le performance dello strumento in prossimità del target rilevato. Infatti, la risposta del radar ha un decadimento di 80 dB dopo 15 ns dal target e 100 dB dopo 40 ns, raggiungendo una dinamica massima di circa 110 dB e quindi in linea con la specifica.

### 4.2.3 Decadimento del clutter di sistema e stima della profondità di penetrazione

Valutata la dinamica di sistema, è molto interessante fare una stima della profondità di penetrazione collegando tra loro l'attenuazione geometrica del mezzo e le performance di sistema.

Un'onda elettromagnetica che si propaga in un mezzo dispersivo subisce un'attenuazione di tipo esponenziale in funzione della distanza percorsa dall'origine del sistema di riferimento e dal coefficiente di attenuazione del mezzo. Indicando con  $c$  la velocità della luce,  $f$  la frequenza dell'onda,  $\varepsilon_r$  la costante dielettrica del mezzo e  $\tan \delta$  il fattore di perdita del mezzo tale che [40]

$$\alpha = \frac{\pi f \sqrt{\varepsilon_r}}{c} \tan \delta \quad (4.3)$$

allora, l'attenuazione geometrica dell'onda radar nel mezzo vale

$$Att = e^{-\alpha r} \quad (4.4)$$

La cui equivalente in scala logaritmica è espressa dalla (4.5).

$$Att|_{dB} = 20 \log(e^{-\alpha r}) = 20 \frac{\ln(e^{-\alpha r})}{\ln 10} = -20 \frac{\alpha r}{\ln 10} \quad (4.5)$$

Normalizzando in distanza la precedente relazione e sostituendo il valore di  $\alpha$ , siamo in grado di stimare l'attenuazione dell'onda radar nel mezzo in termini di dB/m secondo la (4.6).

$$Att|_{dB/m} = -20 \frac{\alpha}{\ln 10} = -20 \cdot \frac{\pi \cdot f_c \cdot \sqrt{\varepsilon_r} \cdot \tan \delta}{c} \cdot \frac{1}{\ln 10} \cong 36 \text{ dB/m} \quad (4.6)$$

I 36 dB/m di attenuazione sono ottenuti considerando la frequenza di centro banda  $f_c$  di RiSEM pari a 6 GHz, una costante dielettrica pari a 4 (tipica per le murature secche) e un fattore di perdita di 0.033 [40]. Si è scelta la frequenza centrale di RiSEM in quanto, la costante dielettrica e il fattore di perdita sono costanti in frequenza per la gran parte dei materiali che costituiscono le murature [52].

Va comunque specificato che nelle applicazioni radar, si riferenzia correttamente sul profilo in range la posizione del target considerando il percorso doppio compiuto dal segnale per raggiungere il bersaglio e tornare verso l'antenna ricevente. Questo significa che il segnale trasmesso nel mezzo, e riflesso da un target a 1 m di profondità, subisce in realtà un'attenuazione doppia di quella calcolata in (4.6), e quindi, di circa 70 dB, prima di essere intercettato dall'antenna ricevente. Il valore calcolato è molto elevato e

dimostra quanto le indagini GPR sondino materiali ostili da un punto di vista di propagazione radio.

Al di là di questo fenomeno, che certamente era atteso e noto, l'esito di questa analisi mira a dimostrare quanto sia fondamentale realizzare un ricevitore radar a bassissimo rumore. Per far ciò, si introduce la velocità di propagazione nel mezzo e si converte l'attenuazione stimata da dB/m a dB/ns attraverso la (4.7) e la (4.8).

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} = 150 \cdot 10^6 \text{ m/s} \Rightarrow 0.15 \text{ m/ns} \quad (4.7)$$

$$Att|_{dB/ns} = Att|_{dB/m} * v|_{m/ns} \cong 5 \text{ dB/ns} \quad (4.8)$$

In questo modo, possiamo plottare sul profilo in range del radar la retta di attenuazione tipica di una muratura, che come calcolato ha un pendenza di 5 dB/ns.

Sulla stessa misura utilizzata per determinare la massima dinamica del radar, quindi, con il massimo segnale in ingresso e con una finestra di tipo Hanning sui dati acquisiti, si traccia la retta di attenuazione, a partire dal massimo segnale ricevuto, Figura 95. Trattandosi del massimo segnale ammissibile dal radar, e di un bersaglio molto superficiale (perché localizzato quasi a distanza 0 ns), il punto di incrocio tra il profilo in range e la retta di attenuazione indica la massima profondità di indagine, vale a dire, la massima profondità a cui il radar può rilevare un bersaglio.

