



SAPIENZA
UNIVERSITÀ DI ROMA

Facoltà di Ingegneria dell'Informazione, Informatica e Statistica
Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione, Elettronica e Telecomunicazioni

Dottorato di ricerca in Telerilevamento
XXVIII ciclo

***Tecniche di elaborazione avanzate per
sistemi radar passivi basati su
trasmissioni FM per applicazioni di
sorveglianza aerea.***

Virginia Marongiu

Supervisor

Prof. Debora Pastina

Prof. Pierfrancesco Lombardo



SAPIENZA
UNIVERSITÀ DI ROMA



INDICE

1.	Introduzione	1
1.1.	Tecniche SAR per imaging passivo di bersagli stazionari e di scene estese	3
1.2.	Tecniche ISAR per imaging passivo di bersagli in movimento	4
1.3.	Tecniche micro-Doppler per imaging passivo di bersagli con micro-movimenti	4
1.4.	Motivazioni e panoramica sull'attività di ricerca	4
2.	Richiamo sulle tecniche di elaborazione su tempi brevi di integrazione per sistemi FM-PBR	8
2.1.	Catena di elaborazione per la rivelazione e il tracciamento di bersagli aerei	8
2.2.	Applicazione a un set di dati reali	12
3.	Sistema FM-PISAR e simulatore di scenario	17
3.1	Descrizione del modello di bersaglio e del sistema FM-PISAR	17
3.2	Simulatore di scenario	20
4.	Tecniche di elaborazione su tempi lunghi di integrazione per sistemi FM-PISAR	23
4.1	Tecnica di elaborazione ISAR a due stadi: approccio polinomiale per scenario ideale	25
4.1.1	Valutazioni e osservazioni tramite applicazione a set di dati simulati	26
4.2	Tecnica di elaborazione ISAR a due stadi: approccio model-free per scenario reale	31
4.2.1	Valutazioni e osservazioni tramite applicazione a set di dati simulati	35
5.	Descrizione delle campagne di acquisizione FM e supporto ADS-B	37
5.1.	Catena ricevente del segnale FM	37
5.1.1	Sottocampionamento a RF diretto	37
5.1.2	Descrizione dei componenti della catena ricevente	40
5.2.	Campagne di test sperimentali per diverse geometrie operative	45
5.3.	Supporto da ricevitore MODE-S/ADS-B	48
6.	Calibrazione dei parametri utili alla tecnica avanzata di elaborazione per sistemi FM-PISAR	50
7.	Risultati per i diversi set di dati sperimentali	56



7.1	Prima campagna di acquisizione: ricevitore a Monterotondo	57
7.1.1	Rivelazione e tracciamento	58
7.1.2	Formazione del profilo in cross-range.....	62
7.1.3	Valutazione stabilità del profilo in cross-range	65
7.2	Seconda campagna di acquisizione: ricevitore a Roma	69
7.3	Terza campagna di acquisizione: ricevitore a Roma	77
7.4	Quarta campagna di acquisizione: ricevitore a Monterotondo.....	86
7.5	Quinta campagna di acquisizione: ricevitore a Monterotondo	96
7.6	Confronto tra i bersagli delle diverse campagne di acquisizione e identificazione	106
8.	Conclusioni	110
	Appendice	111
	Funzione di ambiguità per i segnali FM.....	111
	Bibliografia	113



ACRONIMI

ADS-B, Automatic Dependent Surveillance-Broadcast

ATC, Air Traffic Control

ATR, Automatic Target Recognition

CA-CFAR, Cell Average – CFAR

CCF, Cross-correlation function

CFAR, Constant False Alarm Rate

COTS, Commercial Off-the Shelf

CPI, Coherent Processing Interval

DDC, Digital Down Conversion

DFT, Discrete Fourier Transform

ECA, Extensive Cancellation Algorithm

ECA-B, ECA-Batches

ECA-S, ECA-Sliding

FM, Frequency Modulation

FM-PISAR, FM-Passive ISAR

ICAO, International Civil Aviation Organization

IDFT, Inverse DFT

ISAR, Inverse SAR

LNA, Low Noise Amplifier

LoS, Line of Sight

LS, Least Square

NCTR, Non Cooperative Target Recognition

PBR, Passive Bistatic Radar

PCL, Passive Coherent Location

PGA, Phase Gradient Algorithm

PRF, Pulse Repetition Frequency

PSF, Point Spread Function

RCS, Radar Cross Section

RF, Radio Frequency

SAR, Synthetic Aperture Radar

SDR, Signal-to-disturbance ratio



SAPIENZA
UNIVERSITÀ DI ROMA



1. INTRODUZIONE

I *radar bistatici passivi* (PBR) sono radar nei quali la sorgente trasmittente, dislocata dal ricevitore, è un trasmettitore già esistente che viene sfruttato come illuminatore di opportunità [1]-[3]. Esso può essere un trasmettitore di segnali per la diffusione di contenuti audio e video in dominio analogico/digitale, oppure un trasmettitore di segnali usati per le telecomunicazioni o, ancora, per la radionavigazione. I radar bistatici possono essere definiti come radar in cui il trasmettitore e il ricevitore sono situati in luoghi differenti. Quelli che usano invece antenne, trasmittente e ricevente, separate ma vicine sono definiti come radar monostatici.

I radar bistatici e multistatici si dividono in due categorie: quelli che usano trasmettitori cooperanti, quindi sotto il controllo dell'utente, e quelli che usano trasmettitori non cooperanti, e quindi la forma d'onda trasmessa non è nota all'utente. Questi ultimi sono divisi in quelli per cui il trasmettitore è un radar, in tal caso il sistema prende il nome di *hitchhiker*, e quelli per cui il trasmettitore è una sorgente di segnali broadcast, per le telecomunicazioni o per la radionavigazione, e in tal caso il sistema è chiamato PBR o PCL (*Passive Bistatic Radar* o *Passive Coherent Location*, vedi Figura 1).

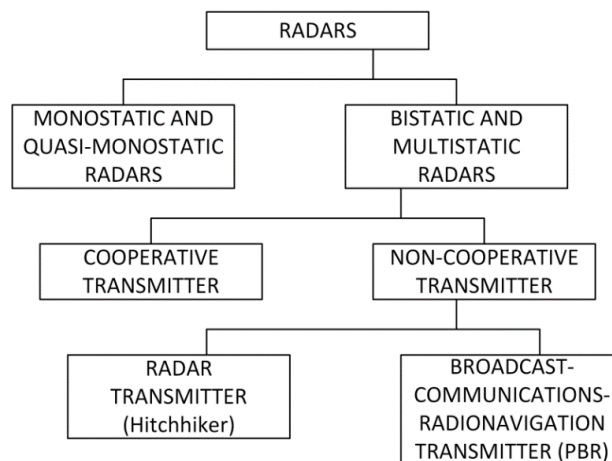


Figura 1. Classificazione dei radar.

Negli ultimi anni i sistemi PBR hanno riscontrato un grande interesse per applicazioni di sorveglianza in quanto permettono di rivelare, localizzare, ed eventualmente fare immagini di bersagli con notevoli vantaggi rispetto ai sistemi radar convenzionali. Infatti essi, in quanto non gestiscono la parte trasmittente, consentono di:

- avere un basso costo
- operare in modalità nascosta
- ridurre l'inquinamento elettromagnetico
- essere poco vulnerabili alle contromisure elettromagnetiche.



Inoltre, i radar bistatici possono anche essere efficienti nei confronti dei velivoli stealth in quanto la strategia di avere una forma piatta è studiata per ridurre la *Radar Cross Section (RCS)* monostatica, ma potrebbe non essere efficace in geometrie bistatiche. In ogni modo, la funzione basilare di un sistema PBR è quella di rivelare i bersagli presenti in una certa zona di interesse. In Figura 2 si riporta il suo classico schema di elaborazione.

Il ricevitore PBR principale, tipicamente noto come canale di sorveglianza, usa un'antenna direttiva puntata nella zona da sorvegliare con lo scopo di acquisire il segnale riflesso dal bersaglio. Di solito il segnale trasmesso non è noto al ricevitore e per questo motivo è necessario un ricevitore ausiliario, noto come canale di riferimento, che viene connesso ad un'altra antenna direttiva che punta verso il trasmettitore e ne acquisisce il segnale diretto. In alcuni casi se la forma d'onda viene trasmessa secondo uno standard ben definito (come i segnali DVB, *Digital Video Broadcasting*), il segnale di riferimento può essere ricostruito senza la necessità di usare un ricevitore ausiliario.

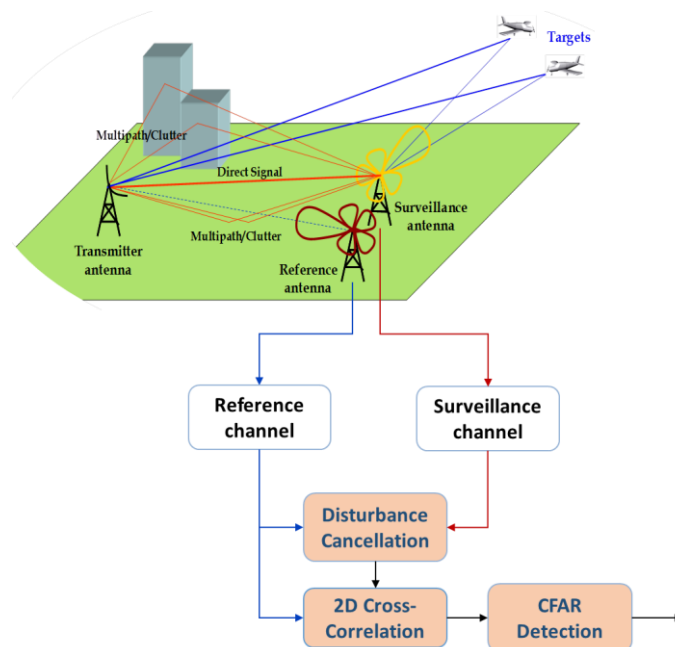


Figura 2. Schema di elaborazione di un tipico sistema PBR.

Il segnale di riferimento viene inizialmente adoperato per rimuovere contributi indesiderati, detti *disturbi*, ricevuti sul canale di sorveglianza insieme all'eco di bersaglio desiderata. Questi disturbi derivano in parte dal segnale diretto proveniente dal trasmettitore che viene ricevuto sui lobi laterali del fascio dell'antenna di sorveglianza, e in parte dai forti echi di clutter e multipath dovuti all'ambiente circostante. A valle della fase di cancellazione del disturbo il segnale di riferimento viene sfruttato dalla tecnica di rivelazione basata sulla valutazione della cross-correlazione bistatica bidimensionale (range-velocità) tra il segnale di sorveglianza e quello di riferimento (2D-CCF). Infine, sulla mappa ottenuta viene applicata una soglia CFAR (*Constant False Alarm Rate*) per rivelare automaticamente i potenziali bersagli in accordo ad un particolare schema di rivelazione CFAR.

Negli ultimi decenni i sensori PCL hanno ricevuto un grande interesse e la loro fattibilità è stata dimostrata in diverse applicazioni [4]-[7]. Svariati trasmettitori già esistenti sono stati utilizzati come trasmettitori di opportunità, come ad esempio trasmettitori per le telecomunicazioni, per la



radionavigazione o per il telerilevamento. Tuttavia la maggior parte delle ricerche è stata focalizzata sulla dimostrazione delle potenzialità dei sistemi PCL in termini di rivelazione, localizzazione e tracciamento di bersagli in movimento. Nello specifico, sono state studiate diverse strategie operative e tecniche di elaborazione del segnale per fornire ad un sensore PCL la capacità di decidere nel modo più affidabile possibile sulla presenza o meno di un bersaglio e, nel caso affermativo, di stimare con precisione la sua posizione attuale e futura.

Recentemente è stato di grande interesse, inoltre, capire quale tipo di bersaglio viene osservato e quindi cercare di associare una classe dimensionale ai bersagli rivelati. Le informazioni ottenute a valle della rivelazione e tracciamento del bersaglio conducono solamente ad una pre-identificazione del bersaglio osservato basata, per esempio, sul livello di potenza dei suoi echi e sulle caratteristiche del suo moto [9]-[11]. Inoltre, con particolare riferimento al modo di operare del radar passivo, tali informazioni potrebbero essere molto inaccurate a causa sia della mancante informazione relativa alle caratteristiche di radiazione del trasmettitore di opportunità, sia del basso livello del rapporto tra potenza del segnale e potenza del disturbo (SDR), che della limitata accuratezza raggiungibile nella misura in range, velocità e angolo, specialmente a basse frequenze portanti. Perciò, per permettere l'identificazione di bersagli, sono necessari stadi di elaborazione dedicati che mirano a estrarre, dai dati ricevuti, informazioni aggiuntive sui bersagli rivelati. A tale scopo la possibilità di ottenere immagini (1D o 2D) radar ad alta risoluzione dei bersagli in movimento nell'area di sorveglianza potrebbe rappresentare un punto chiave. Infatti, la disponibilità di immagini o profili affidabili e significativi di bersagli può aprire le porte alla capacità di riconoscimento di bersagli non cooperanti (NCTR) per i sensori considerati. Numerosi studi sono stati riportati nella letteratura tecnica che investigano la possibilità di formare immagini 2D o profili (immagini 1D) della scena osservata sfruttando diversi segnali di opportunità per svariate applicazioni fruibili. In questi studi, vengono impiegate sia tecniche SAR (*Synthetic Aperture Radar*) e ISAR (*Inverse Synthetic Aperture Radar*), basate sullo sfruttamento del moto del trasmettitore/ricevitore e/o del bersaglio stesso ([12]-[34]), che tecniche micro-Doppler([35] -[37]).

1.1. TECNICHE SAR PER IMAGING PASSIVO DI BERSAGLI STAZIONARI E DI SCENE ESTESE

Le tecniche di imaging SAR passivo vengono sfruttate in diverse applicazioni per ottenere immagini di oggetti stazionari (spesso immagini di zone estese della terra) sfruttando il moto del trasmettitore o del ricevitore. Ad esempio, in [12] viene adoperato un sistema passivo SAR posizionato su un ricevitore geostazionario che viene illuminato da segnali satellitari DAB (Digital Audio Broadcasting) o della TV retrodiffusi, per ottenere immagini di scene stazionarie. In [13], invece, si descrive un algoritmo per l'ottenimento di immagini SAR in cui si adopera un trasmettitore GNSS (Global Navigation Satellite System) e un ricevitore a bordo di un velivolo. Ancora, mentre in [14] vengono considerati un trasmettitore Wi-Max stazionario e un ricevitore in movimento, in [15] e in [16] viene presentata una tecnica di imaging passivo SAR per sistemi in cui si opera con un ricevitore terrestre stazionario e con un trasmettitore spaziale in movimento. Oppure, in [17] e in [18] vengono sfruttati rispettivamente segnali DVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial) con ricevitore su un velivolo, e segnali LTE (Long Term Evolution), DVB e DAB con ricevitore in movimento a terra. La possibilità di ottenere immagini SAR sia sfruttando segnali DVB-T che quelli trasmessi in banda VHF con ricevitore a bordo di un elicottero è stata investigata invece in [19]. Mirando a migliorare la risoluzione SAR della cella in range,



in [20] vengono sfruttati più canali di frequenza di un satellite di navigazione Galileo (E5a e E5b) con ricevitore stazionario o in movimento. Infine, ultimamente un'attenzione speciale è stata rivolta anche ad approcci multistatici passivi SAR che ci si aspetta conducano ad un miglioramento delle capacità grazie alla diversità fornita dalla dislocazione dei sensori ([21]-[22])

1.2. TECNICHE ISAR PER IMAGING PASSIVO DI BERSAGLI IN MOVIMENTO

Le tecniche di imaging ISAR passivo, rispetto a quelle di imaging SAR, sfruttano il moto del bersaglio per la sua stessa focalizzazione, anziché quello del sensore. In letteratura sono presenti pochi contributi molto recenti relativi a questa tematica in ambiente passivo. In [23], ad esempio, è stato descritto un metodo per la ricostruzione di immagini e la stima delle velocità in una scena con bersagli in movimento, in cui vengono sfruttati una rete di ricevitori in movimento e sorgenti di opportunità non cooperanti. In [24] sono adoperate forme d'onda GSM (Global System for Mobile Communications) per la rivelazione e l'imaging di bersagli terrestri in movimento. Trasmissioni Wi-Fi, invece, sono state sfruttate per ottenere firme Doppler (immagini 1D) a corto raggio di bersagli umani o veicoli in ambiente outdoor o indoor ([25]-[26]). Inoltre anche nel caso ISAR, al fine di aumentare la risoluzione in range sono stati sfruttati in [30] sistemi multifrequenza con segnali di opportunità DVB-T. Infine in [31]-[36] sono stati presentati dei sistemi ISAR passivi multistatici per diversi tipi di applicazioni come sorveglianza aerea sfruttando segnali della TV o sorveglianza marittima con segnali satellitari.

1.3. TECNICHE MICRO-DOPPLER PER IMAGING PASSIVO DI BERSAGLI CON MICRO-MOVIMENTI

Le tecniche micro-Doppler possono essere sfruttate per la classificazione di bersagli costituiti da micro-movimenti, oltre al centro globale di riflessione, che generano ulteriori modulazioni di frequenza dell'onda riflessa. L'elicottero è un tipico bersaglio che possiede tali caratteristiche particolari visibili nell'eco radar che derivano soprattutto dall'effetto di rotazione delle pale. In [35][36] sono stati utilizzati segnali DVB-T e GNSS come forme d'onda di opportunità per la classificazione di elicotteri con tecniche micro-Doppler sfruttando un sistema bistatico costituito da un trasmettitore e un ricevitore. In [37], invece, si sfrutta, sempre a scopo classificazione, un sistema multistatico con più ricevitori ed un trasmettitore DVB-T.

1.4. MOTIVAZIONI E PANORAMICA SULL'ATTIVITÀ DI RICERCA

In generale, le prestazioni di rivelazione, localizzazione, tracciamento e imaging di un sistema PBR sono strettamente dipendenti dalla forma d'onda di opportunità considerata che non essendo sotto il controllo dell'utente non può essere selezionata opportunamente in modo da garantire delle proprietà desiderate, come per esempio avere una funzione di ambiguità con un picco stretto in range e in Doppler e lobi laterali bassi.



Sfortunatamente, per una grande varietà di segnali di opportunità, la risoluzione in range è tipicamente insufficiente per ottenere immagini 2D eloquenti a causa della limitata larghezza di banda in frequenza. Questo è certamente il caso delle trasmissioni della radio FM nella banda VHF [88-108 MHz], essendo solitamente la larghezza di banda del canale singolo inferiore ai 200 kHz, che dà luogo ad una risoluzione in range monostatica equivalente generalmente peggiore di 1.5 km. Inoltre, la larghezza di banda in frequenza disponibile è tempo-variante in quanto dipende dal contenuto del programma trasmesso [38]-[39]. Nonostante queste limitazioni, le trasmissioni broadcast della radio FM sono piuttosto attraenti grazie al fatto che offrono un livello di potenza generalmente elevato, un'ampia copertura, e un buon trade-off tra le prestazioni e il costo della catena ricevente necessaria. In particolare, con riferimento ad applicazioni di controllo del traffico aereo (ATC), molte campagne sperimentali hanno dimostrato l'efficacia dei sistemi PCL basati sullo sfruttamento di forme d'onda della radio FM (FM-PBR) nella rivelazione, localizzazione e tracciamento dei bersagli aerei [40]-[44].

Mirando a sfruttare le buone proprietà di tali trasmissioni, in questa attività di dottorato di ricerca sono state investigate le strategie di elaborazione in grado di aggiungere al sensore PCL la capacità di collezionare maggiori e più accurate informazioni sui bersagli aerei osservati, nonostante le limitazioni imposte dalla forma d'onda adoperata.

A tal proposito, si consideri la possibilità di ottenere profili in cross-range (1D) ad alta risoluzione di bersagli aerei in movimento. Questa capacità avanzata è ottenibile, in principio, applicando schemi di elaborazione ISAR su lunghi CPI (*Coherent Processing Intervals*) durante i quali il bersaglio si muove con una componente di moto notevole nella direzione di cross-range (tangenziale all'ellisse del radar bistatico), [8]. Tali profili consentirebbero di aggiungere ai sistemi FM-PBR esistenti l'abilità di localizzare più accuratamente il bersaglio o addirittura di identificarlo.

Un simile approccio è stato adottato in [25]-[26] per il caso di applicazioni di sorveglianza a corto raggio sfruttando un sistema PCL basato sull'uso di segnali Wi-Fi. I risultati ottenuti, considerando i veicoli o gli esseri umani come bersagli di interesse, hanno mostrato che la progettazione di tecniche ISAR efficaci permette di estrarre dei profili in cross-range piuttosto stabili e affidabili che possono alimentare uno schema di identificazione di bersagli basato su un database di firme appropriato. Con riferimento a un sistema FM-PBR per applicazioni di ATC, ci si aspetta una condizione molto più complessa dovuta:

- ai bassi valori di SDR per i bersagli osservati
- alla risoluzione in range estremamente lasca
- al moto instabile del bersaglio
- alle basse frequenze portanti in gioco.

In particolare, l'ultimo termine implica un requisito molto esigente sulla lunghezza dell'apertura sintetica (CPI) necessaria per ottenere una risoluzione in cross-range ragionevole [27].

Perciò, in questo lavoro di tesi viene introdotto un innovativo e avanzato schema di elaborazione ISAR basato sull'uso di segnali FM (FM-PISAR, *FM - Passive ISAR*) in grado di integrare efficacemente su tempi molto lunghi. Ovviamente in un lungo periodo di osservazione i bersagli aerei cambiano di continuo la loro posizione e quindi cambia l'angolo di vista, oppure potrebbero essere in fase di



manovra, o ancora potrebbero essere influenzati da forti perturbazioni del moto. Tali comportamenti lasciano presagire una fase di integrazione non banale.

La nuova tecnica di elaborazione ISAR è basata su una strategia a due stadi che effettua la stima e la compensazione automatica della storia di fase del bersaglio senza richiedere una ricerca computazionalmente intensiva su tempi di integrazione lunghi. In particolare, mentre il primo stadio opera su porzioni temporali, consecutive o sovrapposte, dell'intero CPI da integrare, il secondo e ultimo stadio prevede una fase di raffinamento della storia di fase del bersaglio sull'intero CPI. Tale tecnica può essere facilmente messa in coda agli stadi di elaborazione dei radar passivi dedicati alla rivelazione e tracciamento di bersagli, e questo ne trae un vantaggio.

In questa tesi sono illustrati, passo per passo, gli avanzamenti di questa attività di ricerca ([27], [28] e [29]). Come per ogni attività di ricerca, inizialmente è stato fatto uno studio puramente concettuale sul sistema e successivamente è stata sviluppata la tecnica di focalizzazione. L'efficacia dell'approccio proposto è testata e validata sia su set di dati simulati che su set di dati sperimentali acquisiti per mezzo di un prototipo sperimentale FM-PBR sviluppato all'Università di Roma "Sapienza" [43]-[44].

La stabilità dei risultati è analizzata in funzione di come il bersaglio si muove nel fascio d'antenna in acquisizioni differenti. L'affidabilità dei profili del bersaglio è dimostrata confrontando le uscite valutate indipendentemente usando i segnali acquisiti contemporaneamente su diverse frequenze portanti (o canali della radio FM). Ovviamente, la qualità del profilo del bersaglio di interesse è notevolmente influenzata sia dall'efficacia dello schema di elaborazione ISAR sviluppato, che dalle caratteristiche elettromagnetiche dello scenario considerato nella banda VHF. Tali caratteristiche includono:

- le componenti di potenza e di distribuzione spaziale del disturbo (cioè segnale diretto dal trasmettitore, ritorni di echi dall'ambiente stazionario, interferenza da altri trasmettitori)
- la possibile presenza di bersagli interferenti
- le proprietà di dispersione dell'onda elettromagnetica del bersaglio (scattering).

Le prime due problematiche sono aggravate dalla scarsa risoluzione in range del sistema FM-PBR in quanto l'eco del bersaglio deve competere contro una grande varietà di contributi di segnale presenti nella cella di risoluzione in range piuttosto estesa a cui appartiene. Con riferimento al terzo punto, occorre notare che pochi contributi sono disponibili nella letteratura tecnica relativi al modello di dispersione elettromagnetica e all'imaging radar di bersagli complessi nella banda VHF [45]-[48]. In accordo ai contributi disponibili i prodotti di immagini disponibili sono di solito caratterizzati da centri di scattering piuttosto instabili ed eventualmente interagenti. In particolare, i risultati simulati riportati in [47]-[48] per il caso di radar passivi mostrano che non ci sono miglioramenti significativi dovuti all'adozione di una strategia multistatica per la formazione di immagini, a meno che non sia disponibile un numero piuttosto elevato di trasmettitori tale da permettere la formazione di immagini attraverso un approccio tomografico. Come conseguenza non ci si aspetta di raggiungere una capacità di classificazione raffinata basata sui prodotti disponibili.

Ciò nonostante, i risultati sperimentali riportati in questa tesi mostrano che i profili in cross-range disponibili conducono ad un certo grado di informazione dei bersagli osservati e forniscono un'indicazione della classe dimensionale dell'aereo. In più, oltre ai profili finali dei bersagli, questo avanzato stadio di elaborazione fornisce anche risultati raffinati addizionali che potrebbero essere



sfruttati per migliorare le prestazioni complessive del sistema PCL. Nello specifico, la stima del moto del bersaglio conduce ad una misura molto accurata della Doppler del bersaglio che può essere sfruttata per consentire una localizzazione efficiente del bersaglio basata su ricevitori PCL multipli [49]-[50]. Verrà ulteriormente illustrato come la capacità di tracciamento del bersaglio del sistema possa essere migliorata specialmente intorno al buco del filtro di cancellazione del clutter (detto *notch*) che tipicamente impedisce la rivelazione di bersagli con un moto molto lento. In pratica, la possibilità di integrare coerentemente su porzioni di segnale più lunghe permette di ridurre la minima velocità rivelabile (MDV) del sistema. Infine è atteso che tale approccio possa consentire la discriminazione tra bersagli che volano in formazione e sono spazialmente vicini, i quali, altrimenti, potrebbero risultare in un'unica traccia.

La tesi è sviluppata nel seguente modo. Un veloce richiamo relativo allo stadio di elaborazione pre-ISAR per sistemi FM-PBR che effettua la cancellazione del disturbo sul segnale di sorveglianza, la rivelazione e il tracciamento dei bersagli è riportato nel Capitolo 2. Viene ulteriormente mostrato un tipico esempio di risultato ottenuto in uscita da tale stadio di elaborazione per un set di dati collazionato, che alimenterà in seguito lo stadio di elaborazione ISAR. Nel Capitolo 3, invece, vengono trattate teoricamente le nozioni sui sistemi FM-PISAR con particolare riferimento ad un'analisi sui lunghi CPI necessari per l'ottenimento di profili in cross-range di bersagli aerei con elevata risoluzione. Inoltre viene riportata la descrizione di un simulatore di scenario di un sistema FM-PBR che ho sviluppato durante il mio percorso di dottorato. Nel Capitolo 4 è stata descritta la strategia di focalizzazione proposta con riferimento ai due stadi consecutivi necessari per la sua efficacia in applicazioni pratiche. In particolare, nella sezione 4.1 viene prima descritta la catena di elaborazione ISAR sviluppata, basata su un'approssimazione polinomiale della fase, che si è dimostrata essere efficace solamente per moti di bersaglio ideali; mentre nella sezione 4.2 viene presentata la tecnica di elaborazione ISAR sviluppata che è in grado di soddisfare le aspettative iniziali (basata su un modello della fase polinomiale al primo stadio e model-free al secondo). Per testare e validare la strategia proposta, sono state effettuate svariate campagne di acquisizione dei segnali FM. Nel Capitolo 5 vengono descritte la catena ricevente e le varie geometrie di acquisizione utilizzate. Inoltre si riporta un richiamo sulla ricezione dei segnali Mode-S/ADS-B che verranno sfruttati come supporto analitico nella fase di valutazione dei risultati ottenuti dal sistema passivo. Prima di testare la tecnica di focalizzazione sui vari set di dati reali, però, ha giocato un ruolo molto importante la scelta dei parametri fondamentali utili all'elaborazione per ottenere risultati soddisfacenti, che viene descritta nel Capitolo 6. Finalmente, nel Capitolo 7 sono illustrati tutti i risultati per ogni set di dati considerato: dall'uscita del rivelatore/tracciatore fino all'uscita del focalizzatore del profilo del bersaglio d'interesse. Nella sezione 7.6, in particolare, si mostrano i vari profili di bersagli di classi dimensionali differenti posti a confronto, dimostrando così la potenzialità di identificazione della tecnica ISAR avanzata sviluppata. Infine, nel Capitolo 8 sono riassunte le conclusioni, mentre in Appendice 0 sono riportati degli esempi di funzione di ambiguità per diversi segnali della radio FM realmente acquisiti nelle campagne di test effettuate.

2. RICHIAMO SULLE TECNICHE DI ELABORAZIONE SU TEMPI BREVI DI INTEGRAZIONE PER SISTEMI FM-PBR

2.1. CATENA DI ELABORAZIONE PER LA RIVELAZIONE E IL TRACCIAMENTO DI BERSAGLI AEREI

I blocchi principali del sistema PBR basato sull'uso di forme d'onda di opportunità della radio FM che mira a rivelare e tracciare i bersagli sono riportati in Figura 3 e brevemente riassunti nel seguito.

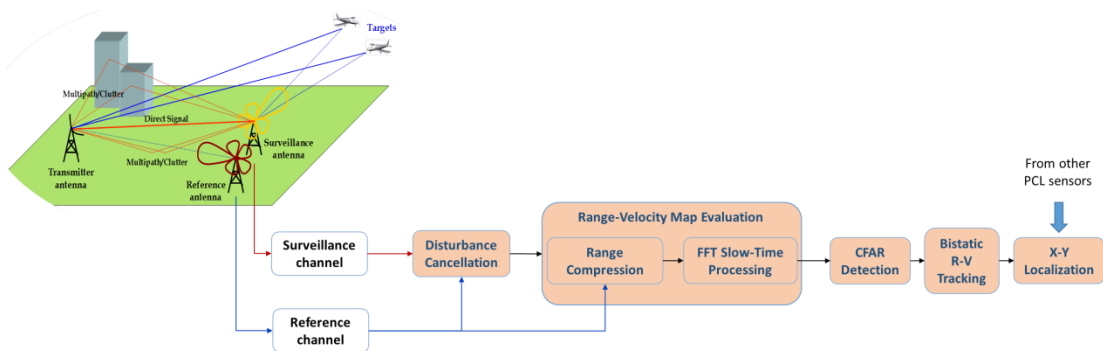


Figura 3. Schema a blocchi di un sistema FM-PBR per la rivelazione e il tracciamento dei bersagli.

- Canali riceventi:

Il segnale riflesso dal bersaglio viene acquisito dal ricevitore principale del PBR (canale di sorveglianza) usando un'antenna direttiva puntata nell'area da sorvegliare. Tipicamente viene utilizzato anche un ricevitore ausiliario (canale di riferimento) per acquisire il segnale trasmesso che non è noto al ricevitore. A tale scopo un'altra antenna direttiva viene puntata verso il trasmettitore. Per forme d'onda digitali, l'uso di questo canale ausiliario potrebbe non essere necessario. Infatti essendo forme d'onda definite da uno standard ben preciso, a valle di una demodulazione del segnale di sorveglianza è possibile risalire perfettamente al segnale trasmesso. Per i segnali FM, invece, l'unico modo per conoscere il segnale di riferimento è quello di sfruttare tale canale ausiliario.

- Cancellazione del disturbo:

Il segnale di riferimento viene inizialmente sfruttato per rimuovere i contributi di disturbo indesiderati ricevuti sul canale di sorveglianza insieme all'eco del bersaglio in movimento desiderata. Questi disturbi provengono sia da una porzione di segnale diretto proveniente dal trasmettitore che viene ricevuto dai lobi laterali o posteriori dell'antenna di sorveglianza, sia da forti contributi di echi di clutter e multipath. Diversi approcci sono stati proposti per ovviare a tale inconveniente. In questo caso ricorriamo ad una versione modificata dell'approccio adattativo di cancellazione ECA convenzionale (*Extensive Cancellation Algorithm*) o ECA-B (*ECA-Batches*) presentato in [51], cioè all'ECA-S (*ECA-Sliding*). Tale tecnica è stata recentemente validata e dimostrata in [52].



In generale l'ECA opera sottraendo al segnale di sorveglianza, s_s , varie repliche del segnale di riferimento, s_r , propriamente pesate in accordo ad una stima dei coefficienti. Nella versione convenzionale l'ECA ottiene la stima dei pesi del filtro mediando su tutta l'apertura temporale di elaborazione coerente (CPI). L'ECA-B, invece applica i pesi del filtro su porzioni del CPI più piccole, dette sottoaperture. Tale riduzione della dimensione temporale potrebbe implicare una perdita adattiva quando si opera in ambienti stazionari. D'altro canto, il sistema è più robusto nei casi in cui l'ambiente circostante ha caratteristiche variabili, e quindi non stazionarie, nel tempo. Anche l'ECA-B però in presenza di forte disturbo e di un bersaglio con un moto lento mostra delle limitazioni. Infatti la necessità di un aggiornamento veloce dei coefficienti del filtro fa sì che l'eco del bersaglio lento non viene preservato, in quanto sottoaperture piccole danno luogo ad un ampio *buco di cancellazione* nella dimensione delle Doppler, e quindi parte dell'eco di ritorno del bersaglio viene cancellata. Per ovviare a queste restrizioni, l'ECA-S permette di gestire separatamente il tasso di aggiornamento dei coefficienti del filtro e la durata della sottoapertura sulla quale vengono stimati i coefficienti stessi. Volendo utilizzare un determinato tasso di aggiornamento dei coefficienti abbastanza rapido, basta utilizzare sottoaperture maggiori e parzialmente sovrapposte per garantire una stima accurata dei coefficienti.

Per dare una forma analitica alla procedura di cancellazione del disturbo, se il segnale ricevuto è campionato ad una frequenza f_s e si assume che gli echi di clutter e multipath provengano solo dalle prime K celle in range (chiamate *tappi di cancellazione*), l'uscita dell'ECA convenzionale è data da:

$$S_{ECA}[n] = s_s[n] - \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_k s_r[n-k], \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (1)$$

essendo N il numero di campioni nel CPI. I coefficienti del filtro $\alpha = [\alpha_0 \alpha_1 \dots \alpha_{K-1}]^T$ vengono stimati ricorrendo ad un approccio ai minimi quadrati (*Least Square - LS*) che appunto minimizza la potenza del segnale all'uscita del filtro:

$$\alpha = (S_r^H S_r)^{-1} S_r^H s_s \quad (2)$$

dove s_s è un vettore di N campioni contenente il segnale di sorveglianza e S_r è una matrice $N \times K$ le quali colonne sono costituite da versioni ritardate del segnale di riferimento. È evidente che con l'ECA convenzionale la stima dei coefficienti viene effettuata sull'intero CPI. L'ECA-B, invece, per quanto detto prima opera allo stesso modo ma su sottoaperture di durata $T_p = N_B/f_s$, dove N_B è il numero di campioni nella singola sottoapertura. Semplicemente, nella versione ECA-S, rispetto all'ECA-B, viene introdotto un nuovo parametro T_u che rappresenta la porzione di segnale elaborata usando un certa stima del filtro. Questo intervallo coincide con la separazione temporale tra aggiornamenti consecutivi dei coefficienti del filtro. L'uscita dall'ECA-S all' l -simo intervallo temporale è scritto come:

$$S_{ECA-S}[n] = s_s[n] - \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_k^{(l, T_A)} s_r[n-k], \quad n = lN_s, \dots, (l+1)N_s - 1; l = 0, \dots, \left\lfloor \frac{N}{N_s} \right\rfloor - 1 \quad (3)$$

dove N_s è la dimensione della porzione temporale ($N_s = T_u f_s$), $\left\lfloor \frac{N}{N_s} \right\rfloor$ è il numero di intervalli consecutivi nel CPI, e $\alpha^{(l, T_A)} = [\alpha_0^{(l, T_A)} \alpha_1^{(l, T_A)} \dots \alpha_{K-1}^{(l, T_A)}]^T$ sono i coefficienti dell' l -simo filtro in considerazione. Quest'ultimo è stimato in modo adattivo su un intervallo temporale più lungo, di durata $T_A = N_A/f_s$, preso simmetricamente intorno all'intervallo temporale elaborato di durata T_u , vedi Figura 4. Se $T_p = T_u = T_A$ l'approccio ECA-S coincide con l'approccio ECA-B.

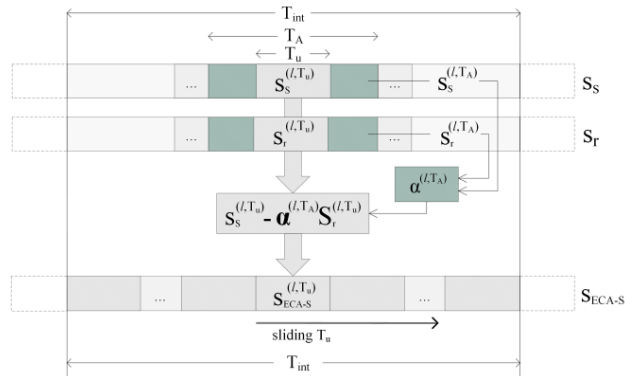


Figura 4. Diagramma a blocchi dell'algorithm ECA-S.

- Compressione in range e valutazione della mappa 2D-CCF:

A valle dello stadio di cancellazione del disturbo, la procedura della rivelazione del bersaglio è basata sulla valutazione della funzione di cross-correlazione bistatica (2D-CCF,[7]) tra il segnale di sorveglianza dopo cancellazione, $S_{surv} = S_{ECA-S}$, e quello di riferimento, $S_{ref} = S_r$. Tale procedura corrisponde all'implementazione del banco di filtri adattati, ognuno accordato ad una specifica velocità bistatica del bersaglio. Tipicamente i valori di velocità sono selezionati con una separazione approssimativamente uguale alla risoluzione sulla velocità bistatica. Inoltre il set di filtri copre tutte le possibili velocità del bersaglio. Il filtro in cui il bersaglio viene rivelato fornisce la stima della Doppler bistatica dell'eco del bersaglio. Analogamente, la stima del range bistatico è dato dal campione lungo il range nel quale viene rivelato. La valutazione della mappa 2D-CCF per un sistema PBR rappresenta una delle operazioni più pesanti computazionalmente. Infatti, i segnali di opportunità hanno tipicamente un basso livello di potenza rispetto a quello desiderato per scopi radaristici, e questo fa sì che sono necessari lunghi tempi di integrazione per ottenere valori di rapporto segnale a rumore (SNR) ragionevoli. Inoltre, potrebbero essere richieste mappe 2D estese dipendentemente dalla regione di sorveglianza desiderata che si estende in entrambe le dimensioni range ($0-R_{Bmax}$) e Doppler ($-|v_B|_{max}, |v_B|_{max}$), dove R_{Bmax} e $|v_B|_{max}$ sono il range e la velocità bistatici massimi di interesse. Se la mappa 2D-CCF non è sovracampionata il numero di celle in tempo e Doppler considerate è pari rispettivamente a $N_t = \left\lceil \frac{R_{Bmax}}{c} f_s \right\rceil$ e $N_f = \left\lceil \frac{2|v_B|_{max} N}{\lambda f_s} \right\rceil$.

Tra le varie tecniche ottime e sub-ottime per la creazione della mappa 2D-CCF esistenti in letteratura [7], in questo lavoro è stato sfruttato un approccio sub-ottimo chiamato "Batches Algorithm" in quanto permette di concatenare facilmente i blocchi di elaborazione coinvolti nella fase di rivelazione del bersaglio e quelli dello stadio ISAR successivo. Infatti tale approccio richiede un iniziale stadio di compressione in range in cui viene valutata la cross-correlazione tra i segnali di riferimento e sorveglianza su piccole sottoaperture (subCPI); successivamente una FFT viene eseguita su subCPI consecutivi (nel tempo lento) per sintetizzare la dimensione Doppler. È evidente che lo stadio iniziale rende disponibile i dati compressi in range che possono essere facilmente sfruttati per fare integrazione coerente su CPI più lunghi come nel caso ISAR.

Nello specifico, questa tecnica sub-ottima è ottenuta suddividendo l'intero CPI T_{int} in n_B subCPIs di N_B campioni ognuna di durata T_{subCPI} . La compensazione della frequenza Doppler all'interno di ogni sottoapertura è trascurabile, mentre resta da affrontare solamente la compensazione di fase tra le sottoaperture. Si riduce così la complessità computazionale totale, a fronte però di una perdita limitata



in termini di guadagno nell'elaborazione del segnale. Assumendo che i segnali siano campionati ad una frequenza f_s , la conseguente mappa 2D-CCF è espressa in questo modo:

$$X[l, m] = \sum_{r=0}^{n_B-1} e^{-j2\pi \frac{mrN_B}{N}} \sum_{p=0}^{N_B-1} S_{surv}[rN_B + p] \cdot s_{ref}^*[rN_B + p - l] \cdot e^{-j2\pi \frac{mp}{N}} \quad (4)$$

essendo

- l , la cella in tempo corrispondente al ritardo temporale $\tau = l/f_s$
- m , la cella in doppler corrispondente alla traslazione Doppler $f_D = mf_s/N$
- $N = [T_{int}f_s]$, il numero di campioni integrati.

Trascurando il termine esponenziale complesso all'interno dell'intera somma si ottiene:

$$X[l, m] \cong \sum_{r=0}^{n_B-1} e^{-j2\pi \frac{mr}{n_B}} \sum_{p=0}^{N_B-1} S_{surv}[rN_B + p] \cdot s_{ref}^*[rN_B + p - l] = \sum_{r=0}^{n_B-1} e^{-j2\pi \frac{mr}{n_B}} y_l[r] \quad (5)$$

che rappresenta la funzione discreta di Fourier (DFT) della sequenza decimata $y_l[r]$, ottenuta sommando la sequenza del prodotto $x_l[n] = s_{surv}[n] \cdot s_{ref}^*[n - l]$ per ogni sottoapertura. In Figura 5 è illustrato lo schema a blocchi dell'algoritmo adottato.

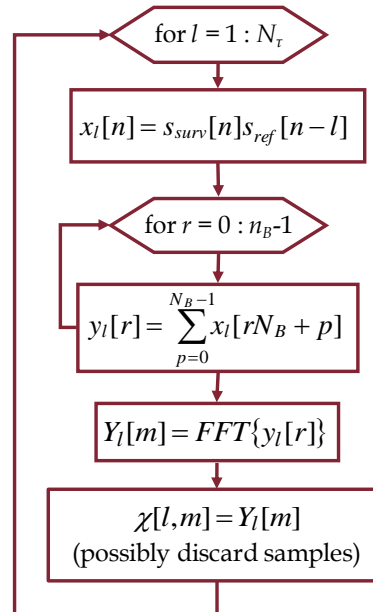


Figura 5. Schema della tecnica sub-ottima "Batches algorithm" per la formazione della mappa 2D-CCF.

- Rivelazione CFAR e Tracciamento bistatico R-V (o R-D)

Per rivelare automaticamente i potenziali bersagli viene applicata alla mappa ottenuta una soglia in accordo ad uno specifico schema di rivelazione CFAR (*Constant False Alarm Rate*). Nello specifico in questo lavoro è stato adottato l'algoritmo *Cell averaging*-CFAR (CA-CFAR). Questo passaggio fornisce una localizzazione iniziale del bersaglio su un piano bistatico range/velocità RV (o range/Doppler RD, essendo $D = -V/\lambda$). Le misure di rivelazione acquisite su osservazioni consecutive possono essere



usate per effettuare il tracciamento del bersaglio su questo piano RV. L'uso di un convenzionale algoritmo di Kalman permette infine di ridurre il tasso di falsi allarmi conducendo ad una stima in range/velocità più accurata. Combinando le misure disponibili su sensori PCL multipli, si può ottenere la localizzazione 2D del bersaglio in coordinate cartesiane locali. In particolare una coppia di antenne di sorveglianza vicine permettono di effettuare la stima della Direzione di Arrivo (DoA) dell'eco di bersaglio rivelato applicando un approccio interferometrico. Inoltre, possono essere impiegate tecniche di multilaterazione per localizzare il bersaglio basandosi su misure in range bistatiche ottenute su più sensori PCL opportunamente dislocati.

2.2. APPLICAZIONE A UN SET DI DATI REALI

L'efficacia dello schema di elaborazione di Figura 3 è stata ampiamente dimostrata per sistemi PCL basati sull'uso di segnali FM, con differenti scelte sugli algoritmi adottati ad ogni stadio di elaborazione [7]. Riportiamo in questa sezione alcuni esempi di risultati ottenuti a valle della catena di elaborazione descritta sfruttando un set di dati sperimentali collezionati. Nella campagna di acquisizione considerata è stato adottato un prototipo multicanale PCL sviluppato nel dipartimento DIET all'Università di Roma "Sapienza", [43][44], che verrà successivamente descritto nel Capitolo 5. Svariati test sperimentali sono stati effettuati in siti differenti. Nel caso in questione il ricevitore è posizionato in una zona rurale nel comune di Monterotondo vicino Roma. L'antenna di sorveglianza è puntata in modo da rivelare bersagli durante il loro tipico percorso da/per gli aeroporti di Fiumicino e Ciampino. Il trasmettitore di opportunità sfruttato è quello di Monte Gennaro (Palombara Sabina/Monte Gennaro), posizionato a circa 15 km dal sito ricevente. Tale geometria è identificata dalla configurazione Y nella mappa in Figura 35 (nel Capitolo 5).

Sono state effettuate acquisizioni simultanee del segnale ricevuto su diversi canali della radio FM. Nell'esempio esplicativo proposto in questa sezione ci riferiamo ad un singolo canale di frequenza portante pari a 92 MHz. Per ulteriori approfondimenti su tutte le campagne di acquisizione basta riferirsi al Capitolo 5 di questa tesi.

I parametri adoperati per l'elaborazione sono riportati in Tabella 1. Una descrizione dettagliata sulla scelta dei parametri utilizzati per la fase di cancellazione del disturbo, T_u e T_A , verrà descritta nel Capitolo 6.

Tabella 1. Parametri per l'elaborazione pre-ISAR

$T_{acq}(s)$	$T_{Sub\ CPI}(s)$	K	$T_u(s)$	$T_A(s)$	$R_{max}(km)$	$V_{max}(m/s)$	$T_{det}(s)$	P_{fa}
180	0.001	100	0.005	0.5	200	500	1	10^{-5}

Dato un set di dati iniziale di durata T_{acq} (CPI), in Figura 6 è stata riportata la funzione di cross-correlazione bistatica (2D-CCF) ottenuta senza effettuare il primo stadio di cancellazione del disturbo sul segnale di sorveglianza e integrando per un tempo pari a $T_{Sub\ CPI} = 0.001$ secondi l'intera apertura, per un massimo range bistatico d'interesse pari a $R_{max} = 200$ km. In Figura 7, invece, è mostrata la stessa 2D-CCF ottenuta però a valle della cancellazione del disturbo. Nello specifico, per la fase di cancellazione del disturbo è stato utilizzato l'approccio ECA-S [52] con una lunghezza del filtro di $K = 100$ tappi, una durata della sottoapertura di $T_A = 0.5$ secondi e un tasso di aggiornamento del



filtro di cancellazione di $T_u = 0.005$ secondi. È evidente come la seconda figura risulta molto meno rumorosa della prima, e ciò ribadisce quindi la necessità di eseguire la fase di cancellazione. Inoltre in Figura 7 si cominciano a intravedere strutture relative a qualche ipotetico bersaglio rivelato, come per esempio la struttura delimitata da un cerchio rosso che si presenta a circa 50 km bistatici.

Ovviamente però, un intervallo di integrazione di $T_{sub\ CPI} = 0.001$ secondi non è ancora sufficiente a rivelare i bersagli presenti. Tipicamente si ottengono buone prestazioni in termini di rivelazione sfruttando tempi di integrazione (T_{det}) di 1 o 2 secondi circa.

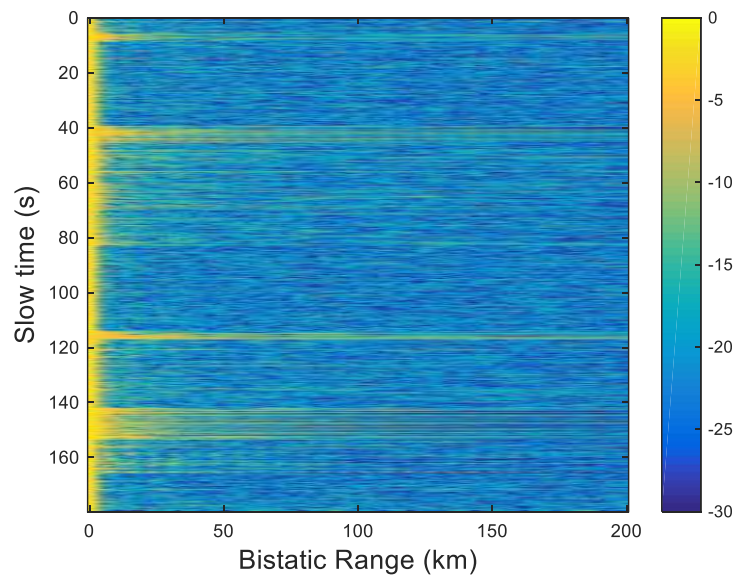


Figura 6. Funzione di cross-correlazione prima dello stadio di cancellazione.

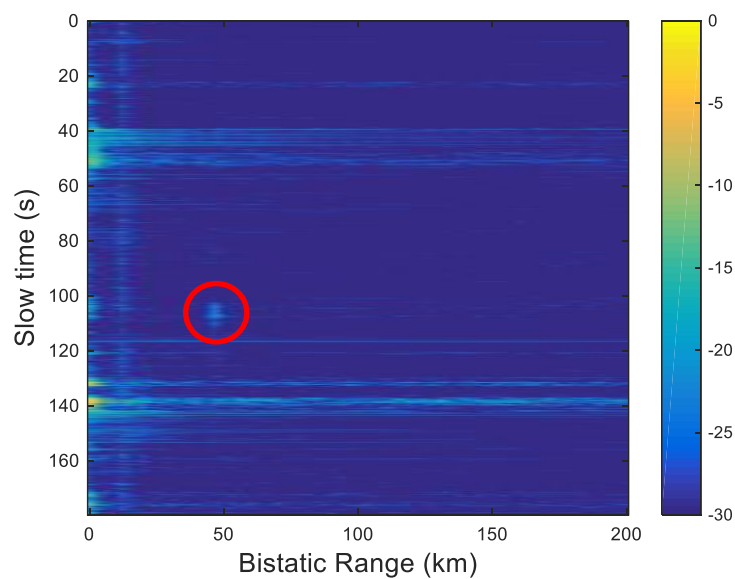


Figura 7. Funzione di cross-correlazione a valle dello stadio di cancellazione.



In Figura 8(a)-(b) sono riportate due mappe nel piano range/velocità ottenute integrando per un tempo pari a $T_{det} = 1$ secondo due diversi intervalli temporali (1° e 135° secondo della mappa in Figura 7). La massima velocità bistatica considerata è pari a $V_{max} = 500$ m/s. Le due mappe come si può notare sono diversamente rumorose. Questo è del tutto normale in quanto il contenuto radiofonico trasmesso da un qualsiasi canale radio varia lungo il tempo. Infatti, a titolo di esempio, la strisciata gialla intorno al 135° secondo in Figura 7 è relativa a qualche secondo di silenzio (o comunque ad una riduzione della banda occupata dal segnale). Essendo diverso il contenuto radiofonico che viene trasmesso su frequenze differenti, sarebbe opportuno, e probabilmente vantaggioso, sfruttare tutte le frequenze disponibili (approccio multifrequenza) in modo tale da avere una quantità maggiore di informazioni sui bersagli presenti nella zona osservata.

È visibile, dalla Figura 8(a) e dalla Figura 8(b), che in corrispondenza della velocità bistatica pari a zero appare un profondo buco di cancellazione per le prime K celle in range.

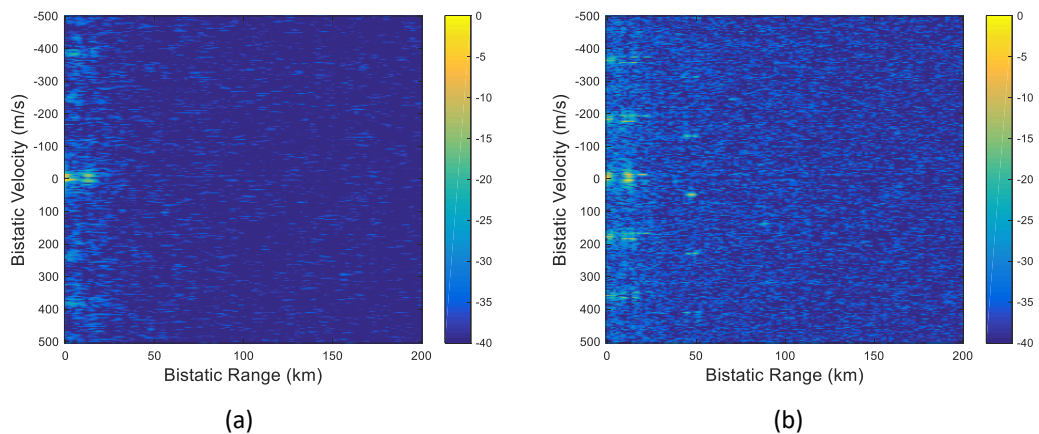


Figura 8. Mappe range/velocità a valle di un'integrazione di un secondo per lo Scan 1 e 135.

L'uscita dello stadio di rivelazione CA-CFAR è stata ottenuta usando una probabilità di falso allarme pari a $P_{fa} = 10^{-5}$ ed è mostrata nel piano range/velocità bistatici in Figura 9.

È piuttosto evidente come a valle dello stadio di rilevamento oltre alle rivelazioni associate a bersagli veri sono presenti anche diversi falsi allarmi.

A valle dello stadio di tracciamento, invece, ci si aspetta una mappa nettamente più pulita. La mappa range/velocità contenente le tracce dei bersagli, ottenuta quindi applicando al set di dati l'intera catena di elaborazione descritta nel paragrafo 2.1, è riportata in Figura 10. Confrontando le due mappe di rivelazione e tracciamento è visibile come il filtro di Kalman permette di ridurre il tasso di falsi allarmi conducendo ad una stima delle tracce dei bersagli in range/velocità più accurata.

Al fine di ottenere profili in cross-range di bersagli aerei con una buona risoluzione, le tracce di interesse sono rappresentate da quelle tracce temporalmente lunghe e tangenti all'ellisse del radar bistatico, che quindi presentano una buona escursione nel dominio delle velocità bistatiche. La traccia verde, in Figura 10, a tal proposito sembrerebbe una buona candidata da sottoporre all'elaborazione ISAR.

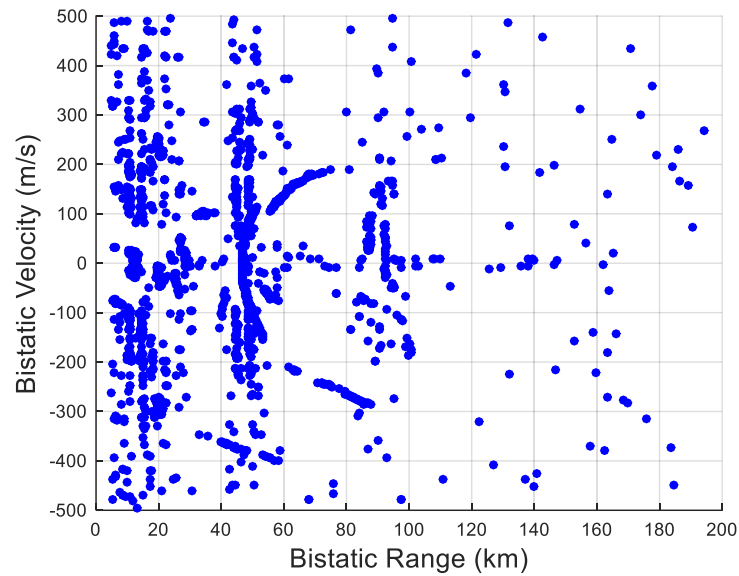


Figura 9. Mappa Range/Velocità a valle dello stadio di rivelazione.