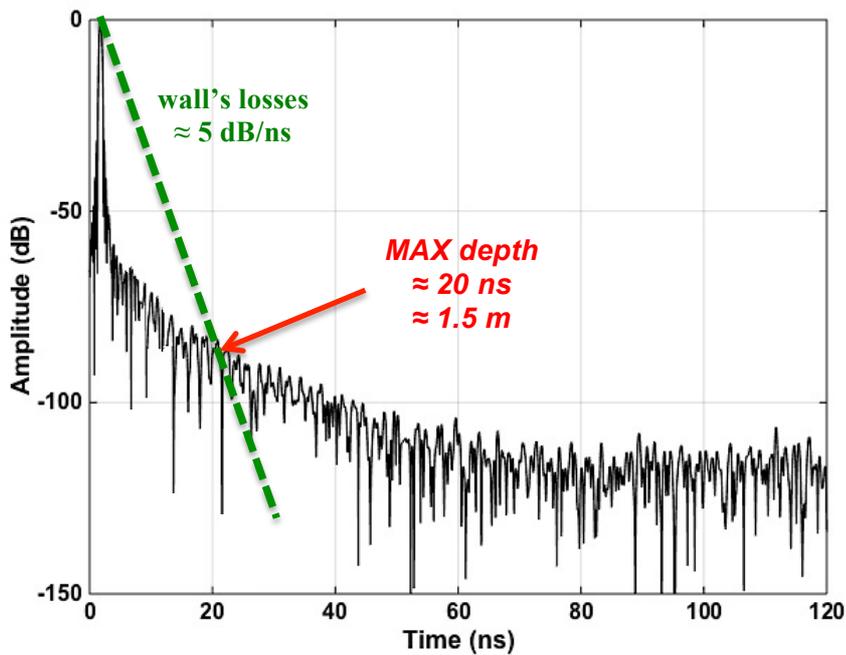
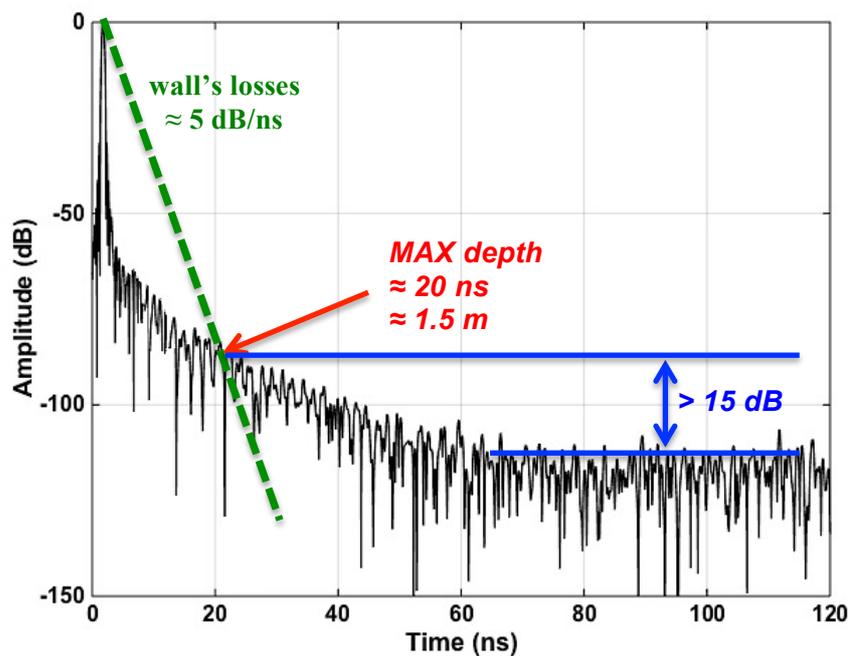


Figura 94: stima della massima profondità di penetrazione

Un bersaglio più distante, e quindi più profondo, non sarà rilevato, in quanto, la sua risposta è coperta dal clutter del radar. È quindi evidente che, a parità di attenuazione, minore è il rumore dello strumento, maggiore sarà la sua capacità di rilevare bersagli profondi. Nel caso specifico, considerando i 2 ns del tempo di volo del cavo di test, il clutter di sistema limita la profondità di penetrazione a circa 20 ns e quindi, ad una profondità di circa 1.5 m.

Purtroppo, il clutter di sistema limita la profondità di indagine a 1.5 m, fissando la dinamica fruibile in condizioni operative a 95 dB. Tuttavia, come mostra la Figura 95 la dinamica massima del radar è circa 110 dB quindi rimangono circa 15 dB non fruibili.



**Figura 95: relazione tra la massima profondità di indagine/dinamica del radar. Riducendo di un fattore 16 il tempo di integrazione del tono, il livello di rumore dello strumento sale di circa 12 dB, mantenendo inalterata la massima profondità di indagine. In queste condizioni, il sistema è circa 4 volte più veloce.**

È possibile sfruttare questo grado di libertà per migliorare la velocità dello strumento come segue. Il tempo di tono è composto dal tempo di aggancio del PLL e dal tempo di integrazione, come descritto dalla (4.9).

$$t_{\text{tono}} = t_{\text{lockPLL}} + t_{\text{int}} = 0.25 + 1 = 1.25 \text{ ms} \quad (4.9)$$

Dimezzando il tempo di integrazione, il livello di rumore di fondo sale di 3 dB e il tempo di tono è ridotto a 0.75 ms. Ripetendo questa operazione in modo iterativo per 4 volte, il tempo di integrazione è ridotto di un fattore 16 e il livello di rumore di fondo

sale di circa 12 dB, portando la dinamica massima del radar a circa 98 dB. Questo non modifica in alcun modo la profondità di indagine e quindi, non peggiora le performance dello strumento, ma anzi lo rende circa 4 volte più veloce della condizione originaria in quanto, il nuovo tempo di tono risulta

$$t_{\text{tono}}' = t_{\text{lockPLL}} + \frac{t_{\text{int}}}{16} = 0.25 + 0.625 = 0.3125ms \quad (4.10)$$

e quindi, il sistema compie circa 4 scansioni al secondo.

### 4.3 Sperimentazione in ambiente applicativo

Il radar descritto in questa tesi è stato realizzato nell'ambito del progetto di ricerca RiSEM (*Rischio sismico negli edifici Monumentali*) dal quale, il radar prende il nome. L'obiettivo del progetto è determinare il rischio sismico di strutture medievali basandosi sulla valutazione del rischio sismico del sito geologico in esame, e sulla vulnerabilità delle strutture investite da un probabile sisma. All'interno del progetto, il task del nostro gruppo di ricerca comprendeva la realizzazione e la messa in opera del radar descritto, al fine di valutare anomalie all'interno delle mura di queste strutture. In particolare, si cercano crepe, cavità, distaccamenti o altre disomogeneità che influenzano la vulnerabilità dell'edificio.

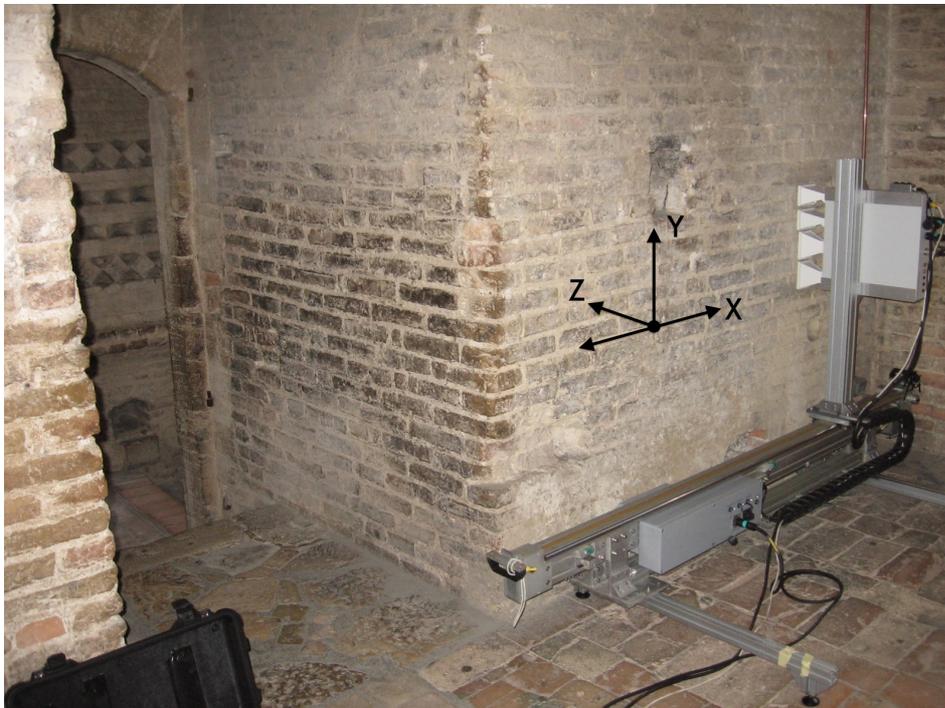
Come test, si riportano alcune di queste misure e in particolare, quelle eseguite in una delle pareti interne della "Torre Grossa" di San Gimignano (SI), principale sito di studio del progetto RiSEM, Figura 96.

Come mostra la Figura 97, sono stati eseguiti più test sfruttando il sistema di scansione performando scansioni lineari non a contatto per diverse quote dal pavimento e per polarizzazioni diverse, HH, VV, e HV.

Come mostrato dal carotaggio sulla parete in prossimità della zona di test, Figura 98, e Figura 99, la struttura interna della parete presenta una malta e un'omogeneità eccezionali per l'epoca di costruzione a cui risale la torre. Da un punto di vista radar, si tratta di uno scenario con poche discontinuità dielettriche, per cui, non ci si aspettano sulle immagini radar bersagli critici o rilevanti. Allo stesso tempo, il risalto di una discontinuità può indicare una delle anomalie cercate. L'esito di alcune di queste scansioni è mostrato nella Figura 100, la quale mostra le immagini focalizzate [53] [54] di quattro scansioni lineari in polarizzazione verticale sia in trasmissione che in ricezione.



**Figura 96: foto della Torre Grossa, San Gimignano (SI). È l'edificio in cui sono state eseguite diverse misure GPR con il radar RiSEM alla ricerca di anomalie nelle pareti interne della torre.**



**Figura 97: foto della sperimentazione del radar in una delle pareti interne della Torre Grossa di San Gimignano (SI)**



**Figura 98:** carotaggio sulla parete di test. Il carotaggio mostra l'omogeneità dei materiali.



**Figura 99:** test di RiSEM sulla torre Grossa di San Gimignano (SI). In basso alla destra del radar è visibile il carotaggio di Figura 98.