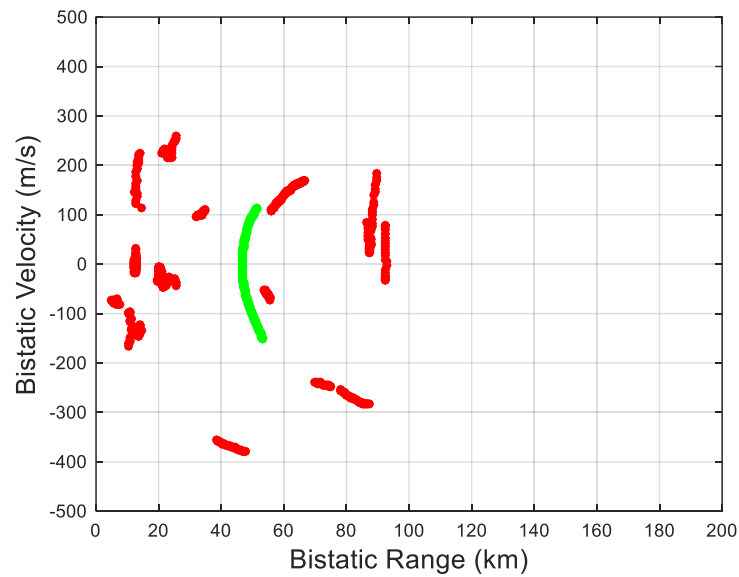
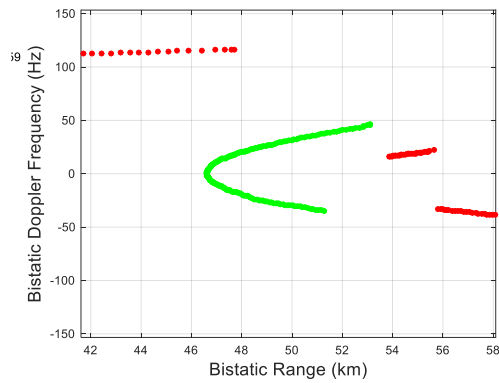
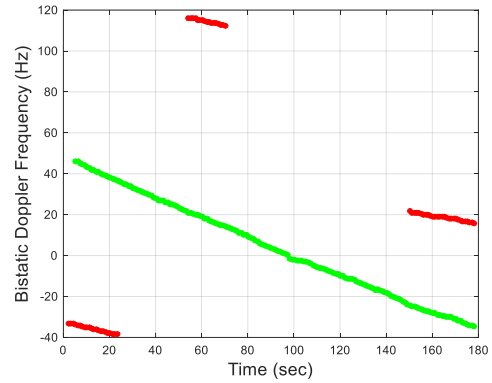


Figura 10. Mappa Range/Velocità a valle dello stadio di tracciamento.

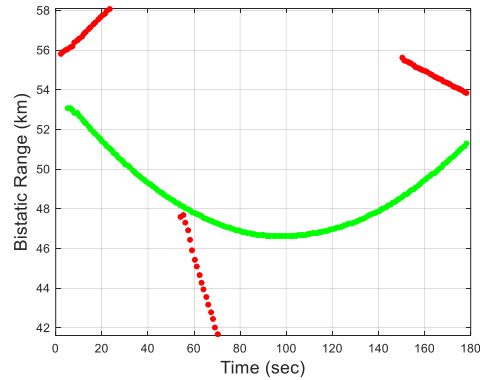
A valle della selezione di una striscia in range intorno alla traccia identificata e ad un passaggio dal dominio delle velocità a quello delle Doppler bistatiche ($D = -V/\lambda$), nella Figura 11(a)-(c) sono riportate le tracce nel piano Range/Doppler, e gli andamenti della Doppler e del range in funzione del tempo.



(a)



(b)



(c)

Figura 11. Tracce dei bersagli nel piano (a) Range/Doppler, (b) Tempo/Doppler e (c) Tempo/Range a valle di una selezione in range.

L'ingresso all'elaborazione ISAR è dunque costituito da:

- i dati compressi in range (2D-CCF) nel piano tempo lento/range, limitati ad una striscia in range selezionata intorno alla traccia del bersaglio di interesse
- l'informazione di range e velocità bistatici relativi alla traccia del bersaglio selezionato.



3. SISTEMA FM-PISAR E SIMULATORE DI SCENARIO

Quando si opera con un sistema FM-PBR, la limitata risoluzione in range non consente di ottenere immagini 2D dei bersagli in movimento nella zona osservata. Tuttavia, applicando tecniche di elaborazione ISAR per bersagli con una componente di moto nella direzione di cross-range, è ancora possibile ottenere profili in cross-range degli oggetti osservati sintetizzando una più elevata risoluzione in cross-range [8]. I profili in cross-range risultanti possono sia alimentare uno schema di identificazione dei bersagli basato su un appropriato database di firme dei bersagli, sia offrire una stima più accurata della localizzazione dei bersagli stessi. Al fine di ottenere benefici dall'elaborazione ISAR nell'applicazione a lungo raggio basata su trasmissioni in banda VHF considerata, alcuni problemi specifici non possono essere trascurati. L'applicabilità di tecniche ISAR convenzionali al radar passivo può essere messa a rischio dalle forti problematiche degli scenari considerati, specialmente quando vengono sfruttate trasmissioni broadcast della radio FM. Uno degli ostacoli più limitanti è legato al lungo CPI richiesto per ottenere una risoluzione in cross-range ragionevole. Tale tema viene affrontato nel paragrafo 3.1.

Al fine di sviluppare e testare delle tecniche ISAR al fine di ottenere profili in cross-range significativi di bersagli aerei il primo passo è stato quello di simulare uno scenario operativo di un sistema FM-PBR (vedi paragrafo 3.2). Le uscite da tale simulatore saranno i segnali di riferimento e di sorveglianza.

3.1 DESCRIZIONE DEL MODELLO DI BERSAGLIO E DEL SISTEMA FM-PISAR

Per comprendere meglio di quali lunghi CPI si necessita ci si riferisce alla geometria di un sistema FM-PBR illustrata in Figura 12. Le coordinate del sistema (X, Y, Z) agiscono da sistema di riferimento assoluto dove X rappresenta la proiezione a terra della distanza tra ricevitore e bersaglio (*ground LoS*), Y la direzione di cross-range e Z l'altezza sopra il livello del mare. L'origine del sistema è posizionata nell'intersezione tra l'asse X e la proiezione sul piano (X, Y) della traiettoria del bersaglio (assunto essere sul piano $Z = H_t$).

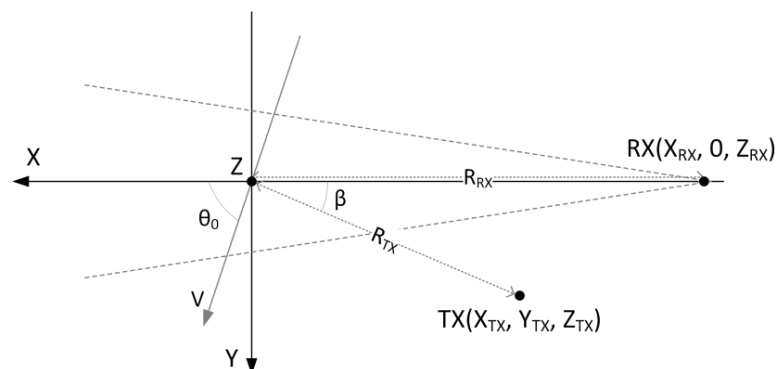


Figura 12. Geometria di sistema.

In questo sistema di riferimento il trasmettitore (TX) è posizionato in (X_{TX}, Y_{TX}, Z_{TX}) e il ricevitore (RX) in $(X_{RX}, 0, Z_{RX})$. Sia il trasmettitore che il ricevitore sono stazionari. L'aereo invece è modellato



come un corpo rigido caratterizzato da un numero di scatteratori dominanti con una riflettività complessa e costante lungo l'apertura temporale CPI T ; il bersaglio è assunto muoversi ad una quota costante con una velocità V e segue una traiettoria ruotata di un angolo θ_0 in senso antiorario rispetto all'asse X ($V_x = V\cos\theta_0$, $V_y = V\sin\theta_0$).

La distanza in range tra trasmettitore/ricevitore e l' n -simo scatteratore del bersaglio al tempo t ($|t| \leq T/2$) è pari a

$$R_{\alpha,n}(t) = \sqrt{(x_\alpha - x_n(t))^2 + (y_\alpha - y_n(t))^2 + (z_\alpha - z_n(t))^2} \quad (6)$$

essendo $\alpha = TX/RX$, e $x_n(t), y_n(t), z_n(t)$ le coordinate degli scatteratori uguali a

$$\begin{cases} x_n(t) = x_n(0) + V_x t \\ y_n(t) = y_n(0) + V_y t \\ z_n(t) = H_t \end{cases} \quad (7)$$

Da teoria il range bistatico per l' n -simo scatteratore del bersaglio è dato da:

$$R_n(t) = R_{TX,n}(t) + R_{RX,n}(t) \quad (8)$$

In generale, la frequenza Doppler bistatica al primo ordine (anche se per la formazione del profilo in cross-range entrano in gioco anche ordini più elevati come vedremo successivamente) per lo scatteratore n -simo sono così definiti:

$$\begin{aligned} f_n(t) &= -\frac{1}{\lambda} \dot{R}_n(t) \cong -\frac{1}{\lambda} [\dot{R}_n(0) + \ddot{R}_n(0)t] = \\ &= -\frac{1}{\lambda} \left[\left(\frac{(x_n(0) - x_{TX})\cos\theta_0 + (y_n(0) - y_{TX})\sin\theta_0}{R_{TX,n}(0)} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{(x_n(0) - x_{RX})\cos\theta_0 + y_n(0)\sin\theta_0}{R_{RX,n}(0)} \right) V \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{1}{R_{TX,n}(0)} - \frac{((x_n(0) - x_{TX})\cos\theta_0 + (y_n(0) - y_{TX})\sin\theta_0)^2}{R_{TX,n}^3(0)} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{1}{R_{RX,n}(0)} - \frac{((x_n(0) - x_{RX})\cos\theta_0 + y_n(0)\sin\theta_0)^2}{R_{RX,n}^3(0)} \right) V^2 t \right] \end{aligned} \quad (9)$$

Dall'equazione (9) si osserva che il moto del bersaglio dà luogo ad una frequenza Doppler che varia lungo il tempo-lento t , la quale può essere sfruttata per ottenere la formazione del profilo del bersaglio in cross-range. Per semplicità di comprensione, considerando il fulcro del bersaglio come lo scatteratore $n = 0$ e $x_0(0) = y_0(0) = 0$, la larghezza di banda Doppler complessiva B_D sull'intera apertura temporale T è pari a

$$B_d = \frac{1}{\lambda} \left(\frac{1}{R_{TX}} - \frac{(x_{TX}\cos\theta_0 + y_{TX}\sin\theta_0)^2}{R_{TX}^3} + \frac{1}{R_{RX}} - \frac{(x_{RX}\cos\theta_0)^2}{R_{RX}^3} \right) V^2 T \quad (10)$$

Sotto tale ipotesi semplificata, la massima risoluzione in cross-range raggiungibile è pari a:

$$r_{cr} \equiv \frac{V_{cr}}{B_d} = \frac{V\sin(\theta_0 - \beta/2)}{B_d} \quad (11)$$

dove V_{cr} è la velocità in cross-range del bersaglio e β è l'angolo bistatico (vedi Figura 12).

A titolo di esempio, si consideri un angolo bistatico nullo con un trasmettitore e ricevitore posizionati in $x_{TX} = -20 \text{ km}$, $x_{RX} = -10 \text{ km}$, $y_{TX} = y_{RX} = 0 \text{ km}$, e un bersaglio aereo che si muove con una



velocità $V = 150 \text{ m/s}$ e una direzione θ_0 come in Figura 13. In tal caso, il valore del tempo di apertura sintetica T necessario per ottenere una data risoluzione in cross-range è mostrato in Tabella 2 per diversi valori di frequenza portante trasmessa (92 e 100 MHz) e direzione di moto del bersaglio ($\pi/2$ e $\pi/4$). È evidente che, sfruttando le forme d'onda della radio FM (frequenze portanti tra gli 88 e 108 MHz), il tempo di apertura sintetica varia da diverse decine a diverse centinaia di secondi in funzione della risoluzione desiderata. Vale la pena notare che aperture sintetiche di decine di secondi possono essere ragionevolmente sfruttate in pratica: basta osservare le rivelazioni riportate in Figura 11 dove una traccia di un bersaglio molto lunga è stata osservata lungo la registrazione di 180 secondi effettuata.

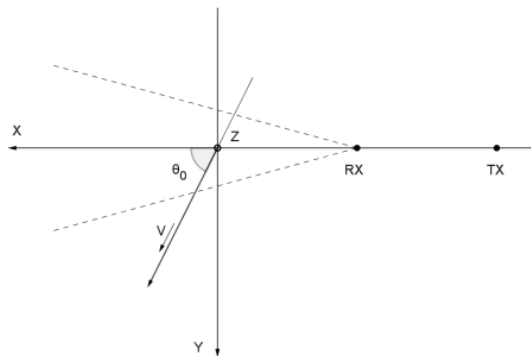


Figura 13. Esempio di geometria di riferimento.

Tabella 2. Tempo di apertura sintetica (secondi)

$r_{cr} \text{ (m)}$	$F_p \text{ (MHz)}$	$\theta_0 = \pi/2$	$\theta_0 = \pi/4$
10	92	14.5	20.5
	100	13.3	18.8
5	92	29.0	41.0
	100	26.6	37.7
1	92	144.8	204.8
	100	133.2	188.4

Dai valori in Tabella 2 si può dedurre dunque che è teoricamente possibile raggiungere notevoli risoluzioni in cross-range per geometrie favorevoli, a patto che gli echi dei bersagli vengano efficacemente integrati lungo l'apertura temporale estesa considerata. Ovviamente, durante il lungo CPI richiesto, il generico bersaglio aereo si muove notevolmente, e questo dà luogo sia ad una migrazione in range che in Doppler che devono essere efficacemente compensate per l'ottenimento di un profilo del bersaglio significativo.

A tal proposito in questa tesi di dottorato è stata sviluppata una tecnica avanzata ISAR in grado di integrare opportunamente lunghe aperture temporali. L'obiettivo è stato quello di investigare la possibilità di ricavare, dai profili in cross-range ad alta risoluzione di bersagli aerei, maggiori informazioni sul bersaglio, come:



- una stima più accurata della sua localizzazione nel piano range/velocità
- la sua classe dimensionale,

che con tempi di integrazione brevi tipici della fase di rivelazione, non sarebbero raggiungibili.

Tutti i vari passi effettuati al fine di giungere alla tecnica ISAR proposta sono riportati nel Capitolo 4.

3.2 SIMULATORE DI SCENARIO

Una volta che sono stati generati la forma d'onda di opportunità e lo scenario di geometria è possibile ottenere i segnali di riferimento e sorveglianza simulati. In particolare:

- la forma d'onda FM viene generata sfruttando un simulatore di scenario della radio FM sviluppato in [54], in accordo ai regolamenti ITU per la Regione 1
- lo scenario di geometria viene creato tenendo conto sia della posizione del trasmettitore, del ricevitore e dei loro parametri operativi, che della struttura, della posizione e dei parametri di moto del bersaglio in movimento.

Il segnale di riferimento verrà assunto essere pari alla forma d'onda trasmessa, mentre il segnale di sorveglianza si ottiene a partire dal segnale di riferimento sfruttando anche i parametri utili derivanti dalla geometria di sistema. Entrambi i segnali infine vengono scalati ognuno per la propria potenza teorica ricevuta, $P_{rx\ ref}$ e $P_{rx\ surv}$.

In Figura 14 è mostrato lo schema a blocchi per la creazione del segnale di sorveglianza.

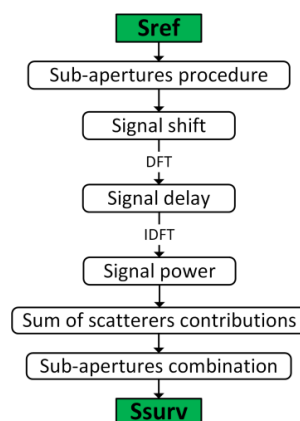


Figura 14. Creazione del segnale di sorveglianza.

Nel dettaglio, il segnale di riferimento in banda base, S_{ref} , di durata T , viene suddiviso in $N_b = T/T_{eq}$ sottoaperture, dove $T_{eq} = \frac{1}{PRF_{eq}}$ (Equivalent Pulse Repetition Frequency). Per ogni n -sima



sottoapertura, occorre aggiungere il contributo di fase del bersaglio, quindi la porzione di segnale di riferimento S_{rn} viene moltiplicata per la quantità $e^{-j2\pi R_{bist}(t,m)/\lambda}$, dando luogo al segnale traslato S_S

$$S_S = S_{rn} \cdot e^{-j2\pi R_{bist}(t,m)/\lambda} \quad (12)$$

dove $R_{bn}(t, m)$ è il range bistatico per l'n-sima sottoapertura che varia lungo il tempo t e per ogni scatteratore m ed è pari alla somma delle distanze tra trasmettitore-bersaglio e bersaglio-ricevitore

$$R_{bn}(t, m) = R_{tx-tgt}(t, m) + R_{tgt-rx}(t, m). \quad (13)$$

Se il bersaglio è stazionario il range bistatico varia solo al variare dello scatteratore.

Risulta ovvio che il percorso trasmettitore-bersaglio-ricevitore è più lungo rispetto a quello diretto trasmettitore-ricevitore. Quindi occorre anche considerare che il segnale di sorveglianza viene acquisito dal ricevitore dopo un certo ritardo rispetto al segnale di riferimento. Tale ritardo è pari a:

$$\Delta\tau_d = \frac{mean(R_{bn}(t, 0)) - L}{c} = \frac{\Delta r_d}{c} \quad (14)$$

dove $mean(R_{bn}(t, 0))$ è la media del range bistatico su ogni sottoapertura per il fulcro del bersaglio ($m = 0$), e L è la distanza fissa tra trasmettitore e ricevitore, detta *baseline*. La procedura di ritardo del segnale viene eseguita nel dominio della frequenza, ed è mostrata in Figura 15.

Per evitare una scalatura circolare, al segnale S_S di lunghezza N campioni, vengono inizialmente aggiunti altri N campioni tutti zeri. A valle di una DFT (*Discrete Fourier Transform*) il segnale viene centrato (la componente a frequenza zero del segnale è traslata al centro dello spettro) e successivamente moltiplicata per la quantità $e^{-2\pi f \Delta\tau_d}$, dando luogo, a valle di un IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*), al segnale traslato e ritardato, S_{SD} .

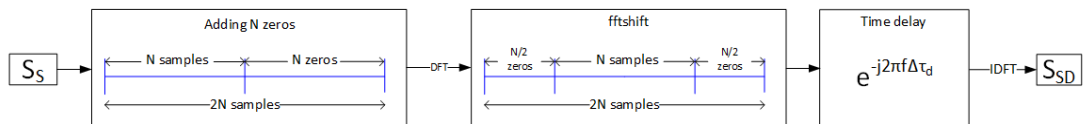


Figura 15. Ritardo del segnale di sorveglianza rispetto a quello di riferimento.

Infine, per ottenere il segnale di sorveglianza sulla singola sottoapertura S_{sn} , al segnale S_{SD} viene aggiunto il contributo di potenza ricevuto sul canale di sorveglianza ($P_{rx\ surv}$), e tutti i contributi per ogni m-simo scatteratore vengono sommati

$$S_{sn} = \sum_m S_{SD} \cdot P_{rx\ surv} \quad (15)$$

Al fine ultimo di generare il segnale di sorveglianza, S_{surv} , su tutta l'apertura temporale considerata T , le N_b sottoaperture sono combinate infine come riportato in Figura 16.

Anche al segnale di riferimento viene aggiunto il contributo di potenza ricevuto sul canale di riferimento $P_{rx\ ref}$, e infine per entrambi i segnali (di riferimento e sorveglianza) va tenuta in conto la potenza di rumore termico del ricevitore P_n .

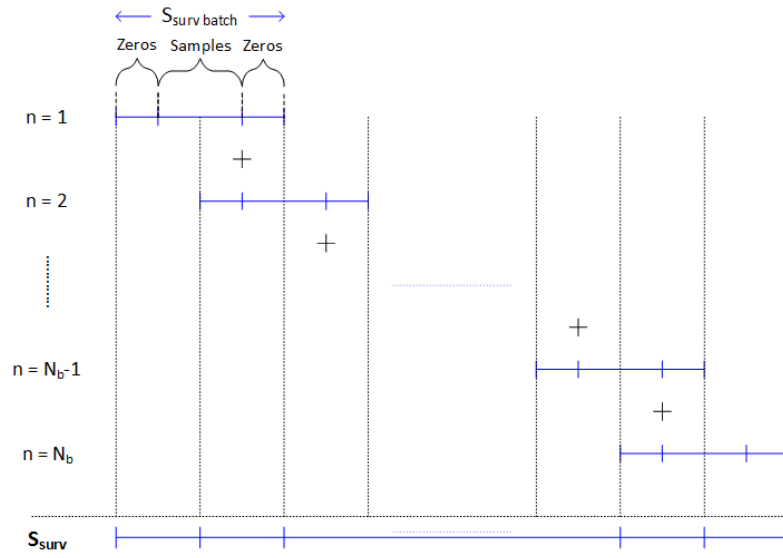


Figura 16. Combinazione dei segnali di sorveglianza sulla singola sottoapertura per l'ottenimento del segnale di sorveglianza sull'intero CPI.

4. TECNICHE DI ELABORAZIONE SU TEMPI LUNGI DI INTEGRAZIONE PER SISTEMI FM-PISAR

Lo schema di elaborazione completo per un sistema ISAR passivo basato sull'uso di segnali d'opportunità FM che è stato sviluppato è presentato in Figura 17. Esso è costituito dallo stadio convenzionale FM-PBR (blocchi rosa), descritto nel paragrafo 2.1, e dallo stadio ISAR (blocchi celesti), che viene descritto nel corrente capitolo, e permette di ottenere profili in cross-range di bersagli rivelati con una traccia lunga nella direzione di cross-range.

A valle dello stadio di rilevamento e tracciamento di bersagli, lo stadio ISAR riceve in ingresso i dati compressi in range relativi al generico bersaglio di interesse nel dominio range/tempo lento, e le corrispondenti informazioni riguardanti la sua traccia nel piano bistatico range/velocità. In particolare, una volta che il bersaglio è stato rivelato, la corrispondente striscia in range che lo interessa viene selezionata in modo da alimentare lo stadio ISAR successivo che è costituito dalla cascata di (i) stima di moto del bersaglio, (ii) formazione del profilo in cross-range attraverso la compensazione della migrazione di cella sia in range che in Doppler, e (iii) scalatura del profilo in cross-range attraverso la mappatura da frequenza Doppler in distanza cross-range.

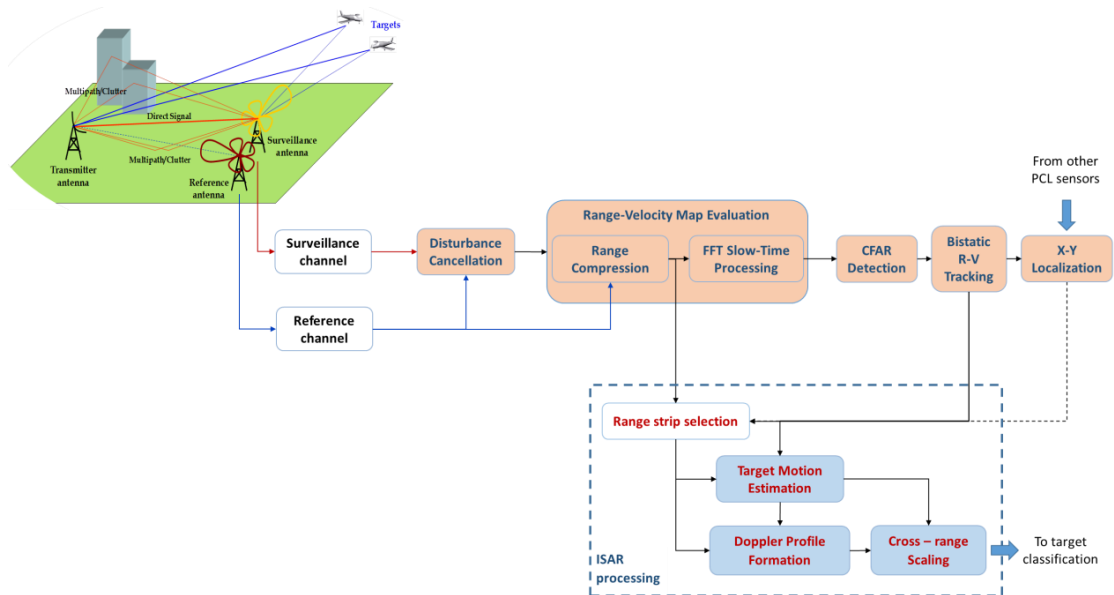


Figura 17. Schema a blocchi di un sistema FM-PISAR.

Per il caso FM in considerazione, sia in range che in Doppler si osserva una migrazione di cella nei dati compressi ottenuti. Nello specifico, nella direzione di range, la migrazione è legata principalmente alla velocità radiale del bersaglio. A causa della scarsa risoluzione in range è attesa una migrazione in range molto limitata, che quindi può essere efficacemente compensata basandosi semplicemente sull'informazione non accurata fornita dal tracciatore. Tale compensazione può essere compiuta trasformando secondo Fourier la striscia in range selezionata nel dominio frequenza veloce/tempo lento e moltiplicando i dati trasformati per

$$\phi_1(f_r, t) = e^{j2\pi f_r \frac{R_{track}(t)}{c}} \quad |t| \leq \frac{T}{2} \quad (16)$$



e successivamente facendo una trasformata inversa di Fourier nel dominio range/tempo lento. Nell'equazione (16) f_r rappresenta la frequenza veloce associata alla direzione di range, mentre $R_{track}(t)$ è la storia di range ricostruita fittando ai minimi quadrati le misure di Doppler fornite dallo stadio di tracciamento seguendo una legge polinomiale al generico ordine M_p sull'intera apertura.

In contrasto, il lungo CPI dà luogo ad una notevole migrazione in Doppler che deve essere adeguatamente stimata e compensata per l'ottenimento di profili in cross-range consistenti e affidabili di bersagli rivelati. Come per la compensazione della migrazione di cella in range, inizialmente, la compensazione di migrazione in Doppler viene effettuata moltiplicando ogni cella in range della striscia corretta per il termine di fase:

$$\phi_2(t) = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}R_{track}(t)} \quad |t| \leq \frac{T}{2} \quad (17)$$

e trasformando secondo Fourier. Questo passaggio viene effettuato in modo da poter selezionare la singola cella in range occupata dal bersaglio. Infatti, dai dati così compressi la cella in range interessata dal bersaglio viene selezionata come quella che fornisce il picco massimo: solo tale cella viene elaborata dagli stadi successivi. La cella selezionata dai dati compressi, quindi, rappresenta il profilo in Doppler ottenuto usando l'informazione dal tracciatore.

Il requisito di integrazione su un lungo CPI, però, implica una migrazione in Doppler considerevole che deve essere adeguatamente affrontata dalla tecnica di focalizzazione in cross-range e non può essere compensata riferendosi semplicemente all'informazione fornita dal tracciatore in quanto essa non possiede l'accuratezza richiesta per la focalizzazione Doppler. Questo è tipico anche dei sistemi ISAR convenzionali. Tuttavia, nel caso di sistema FM-PISAR ciò viene esasperato da diversi problemi che non sono sotto il controllo del progettista radar, come:

- Tempi lunghi di integrazione (CPI) conducono ad una importante variazione del moto.
- Il rapporto segnale a disturbo (SDR) è tipicamente molto più basso rispetto a quello disponibile in sistemi ISAR convenzionali; inoltre la lunga apertura sintetica implica un cambiamento notevole dell'angolo di vista che potrebbe limitare la capacità di integrare coerentemente i contributi da tutti gli scatteratori del bersaglio lungo l'apertura.
- La bassa risoluzione in range impedisce la possibilità di applicare la tecnica di focalizzazione che sfrutta scatteratori separati nella dimensione di range per stabilizzare la stima del moto del bersaglio. Soprattutto, operare con una risoluzione dell'ordine dei chilometri comporta la presenza in una data cella in range di echi provenienti da altri bersagli interferenti che possono chiaramente influenzare lo stadio di focalizzazione del bersaglio di interesse.