Come atteso, le immagini radar mostrano uno scenario molto omogeneo e uniforme, tuttavia, sono evidenziabili alcune “anomalie” e in particolare alle posizioni:

- $X = 0.4$  m per le immagini b), c), e d)
- $X = -0.6$  m per le immagini b) e d)
- $X = -0.1$  m per l'immagine a)

Questi risultati sono probabilmente imputabili alla presenza di infiltrazioni all'interno del muro. La loro presenza può essere dovuta a distaccamenti localizzati della parte esterna del muro che potrebbero permettere all'acqua piovana di penetrare

all'interno della struttura, cambiando la sua umidità. Questo spiegherebbe il netto contrasto dielettrico rilevato dal radar.

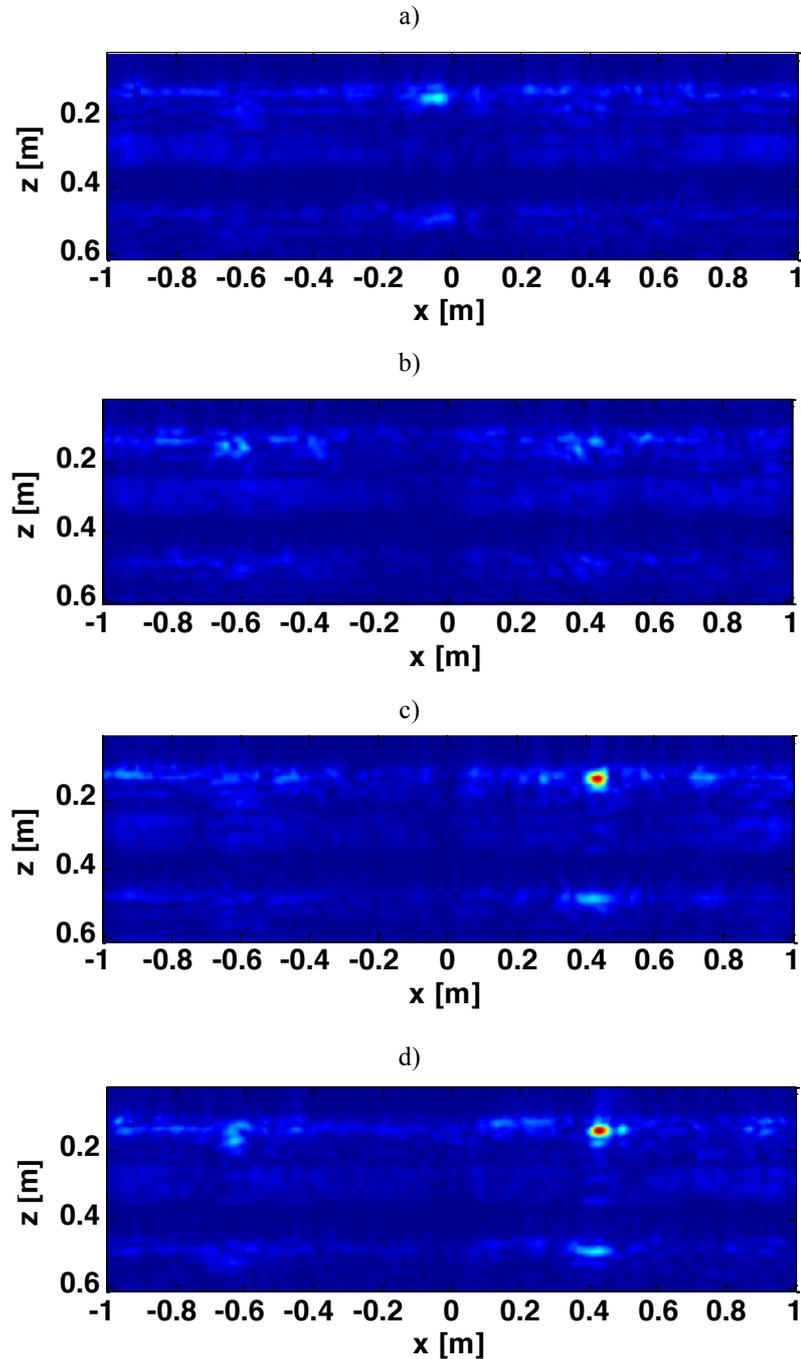


Figura 100: immagini focalizzate delle indagini radar non a contatto sulla parete interna della Torre Grossa. La a), b), c), e d) sono immagini a scansioni orizzontali sulla stessa sezione a differenti quote dal pavimento.

#### 4.4 Sperimentazione in ambiente controllato, through the wall

Nel paragrafo precedente sono stati mostrati i risultati di una sperimentazione di RiSEM nella ricerca di anomalie all'interno di una muratura medievale. Tuttavia, un'ulteriore applicazione di questo strumento è l'investigazione attraverso la muratura (*through the wall investigation*). Con queste indagini, l'obiettivo non è quello di analizzare le anomalie nel muro, ma osservare attraverso essa alla ricerca di bersagli rilevanti all'interno di stanze o edifici. Risulta quindi molto interessante sperimentare il RiSEM anche in questo tipo di attività così da valutare le potenzialità dello strumento anche in questo settore. Il setup di test realizzato e scelto è descritto in Figura 101. Ovviamente è un setup molto semplice e poco realistico, ma è un test preliminare per capire l'eventuale potenzialità dello strumento in questo tipo di applicazione. Il radar è stato installato di fronte alla parete di una stanza per eseguire alcune scansioni lineari dalla posizione 0 alla posizione 2 m a step di 1 cm.