Quindi, allo scopo di compensare adeguatamente la migrazione di cella in Doppler, è stata inizialmente sviluppata una tecnica a due stadi che sfrutta in entrambi un'approssimazione polinomiale per la stima della storia di fase del bersaglio (vedi sezione 4). Mentre nel primo stadio si opera su sottoaperture temporali dell'intero CPI considerato, nel secondo si agisce direttamente sull'intero CPI. Vale la pena notare che è stata selezionata una strategia a due stadi in modo da mantenere un livello di costo computazionale ragionevolmente ridotto. A valle di una serie di valutazioni e osservazioni sulla tecnica proposta e sui risultati ottenuti, si è potuto comprendere che nella realtà l'approssimazione polinomiale non è valida su lunghe aperture temporali in cui il moto del bersaglio è piuttosto



complesso: servirebbero ordini di stima del moto troppo elevati che aumenterebbero notevolmente il costo computazionale e comunque non si raggiungerebbe una convergenza in quanto l'accuratezza di stima dei coefficienti diminuisce all'aumentare dell'ordine considerato [55].

Per questo motivo è stata sviluppata una tecnica sempre a due stadi che stima e compensa in modo robusto la storia di fase del bersaglio anche nel secondo stadio: anziché un approccio polinomiale viene sfruttato un approccio model-free (vedi sezione 4.2).

4.1 TECNICA DI ELABORAZIONE ISAR A DUE STADI: APPROCCIO POLINOMIALE PER SCENARIO IDEALE

Al fine di compensare adeguatamente la migrazione di cella in Doppler è stata sviluppata una tecnica di focalizzazione del profilo in cross-range a due stadi basata su un'approssimazione polinomiale della storia di fase del bersaglio lungo il tempo di apertura sintetica considerato. Dalla teoria, infatti, l'approccio polinomiale è il classico metodo utilizzato per la stima della storia di fase del bersaglio.

La fase di un generico scatteratore del bersaglio in funzione del tempo lento t sul tempo di apertura T può essere modellata con una legge polinomiale di ordine M

$$\phi_n(t) = -\frac{2\pi}{\lambda} R_n(t) = -\sum_{m=0}^M \alpha_m t^m \quad (18)$$

dove $R_n(t)$ rappresenta il range bistatico del bersaglio su tutta l'apertura T .

Il valore di M deve essere scelto in accordo al criterio di focalizzazione: la lunga apertura interessata nel caso sotto questione richiede alti valori dell'ordine M in modo tale da modellare e compensare adeguatamente la fase dello scatteratore. Essendo il bersaglio non cooperativo, il suo moto risulta sconosciuto all'utente come tipico nelle applicazioni ISAR. Quindi è necessaria la stima di un set di M parametri per permettere la focalizzazione del profilo. Questa operazione potrebbe essere svolta elaborando in un'unica soluzione l'intero tempo di apertura T ricorrendo al criterio di minimizzazione dell'entropia [53]. I valori stimati $\hat{\alpha}_1, \dots, \hat{\alpha}_M$ sono dati da quei valori che minimizzano l'entropia H valutata sul profilo cross-range

$$H = -\sum_{n=1}^N P_n \ln(P_n), \quad P_n = \frac{I_n}{\sum_{n=1}^N I_n} \quad (19)$$

essendo $I_n = I_n(\hat{\alpha}_1, \dots, \hat{\alpha}_M)$ i valori di intensità e n il numero di celle che compongono il profilo. Tuttavia questa procedura richiede un elevato costo computazionale perché richiede di risolvere un problema di ottimizzazione su uno spazio M -dimensionale. Proprio per limitare quest'onere viene qui proposta una tecnica ISAR a due stadi basata su un approccio a sottoaperture. Nel primo stadio, infatti, il tempo di apertura totale T viene suddiviso in N_B sottoaperture di durata $T_B = T/N_B$: la storia di fase del bersaglio alla sottoapertura b -sima (centrata al tempo bT_B) è modellata con una legge polinomiale di ordine M_B , dove vale sempre $M_B < M$, ed è caratterizzata dai parametri $\alpha_{b,m}$, con $b = -(N_B - 1)/2, \dots, -(N_B - 1)/2$ e $m = 0, \dots, M_B$. Tutte le sottoaperture vengono separatamente elaborate in accordo alla tecnica per la formazione del profilo in cross-range basata sulla minimizzazione dell'entropia che fornisce i valori stimati $\hat{\alpha}_b = [\hat{\alpha}_{b,1}, \dots, \hat{\alpha}_{b,M_B}]$. Il secondo stadio invece comprende due fasi:



- nella prima, viene effettuata una stima grezza degli M parametri per l'intero CPI
- nella seconda, la stima grezza viene raffinata per fornire un set di parametri, $\hat{\alpha}_1, \dots, \hat{\alpha}_M$, da utilizzare per la focalizzazione profilo finale.

Nello specifico, la stima grezza è ottenuta inizializzando $\hat{\alpha}_1^c = \hat{\alpha}_{0,1}, \hat{\alpha}_2^c = \hat{\alpha}_{0,2}, \hat{\alpha}_3^c = \hat{\alpha}_{0,3}$ e $\hat{\alpha}_m^c = f_m(\hat{\alpha}_{-(N_B-1)/2}, \dots, \hat{\alpha}_0, \dots, \hat{\alpha}_{(N_B-1)/2})$, con $m = 4, \dots, M$ e $M \leq N_B + 2$. Nella seconda fase invece la stima grezza viene raffinata ricorrendo ad una tecnica di ottimizzazione che sfrutta la stima grezza come punto di partenza.

4.1.1 VALUTAZIONI E OSSERVAZIONI TRAMITE APPLICAZIONE A SET DI DATI SIMULATI

Il primo passo per testare la catena di elaborazione ISAR sviluppata è stato quello di applicarla ad un set di dati simulato per studiarne la fattibilità in un ambiente controllato (*Proof of concept*). Per fare ciò è stato necessario generare inizialmente l'intero scenario operativo, e quindi i segnali di riferimento e di sorveglianza ipoteticamente ricevuti dal ricevitore, e successivamente applicare la tecnica ISAR sviluppata ai dati simulati generati disponibili. I segnali di riferimento e sorveglianza sono stati simulati facendo riferimento al simulatore di scenario che ho sviluppato durante la mia tesi magistrale e di cui ho riportato una breve descrizione in Appendice 0.

Per validare e testare le prestazioni della tecnica ISAR proposta, dunque, vengono mostrati di seguito i risultati ottenuti a valle di una sua applicazione ad un set di dati simulati. A tal proposito è stata simulata una geometria realistica tipica raffigurata in Figura 18, dove TX, RX e TGT identificano rispettivamente il trasmettitore, il ricevitore e il bersaglio.



Figura 18. Geometria di sistema realistica.

Il sito del ricevitore è assunto coincidere con il principale edificio della Facoltà di Ingegneria all'Università di Roma "Sapienza". Corrispondentemente, come sito del trasmettitore FM di opportunità è stata considerata la posizione del trasmettitore di Palombara Sabina/Monte Gennaro, situato a circa 32 km a Nord-Est dal ricevitore. La traiettoria del bersaglio ricalca uno dei percorsi standard nell'area considerata. Per quanto detto precedentemente, il segnale trasmesso viene



generato, in accordo ai regolamenti ITU per la Regione 1, utilizzando il simulatore di segnale FM descritto in [54].

Nello specifico caso in questione, è stato simulato uno scenario privo di rumore, in cui il bersaglio è costituito da un singolo scatteratore puntiforme che si muove con un moto traslatorio ad una velocità costante. L'obiettivo è stato quello di studiare la fattibilità del sistema e quindi osservare la risposta impulsiva risultante (PSF-Point Spread Function).

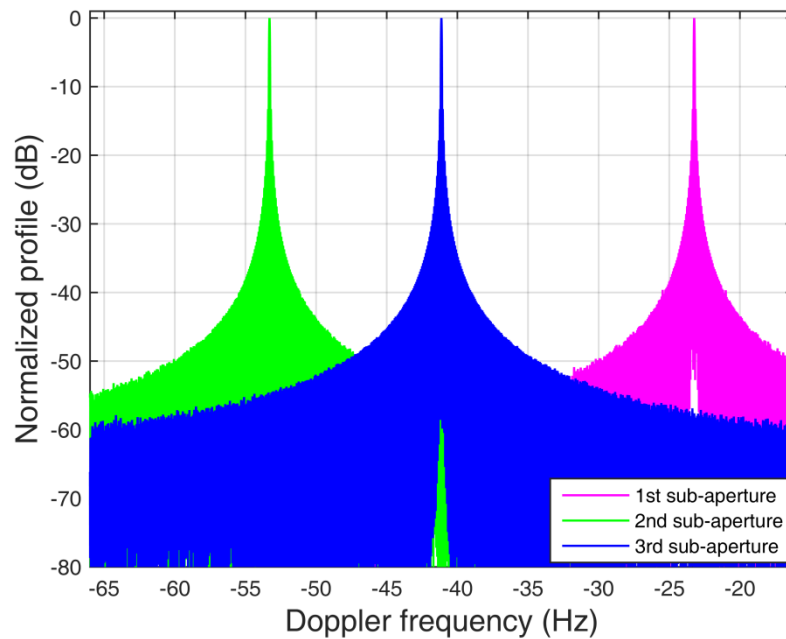
I parametri adoperati allo scopo sono riportati in Tabella 3.

Tabella 3. Parametri usati per la simulazione e l'elaborazione dei dati

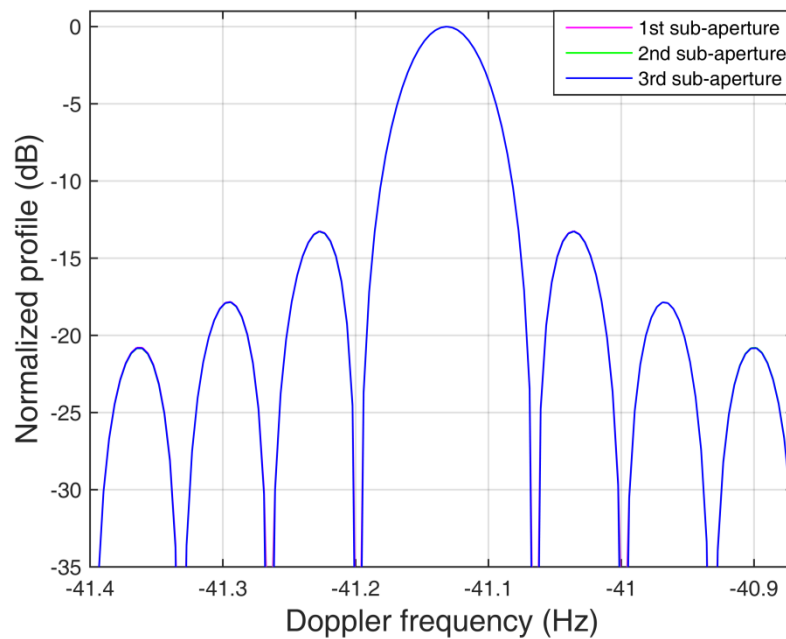
Parametri bersaglio		Parametri ricevitore	
Velocità	150 m/s	Coordinate (X,Y)	(-8.2; -10.7) km
Angolo (dal Nord in senso antiorario)	200 gradi	Quota	120 m
Quota	3285 m	Frequenza di campionamento	200 kHz
Coordinate per t=0 (X,Y)	(0; 0) km	Parametri di elaborazione	
Parametri trasmettitore		T	75 s
Coordinate (X,Y)	(-33.5;-30.0) km	N_B	5
Quota	1184 m	T_B	15 s
Baseline TX-RX	31.9 km	M	5
Frequenza portante	92 MHz	M_B	3

Il CPI disponibile di $T = 75$ secondi viene quindi suddiviso in $N_B = 5$ sottoaperture consecutive di $T_B = 15$ secondi; ad ogni sottoapertura viene effettuata la stima del moto del bersaglio fino al terzo ordine di fase ($M_B = 3$). I profili in cross-range risultanti dalla prima, seconda e terza sottoapertura sono riportati in Figura 19(a)-(b).

In particolare la Figura 19(a) mostra con tre colori diversi i profili in cross-range all'uscita del primo stadio di focalizzazione; come è evidente essi appaiono identici ma centrati in centroidi Doppler differenti in accordo al moto del bersaglio lungo il CPI. Invece la Figura 19(b) mostra un ingrandimento nella zona del picco principale dei tre profili a valle di una operazione di traslazione che sovrappone i tre risultati intorno allo stesso centroide Doppler. È nettamente visibile che per le tre diverse sottoaperture si ottiene la stessa risoluzione in Doppler ($\Delta f_{dB} = 1/T_B = 0.06 \text{ Hz}$) e lo stesso livello dei lobi laterali (-13.26 dB), e tali valori coincidono con quelli attesi per un bersaglio puntiforme. Questo a sua volta dimostra che l'ordine di stima della fase del bersaglio adottato ($M_B = 3$) garantisce di ottenere la risposta impulsiva teorica sulle sottoaperture sfruttate. Lo sfruttamento dell'intero CPI disponibili permetterebbe di migliorare la risoluzione di un fattore 5, cioè $\Delta f_d = 0.013 \text{ Hz}$. Tuttavia, per ottenere benefici dall'apertura estesa, dovrebbero essere stimati e adeguatamente compensati ordini di fase fino almeno al quinto ordine. Questo è dimostrato in Figura 20 dove i profili in cross-range ottenuti sull'intera apertura sono confrontati per diversi ordini di compensazione della fase: il terzo, il quarto e il quinto.



(a)



(b)

Figura 19. Profili in cross-range di un bersaglio puntiforme per tre sottoaperture differenti: (a) centrate nelle loro Doppler rispettive; (b) traslate in Doppler ad un centroide comune.

È chiaro che l'inclusione del quinto ordine è essenziale per ottenere la risposta impulsiva desiderata. Inoltre, vale la pena notare che tale procedura non richiede un costo computazionale intensivo. Infatti, grazie alla stima dei coefficienti ad ordini non elevati sulle sottoaperture, si ottengono valori iniziali dei coefficienti sull'intera apertura molto affidabili e ragionevoli. Ciò viene dimostrato in Figura 21,



dove si riporta il profilo in cross-range (profilo verde) per tutta l'apertura ($T = 75$ s) ottenuto usando i termini di fase iniziali forniti dal primo stadio della procedura di stima proposta $\hat{\alpha}_1^c, \dots, \hat{\alpha}_M^c$, a confronto con quello ottenuto usando i termini di fase raffinati al secondo stadio (profilo magenta).

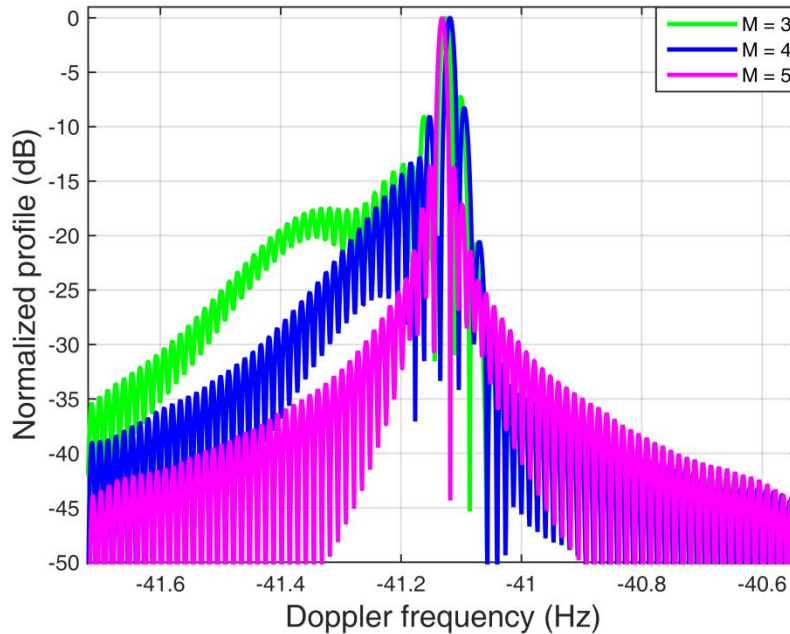


Figura 20. Profili in cross-range di un bersaglio puntiforme ottenuti usando l'intero CPI di 75 secondi.

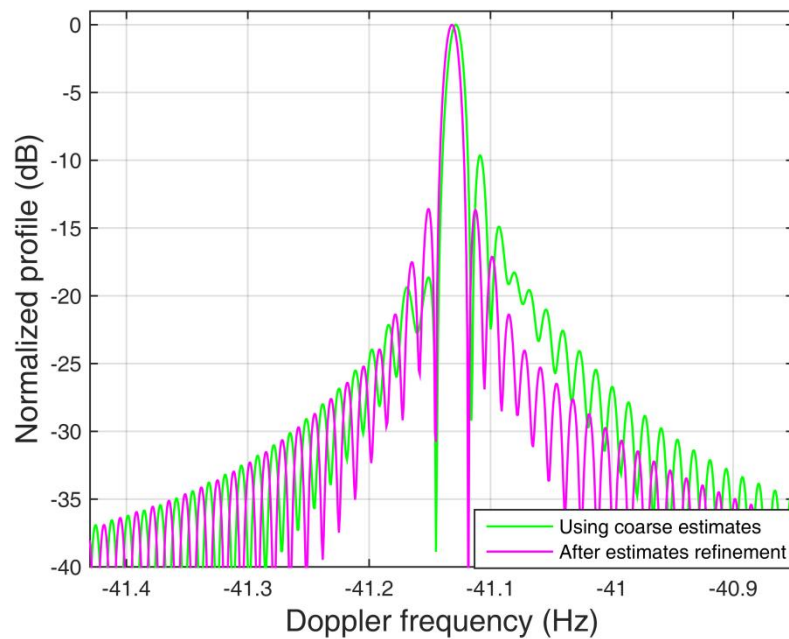


Figura 21. Profili in cross-range di un bersaglio puntiforme ottenuti sull'intero CPI di 75 secondi e una compensazione della fase ISAR fino al quinto ordine.



Si deduce che, nonostante i coefficienti iniziali ottenuti al primo stadio sull'intera apertura siano molto affidabili, il secondo stadio di raffinamento è necessario ad ottenere la PSF desiderata.

Finora però abbiamo sempre considerato, oltre ad un ambiente ideale privo di disturbi, anche un moto del bersaglio sempre lineare. In realtà i bersagli aerei possono produrre moti molto complessi dovuti a vibrazioni, o rapidi cambiamenti della velocità, o della quota, ecc. Di seguito viene riportato lo stesso caso di studio dove però al moto del bersaglio viene aggiunto un disturbo sinusoidale e ne viene analizzato l'andamento della PSF risultante dalla stessa catena di elaborazione usata per un moto lineare. Alla fase del bersaglio viene sommata una fase sinusoidale del tipo:

$$F_{sin} = A \cdot \sin(2\pi f_s t) \quad (20)$$

Al variare dell'ampiezza (A) e della frequenza (f_s) della sinusoide viene simulata una vibrazione del bersaglio più o meno forte.

Per quanto detto precedentemente, per ottenere la risposta impulsiva teorica sfruttando l'intera apertura T , si dovrebbe ottenere un profilo in cross-range con una risoluzione in Doppler pari a $\Delta f_d = 1/T = 0.01\bar{3} \text{ Hz}$ e con un livello di lobi laterali di $\Delta_{SLL} = -13.26 \text{ dB}$. A titolo di esempio, si ritengono accettabili solamente i profili la cui risoluzione in Doppler non si discosta più di 0.001 Hz rispetto a Δf_d e il cui livello di lobi laterali non aumenta più di 0.4 dB rispetto a Δ_{SLL} .

Per questo motivo, per diversi valori di A e f_s , in Tabella 4 sono state riportate in verde le coppie ritenute ancora accettabili e in rosso quelle non più accettabili secondo il criterio scelto.

Si può, dunque, comprendere che nella realtà, l'approssimazione della fase del bersaglio con un modello polinomiale è valida solo per intervalli temporali piccoli dove non è presente una grande variazione del moto del bersaglio.

Tabella 4. Valori accettabili (verdi) e non (rossi) dell'ampiezza e frequenza della distorsione sinusoidale aggiunta alla fase lineare del bersaglio.

		f_s			
		0.01	0.02	0.06	0.1
A	0.2	Green	Green	Green	Green
	0.3	Green	Green	Green	Red
	0.5	Green	Green	Red	Red
	0.7	Green	Green	Red	Red
	0.8	Green	Red	Red	Red

Per confermare ulteriormente questo concetto, in un altro esempio è stata invece inserita in fase di simulazione del moto del bersaglio, una distorsione improvvisa notevole: a metà apertura la quota del bersaglio subisce una perdita di quota di 400 metri in 5 secondi. Per tale caso, in Figura 22 viene mostrato, con una curva blu, il profilo finale del bersaglio ottenuto sull'intera apertura usando la catena di elaborazione ISAR sviluppata con gli stessi parametri di elaborazione di Tabella 3. La fase del bersaglio in questo caso ha subito una forte distorsione ed è evidente che non si è raggiunta la PSF teorica desiderata. In particolare, nella stessa figura ho riportato anche il profilo ottenuto per un moto del bersaglio ideale (lo stesso di Figura 21). Dal confronto, si può osservare che fino a metà apertura è come se la procedura stesse focalizzando lo stesso bersaglio con moto ideale di Figura 21, mentre nella seconda metà è come se la procedura focalizzasse un altro bersaglio ad un'altra Doppler. Dallo zoom in Figura 22 si può verificare inoltre che la risoluzione per la curva blu è circa il doppio di quella per la curva magenta. Quindi tale tecnica non è più capace di ricostruire il bersaglio come unico scatteratore quale è.



Si evince che per CPI in cui il moto del bersaglio non è lineare, l'approssimazione polinomiale della fase di un bersaglio non è sufficiente a stimarne il moto corretto, a meno che non vengano utilizzati ordini molto elevati di stima, che però difficilmente vengono stimati accuratamente [55]. Inoltre tale procedura richiederebbe la selezione di un appropriato ordine M (che non è un compito banale) e di un elevato costo computazionale per risolvere il problema di ottimizzazione su uno spazio M -dimensionale.

Per tale ragione, questa analisi ha rivelato la necessità di qualche modifica al precedente schema di elaborazione ISAR sviluppato, in modo tale da risultare efficace anche nel caso reale in cui il moto del bersaglio è affetto da non linearità non trascurabili.

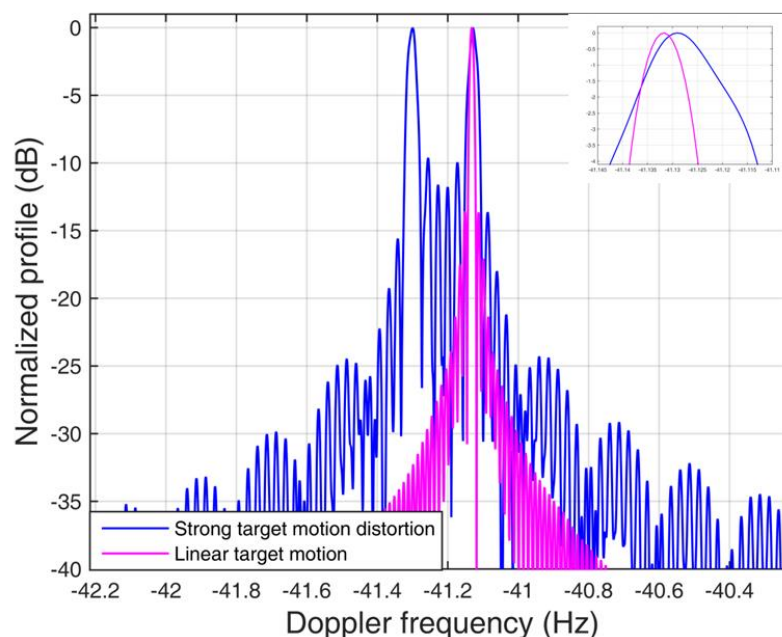


Figura 22. Profili in cross range di un bersaglio puntiforme rispettivamente con fase distorta (curva blu) e con fase lineare (curva magenta).

4.2 TECNICA DI ELABORAZIONE ISAR A DUE STADI: APPROCCIO MODEL-FREE PER SCENARIO REALE

La complessa applicabilità dell'approccio di focalizzazione Doppler basato su un modello polinomiale della storia di fase, come discusso nella sezione precedente, può essere sostanzialmente attribuito alla lunga apertura temporale che dà luogo, nel mondo reale, a moti di bersaglio piuttosto complessi che si differenziano parecchio dalla traiettoria lineare considerata in Figura 12. Per questo motivo, la tecnica di elaborazione avanzata che viene sfruttata è così strutturata:

- Il primo stadio resta invariato: a livello di sottoapertura la stima del moto del bersaglio viene approssimata da un modello polinomiale in quanto l'apertura si ritiene abbastanza piccola da mantenere il moto del bersaglio abbastanza contenuto.
- Il secondo stadio, invece, considera per la stima della storia di fase del bersaglio una tecnica model-free.



Nello specifico, al primo stadio, l'intera apertura T è divisa in N_B sottoaperture, anche sovrapposte, di durata T_B traslate temporalmente di $T_S \leq T_B$. Alla l -sima sottoapertura ($l = -\frac{N_B-1}{2}, \dots, \frac{N_B-1}{2}$) assumendo senza perdita di generalità N_B dispari, la fase del bersaglio $\phi_l(t)$ viene modellata con una legge polinomiale di ordine M_B :

$$\phi_l(t) = -\frac{2\pi}{\lambda} R_l(t) = -\frac{2\pi}{\lambda} \sum_{m=0}^{M_B} \alpha_{l,m} t^m \quad t \in \left[-\frac{T_B}{2}, \frac{T_B}{2}\right] \quad (21)$$

dove $\alpha_{l,m}$ ($m = 0, \dots, M_B$) è il coefficiente all' m -simo ordine e $R_l(t)$ rappresenta il range bistatico del bersaglio lungo la sottoapertura centrata in $t_l = lT_S$ rispetto al centro dell'intera apertura. A tale stadio il moto del bersaglio viene stimato attraverso la stima del set di parametri $\hat{\alpha}_{l,m}$ ($m = 0, \dots, M_B$) che meglio compensa la migrazione di cella in Doppler e quindi fornisce la miglior qualità del profilo focalizzato in accordo ad una specifica funzione di costo. In particolare, si ricorre al criterio di minimizzazione dell'entropia, quindi i coefficienti $\hat{\alpha}_{l,m}$ possono essere scelti come quei valori che minimizzano l'entropia definita come in equazione (19), valutata sul profilo in cross-range sulla singola sottoapertura.

La durata della sottoapertura T_B viene scelta in modo da garantire l'adempimento a due specifiche condizioni:

1. Il valore di T_B selezionato conduce ad una cella di risoluzione in Doppler che ci si aspetta includa la larghezza di banda istantanea tipica dei bersagli considerati cosicché, al primo stadio, questi appaiano puntiformi; perciò la frequenza Doppler che fornisce il picco più elevato nel profilo ottenuto può essere usato come una ragionevole stima del centroide Doppler del bersaglio $\hat{f}_{Dl} = -\frac{\hat{\alpha}_{l,1}}{\lambda}$ nella considerata sottoapertura. Inoltre questo vincolo migliora la robustezza della stima del moto di insieme rispetto al complesso comportamento elettromagnetico del bersaglio come interferenza tra scatteratori, ecc.
2. L'ordine M_B richiesto viene mantenuto limitato in modo da contenere il costo computazionale e garantire un'accuratezza ragionevole per la stima dei coefficienti corrispondenti [55].

Come vedremo successivamente, l'analisi condotta sui dati reali per diverse geometrie di acquisizione e diversi tipi di bersagli e tracce ha rivelato che una buona scelta di tali parametri che soddisfa i requisiti citati può essere $T_B = 5$ secondi e $M_B = 2$. Vale la pena notare che l'incremento del CPI a livello di sottoapertura rispetto all'intervallo temporale usato per la rivelazione dei bersagli (pari a 1 secondo) permette di migliorare significativamente l'accuratezza nell'estrazione dell'informazione Doppler che fornisce una traccia meno dispersa con il potenziale di incrementare l'accuratezza della localizzazione del bersaglio quando vengono sfruttate più baseline TX-RX. Inoltre il CPI più lungo fornisce un guadagno in termini di rapporto segnale a disturbo.