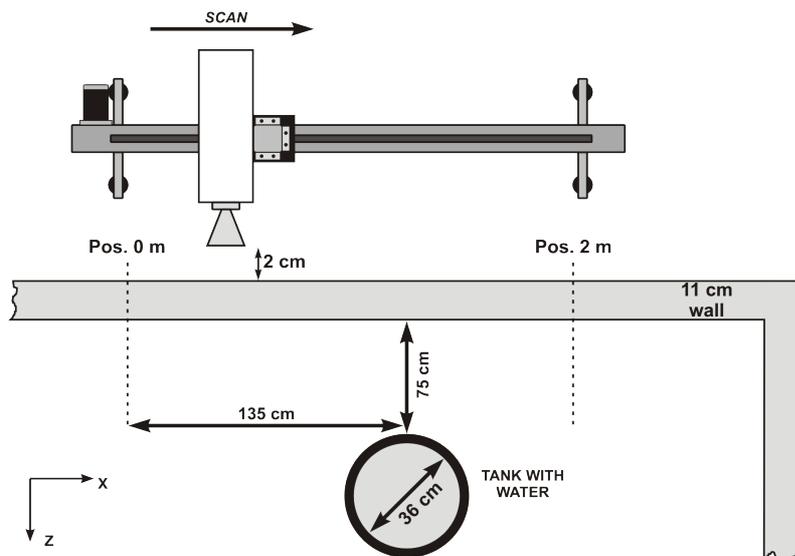


Figura 101: setup di misura per la prova “through the wall” del radar.

Come target, è stata piazzata una tanica in plastica con diametro 36 cm e riempita di acqua. In particolare, la tanica dista 75 cm dalla superficie interna della parete e 135 cm dall'origine del sistema di riferimento. Per una caratterizzazione completa, il radar ha eseguito più scansioni lineari a quote diverse, ma mantenendo le antenne ad una distanza di 2 cm dalla parete. Per ovvie ragioni di brevità, si mostrano i risultati di due

di queste scansioni, e in particolare, una relativa ad una quota dal pavimento corrispondente alla metà altezza delle tanica, Figura 102, e una, ad una quota superiore all'altezza massima della tanica, Figura 103.

Il processing che ha prodotto le immagini considera una propagazione in aria ( $\epsilon_r=1$ ) e inoltre esegue il *background removal* [55] e un *time gating* [56] di 5 ns. Soprattutto il *time gating* spiega l'apparente errore di "profondità" della tanica. Infatti, la profondità a 0 m delle due immagini è riferita al *gating* e quindi, è piazzata a una distanza di 5 ns dalle antenne.

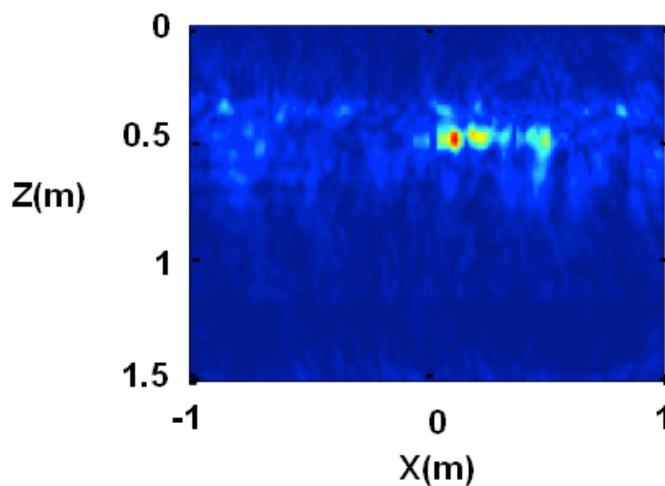


Figura 102: immagine focalizzata di una scansione all'altezza della tanica. Il forte contrasto dielettrico evidenzia la presenza del target.

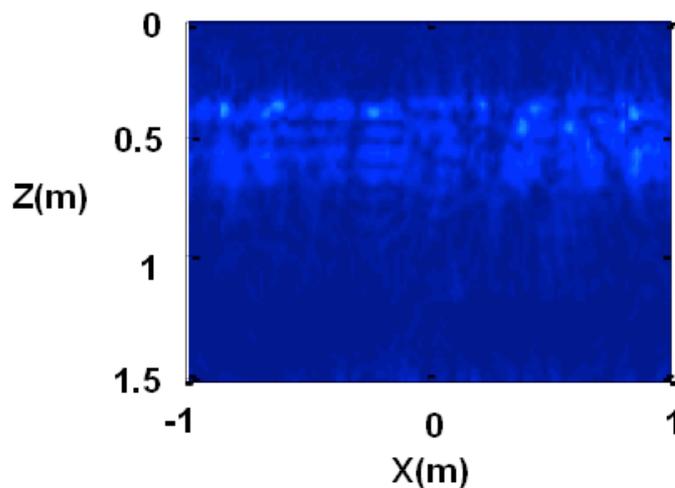


Figura 103: immagine focalizzata di una scansione a una quota superiore alla tanica. Come atteso, lo scenario non presenta bersagli.

Inoltre, il segnale radar percorre all'interno della finestra temporale del *time gating* un tratto di 11 cm nel muro e quindi con velocità di propagazione paria  $c/2$ , ma che il processing considera  $c$  perché ipotizza una propagazione completamente in aria.

L'insieme di questi fattori spiega perché la quota della tanica nelle due immagini è circa 50 cm e non gli 88 cm reali. Il motivo che giustifica il *time gating* è comunque molto semplice. In quest'applicazione siamo interessati a rilevare bersagli oltre il muro e non al suo interno. Per questo motivo, con il *gating* si eliminano dal profilo in range tutte le riflessioni multiple interne al muro per giunta, prive di informazione. Ogni riflessione crea sul profilo in range un bersaglio di ampiezza molto elevata perché in prossimità delle antenne e che limiterebbe la dinamica delle scan prodotte.

L'eliminazione dal profilo in range di questi bersagli fittizi consente di riadattare la dinamica del grafico prodotto su valori inferiori, rendendo il contributo della tanica facilmente visibile rispetto al rumore di fondo dello strumento, Figura 102.

## Conclusioni e Sviluppi Futuri

In questa tesi è stato descritto il progetto, la realizzazione e la sperimentazione di un prototipo radar penetrante a onda continua a passi di frequenza (*Stepped Frequency Continuous Wave SF-CW*) ad altissima risoluzione e alta dinamica per le indagini intramurarie non a contatto.

Lo sviluppo di questo lavoro è stato impostato sul “*come fare per...*”, infatti, nel corso dei quattro capitoli si descrive il prototipo realizzato “guardandolo con l’occhio critico del progettista” e quindi, affrontando tutti gli step necessari per progettare il radar partendo dai requisiti, fino alla verifica delle specifiche e la sua sperimentazione. In particolare, si è analizzata in dettaglio la tecnica SF-CW e la sua implementazione hardware attraverso l’analisi del trasmettitore e del ricevitore, studiando per ognuno gli aspetti fondamentali di progetto e il loro effetto sulle prestazioni di sistema. Sulla base di questa analisi e sulla base dei requisiti imposti dall’applicazione, è stato descritto nel dettaglio il prototipo RiSEM, il quale in fase di collaudo su banco ha mostrato prestazioni molto elevate, raggiungendo una risoluzione di 37.8 mm e una dinamica superiore a 95 dB e quindi, con prestazioni complessive ben al di sopra dei radar comuni.

Alcuni test preliminari, come le indagini GPR sulla Torre Grossa di San Gimignano (SI) e la prova radar “Through the wall”, hanno mostrato l’efficacia dello strumento sia per l’indagine intramuraria per cui è nato, sia per le indagini radar attraverso le murature.

Ovviamente, il RiSEM è solo un prototipo non ingegnerizzato, ma ha comunque dimostrato un potenziale elevato per successivi studi e miglioramenti. Per questo motivo, sono possibili ulteriori sviluppi a partire dal sistema elettronico, che presenta diverse sezioni integrabili tra loro riducendo i consumi e le dimensioni. Particolare attenzione sarà posta sul clutter di sistema, che come mostrato, limita la capacità di rilevare bersagli profondi. Abbassando ulteriormente il clutter di sistema spingendo sull’ottimizzazione delle sorgenti a RF e sull’isolamento tra il trasmettitore e il ricevitore, sarà possibile sfruttare al massimo l’enorme range dinamico a disposizione. Un netto sviluppo, può essere introdotto anche sul sistema radiante. Antenne migliori in

termini di matching e direttività, ad esempio delle antenne Vivaldi, produrrebbero immagini radar non a contatto di qualità e risoluzione superiore.

Molto interessante sarebbe anche il progetto di antenne bow-tie per misure a contatto. Nel caso l'applicazione lo consenta, l'impiego di queste antenne permetterebbe al radar di trasmettere direttamente nel mezzo da indagare, eliminando la perdita di potenza sull'interfaccia aria muro aumentando anche l'efficacia degli algoritmi di focalizzazione che elaborano i dati.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] Campana S., Piro S., “GPR investigation in different archaeological sites in Tuscany. Analysis and comparison of the obtained results”, *Proceedings of the 13th International Conference on the Ground Penetrating Radar (GPR)*, IEEE, 2010.
- [2] Perrot P., Galou G., Daudigny H., “GPR: Applications in criminal investigation”, *Conference on Antenna Measurements and Applications (CAMA)*, IEEE, 2014.
- [3] Pieraccini M., Mecatti D., Fratini M., Atzeni C., Seracini M., “A High Frequency GPR application to the Cultural Heritage survey: the search of the “Battle of Anghiari” by Leonardo da Vinci”, *Proceedings of the 10th International Conference on the Ground Penetrating Radar (GPR)*, IEEE, 2004.
- [4] A. Zarkhidze, E. Lemenager, “Case study - use of 3D GPR technologies for utility mapping in Paris”, *Proceedings of the Tenth International Conference on Ground Penetrating Radar*, IEEE, 2004.
- [5] T. Koga, X. Lu, K. Mori, “Autonomous Continuous Target Tracking Technology for Safety in Air Traffic Radar Systems Network”, *Proceedings of The 6th IEEE International Symposium on Service Oriented System Engineering (SOSE 2011)*, IEEE, 2011.
- [6] F. Papi, M. Pieraccini, “A rain Doppler microwave sensor”, *11<sup>th</sup> European Radar Conference (EuRAD)*, IEEE, 2014.
- [7] M. Pieraccini, D. Mecatti, D. Dei, F. Parrini, G. Macaluso, A. Spinetti, F. Puccioni, “Microwave sensor for molten glass level measurement”, *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 212, pp. 52-57, 2014.
- [8] H. P. Groll, “Hystoty of automotive anticollision radars and final experimental results of a MM-Wave car radar developed by the Technical University of Munich”, *Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol 12, Issue 8, pp. 15-19, IEEE, 1997.
- [9] A.H. Waite, S. J. Schmidh, “Gross Errors in Height Identification from Pulsed Radar Altimeters Operatinb over Thick Ice or Snow”, *Proceeding of the Institute of Radio Engineer (IRE)*, vol. 50, n. 6. pp. 1515-1520, 1962.
- [10] A.P. Annan, “Ground Penetrating Radar Workshop Notes”, *Ninth International Conference on Ground Penetrating Radar GPR2002*, 2002