Tale operazione si ottiene ad un costo computazionale piuttosto limitato in quanto viene utilizzato solamente un polinomio ad un secondo ordine e inoltre la stima viene inizializzata da una stima grezza del moto fornita dalla stadio di tracciamento del sistema PCL. Ciò permette la sovrapposizione delle sottoaperture in modo da aumentare la robustezza della tecnica complessiva, e consente un elevato tasso di aggiornamento. Inoltre, in quanto a livello di sottoapertura la migrazione in range potrebbe anche essere trascurata a causa della scarsa risoluzione in range, l'approccio potrebbe essere generalizzato per applicazioni direttamente in fase di rivelazione per mezzo di una struttura a banco di filtri adeguata in modo da migliorare la massima distanza e/o rivelabilità dei bersagli deboli non rivelabili con tempi di apertura corti. Le informazioni stimate nello stadio a sottoaperture alimentano lo stadio di raffinamento e formazione del profilo del bersaglio sull'intera apertura temporale. Dalle



di elaborazione complessiva ovviamente sfrutta, a suo vantaggio, la precedente stima per diverse ragioni:

- Il primo stadio permette una focalizzazione iniziale che consente un filtraggio nel dominio Doppler mirato a migliorare la qualità dell'ingresso allo stadio basato sulla tecnica PGA separando il bersaglio sotto analisi da una parte del disturbo di sottofondo e da altri bersagli interferenti, quindi aumentando il rapporto segnale del bersaglio a disturbo.
- Il primo stadio permette una formazione preliminare del picco del bersaglio che viene opportunamente selezionato e sfruttato dal PGA.

Come conseguenza, qualche iterazione è di solito richiesta per ottenere la stabilità desiderata del profilo finale del bersaglio.

In generale, gli errori di fase generati lungo l'apertura sintetica dal moto del bersaglio non compensato o da effetti di turbolenza nella troposfera o ionosfera per la propagazione elettromagnetica possono avere effetti disastrosi nella qualità di un'immagine o profilo ISAR. L'algoritmo PGA è un robusto stimatore e correttore di errori di fase arbitrari. Un punto chiave per la stima e correzione degli errori di fase in un'immagine è rappresentato dalla ridondanza dell'informazione dell'errore di fase nell'immagine. Cioè, gli stessi errori in funzione della posizione dell'apertura appaiono indipendenti dal range. Il PGA utilizza la ridondanza dell'errore di fase che permette una rimozione efficace dell'errore di fase. Esso è costituito da quattro step cruciali: traslazione circolare, finestatura, stima del gradiente di fase e correzione iterativa. Non è necessario conoscere come l'immagine è stata formata, ma solo che l'immagine è coerente sull'intera scena da elaborare. In altre parole l'immagine complessa e la storia di fase sono coppie di trasformate di Fourier. I dati nel dominio range compresso/storia di fase sono ottenuti da una trasformata di Fourier monodimensionale nella direzione di cross-range. Indichiamo i dati nel dominio range compresso/storia di fase contenenti l'errore di fase come:

$$\begin{aligned} f_n(t) &= |f_n(t)| \exp\{j[\phi_n(t) + \phi_\epsilon(t)]\} && \text{per } |t| \leq T/2 \\ &= 0 && \text{altrove} \end{aligned} \quad (23)$$

Il pedice n si riferisce all' n -sima cella in range, t è il tempo (posizione) relativo lungo l'apertura sintetica, $|f_n(t)|$ e $\phi_n(t)$ sono l'ampiezza e fase rispettivamente dei dati compressi in range per l' n -sima cella in range. L'errore non compensato $\phi_\epsilon(t)$ lungo l'apertura sintetica è comune a tutte le celle in range di interesse e indipendente da n .

Dopo la compressione in cross-range (nel dominio di Fourier), ogni linea dei dati di immagine consiste di una somma pari a:

$$F\{f_n(t)\} = \sum_m H(\omega) * a_{m,n} s(\omega - \omega_{m,n}) \quad (24)$$

dove $H(\omega) = F\{\exp[j\phi_\epsilon(t)]\}$ è la trasformata della funzione dell'errore di fase sull'apertura e $a_{m,n} s(\omega - \omega_{m,n})$ sono le funzioni di risposta impulsiva indotte dagli scatteratori.

Di seguito vengono descritti i vari step previsti dall'algoritmo PGA.



- Traslazione circolare

Il primo step nel PGA prevede la selezione per ogni cella in range dello scatteratore più forte a_n e la sua traslazione nell'origine, per rimuovere l'offset di frequenza dovuto alla Doppler dello scatteratore.

Questa operazione quindi viene effettuata separatamente per ogni cella in range. Ciò si adatta perfettamente alla nuova tecnica di focalizzazione ISAR introdotta in questa tesi che opera su un singolo profilo in cross-range e quindi su un'unica cella in range opportunamente selezionata.

- Finestratura

Il secondo step prevede una finestratura intorno al centro (quindi intorno allo scatteratore più forte). Questo permette di preservare la larghezza del contributo dominante e scartare i dati che non contribuiscono alla stima dell'errore di fase. Ciò conduce ad una stima dell'errore di fase che viene effettuata usando dati iniziali che hanno il più alto rapporto segnale a rumore o disturbo. Fondamentale resta il fatto di come scegliere tale finestra. Di solito la sua larghezza decresce lungo le iterazioni consecutive in quanto l'immagine è sempre più focalizzata.

- Stima del gradiente di fase

Indichiamo con $G_n(\omega)$ i dati traslati e finestrati e con $g_n(t) = |g_n(t)| \exp(j[\phi_\epsilon(t) + \theta_n(t)])$ la sua trasformata inversa di Fourier. La fase dipendente dallo scatteratore per ogni cella in range è indicata come $\theta_n(t)$. Per una funzione complessa arbitraria $x(t) = |x(t)| \exp(j\phi(t))$ la derivata in tempo dell'argomento è pari a $\dot{\phi}(t) = \frac{Im\{x^*(t)\dot{x}(t)\}}{|x(t)|^2}$. Sfruttando tale definizione, una stima ai minimi quadrati della funzione dell'errore di fase può essere formata come:

$$\dot{\phi}_{ls}(t) = \frac{\sum_n Im\{g_n^*(t)\dot{g}_n(t)\}}{\sum_n |g_n(t)|^2} = \dot{\phi}_\epsilon(t) + \frac{\sum_n |g_n(t)|^2 \dot{\phi}_n(t)}{\sum_n |g_n(t)|^2} \quad (25)$$

Perciò, questa stima pesata ai minimi quadrati conduce alla derivata dell'errore di fase più un termine d'errore che si riduce sempre più grazie al processo di traslazione del dominio immagine.

- Correzione iterativa

L'errore di fase stimata è rimossa dai dati compressi in range attraverso la moltiplicazione complessa per $e^{-j\hat{\phi}_\epsilon(t)}$. L'intero processo di stima e rimozione dell'errore di fase viene ripetuto iterativamente finché l'algoritmo converge al vero errore di fase. Quindi, come l'immagine diviene più focalizzata, gli scatteratori individuali diventano più compatti, il rapporto segnale a rumore migliora e la traslazione circolare rimuove più precisamente gli offsets della Doppler, e infine l'algoritmo tende a convergenza.

4.2.1 VALUTAZIONI E OSSERVAZIONI TRAMITE APPLICAZIONE A SET DI DATI SIMULATI

Questa sezione mira a dimostrare la funzionalità della nuova tecnica di elaborazione ISAR avanzata sviluppata. Essa viene applicata, sfruttando i parametri che verranno successivamente descritti nel Capitolo 6, al set di dati simulati in cui il moto del bersaglio puntiforme subisce una perdita di quota improvvisa di 400 metri in 5 secondi di sezione 4.1.1.



In Figura 23 viene mostrato il confronto tra il profilo finale ottenuto con l'approccio polinomiale e quello ottenuto con l'approccio model-free (rispettivamente profilo blu e verde) sempre per 75 secondi di integrazione. Entrambi i profili sono normalizzati e centrati a Doppler zero. Da notare che il profilo blu coincide, a meno di una traslazione del picco a 0 zero Doppler, al profilo blu di Figura 22. È chiaro che nel primo caso non si raggiunge minimamente la PSF desiderata, mentre nel secondo si forma un picco principale con la corretta risoluzione in Doppler a -4 dB dal picco e un buon rapporto picco-lobi, anche se non proprio quello desiderato. Questo è inoltre verificato dal confronto tra la curva verde e quella magenta, dove la seconda rappresenta il profilo ideale ottenuto per un moto lineare del bersaglio sempre riportato a zero Doppler (vedi Figura 21). Quindi la seconda tecnica si dimostra essere efficace anche a fronte di moti complessi dei bersagli. Vale la pena notare che anche in termini di costo computazionale l'approccio model-free è vantaggioso rispetto a quello polinomiale. La robustezza dell'intera catena di elaborazione viene nel seguito testata anche su set di dati sperimentali (vedi Capitoli 6 e 7).

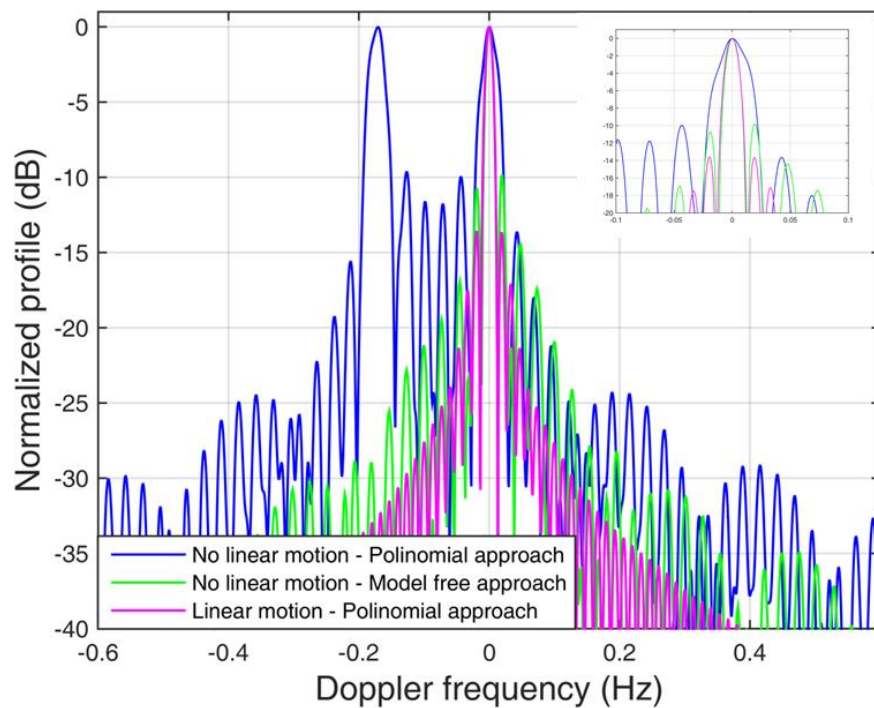


Figura 23. Profili finali di un bersaglio puntiforme con fase distorta, ottenuti a valle dell'applicazione della tecnica ISAR che sfrutta al secondo stadio l'approccio polinomiale (curva blu) o l'approccio model-free (curva verde), più profilo di bersaglio puntiforme con fase lineare (curva magenta).



5. DESCRIZIONE DELLE CAMPAGNE DI ACQUISIZIONE FM E SUPPORTO ADS-B

5.1. CATENA RICEVENTE DEL SEGNALE FM

Al fine di testare e validare la tecnica descritta nel Capitolo 4, sono state effettuate su più giornate differenti una serie di campagne di acquisizione sperimentali sfruttando diverse configurazioni geometriche. I dati reali sono stati acquisiti da un ricevitore sperimentale sviluppato e messo in campo dal dipartimento DIET dell'Università di Roma "Sapienza". Lo schema a blocchi dell'architettura del ricevitore è riportata in Figura 24. Questa architettura viene usata per la realizzazione di un ricevitore multi-canale passivo FM con cui ogni singolo canale della radio FM viene digitalizzato separatamente.

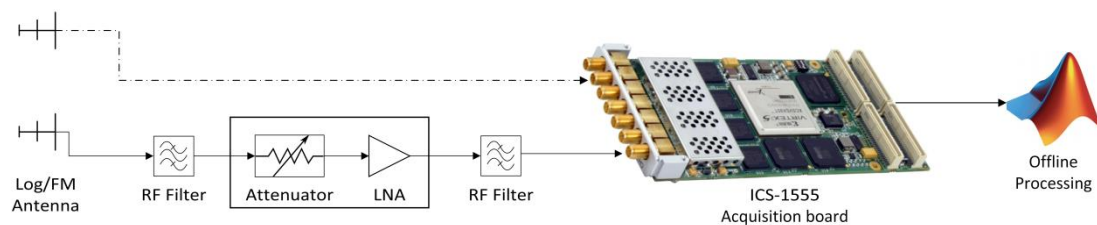


Figura 24. Catena ricevente sperimentale a campionamento a RF diretto.

Tale ricevitore è basato su un approccio di campionamento a radiofrequenza (RF) diretto e sfrutta la cascata di componenti COTS (*Commercial Off-the Shelf*), ovvero componenti disponibili sul mercato che consentono di contenere i costi di sviluppo e manutenzione.

5.1.1 SOTTOCAMPIONAMENTO A RF DIRETTO

Il campionamento a RF diretto è considerato l'obiettivo finale dei ricevitori digitali con la messa a punto e il filtraggio effettuato dall'elaborazione del segnale digitale. In un ricevitore digitale viene usato un singolo convertitore A/D per digitalizzare il segnale ricevuto e la down-conversion (demodulazione) per ricavare i segnali in banda base I e Q si effettua con un'elaborazione digitale.

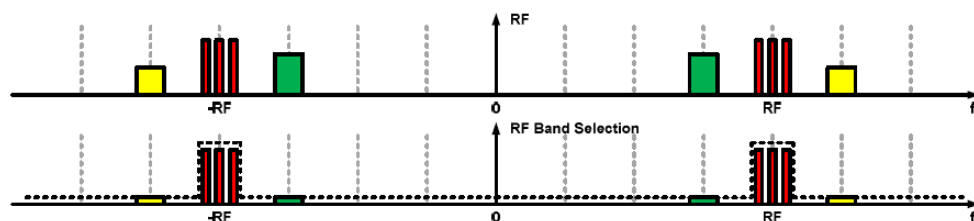


Figura 25. Principio di funzionamento di un ricevitore a campionamento a RF diretto.



Continui progressi sulla velocità di campionamento, stanno permettendo di aumentare la frequenza di campionamento, con la possibilità di usare approcci di campionamento ad IF molto alte o direttamente a RF. Il vantaggio di questa architettura, rispetto alla demodulazione analogica I e Q convenzionale, risulta essere l'eliminazione quasi totale dell'hardware analogico. Tuttavia, il convertitore A/D non deve solo campionare direttamente a RF, ma a meno che non sia preceduto da un filtro preselettore a RF sintonizzabile, l'input al convertitore A/D deve avere lo stesso range di dinamica per gestire simultaneamente tutto il segnale presente nella banda di interesse. In genere, la potenza di interferenza che entra nel convertitore A/D è proporzionale alla larghezza di banda dei componenti precedenti i convertitori.

Il teorema di Nyquist afferma che per ricostruire correttamente l'informazione contenuta in un segnale a banda limitata, la frequenza di campionamento f_s deve essere almeno il doppio della banda del segnale $f_s \geq 2B$. Il sottocampionamento (o campionamento a banda passante) è una tecnica con la quale si campiona un segnale passa-banda con un tasso di campionamento inferiore al tasso di Nyquist, ma riuscendo comunque a ricostruire il segnale.

Per applicare con successo il sottocampionamento, occorre sviluppare un piano accurato per la scelta della frequenza di campionamento. Un metodo approvato, e spesso utilizzato, è detto *fan-fold* (ripiegamento) e viene qui di seguito descritto.

Innanzitutto si prende una striscia di carta semitrasparente e si ripiega su se stessa (*fan-fold*) come mostrato in Figura 26. Tenendo la carta con le pieghe in direzione verticale, si traccia l'asse delle frequenze da sinistra a destra lungo il bordo inferiore con le pieghe verso l'interno a multipli della frequenza di campionamento f_s , e le pieghe verso l'esterno a multipli dispari di $f_s/2$. L'asse verticale è usato per tracciare l'ampiezza spettrale del segnale.

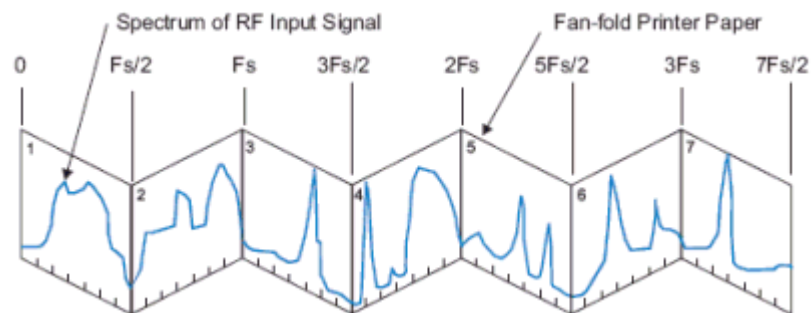


Figura 26. Carta ripiegata su se stessa (*fan-fold*) che mostra lo spettro di un segnale a RF in ingresso.

Per capire cosa succede dopo il campionamento, basta semplicemente comprimere la risma di carta, metterla in controluce e guardare attraverso la carta. Ciò che si vede è lo spettro di tutti i fogli sovrapposti l'uno sopra l'altro, e ciò rappresenta il contenuto spettrale esatto dei campioni in uscita dal convertitore A/D. Come mostrato in Figura 27, i segnali su tutti i fogli sopra la frequenza $f_s/2$ sono efficacemente ripiegati nel foglio numero 1 tra 0 e $f_s/2$.

Per i segnali sui fogli dispari, l'effetto è una traslazione di frequenza di un multiplo di f_s , mentre per i segnali sui fogli pari, vi è un'inversione dell'asse di frequenza, seguita da una traslazione di un multiplo dispari di $f_s/2$.

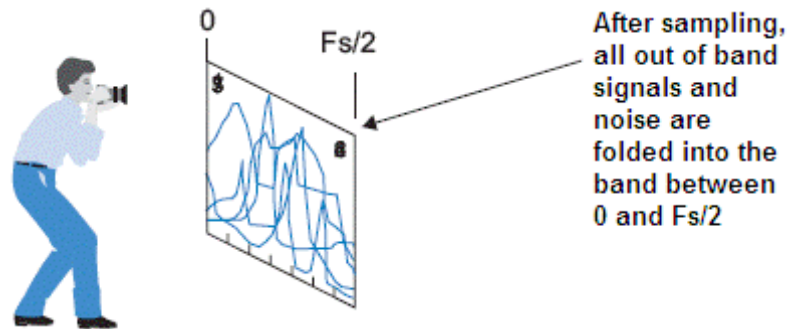


Figura 27. Spettro risultante ottenuto a valle del ripiegamento.

Per il sottocampionamento di segnali passa-banda è possibile trarre vantaggio da questo modello facendo un'attenta selezione della frequenza di campionamento. Supponiamo che tutte le frequenze nel segnale passa-banda cadono su un singolo foglio della carta ripiegata fan-fold come mostrato in Figura 28.

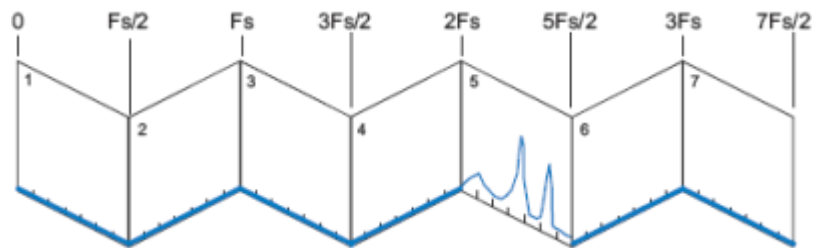


Figura 28. Carta ripiegata su se stessa (fan-fold) che mostra lo spettro di un segnale passa banda, come un'uscita a IF.

In questo caso, dopo il campionamento, tutta l'energia del segnale sul foglio 5 si piegherà sul foglio 1 e sarà rappresentata nel flusso di campioni in uscita come se fosse un segnale in banda base tra 0 e $f_s/2$. Come mostrato in Figura 29, il sottocampionamento dà luogo ad una traslazione verso il basso della frequenza di una quantità pari $2f_s$, senza inversione spettrale.

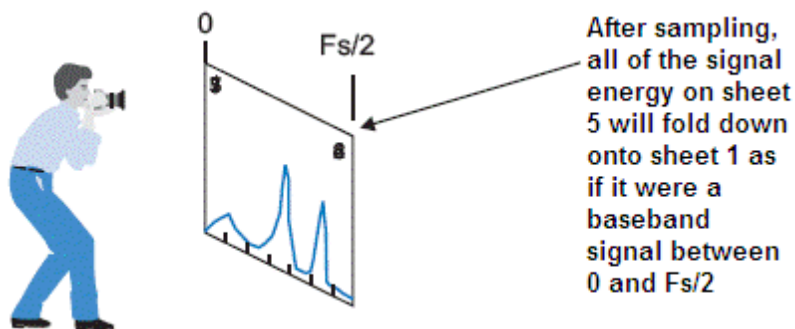


Figura 29. Una scelta adatta della frequenza di campionamento, riporta correttamente lo spettro del segnale passa-banda fino a banda base.



Se lo spettro passa-banda del segnale di ingresso fosse interamente su foglio 4 invece, l'asse della frequenza sarebbe invertito e poi traslato di un fattore $3 \cdot f_s/2$.

Quindi la regola chiave per sottocampionare utilizzando il modello fan-fold è semplice: occorre scegliere la frequenza di campionamento f_s tale per cui l'intera banda del segnale passa banda cada su un singolo foglio. A seconda del numero pari o dispari del foglio, l'asse delle frequenze dello spettro risultante campionato sarà rispettivamente o normale o invertito.

La tecnica di sottocampionamento può essere uno strumento molto prezioso, ma la cura con cui si deve trattare per assicurare buone prestazioni non è da sottovalutare.

Nel caso in questione in cui la banda del segnale FM va da 88 a 108 MHz, è stata utilizzata una frequenza di campionamento pari a 56 MHz e quindi il contributo dei segnali radio di interesse ricade nel foglio 4.

5.1.2 DESCRIZIONE DEI COMPONENTI DELLA CATENA RICEVENTE

Per la ricezione dei segnali vengono utilizzate antenne logaritmiche periodiche con un rapporto fronte/retro (*front-to-back ratio*) maggiore di 16 dB e un fascio nel piano di cross-range di circa 64 gradi. I segnali acquisiti da tali antenne attraversano un front-end a radiofrequenza composto da una cascata di :

- attenuatori regolabili e amplificatori LNA (*Low-Noise Amplifier*) che vengono usati per accordarsi alla dinamica dei convertitori ADC della scheda di acquisizione usata,
- filtri RF che rimuovono sia gli effetti di non linearità che le interferenze fuori banda.

I componenti analogici utilizzati per la realizzazione del front-end a RF e per acquisire i dati con le relative caratteristiche sono qui sotto elencati:

➤ **RF Filter - FM-band (filtro Murata)**

Tipici filtri in ceramica per il front-end di un ricevitore FM. Per migliorare la selettività sono stati montati tre componenti in serie. Le principali caratteristiche di questo prodotto sono:

- . Larghezza di banda: 80 ÷ 120MHz
- . Impedenza: 50Ω
- . Perdita di inserimento: ~2dB

➤ **Variable Attenuator - ZX76-31R5-PN+ prodotto da Mini-Circuits**

Attenuatori a step digitali a 50 Ω che offrono un range di attenuazione superiore a 31.5 dB con step da 0.5 dB. Il controllo è effettuato da un'interfaccia parallela a 6-bit. Il modello opera con un alimentatore a doppia tensione. Le principali caratteristiche del prodotto sono:

- . Larghezza di banda: 0 ÷ 2400MHz
- . Impedenza: 50Ω



- . Bassa perdita di inserimento
- . Alto IP3: tipicamente +52dBm
- . Eccellente resa di perdita: tipicamente 20dB
- . Eccellente accuratezza: tipicamente 0.1dB

Alimentatore a doppia tensione: VDD=+3V, VSS=-3V



Figura 30. ZX76-31R5-PN+ by Mini-Circuits.

➤ **LNA - ZHL-2010+ prodotto da Mini-Circuits**

Le principali caratteristiche di questo amplificatore a basso rumore sono:

- . Guadagno: 20dB Min
- . Larghezza di banda: 50 ÷ 1000MHz
- . Impedenza: 50Ω
- . Bassa figura di rumore: tipicamente 3.7dB
- . Alto IP3: tipicamente +46dBm
- . Molto alto IP2: tipicamente 68 ÷ 83dBm
- . Doppia tensione: V=+12V



Figura 31. ZHL-2010+ by Mini-Circuits.

➤ **LNA - ZHL-1010+ prodotto da Mini-Circuits**

Le principali caratteristiche di questo amplificatore a basso rumore sono qui elencate:

- . Guadagno: 9.5dB Min
- . Larghezza di banda: 50 ÷ 1000MHz
- . Impedenza: 50Ω
- . Bassa figura di rumore: tipicamente 3.7dB
- . Alto IP3: +46dBm typical



- . Molto alto IP2: tipicamente $68 \div 83\text{dBm}$
- . Doppia tensione: $V=+12\text{V}$



Figura 32. ZHL-1010+ by Mini-Circuits.

➤ **Scheda di acquisizione ICS-1555 PMC module prodotta da GE Intelligent Platforms**

La conversione A/D è effettuata tramite la scheda di acquisizione *ICS-1555 PMC module* (Figura 33), prodotta da “GE Intelligent Platforms”.



Figura 33. Scheda di acquisizione ICS-1555 PMC module.

Essa è costituita da quattro convertitori ADC a 16 bit che campionano in maniera sincrona i segnali analogici adeguatamente amplificati e filtrati a partire da quattro canali di ingresso. L'intera banda FM (88-108 MHz) viene digitalizzata. Di seguito la funzione di down-conversion viene effettuata da quattro convertitori Graychip GC4016 Digital Down-Converters (DDCs) per un massimo di 16 bande di segnale arbitrarie.

La Figura 34 mostra un diagramma a blocchi semplificato della scheda ICS-1555. Tale scheda è costituita da quattro ADCs (Linear Technology LTC2209) a 16 bit che forniscono un tasso di campionamento superiore a 180 MSPS ognuno. A bordo inoltre ci sono quattro DDCs (Texas Instruments GC4016 Quad DDCs), un FPGA programmabile dall'utente Virtex-5 e due FIFO 128 K x 72



(IDT 72T72115L5B8GI). Infine, sono presenti un'interfaccia PCI-X a 64-bit/133 MHz e una FPGA Pn4 I/O a 64-bit.

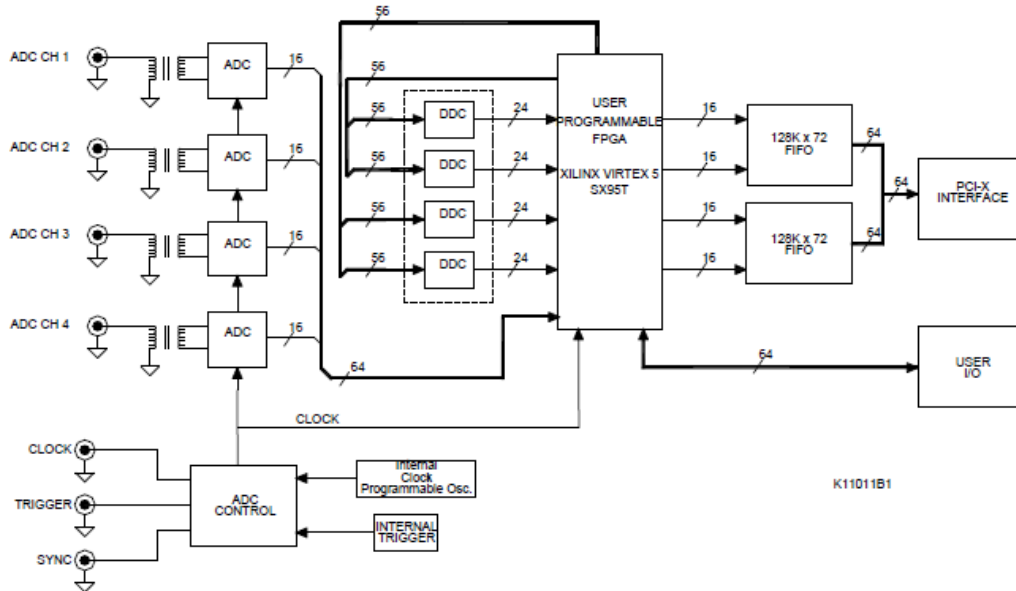


Figura 34. Diagramma a blocchi della scheda di acquisizione ICS-1555.