- [11] R. M. O'Donnell, "Radar Cross Section", *IEEE Course*, IEEE, 2012.
- [12] R. B. Dybdal, "Radar Cross Section Measurements", *Proceeding of the IEEE*, vol. 75, Issue 4, pp. 498-516, IEEE, 2005.
- [13] F. Parini, M. Pieraccini, A. Spinetti, G. Macaluso, G. Grazzini, G. De Pasquale, H. Scott, A. G. Yarovoy, P. J. Aubry, D. Caratelli, "ORFEUS Project: the Surface GPR System", *Proceeding of the 6<sup>th</sup> European Radar Conference (EuRAD)*, IEEE, 2009.
- [14] W. Al-Nusimy, A. Eriksen, J. Gasgoyne, "Train-mounted GPR for high-speed rail trackbed inspection", *proceedings of the Tenth International Conference on Ground Penetrating Radar*, IEEE, 2004.
- [15] B. Giroux, E. Gloaguen, M. Chouteau, "Geotechnical application of borehole GPR - a case history", *Proceedings of the Tenth International Conference on Ground Penetrating Radar GPR2004*, IEEE, 2004.
- [16] C. M. de Jong van Coevorden, C. Cobos Sanchez, M. F. Pantoja, S. G. Garcia, A. R. Bretones, R. G. Martin, A. Faize, A. Driouach, "GPR survey at the archaeological roman site of Ciavieja, El Ejido (Spain)", *6<sup>th</sup> International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar (IWAGPR)*, IEEE, 2011.
- [17] W. Wenpeng, Z. Bo, L. Xiaojun, Y. Jian, F. Guangyou, "High-resolution penetrating radar for ice thickness measurement", *14<sup>th</sup> International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR)*, IEEE, 2012.
- [18] F. Xuan, M. Sato, "Landmine imaging by a hand-held GPR and metal detector sensor (ALIS)", *Proceedings of the International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, IEEE, 2005.
- [19] G. Grazzini, M. Pieraccini, F. Parrini, A. Spinetti, G. Macaluso, D. Dei, C. Atzeni, "An ultra-wideband high-dynamic range GPR for detecting buried people after collapse of buildings", *13<sup>th</sup> International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR)*, IEEE, 2012.
- [20] Hewlett Packard, "Pulsed and Waveform Generation with Step Recovery Diodes – Application note 918"
- [21] A. Bystrov, M. Gashinova, "Analysis of stroboscopic signal sampling for radar target detectors and range finders", *IET Radar, Sonar and Navigation*, vol. 7 issue 4, pp. 451-458, 2012

- [22] F. J. Harris, "On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier transform", *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, n. 1, pp. 51-83, 1978.
- [23] Nuttal, Albert H., "Some windows with very good sidelobe behavior", *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 29, issue. 1, pp. 84-91, 1981.
- [24] "Quartz crystal device", *Quartz Crystal Industry Association of Japan*, [www.qiaj.jp](http://www.qiaj.jp)
- [25] P. van Genderen, "The effect of phase noise in a stepped frequency continuous wave ground penetrating radar", *2001 CEI International Conference on Radar Proceedings*, IEEE, pp. 581-584, 2001.
- [26] D. Seyfried, J. Schoebel, "Stepped frequency radar signal processing", *Journal of Applied Geophysics*, vol. 112, pp. 42-51, 2015.
- [27] "A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis", Analog Devices, Inc., 1999, <http://www.ieee.li/pdf/essay/dds.pdf>
- [28] "MT-085 Tutorial. Fundamentals of Direct Digital Synthesis (DDS)", *Analog Devices, Inc.*, 2008.
- [29] G. C. Hsieh, J. C. Hung, "Phase-Locked Loop Techniques-A Survey", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, Issue 6, pp. 609-615, 1996.
- [30] D. A. Noon, D. Longstaff, D., G.F. Stickley "Correction of I/Q errors in homodyne step frequency radar refocuses range profiles" *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP-94)*, vol. 2, pp. II-369, 1994.
- [31] S. A. Harman, P. Williams, Hume, A. L. P. "The correction of Doppler errors and receiver chain anomalies in CW radars" *Record of the IEEE 2000 International Radar Conference*, pp. 199-204, 2000.
- [32] M. Pieraccini, F. Papi, N. Donati, "I-Q imbalance correction of microwave displacement sensors", *Electronics Letters*, IEEE, vol. 51, issue 13, pp. 1021-1023, 2015
- [33] T. Kind, I. Krause, C. Maierhofer, "Development of an Utility Finding Impulse Radar", *International Symposium on Non Destructive Testing in Civil Engineering (NDT-CE)*, 2003.