Il clock di campionamento può essere generato internamente usando il Silicon Labs Si571 a bordo, cioè un oscillatore al cristallo moderno con frequenza programmabile e una stabilità di ± 20 ppm, oppure può essere generato esternamente spegnendo l'oscillatore a bordo e fornendo un clock in ingresso al connettore del pannello frontale. Il clock esterno può essere un onda sinusoidale o un segnale LVTTTL con una frequenza che va da 32 MHz fino a 180 MHz. Il Trigger e i segnali di sincronizzazione possono essere generati internamente o esternamente attraverso i connettori del pannello frontale.

La scheda ICS-1555 supporta due modalità operative:

- Modalità continua: i dati sono convertiti su tutti i canali selezionati e messi in ingresso ad una delle due interfacce di uscita finché l'acquisizione viene disabilitata.
- Modalità acquisizione: un numero fisso di campioni viene acquisito su ogni applicazione del trigger. Il numero di campioni acquisito ad ogni applicazione del trigger è programmabile con una risoluzione di 4 campioni per canale o meno, fino alla massima capacità del buffer.

Le uscite degli ADCs sono connesse direttamente all'FPGA. Uno switch nell' FPGA permette all'utente di dirigere direttamente le uscite degli ADC verso le FIFO o di farle passare attraverso i DDCs prima di arrivare alle FIFO attraverso un controllo programmato.

L'uscita dell'FPGA è bufferizzata in due memorie FIFO 128 K x 72. Degli interruttori PCI Bus vengono utilizzati per ottenere un livello di soglia programmato, o per ottenere certe condizioni sul sovraccarico delle FIFO e altre condizioni su allarmi di temperatura, ADC fuori scala, ecc. Infine, le uscite dalle FIFO sono collegate all'interfaccia PCI-X. L'interfaccia ICS-1555 Pn4 supporta la segnalazione LVTTTL o LVDS cosicché l'utente può implementare un'interfaccia FPDP se richiesto.

Alcune specifiche tecniche della scheda di acquisizione ICS-1555 sono riassunte in Tabella 5.



Tabella 5. Specifiche tecniche della scheda di acquisizione ICS-1555.

Analog Input	
Number of Analog Input Channels	4
Analog Connector Type	SMA
Input Impedance	50 Ohm
Full Scale Input	1.48 dBm (0.75Vpp) or 5dBm (1.125 Vpp) into 50 Ohms, software selectable
Maximum Safe Input Level	15 dBm (3.9Vpp) into 50 Ohms (applies to both full scale input ranges)
Input Signal Bandwidth	2 MHz – 700 MHz
Sampling Rate	32 to 180 MSPS
Internal Sample Clock Oscillator	10 MHz at power-on, up to 180 MHz when bypassing DDCs
ADC Resolution	16 bits
Sampling	Rising edge of sample clock
External Clock	LVTTTL / Sinewave compatible, -3 dBm min. to +6 dBm max.
External trigger	LVTTTL/LVCMOS 5 V tolerance, software selectable rising or falling edge
External Synchronization	LVTTTL/LVCMOS 5 V tolerance, software selectable rising or falling edge
Signal-to-Noise Ratio (SNR)	72.9 dBFS @ fin 70 MHz @ 160 MSPS or better
SFDR	84 dBc @ fin 70 MHz or better
Inter-channel Cross-talk	<- 80 dB
General	
PCI-X bus Interface	PCI-X 2.0a mode 1 and PCI 3.0 specification ²
User Programmable I/O	Pn4, 64 I/O, (32 pairs LVDS compatible)
User Programmable FPGA	XC5VSX95T-FFG1136-1C
Environmental	
Operating Temperature	0° to 50°C
Storage Temperature	-40° to +85°C
Humidity	95% non-condensing
Cooling	Approximately 200 LFM
Power	
ADC Clock @ 100 MHz w 4 Channels	0.8 A @ +5 V
DDCs enable	4.27 A @ +3.3V
DDC disabled	2.75 A @ +3.3V



Per channel reduction 4 0.5 A @ +3.3 V	
ADC Clock @ 160 MHz w 4 Channels	0.87A @ +5 V
DDCs disabled	2.98 A @ +3.3 V
Per channel reduction of 0.513 A @ +3.3 V	
ADC Clock @ 180 MHz w 4 Channels	0.9 A @ +5V
DDCs disabled	3.08 A @ +3.3V
Per channel reduction of 0.593 A @ +3.3 V	

5.2. CAMPAGNE DI TEST SPERIMENTALI PER DIVERSE GEOMETRIE OPERATIVE

Nelle diverse campagne di acquisizione effettuate sono state sfruttate due antenne riceventi: una di riferimento, puntata verso il trasmettitore, e una di sorveglianza, puntata verso la zona da monitorare. Le geometrie di acquisizione adoperate per tutte le campagne di test sono due, configurazione X e configurazione Y, e sono mostrate nella mappa in Figura 35. La posizione del trasmettitore è identificata dal simbolo di una stella di colore blu, mentre quella del ricevitore nelle due diverse configurazioni geometriche è illustrata con una stella gialla. Con il simbolo degli aerei invece sono rappresentati i due principali aeroporti nella zona di Roma (Fiumicino e Ciampino) e con una linea nera tratteggiata un tipico percorso degli aerei in fase di atterraggio all'aeroporto di Roma Fiumicino.

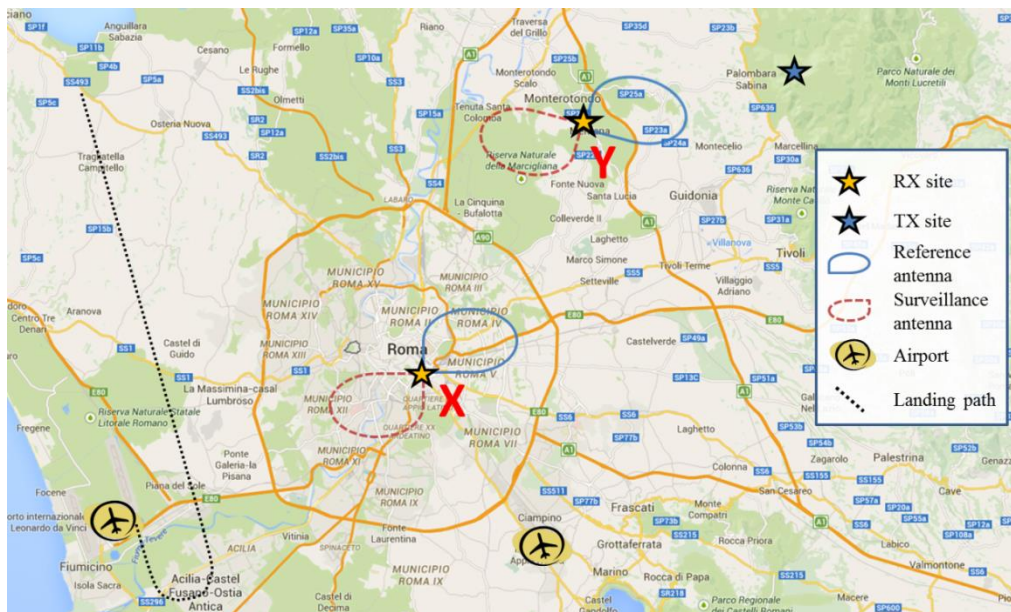


Figura 35. Geometrie di acquisizione per le diverse campagne di acquisizione effettuate.

Nella prima geometria (configurazione X), il ricevitore è posizionato sul tetto dell'edificio principale della facoltà di Ingegneria all'Università di Roma "Sapienza" (vedi Figura 35). In Figura 36 sono riportate delle foto relative alle antenne, al front-end analogico, e più in generale alla catena ricevente utilizzata per la geometria in configurazione X.



Figura 36. Antenne e front-end utilizzati nelle campagne di acquisizione in configurazione X.

Analogamente, in Figura 37 sono riportate delle foto relative alla catena ricevente utilizzata per la geometria in configurazione Y nella quale il ricevitore è invece situato in una zona rurale nel comune di Monterotondo, nei pressi di Roma (vedi Figura 35).



Figura 37. Antenne e front-end utilizzati nelle campagne di acquisizione in configurazione Y.

In entrambi i casi, l'antenna di riferimento punta verso un trasmettitore della radio FM posizionato sul Monte Gennaro (Palombara Sabina/ Monte Gennaro), che dista circa 32 km dal primo sito ricevente (X) e circa 15 km dal secondo (Y). L'antenna di sorveglianza è puntata in modo da rivelare bersagli aerei nei loro tipici percorsi da/per gli aeroporti di Roma, Fiumicino e Ciampino.

Diverse acquisizioni sono state realizzate per diversi canali della radio FM sfruttando la catena ricevente descritta nella precedente sezione. Ogni acquisizione è tempo-continua e dura circa tre minuti. In Tabella 6 viene riportato un elenco delle campagne di acquisizione a disposizione che



verranno trattate in seguito (Test A, B, C, D ed E), e le loro caratteristiche geometriche: posizione del ricevitore e puntamenti in gradi delle antenne di riferimento e sorveglianza. Per tutte e cinque le campagne di acquisizione, come vedremo nel seguito, è presente un bersaglio con un moto considerevole nella direzione di cross-range che quindi verrà sottoposto all'elaborazione ISAR.

Tabella 6. Elenco campagne di acquisizione sperimentali

Acquisizione	Configurazione del ricevitore	Puntamento antenna di riferimento (dal nord in senso orario)	Puntamento antenna di sorveglianza (dal nord in senso orario)
A	Y	80°	260°
B	X	52°	232°
C	X	52°	262°
D	Y	80°	260°
E	Y	80°	260°

I canali di frequenza disponibili per l'acquisizione sono stati precedentemente selezionati basandosi sull'elenco di frequenze trasmesse dal trasmettitore considerato (Palombara Sabina/Monte Gennaro) disponibile sul sito internet *fmscan.org* e riportato per praticità in Figura 38. Oltre all'elenco delle frequenze vengono riportati in questa tabella anche altri parametri come per esempio il tipo di polarizzazione, modulazione, programma, ecc.

FMSCAN FMLIST 🇬🇧 🇮🇹 🇪🇸 Aiuto contact tour mobile

Palombara Sabina/Monte Gennaro FM Postazione

Italia, Lazio / Roma (rm), 12e48/42n04

14 datasets processed
14 Stazioni piu forti di 35 dBµV

Click on table colums for additional info about frequency/program/transmitter

QUICK HELP / ABBREVIATIONS HERE

p	m	RDS	PI	Programma	Hmax	ant	Pmax
92	v s	R 101	5215	R101		5	info
93	v s	ROMA	5278	Radio Roma Capitale		13	info
93.2	v s	R-ZETA	5299	Radio Zeta - L'Italiana		0.1	info
94	v s	SUBASIO	53FD	Radio Subasio			info
102.1	v s	RTL102.5	5218	RTL 102.5	240	20	info
102.3	v s	TRS102.3	5E82	TRS The Radio Station		4	info
104.5	v s	R-RADIO	5116	Radio Radio		15	info
107.4	v s	SUBY	5204	Radio Suby		13	info

tower foot above sea level: 1184 m

Figura 38. Canali radio trasmessi dal trasmettitore FM di Palombara Sabina/Monte Gennaro.

Occorre menzionare che per l'acquisizione B e C, anziché il canale 93.2 MHz era disponibile il canale 92.2 MHz, in quanto la data dell'acquisizione è precedente ad una riorganizzazione dei canali trasmessi. Nel caso specifico, avendo utilizzato due antenne in ricezione, la scheda di acquisizione permetterebbe di acquisire e immagazzinare contemporaneamente tutti gli otto canali trasmessi dal trasmettitore considerato.



5.3. SUPPORTO DA RICEVITORE MODE-S/ADS-B

Oltre ai segnali di riferimento e sorveglianza collezionati con il sistema passivo, simultaneamente, è stato acquisito anche il segnale Mode-S (o verità a terra) fornito dall'ADS-B (Automatic Dependent Surveillance-Broadcast). L'ADS-B è una tecnica cooperativa di controllo del traffico aereo (ATC) nella quale un aereo determina la sua posizione attraverso un satellite per la navigazione e periodicamente la trasmette attraverso un transponder *Modo S*, permettendo di essere tracciato. Tale tecnologia si definisce cooperativa in quanto, come in un radar secondario di sorveglianza, si richiede una collaborazione da parte del bersaglio per l'effettiva individuazione dello stesso.

Le informazioni di posizione del bersaglio sono quindi trasmesse dal bersaglio stesso in un messaggio broadcast di tipo *Modo S* che chiunque potrebbe ricevere se dotato di un ricevitore adeguato. Una foto dell'antenna SBS-1 utilizzata per la ricezione di tali segnali è mostrata in Figura 39.

Il *Modo S* è uno standard di comunicazione aderente alle normative ed alle raccomandazioni dell'*Organizzazione Internazionale dell'Aviazione Civile* (ICAO), ovvero l'ente incaricato di sviluppare i principi e le strategie di navigazione aerea internazionale, delle rotte e degli aeroporti e promuovere la progettazione e lo sviluppo del trasporto aereo internazionale rendendolo più sicuro e ordinato. La "S" sta per *selectable*, ovvero indica la possibilità di interrogare un velivolo in maniera selettiva tramite un indirizzo univoco a 24 bit.

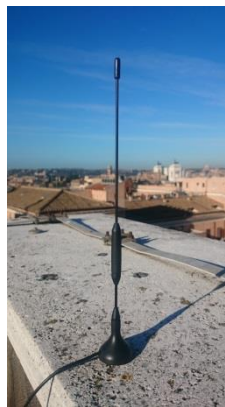


Figura 39. Antenna ricevente SBS-1.

Il messaggio *Modo S* trasmesso da ogni bersaglio cooperativo contiene le informazioni riportate in Tabella 7. Per un qualsiasi bersaglio rivelato dall'SBS-1 è dunque possibile estrarre le informazioni desiderate contenute nel messaggio *Modo S*.

In particolare, l'informazione della posizione del bersaglio contenuta nel messaggio, fornisce un metodo di confronto per testare la validità del sistema passivo pre-ISAR. Infatti dalla sovrapposizione delle tracce rivelate dal sistema passivo e dall'ADS-B è possibile verificare se le tracce corrispondono.

Inoltre, l'identificativo univoco del bersaglio aereo (*Modo S address*) consente di venire a conoscenza del tipo di bersaglio e quindi della sua dimensione effettiva.

Questa informazione insieme a quella della velocità del generico bersaglio, può essere sfruttata come supporto all'elaborazione ISAR, in quanto permette di ricavare una misura, non precisa ma indicativa, dell'occupazione nel dominio del tempo e della Doppler (banda Doppler istantanea) del profilo in cross-range del bersaglio in un certo intervallo temporale t selezionato:



$$T_o(t) = L/V(t) \tag{26}$$

$$D_o(t) = D(t) - D(t - r_d), \quad r_d = L/V(t) \tag{27}$$

dove L è la lunghezza del bersaglio, e $V(t)$ e $D(t)$ sono rispettivamente, la velocità e la Doppler del bersaglio nell'intervallo temporale selezionato. Tali misure, come vedremo, saranno utili per poter fare un confronto tra l'occupazione ottenuta dai profili in cross-range risultanti dall'elaborazione ISAR passiva e quella "teorica" ricavata dall'ADS-B. Ci si aspetta che le due occupazioni siano paragonabili, o almeno dello stesso ordine di grandezza.

Tabella 7. Informazioni del bersaglio contenute nel segnale ADS-B.

Items	Description
Date	
Time	
Mode S address	Aircraft code identification
Mode S address (hex)	Hexadecimal aircraft code identification
Callsign	
Country	
IsOnGround	Aircraft on ground/in flight
Altitude	
Display Altitude	Altitude shown in the aircraft display
Latitude	
Longitude	
Vertical Rate	Barometric rate of climb / descent
Calculated Vertical Rate	
Ground Speed	Aircraft speed relative to the ground
Track	
Raw Squawk	Transponder code
Squawk in octal format	Transponder code in octal format



6. CALIBRAZIONE DEI PARAMETRI UTILI ALLA TECNICA AVANZATA DI ELABORAZIONE PER SISTEMI FM-PISAR

In questo capitolo affronteremo un tema molto delicato ai fini della funzionalità della tecnica di elaborazione avanzata sviluppata per sistemi FM-PISAR: la calibrazione di tutti i parametri in gioco.

A scopo dimostrativo ci riferiamo ad un caso di studio tra quelli citati nel capitolo precedente: il Test A per il canale di frequenza a 92 MHz. Risultati analoghi si ottengono anche per le altre campagne di acquisizione sebbene non vengano riportati in questo capitolo.

I parametri fondamentali utilizzati per l'ottenimento delle tracce dei bersagli sul piano bistatico range/velocità sono riportati in Tabella 8.

Tabella 8. Parametri utili per la catena di elaborazione pre-ISAR.

$T_{acq}(s)$	$T_{Sub\ CPI}(s)$	K	$T_u(s)$	$T_A(s)$	$R_{max}(km)$	$V_{max}(m/s)$	$T_{det}(s)$	P_{fa}
100	0.001	100	0.005	0.5	200	500	1	10^{-5}

L'informazione della traccia nel piano bistatico range/velocità e nel piano tempo-velocità per un bersaglio di interesse disponibile nel Test A, viene riportata in Figura 40(a-b) per 100 secondi di registrazione.

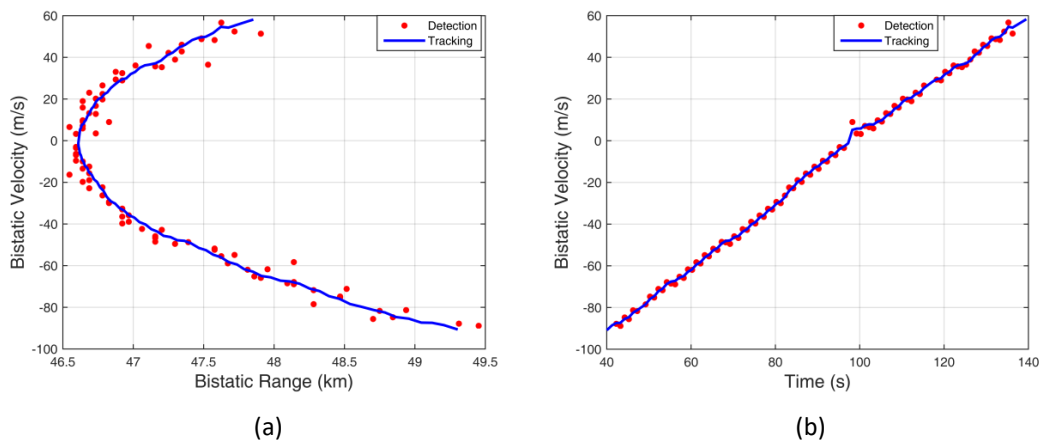


Figura 40. Traccia del bersaglio d'interesse nel piano bistatico range-velocità (a) e nel piano tempo-velocità (b), ottenuta con un segnale trasmesso a 92 MHz per 100 secondi di registrazione.

Vale la pena notare che sono state fatte non poche valutazioni sulla scelta dei parametri con cui eseguire la cancellazione del disturbo sul segnale di sorveglianza. Infatti l'algoritmo utilizzato (ECA-S) prevede la determinazione di due parametri importanti:

- T_u , durata in secondi della porzione di segnale sulla quale vengono applicati i pesi del filtro di cancellazione



- T_A , durata in secondi della porzione di segnale sulla quale si stimano i coefficienti del filtro (coincide con la separazione temporale tra aggiornamenti consecutivi dei coefficienti del filtro)

con $T_u \leq T_A$. Il caso ideale prevede una cancellazione scorrevole (sliding) con passo 1, cioè in cui la stima dei coefficienti del filtro di cancellazione viene fatta spostandosi di un singolo campione alla volta ($T_u = 0$). Ovviamente questa precisione viene ripagata in termini di costo computazionale. Per tale motivo si è ritenuto accettabile utilizzare un valore di T_u pari a 0.005 secondi. Invece, la durata T_A incide in modo significativo sia sulla larghezza del buco di cancellazione che sul costo computazionale complessivo. Più questa durata è piccola e più il buco di cancellazione è grande e il costo computazionale basso, e viceversa. Ovviamente un buco di cancellazione esteso implica un tempo maggiore in cui il bersaglio di interesse, nel passaggio nella zona dello zero Doppler, non viene preservato. Perciò in questo lavoro si è optato per una scelta ponderata pari a $T_A = 0.5$ secondi che permette di avere un buco di cancellazione limitato.

Abbiamo detto che a valle della fase di tracciamento lo stadio ISAR riceve in ingresso i dati compressi in range relativi al generico bersaglio di interesse rivelato nel dominio range/tempo lento, e le corrispondenti informazioni nel piano bistatico range/velocità della sua traccia.

I parametri fondamentali adottati al fine di ottenere i profili in cross-range dei bersagli a valle dello stadio di elaborazione ISAR sono riportati in Tabella 9.

Tabella 9. Parametri utili per la catena di elaborazione ISAR.

T (s)	T_B (s)	T_S (s)	M_B	I_{PGA}
70	5	5	2	3

Dopo la fase di tracciamento, supponiamo di voler integrare un'apertura ISAR totale di 70 secondi. La striscia in range contenente il bersaglio di interesse da porre in ingresso allo stadio ISAR è stata selezionata a valle dello stadio di rivelazione considerando un margine di 5 km sopra e 5 km sotto il range effettivamente occupato dal bersaglio (vedi Figura 41).

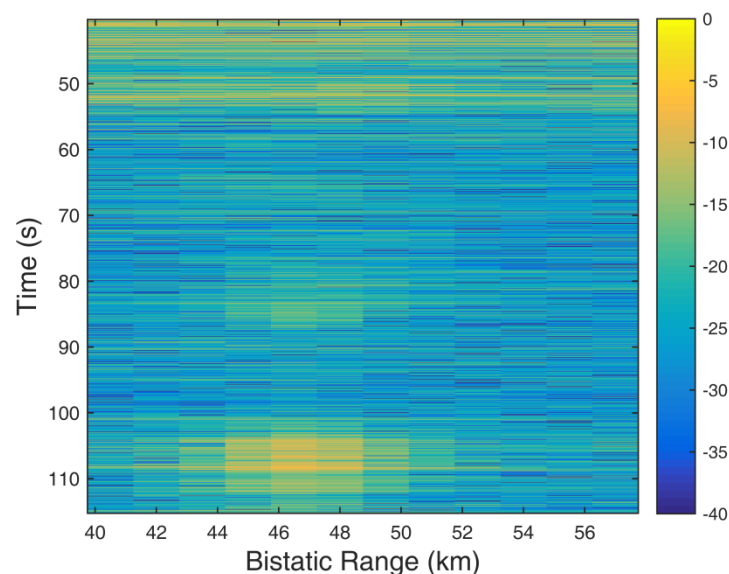


Figura 41. Mappa nel dominio range/tempo a valle della selezione della striscia in range selezionata relativa al bersaglio "A1" per il canale di frequenza 92 MHz.



La catena di elaborazione ISAR opera su una sola cella di risoluzione in range. Quest'ultima viene selezionata come quella che restituisce il picco massimo nella mappa range/tempo ottenuta a valle della compensazione della migrazione in range e in Doppler ottenuta sfruttando l'informazione del range bistatico disponibile dal tracciatore approssimata ad un ordine pari a $M_p = 6$ (vedi Figura 42). In questo caso, la cella selezionata risulta essere centrata nel range bistatico 46.5 km ed è delimitata da due linee rosse in Figura 42. Essa rappresenta il profilo in tempo ottenuto usando l'informazione del tracciatore: solamente tale cella viene elaborata dagli stadi successivi.

Ovviamente, abbiamo già menzionato più volte che l'informazione dal tracciatore non è abbastanza accurata per compensare correttamente la migrazione di cella in Doppler, perciò si procede applicando, alla singola cella in range selezionata, la tecnica ISAR avanzata sviluppata nella sezione 4.2.

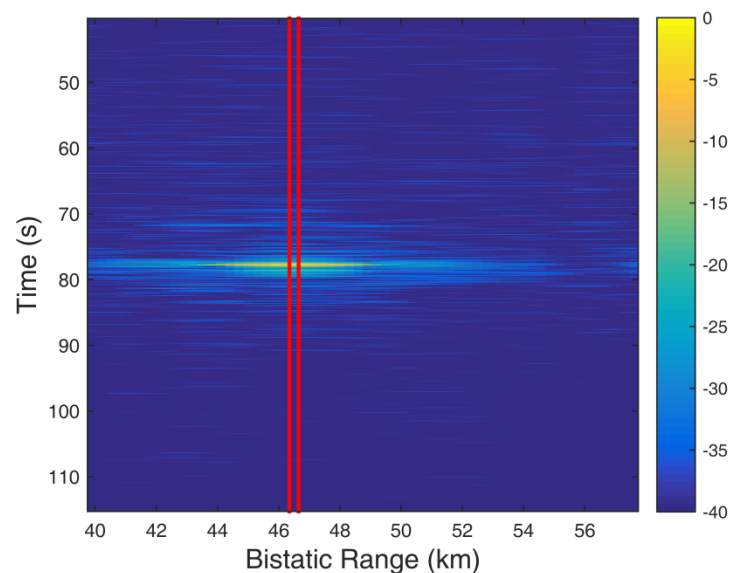


Figura 42. Immagine nel dominio del range/tempo e selezione cella in range (linee rosse).

Avendo a disposizione la cella di dati compressi in range a valle della compensazione della migrazione di cella in range, l'intera apertura temporale considerata T viene suddivisa in sottoaperture di durata T_B . Questo tempo T_B viene selezionato in modo da:

- includere la larghezza di banda istantanea tipica dei bersagli osservati, in modo tale che, a livello di sottoapertura, questi appaiano come bersagli puntiformi e dal picco del profilo si possa facilmente estrarre il centroide Doppler del bersaglio. Tale vincolo fa sì che la robustezza della stima del moto di insieme rispetto al complesso comportamento elettromagnetico del bersaglio come interferenza tra scatteratori migliori.
- adoperare un ordine di stima M_B limitato, in modo da contenere il costo computazionale e garantire un'accuratezza ragionevole per la stima dei coefficienti corrispondenti, [55]. Infatti, all'aumentare dell'ordine di stima peggiora l'accuratezza dei coefficienti stimati.

L'analisi condotta sui dati reali per diverse geometrie di acquisizione e diversi tipi di bersagli e tracce, ha rivelato che una buona scelta di tali parametri può essere quella di utilizzare una durata della sottoapertura $T_B = 5$ e un'ordine di stima $M_B = 2$ in quanto permettono di soddisfare i requisiti



citati. Con aperture temporali di 5 secondi si potrebbe facilmente pensare che potrebbe essere vantaggioso usare un ordine di stima pari a $M_B = 3$. Si è riscontrato però che operare con celle di risoluzione dell'ordine dei chilometri, comporta la presenza in una data cella in range di echi provenienti anche da altri bersagli interferenti che possono chiaramente influenzare lo stadio di focalizzazione del bersaglio di interesse. Per tale motivo la scelta di un ordine pari a $M_B = 2$ si è rivelata essere la migliore perché meno esposta a interferenze. Inoltre lo stadio di focalizzazione a sottoaperture si ottiene ad un costo computazionale piuttosto limitato in quanto viene utilizzato solamente un polinomio ad un secondo ordine e inoltre la stima viene inizializzata da una stima grezza del moto fornita dalla stadio di tracciamento del sistema PCL. Ciò permette la sovrapposizione delle sottoaperture ($T_S < T_B$) in modo da aumentare la robustezza della tecnica complessiva, e consente un elevato tasso di aggiornamento. Per le analisi condotte, comunque, si è ritenuto che l'utilizzo di sottoaperture consecutive ($T_S = T_B = 5$) è sufficiente ad ottenere profili di bersagli aerei piuttosto stabili e affidabili. In Figura 43 vengono riportati tre esempi di profili in Doppler ottenuti per tre delle $N_B = 15$ sottoaperture: la prima, la settima e la quindicesima (ultima).