- [34] K. W. A. van Dongen, R. van Waard, S. van der Baan, "A Directional Borehole Radar system", *International Journal of Subsurface Sensing Technologies and applications*, vol. 3, issue 4, 2002.
- [35] S. Ebihara, "Direcional Borehole Radar With dipole Antenna Array Using Optical Modulators", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 42, issue 1, pp. 45-58, 2004.
- [36] M. Sato, T. Takayama, "A Novel Directional Borehole Radar System Using Optical Electric Field Sensors", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 45, issue 8, pp. 45-58, 2007.
- [37] Jennifer T. Bernhard, "Reconfigurable Antennas", Ed. Balanis.
- [38] F. Parrini, M. Pieraccini, D. Mecatti, D. Dei, G. Macaluso, A. Spinetti, R. Persico, G. Leucci, G. Manacorda, "A reconfigurable stepped frequency GPR (GPR-R): The antenna subsystem", *7<sup>th</sup> International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar (IWAGPR)*, IEEE, 2013.
- [39] Advanced Calibration Techniques for Vector Network Analyzers, *Modern Measurement Techniques for Testing Advanced Military Communications and Radars, 2nd Edition*, Agilent Technologies, Inc. 2006.
- [40] M. Pieraccini, D. Mecatti, G. Luzi, M. Seracini, G. Pinelli, C. Atzeni, "Non-contact intrawall penetrating radar for heritage survey: the search of the 'Battle of Anghiari' by Leonardo da Vinci", *NDT & E International*, vol. 38, issue 2, pp. 151-157, 2005.
- [41] W. G. Jung, "Op Amp Applications Handbook", *Analog Devices Inc.*
- [42] F. M. Gardner, "Charge-Pump Phase-Lock Loops", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 28, issue 11, pp. 1849-1858, 1980.
- [43] C. S. Vaucher, B. Nauta, "Architecture for RF Frequency Synthesizers", *The International Series in Engineering and Computer Science*, vol. 693, Springer US, 2002.

- [44] E. J. Wilkinson, “N-Way Hybrid Power Combiner”, *IRE Transactions on Microwave Theory and Technique*. Vol. 13, pp. 116-118, 1960.
- [45] Mini-Circuits, “Understanding Mixers – Terms Defined, and Measuring Performance”, AN00009, 2015.
- [46] W. E. Sabin, “Narrow Band-Pass Filters for HF”, *The American Radio Relay League, Incorporated*, QEX, 2000.
- [47] A. I. Zverev, “Handbook of Filter Synthesis”, *Wiley and Sons*, 1967.
- [48] D. Psychogiou, D. Peroulis, “Tunable VHF Miniaturized Helical Filters”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, Vol. 62, Issue 2, pp. 282-289, IEEE, 2014.
- [49] A. I. Zverev, H. J. Blinchikoff, “Realization of a Filter with Helical Components”, *IRE Transactions on Component Parts*, Vol. 8, Issue 3, pp. 99-110, IEEE, 1961.
- [50] B. Baker, “How delta-sigma ADCs work, Part 1”, Texas Instruments Inc., *Analog Application Journal*, 2011.
- [51] E. Eide, “Radar Imaging of Small Objects Closely Below the Earth Surface”, *PhD thesis, Norwegian University of Science and Technology (NTNU)*, 2000.
- [52] G. Tarner, A.F. Siggings, “Constant Q attenuation of subsurface radar pulses”, *Geophysics*, vol. 59, pp. 1192-1200, 1994.
- [53] F. Soldovieri, J. Hugenschmidt, R. Persico, and G. Leone, “A linear inverse scattering algorithm for realistic GPR applications”, *Near Surface Geophysics*, vol. 5, pp. 29–42, 2007.

- [54] I. Catapano L. Crocco, R. Di Napoli, F. Soldovieri, A. Brancaccio, F. Pesando and A. Aiello, “Microwave tomography enhanced GPR surveys in Centaur’s Domus, regio VI of Pompei, Italy”, *J. Geophys. Eng*, vol. 9, pp. 92-99, 2012.
- [55] R. Solimene, A. Cuccaro, A. Dell'Aversano, I. Catapano, F. Soldovieri, “Background removal methods in GPR prospecting”, *2013 European Radar Conference*, IEEE, 2013
- [56] J. Dunsmore, “Gating effects in time domain transforms”, *Microwave Measurement Symposium, 2008 72nd ARFTG*, IEEE, 2008.