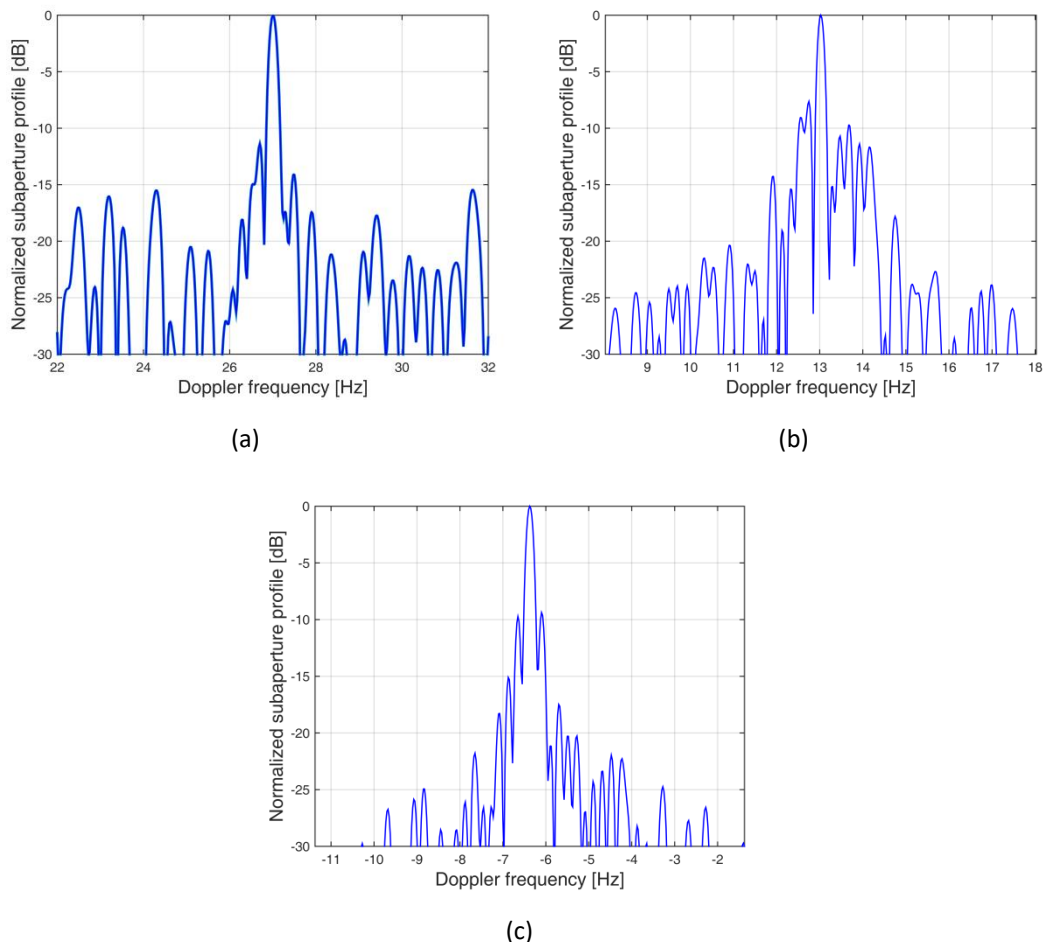


Figura 43. Profili in Doppler sulle singole sottoaperture: (a) prima, (b) settima, (c) quindicesima.

È evidente come per ogni sottoapertura si forma un unico lobo principale il cui picco restituisce una stima del centroide Doppler del bersaglio, rispettivamente 27, 13 e -6.3 Hz.

Vale la pena notare che l'incremento del CPI a livello di sottoapertura rispetto all'intervallo temporale usato per la rivelazione dei bersagli (pari a 1 secondo) permette di migliorare significativamente



l'accuratezza nell'estrazione dell'informazione Doppler che fornisce una traccia meno dispersa con il potenziale di incrementare l'accuratezza della localizzazione del bersaglio quando vengono sfruttate più baseline TX-RX. Inoltre il CPI più lungo fornisce un guadagno in termini di rapporto segnale a disturbo. Questo viene dimostrato in Figura 44, dove si riportano due profili centrati nello stesso istante temporale (42.5 secondi) per un tempo di integrazione rispettivamente pari a 1 e 5 secondi. Da notare che il profilo blu per 5 secondi corrisponde al profilo in Figura 43(a) per la prima sottoapertura.

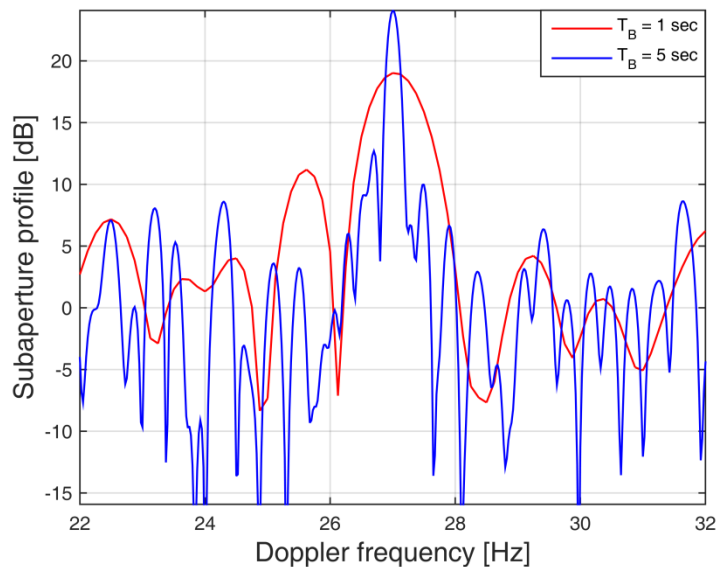


Figura 44. Profili in Doppler su una singola sottoapertura di durata 1 secondo (curva rossa) e 5 secondi (curva blu).

Grazie ai coefficienti al primo e al secondo ordine (centroide e tasso Doppler) della storia di fase del bersaglio stimati per ogni sottoapertura, si ricava una versione grezza della storia di fase del bersaglio sull'intera apertura di 70 secondi (primo stadio). Già questa dà luogo a delle buone prestazioni del profilo ottenuto, come è evidente in Figura 45, ma per compensare anche gli errori di fase residui non ancora compensati viene applicata la tecnica PGA (secondo stadio). Il numero di iterazioni del PGA viene scelto pari a 3 in quanto per questo valore si ottiene una stabilizzazione del profilo. Infatti, osservando in Tabella 10 i valori di entropia calcolati sui profili ottenuti ai diversi stadi di elaborazione sull'intera apertura ISAR, si può notare come l'entropia raggiunge la stabilità già alla seconda iterazione del PGA. Inoltre, in Figura 45 si può notare anche visivamente il miglioramento del profilo che si raggiunge passando dallo stadio del tracciamento, fino al primo e infine fino al secondo stadio.

Tabella 10. Valori di entropia per i profili nei diversi stadi sull'intera apertura di 70 secondi.

Stadio tracciatore	1° stadio	2° stadio		
		1 ^a iterazione PGA	2 ^a iterazione PGA	3 ^a iterazione PGA
5.39	4.98	4.92	4.9	4.9

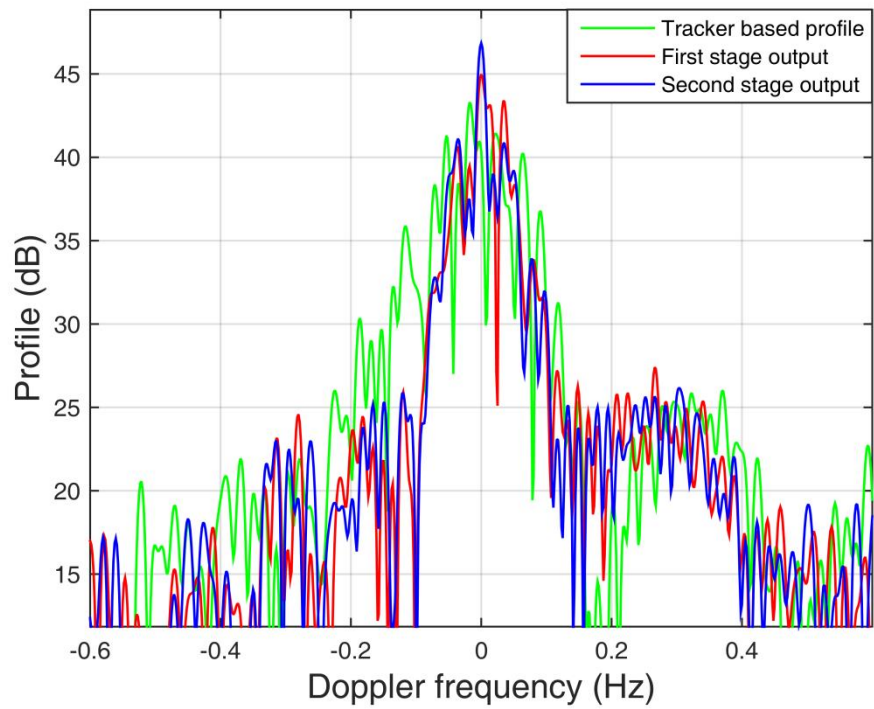


Figura 45. Confronto tra i profili in Doppler per il canale della radio FM a 92 MHz: stadio tracciamento, primo stadio e secondo stadio.

Maggiori chiarimenti ed osservazioni sui risultati finali ottenuti, relativamente alla campagna di acquisizione trattata in questo Capitolo (Test A) ed anche a tutte le altre, saranno riportati nel Capitolo 7.

In conclusione, i parametri fondamentali selezionati di Tabella 8 e Tabella 9 verranno utilizzati per tutte le elaborazioni relative a tutte le campagne di acquisizione disponibili.








7. RISULTATI PER I DIVERSI SET DI DATI SPERIMENTALI

In questo capitolo viene testata e validata sui diversi set di dati sperimentali disponibili (Test A, B, C, D e E) l'efficacia dell'intera catena di elaborazione FM-PISAR riportata in Figura 17.

I diversi set di dati sono riferiti ad acquisizioni di segnali FM effettuate in diverse giornate, con geometrie operative differenti. Per ognuna di esse è presente un bersaglio caratterizzato da una traccia lunga e assidua nella direzione di cross-range, che quindi pare essere un buon candidato da sottoporre all'elaborazione ISAR. Tali bersagli verranno identificati in questa tesi come: bersaglio "A1" per il Test A, bersaglio "B1" per il Test B, e così via.

L'identificativo univoco del bersaglio aereo (*Mode S address*) consente di venire a conoscenza del tipo di bersaglio e quindi della sua dimensione effettiva. L'informazione della dimensione degli aerei che verranno esaminati nelle sezioni successive per ogni Test sono riportate in Tabella 11. In particolare, essendo interessati a identificare bersagli con un moto prevalentemente nella direzione di cross range, l'informazione che possiamo cercare di estrarre col sistema passivo è la loro lunghezza.

Tabella 11. Informazioni sulla classe dimensionale dei bersagli di interesse per ogni Test.

Identificativo bersaglio	Identificativo Mode S (hex)	Tipo aereo	Dimensione (Lunghezza x Apertura alare)	Foto
A1	47A721	Boeing 737-8JP (Norwegian)	39.5 m x 35.8 m	
B1	3C6606	Airbus 320-211 (Lufthansa)	37.57 m x 34.10 m	
C1	405638	Airbus A319-111 (EasyJet)	33.84 m x 34.10 m	
D1	8960F8	Airbus A380-861 (Emirates)	72.72 m x 79.75 m	
E1	4CA987	Boeing 777-243 (ER) (Alitalia)	63.7 m x 60.9 m	



È chiaro, dunque, che la tecnica FM-PISAR proposta oltre a essere testata su dati acquisiti in diverse giornate con varie geometrie operative, viene anche testata su dati acquisiti contenenti differenti tipologie classi dimensionali di bersagli aerei.

7.1 PRIMA CAMPAGNA DI ACQUISIZIONE: RICEVITORE A MONTEROTONDO

In questa sezione ci proponiamo di testare l'efficacia dell'intera catena di elaborazione proposta su un caso di studio (Test A) che si riferisce alla geometria di acquisizione illustrata in Figura 46.

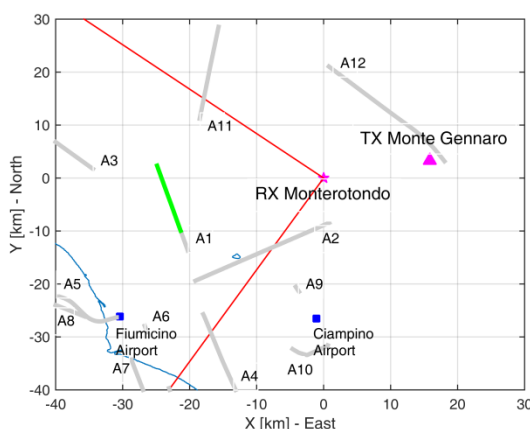


Figura 46. Test A: geometria di acquisizione e traffico aereo di opportunità.

Il ricevitore è posizionato in una zona rurale del comune di Monterotondo (vicino a Roma). La sua antenna di sorveglianza è puntata in modo da rivelare i bersagli nel loro tipico percorso da/per gli aeroporti di Fiumicino e Ciampino; la larghezza del fascio principale dell'antenna di sorveglianza è rappresentato con delle linee rosse in Figura 46. Il trasmettitore di opportunità della radio FM adoperato è quello di Monte Gennaro. In questa campagna di test sono state effettuate varie registrazioni simultanee dei segnali ricevuti sui diversi canali della radio FM riportati nell'elenco in Tabella 12.

Tabella 12. Elenco dei canali della radio FM acquisiti simultaneamente per il Test A.

Frequenza portante (MHz)	Contenuto del programma	Potenza di trasmissione (kW)	Polarizzazione
92.0	R101	5	V
93.0	Radio Roma Capitale	13	V
94.0	Radio Subasio	N/A	V
107.4	Radio Suby	13	V

Le curve grigie in Figura 46 rappresentano le tracce vere fornite dal ricevitore Mode-S/ADS-B per i bersagli di opportunità disponibili durante il Test A. Il bersaglio etichettato come "A1" rappresenta il nostro bersaglio di interesse. La porzione di traccia evidenziata con una curva verde è relativa alla porzione di 100 secondi che verrà considerata nelle analisi seguenti.



7.1.1 RIVELAZIONE E TRACCIAMENTO

Mirando a rivelare e tracciare bersagli, i set di dati disponibili sono stati elaborati secondo lo schema di elaborazione PCL raffigurato in Figura 3 (o nella prima parte di Figura 17).

I parametri per i diversi stadi di cancellazione del disturbo, valutazione della mappa 2D-CCF e di rivelazione utilizzati sono quelli riportati in Tabella 8.

Nella Figura 47, vengono riportati in colore rosso, nella mappa bistatica range-velocità, i risultati di rivelazione grezza (dopo uno stadio di associazione standard) ottenuti con un segnale trasmesso a 92 MHz per 100 porzioni di segnale consecutive (cioè 100 secondi di registrazione). Nella stessa figura dei puntini neri vengono usati per rappresentare la verità a terra disponibile. È evidente che molti bersagli di opportunità vengono correttamente rivelati dal sensore PCL; la maggior parte dei bersagli non rivelati si riferiscono a bersagli aerei che volano fuori dal fascio principale dell'antenna di sorveglianza o che sono in fase di decollo o atterraggio negli aeroporti circostanti (vedi Figura 46).

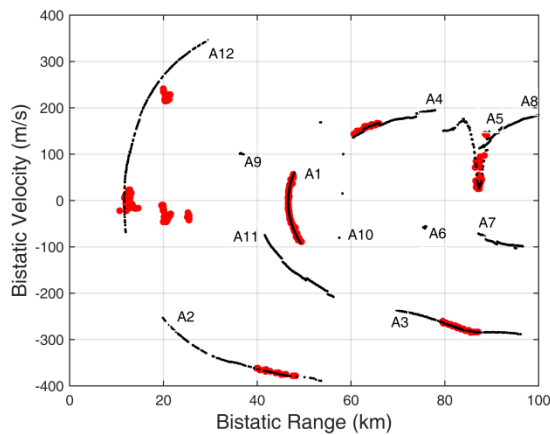
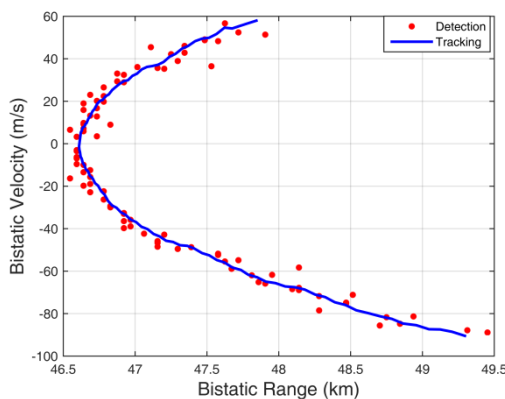
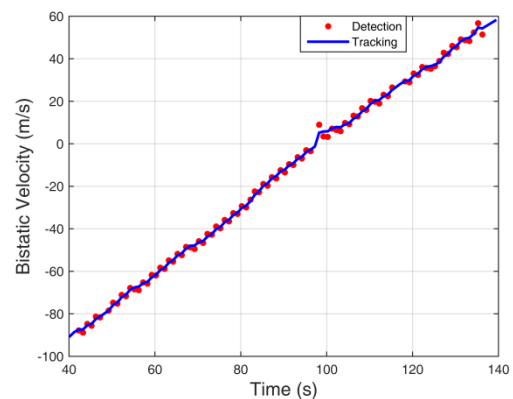


Figura 47. Risultati di rivelazione del sistema FM-PBR per il Test A per il canale di frequenza a 92 MHz.

La Figura 48 contiene un'analisi dettagliata dei risultati per il bersaglio "A1" di Figura 46 e Figura 47. In particolare, la Figura 48(a) è uno zoom della Figura 47 sul bersaglio di interesse, dove è stata inclusa anche la risultante linea di tracciamento nel piano bistatico range-velocità (curva blu). La Figura 48(b-d) contiene l'andamento della velocità bistatica, del range bistatico e del rapporto segnale a disturbo in funzione del tempo, forniti dal sistema PCL per le rivelazioni del bersaglio considerato.



(a)



(b)

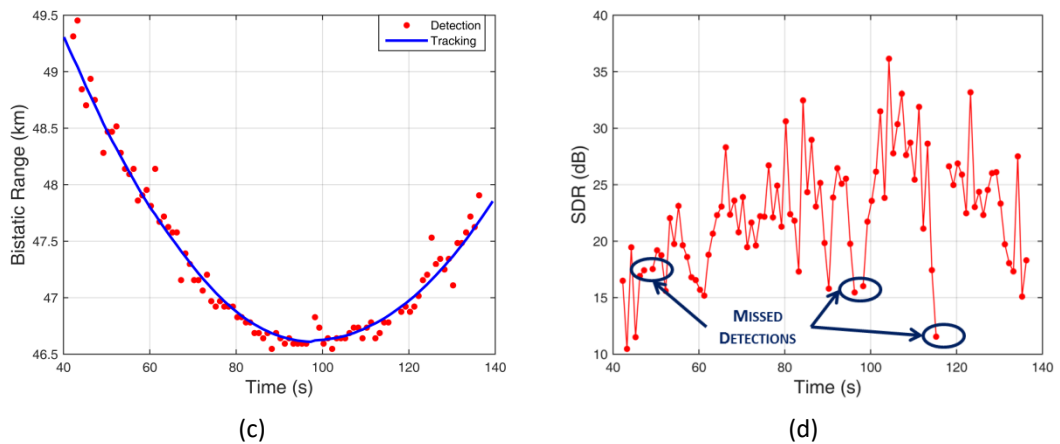


Figura 48. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "A1" in Figura 46 e Figura 47 per la frequenza 92 MHz: (a) risultati nel piano bistatico range-velocità; (b) misure di velocità in funzione del tempo di acquisizione; (c) misure di range in funzione del tempo di acquisizione; (d) SDR in funzione del tempo di acquisizione.

Analizzando tali figure, seguono le seguenti osservazioni:

- Nonostante gli elevati valori di SDR osservati per questo specifico bersaglio, la capacità di rivelazione del sistema PCL potrebbe essere discontinua in tempo (vedi le mancate rivelazioni in Figura 48(d)). Questo è un problema ben noto specialmente nei radar passivi che sfruttano segnali d'opportunità della radio FM, a causa delle caratteristiche tempo-varianti sia delle trasmissioni che dell'ambiente elettromagnetico [43][44]. Inoltre, lo stadio di cancellazione del disturbo implica un buco profondo intorno allo zero Doppler che causa, oltre alla rimozione dei contributi dalla scena stazionaria, anche lo scarto dei contributi derivanti da bersagli che si muovono lentamente (vedi per esempio le rivelazioni mancate intorno ai 97 secondi che corrispondono ad un intervallo temporale in cui il bersaglio muovendosi attraversa lo zero Doppler). Per bersagli costituiti da un basso rapporto segnale a disturbo, questo effetto può sfociare in diverse mancate rivelazioni. I fattori limitanti di cui sopra potrebbero mettere a repentaglio la capacità di tracciare accuratamente e in modo continuo un bersaglio, specialmente quando si adoperano piccoli CPI.
- La qualità delle misure fornite dal sistema FM-PBR è tipicamente bassa anche a causa delle basse frequenze portanti in gioco. Questo problema influenza specialmente la dimensione di range conducendo ad una risoluzione in range molto limitata, e ovviamente tempo-variante. A valle del tracciamento del bersaglio nel piano bistatico è disponibile un set di misure più accurate dipendente dal filtro del tracciatore e dei suoi parametri rilevanti (vedi Figura 48(c)). Tuttavia, il raffinamento dell'accuratezza si applica solamente a bersagli il cui movimento è conforme ai modelli adottati dal tracciatore. In altre parole, essendo un approccio basato su un modello, il tracciatore permette di stimare accuratamente lo stato attuale di ogni bersaglio solo se i diversi modelli sfruttati sono capaci di rappresentare la grande varietà di situazioni sperimentate dai bersagli aerei. A tal proposito, un approccio alternativo per migliorare l'accuratezza delle misure in range e velocità è quello di ricorrere ad un CPI più lungo che consente di aumentare sia il rapporto segnale a disturbo del bersaglio, che la risoluzione in Doppler. Per quanto già affermato, ciò richiede una tecnica di elaborazione avanzata che mira a gestire opportunamente le migrazioni in range e Doppler attese.
- Riferendoci ai risultati di Figura 48, non c'è alcun modo di ottenere qualche informazione affidabile sull'identità, o almeno sulla classe dimensionale, del bersaglio. In principio,



l'informazione guadagnata in questo stadio pre-ISAR potrebbe solo permettere una pre-identificazione del bersaglio osservato basandosi per esempio sul livello di potenza dei suoi echi e sulle caratteristiche del suo moto (cioè posizione, quota, manovre, ecc). Tuttavia tali informazioni potrebbero essere molto inaccurate a causa delle informazioni incomplete riguardanti le caratteristiche di diffusione del trasmettitore di opportunità e i bassi livelli di SDR, e delle limitate accuratze nella localizzazione e tracciamento del bersaglio disponibili.

È di grande interesse quindi usare tecniche di elaborazione del segnale avanzate per estrarre, dai dati ricevuti, informazioni aggiuntive sul bersaglio rivelato in modo da poter recuperare parzialmente le lacune degli stadi di rivelazione e tracciamento, e anche, da permettere una classificazione di base dei bersagli rivelati. Per fare ciò è stata appunto sviluppata la tecnica ISAR descritta nel Capitolo 4.

Risultati analoghi a quelli di Figura 48, ottenuti per il canale di frequenza a 92 MHz, vengono mostrati in Figura 49, Figura 50 e Figura 51 per le altre frequenze simultaneamente acquisite: 93, 94 e 107.4 MHz. È evidente che l'andamento della traccia del bersaglio di interesse "A1" è piuttosto simile e a volte complementare tra tutte le frequenze in gioco: ciò motiva gli approcci multifrequenza nei quali è possibile ottenere informazioni più complete della traccia del generico bersaglio.

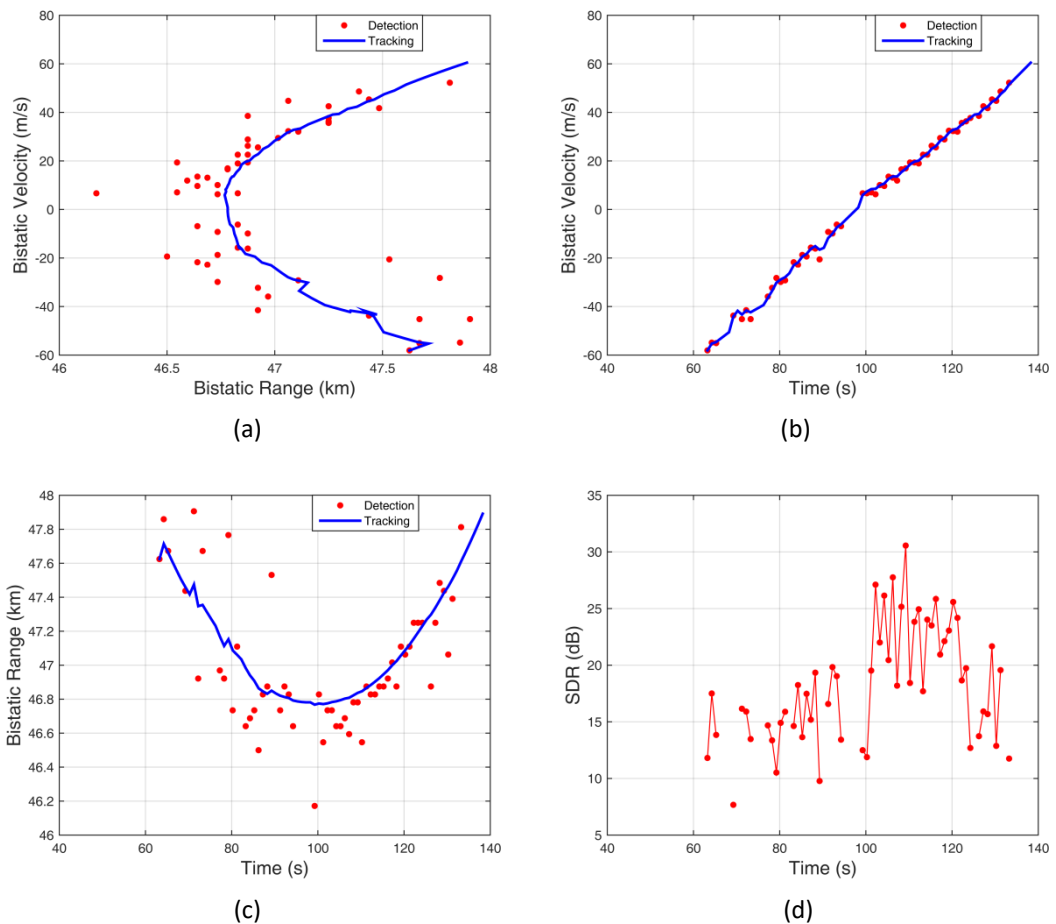
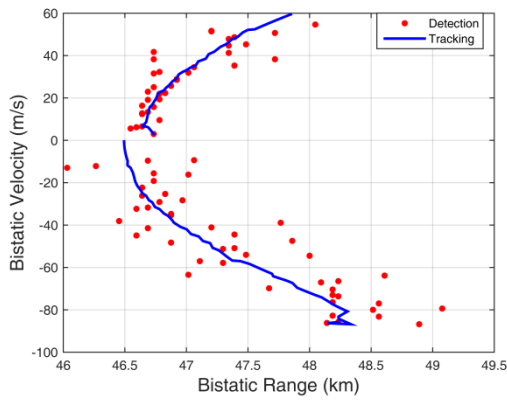
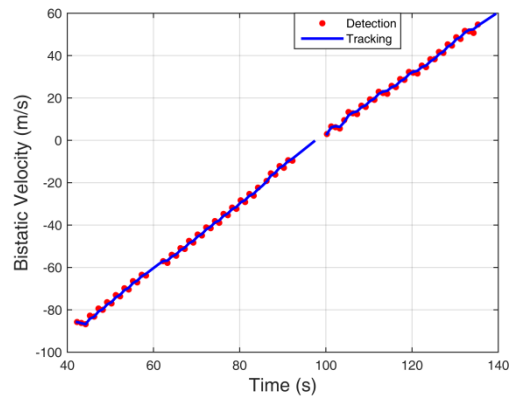


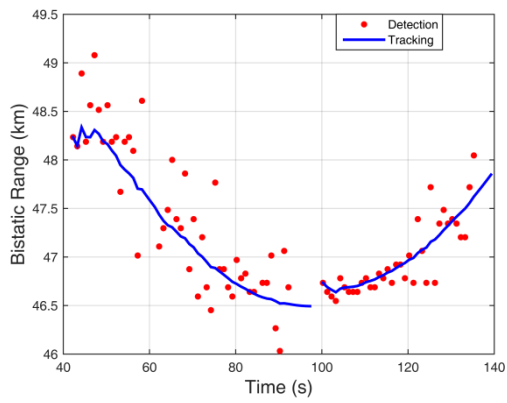
Figura 49. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "A1" in Figura 46 per la frequenza 93 MHz: (a) risultati nel piano bistatico range-velocità; (b) misure di velocità in funzione del tempo di acquisizione; (c) misure di range in funzione del tempo di acquisizione; (d) SDR in funzione del tempo di acquisizione.



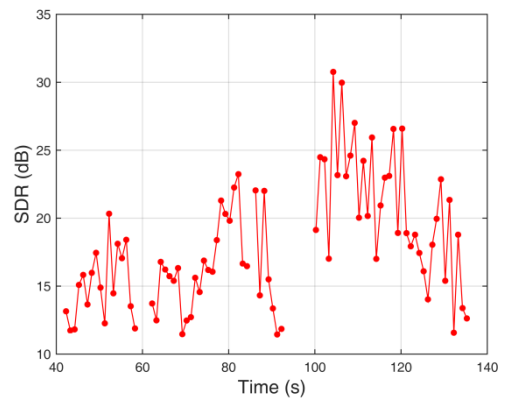
(a)



(b)

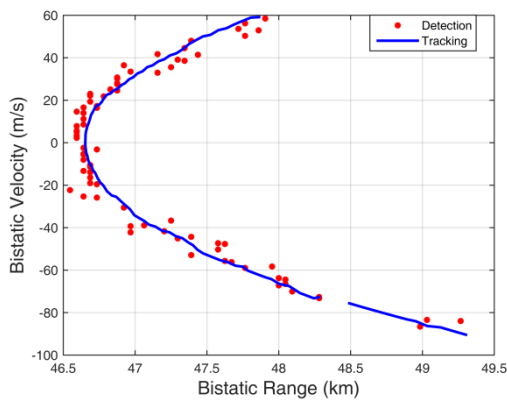


(c)

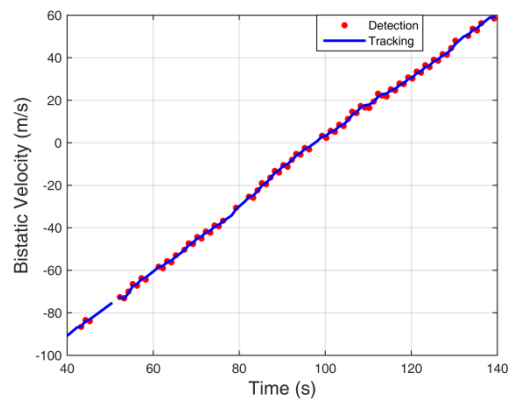


(d)

Figura 50. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "A1" in Figura 46 per la frequenza 94 MHz: (a) risultati nel piano bistatico range-velocità; (b) misure di velocità in funzione del tempo di acquisizione; (c) misure di range in funzione del tempo di acquisizione; (d) SDR in funzione del tempo di acquisizione.



(a)



(b)

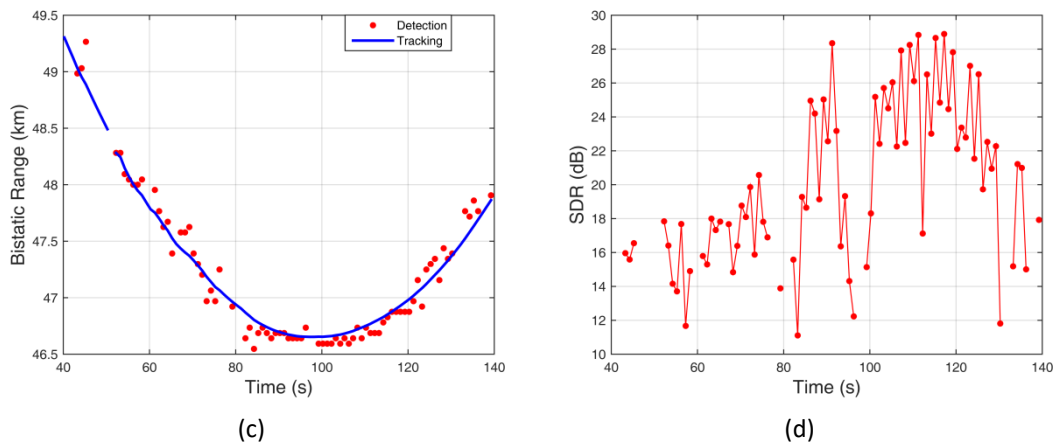


Figura 51. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "A1" in Figura 46 per la frequenza 107.4 MHz: (a) risultati nel piano bistatico range-velocità; (b) misure di velocità in funzione del tempo di acquisizione; (c) misure di range in funzione del tempo di acquisizione; (d) SDR in funzione del tempo di acquisizione.

Le analisi relative al Test A nelle sottosezioni successive proseguono con riferimento al canale di frequenza migliore in termini di SDR e di mancate rivelazioni, cioè quello a 92 MHz.

7.1.2 FORMAZIONE DEL PROFILO IN CROSS-RANGE

Mirando a identificare il bersaglio di interesse, in uscita dalla catena di elaborazione pre-ISAR, il set di dati disponibile viene elaborato secondo lo schema di elaborazione ISAR descritto nella sezione 4.2. Le analisi condotte sui dati sperimentali per diverse geometrie di acquisizione e diversi tipi e tracce di bersaglio hanno condotto ad una scelta ragionevole dei parametri in Tabella 9. L'incremento del CPI a livello di sottoapertura ($T_B = 5$ secondi) rispetto all'intervallo temporale usato per la fase di rivelazione ($T_{det} = 1$ secondo) permette di migliorare significativamente l'accuratezza dell'informazione di Doppler conducendo ad una minore dispersione della traccia che ha il potenziale di aumentare l'accuratezza della localizzazione del bersaglio quando più sensori trasmettenti e ricevitori vengono sfruttati. Inoltre il maggiore CPI permette di ottenere un maggior rapporto segnale a disturbo. A supportare queste affermazioni, già abbondantemente spiegate, in Figura 52 viene riportato il confronto tra i risultati, in termini di velocità bistatica e rapporto segnale a disturbo in funzione del tempo, ottenuti dopo la fase di rivelazione e quelli ottenuti dopo l'elaborazione basata su sottoaperture. In particolare tali risultati sono stati ottenuti settando un valore di $T_s = 1$ secondo; per chiarezza il confronto tra velocità bistatiche è riportato a valle di una operazione di "detrend" che rimuove la componente lineare, mentre in quello tra SDR il livello 0 dB rappresenta il livello di disturbo circostante il bersaglio. Si può notare come i miglioramenti citati sopra sono particolarmente apprezzabili intorno al buco di cancellazione dove il maggior tempo di integrazione permette un parziale recupero della potenza del bersaglio stringendo quindi il buco di cancellazione e abbassando la minima velocità dei bersagli rivelabile. Le informazioni ricavate nella procedura a sottoaperture vengono poste in ingresso allo stadio che opera sull'intera apertura per raffinarle e formare il profilo del bersaglio.

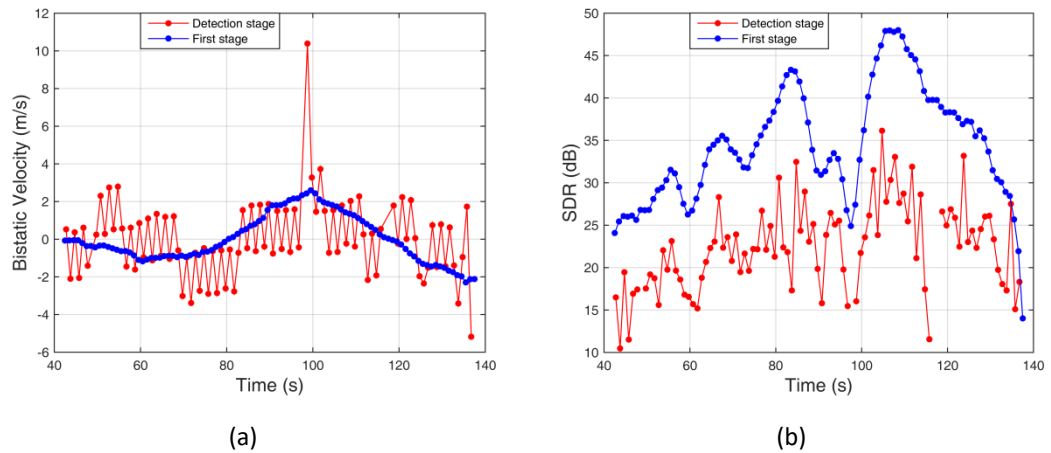


Figura 52. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "A1" in Figura 47 per la frequenza 92 MHz dopo lo stadio di elaborazione ISAR basato sulle sottoaperture.

Per lo stesso caso di studio, in Figura 53 è mostrato con una curva rossa il profilo ottenuto al primo stadio dell'elaborazione ISAR per un CPI di 70 secondi (centrato al tempo 77.5 secondi) e un T_s di 5 secondi. Questo profilo viene posto a confronto, nella stessa figura, con il profilo ottenuto alla stadio di tracciamento del bersaglio (curva verde), in cui la fase del bersaglio da compensare viene stimata sfruttando l'informazione grezza di Doppler fornita dal tracciatore approssimata ad un ordine pari a $M_t = 6$. Per permettere un chiaro confronto tra i due profili il livello 0 dB rappresenta il livello del disturbo intorno al bersaglio. Il notevole miglioramento, passando dal profilo ottenuto nella fase di tracciamento a quello ottenuto al primo stadio, è piuttosto apprezzabile in termini di incremento sia di SDR raggiunto, infatti si osserva un fattore di guadagno pari a 1.7 dB, che di risoluzione in Doppler, in quanto si verifica un importante restringimento del picco legato al punto di scattering principale.

Nonostante questo importante miglioramento, il primo stadio potrebbe ancora essere affetto da residui di fase non compensati legati a errori di stima o a possibili deviazioni locali derivanti dal modello al secondo ordine assunto nell'elaborazione a sottoaperture. Questo è confermato dal caso sotto studio mostrato in Figura 53, dove è evidente che il picco principale del profilo al primo stadio risulta essere diviso in due picchi a causa delle discontinuità della fase usata per la compensazione che si verificano nella regione del buco di cancellazione. Risulta così necessario l'adottamento del secondo stadio che opera sull'intera apertura in modo da identificare e compensare i termini di fase residui non compensati al primo stadio. Il profilo finale in Doppler ottenuto dal secondo stadio di elaborazione ISAR (PGA con $I_{PGA} = 3$ iterazioni) viene riportato sempre in Figura 53 con una curva blu. È possibile osservare che ulteriori miglioramenti nella qualità del profilo sono forniti dal secondo stadio rispetto ai profili ottenuti a livello di tracciamento e al primo stadio. In particolare il secondo stadio permette:

1. Il recupero completo del picco principale del bersaglio, e di conseguenza un miglioramento della risoluzione raggiunta. A -4 dB dal picco si passa da un picco diviso al primo stadio, ad una risoluzione di 0.014 Hz al secondo; mentre nel profilo ottenuto a livello di tracciamento non può essere identificato uno specifico picco.
2. Di incrementare il rapporto segnale a disturbo: infatti un guadagno di 1.9 dB si raggiunge passando dal primo al secondo stadio.

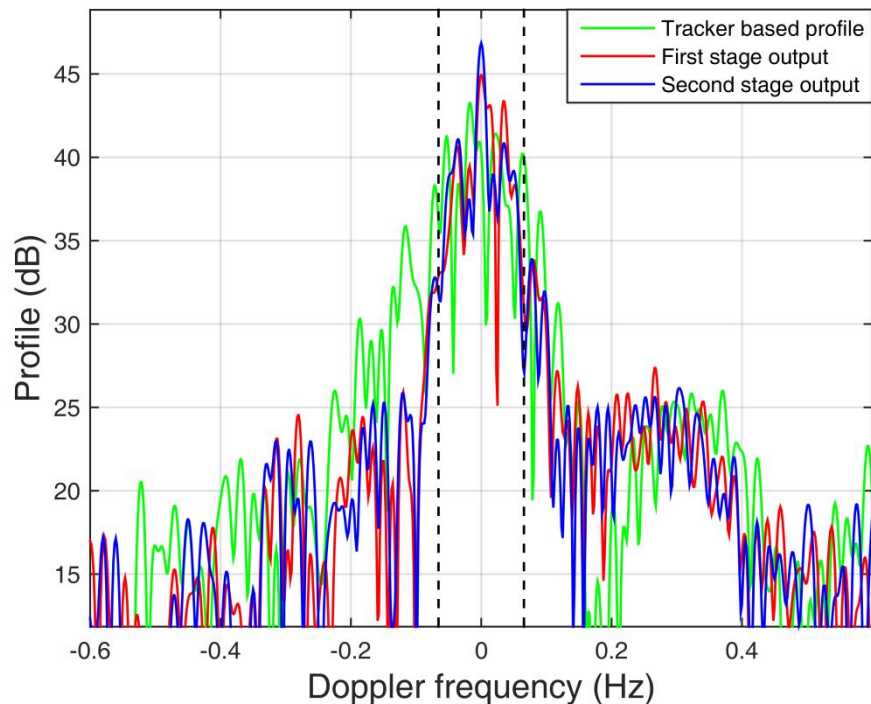


Figura 53. Confronto tra i profili in Doppler per il Test A e il canale della radio FM a 92 MHz: stadio tracciamento, primo stadio e secondo stadio.

Inoltre, tale miglioramento della qualità è confermato anche dalla valutazione dell'entropia dei diversi profili: si passa da un valore di 5.39 per profilo alla fase di tracciamento, fino a 4.98 per il profilo al primo stadio, e a 4.9 per il profilo finale al secondo stadio. Vale la pena notare, che in accordo ai risultati derivanti dagli articoli [45]-[48], il profilo ottenuto consiste di una principale risposta circondata da un piedistallo legato ai diversi centri di scatterer che non sono completamente stabili su tutta la lunga apertura temporale e ampia apertura angolare; tale interpretazione è confermata dal confronto del profilo finale raggiunto con la banda Doppler istantanea attesa per il bersaglio sotto analisi (indipendentemente da qualsiasi elaborazione ISAR). L'informazione della banda Doppler istantanea è stata ottenuta sfruttando le informazioni fornite dall'SBS-1 e da informazioni note a priori riguardanti la struttura del bersaglio: in particolare le due linee tratteggiate verticali riportate in Figura 53 limitano una finestra Doppler con larghezza (0.131 Hz) esattamente pari alla sua dimensione in Doppler e centrate sul picco principale per permettere un chiaro confronto visivo. È possibile osservare che la larghezza complessiva del piedistallo focalizzato con il sistema passivo e la dimensione in Doppler del bersaglio stimata attraverso le informazioni dall'SBS-1 sono in forte accordo e quindi sono poste in evidenza le potenzialità del sistema FM-PISAR per l'identificazione della classe dimensionale dei bersagli. È da notare che lo stesso profilo finale può essere ottenuto anche nel dominio del tempo lento (anziché in quello Doppler): in questo caso la storia di fase descritta nell'equazione 22 viene usata per costruire un filtro adattato applicato nel dominio di Fourier. Questa seconda elaborazione condurrà esattamente allo stesso profilo dell'elaborazione effettuata col dechirping tranne nel caso in cui vengono considerati bersagli con una dimensione considerevole. Infatti, in tal caso, si può osservare un effetto di mancata corrispondenza nel profilo ottenuto con il dechirping a causa di quegli scatteratori del bersaglio piuttosto discostati dal fulcro del bersaglio. Infatti è proprio il fulcro che



agisce da riferimento nell'intera tecnica di focalizzazione. Un confronto tra i due profili al secondo stadio ottenuti sfruttando la tecnica di dechirping o il filtro adattato è proposto in Figura 54: una volta che l'asse della frequenza Doppler è stato scalato sulle basi del "chirp rate" complessivo per rimappararlo nell'asse del tempo lento, è evidente che i due profili sono fortemente in accordo. In questo caso quindi la dimensione contenuta del bersaglio (lunghezza pari a 39.5 metri, dalle informazioni fornite dall'SBS-1) permette ancora di sfruttare la tecnica del dechirping.

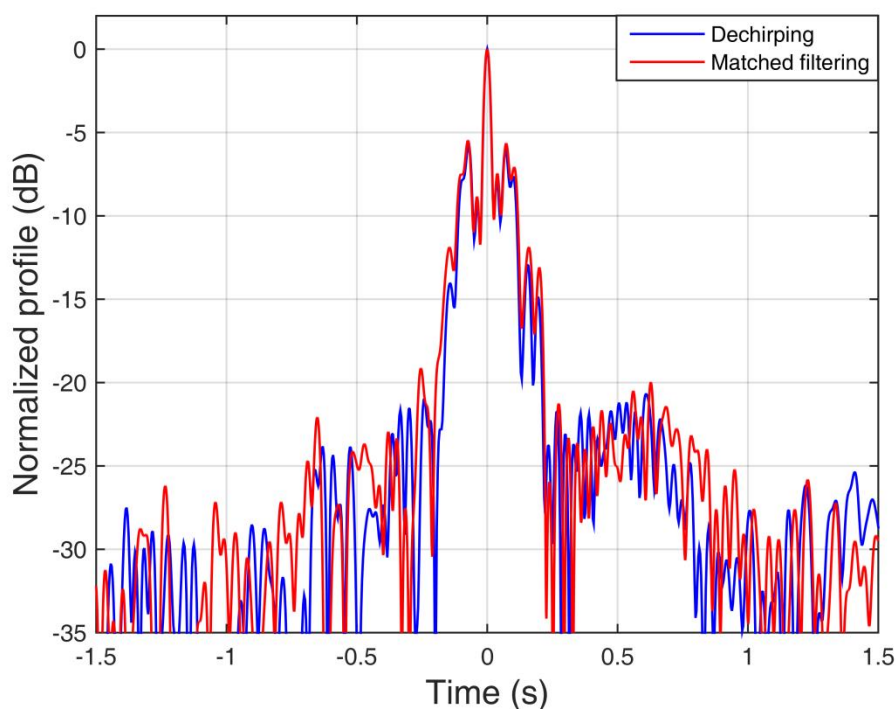


Figura 54. Confronto tra profili finali ottenuti attraverso un approccio a dechirping e a filtraggio adattato per il Test A.

7.1.3 VALUTAZIONE STABILITÀ DEL PROFILO IN CROSS-RANGE

Nella sezione precedente è stato dimostrato che la tecnica ISAR proposta, facilmente integrata nella catena di elaborazione complessiva, permette l'integrazione coerente dei ritorni del bersaglio su CPI piuttosto lunghi, quindi dà luogo a prodotti ISAR con risoluzioni notevoli.

In questa sezione, sotto la variazione di diversi parametri e di diverse condizioni operative, vengono dimostrati la validità generale dei risultati ottenuti in sezione 7.1.2 e la robustezza dell'approccio di elaborazione proposto. In particolare, con riferimento allo stesso caso di studio considerato, vengono investigate le prestazioni ottenibili in termini di profili dei bersagli in funzione di:

- Tempo di immagine (*image time*): mentre la lunghezza del CPI è fissa, il tempo di immagine (istante al centro apertura) è progressivamente traslato in modo da mostrare la stabilità dei profili ottenuti rispetto al tempo;



- CPI: mentre il tempo di immagine è fisso, il CPI aumenta o decresce in modo da evidenziare l'impatto di tale cambio sulla risoluzione e valore di SDR raggiunti;
- Canale FM: sia il tempo di immagine che il CPI si mantengono fissi, mentre vengono confrontati i profili ottenuti sfruttando diversi canali della radio FM in modo da mettere in luce la stabilità dei prodotti ISAR rispetto al variare della frequenza portante adottata.

7.1.3.1 ANALISI DEI PROFILI DEL BERSAGLIO IN FUNZIONE DEL TEMPO DI IMMAGINE

Per mettere in evidenza l'affidabilità dei profili del bersaglio ottenuti applicando la tecnica ISAR basata sull'uso di segnali FM come segnali d'opportunità, la Figura 55 mostra tre profili focalizzati su porzioni temporali successive (parzialmente sovrapposte) estratte dal segnale riguardante lo stesso bersaglio che è stato considerato precedentemente.

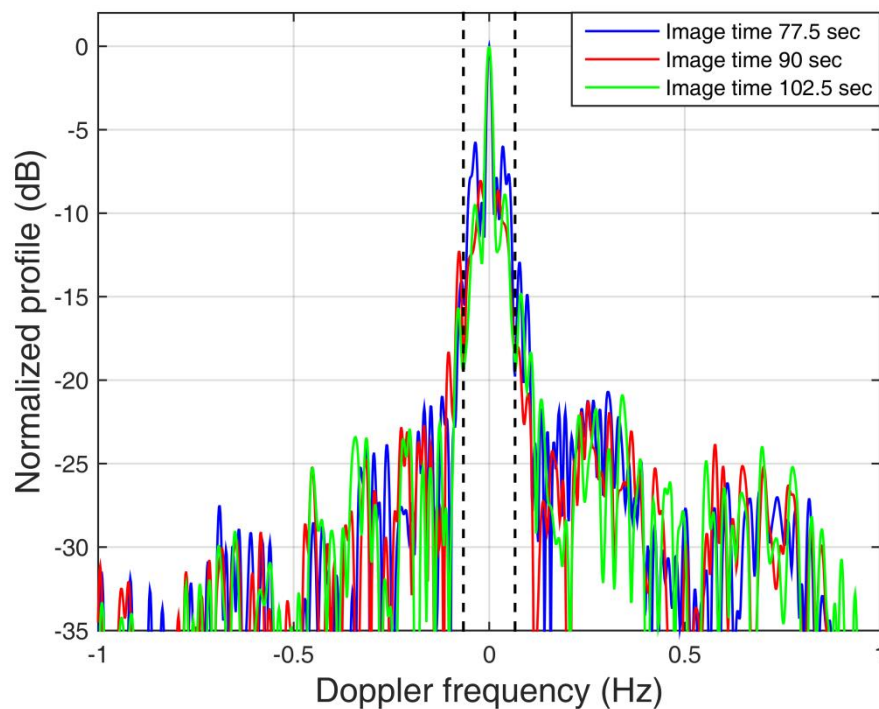


Figura 55. Profili del bersaglio ottenuti a diversi tempi di immagine per il Test A e canale della radio FM a 92 MHz.

La Figura 55 si riferisce al canale FM a 92 MHz ma, come sarà chiaro nel seguito, risultati simili potrebbero essere mostrati anche per altri canali FM. Come prima, viene usato un CPI di 70 secondi e le diverse porzioni temporali riferite al tempo di immagine spaziano da 77.5 secondi a 102.5 secondi (Figura 48), essendo il profilo centrato a 77.5 secondi (linea blu) coincidente con quello in Figura 53 (linea blu). Per motivi di chiarezza i profili sono mostrati a valle della normalizzazione al picco massimo. Vale la pena notare che la banda Doppler istantanea teorica (riportata in Figura 55 con linee tratteggiate nere verticali per ogni porzione temporale) ha una variazione trascurabile rispetto alla finestra temporale selezionata. Dunque, applicando l'approccio ISAR sviluppato ci si aspetta di ottenere profili piuttosto stabili. Dai risultati riportati si osserva che, a parte una leggera differenza



facilmente comprensibile dovuta ai lunghi tempi di apertura coinvolti, tutti e tre i profili danno luogo allo stesso picco principale del bersaglio e alla stessa informazione relativa alla struttura del bersaglio in accordo con la teorica larghezza di banda Doppler istantanea attesa; inoltre si ottiene quasi lo stesso rapporto segnale a disturbo in tutti e tre i casi. Questi risultati dimostrano l'efficacia del setup sperimentale e dello schema di elaborazione fornendo profili piuttosto stabili e affidabili anche quando vengono selezionate finestre temporali differenti.

7.1.3.2 ANALISI DEI PROFILI DEL BERSAGLIO IN FUNZIONE DELLA LUNGHEZZA DEL CPI

Viene considerata qui l'analisi dei profili del bersaglio ottenuti al variare del CPI sfruttato. A partire dal profilo del bersaglio al tempo di immagine 90 secondi con un CPI di 70 secondi (profilo rosso di Figura 55), il CPI viene decrementato fino a 45 secondi e incrementato fino a 95 secondi: i corrispondenti risultati sono mostrati in Figura 56 dove i profili sono stati normalizzati rispetto al valore di picco del profilo ottenuto con la maggiore apertura.

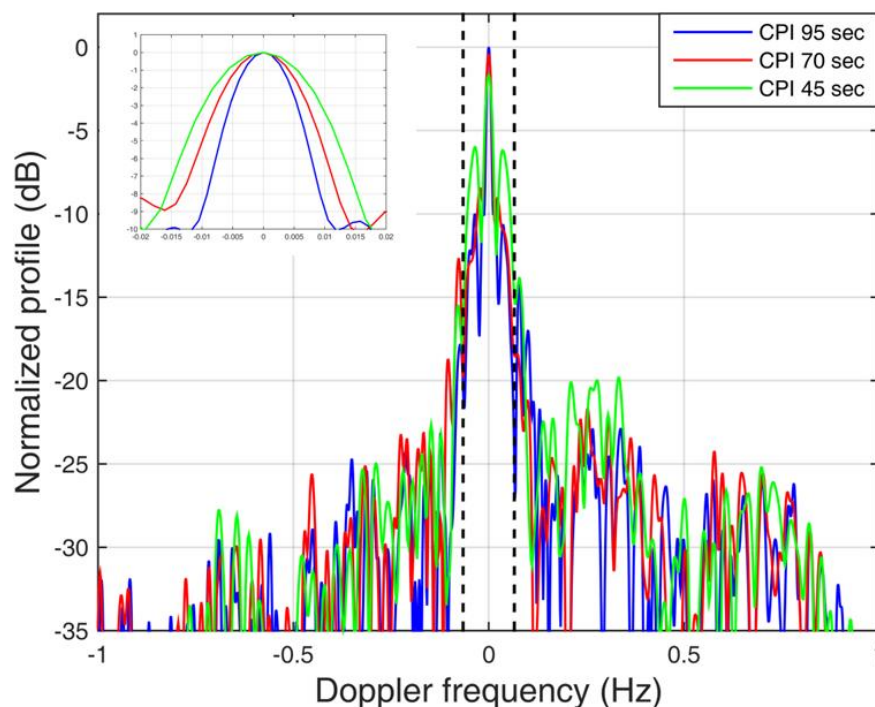


Figura 56. Profili del bersaglio ottenuti per diversi CPIs per il Test A e canale della radio FM a 92 MHz.

È evidente dai risultati come il valore del picco cresce progressivamente (così come il rapporto segnale a disturbo) e anche la risoluzione raggiunta migliora all'aumentare dell'apertura temporale sfruttata (l'apertura a -4 dB dal picco passa da 0.023 Hz, fino a 0.018 Hz e infine fino a 0.013 Hz come è chiaramente apprezzabile dallo zoom dei profili normalizzati riportato nel piccolo riquadro della Figura 56); ancora una volta l'informazione riguardante la struttura del bersaglio è riconoscibile per tutti i valori di CPI considerati anche se aperture più ampie permettono una migliore identificazione del supporto del bersaglio e una migliore separazione dal rumore circostante.



7.1.3.3 ANALISI DEI PROFILI DEL BERSAGLIO PER CANALI DELLA RADIO FM DIFFERENTI

In questa sezione viene trattata l'analisi dei profili del bersaglio ottenibili sfruttando diversi canali di frequenza disponibili in modo da studiare la stabilità tra di loro. La stabilità tra profili raggiunti su diversi canali della radio FM sfruttati può essere considerata come un punto chiave complesso a causa del contenuto dei programmi della radio e delle condizioni del canale di propagazione che possono drasticamente cambiare quando si passa da un canale ad un altro. Per lo stesso bersaglio precedentemente considerato in Figura 57 sono riportati i profili del bersaglio ottenuti su diversi canali della radio FM: per permettere il confronto, l'asse Doppler relativo ai diversi canali è stato scalato ad un riferimento comune preso come la frequenza centrale tra la minima (92 MHz) e la massima (107.4 MHz) frequenza portante coinvolta; il profilo a 92 MHz coincide con il profilo in Figura 55 ottenuto al tempo di immagine 77.5 secondi tranne per la scalatura dell'asse Doppler appena menzionata.

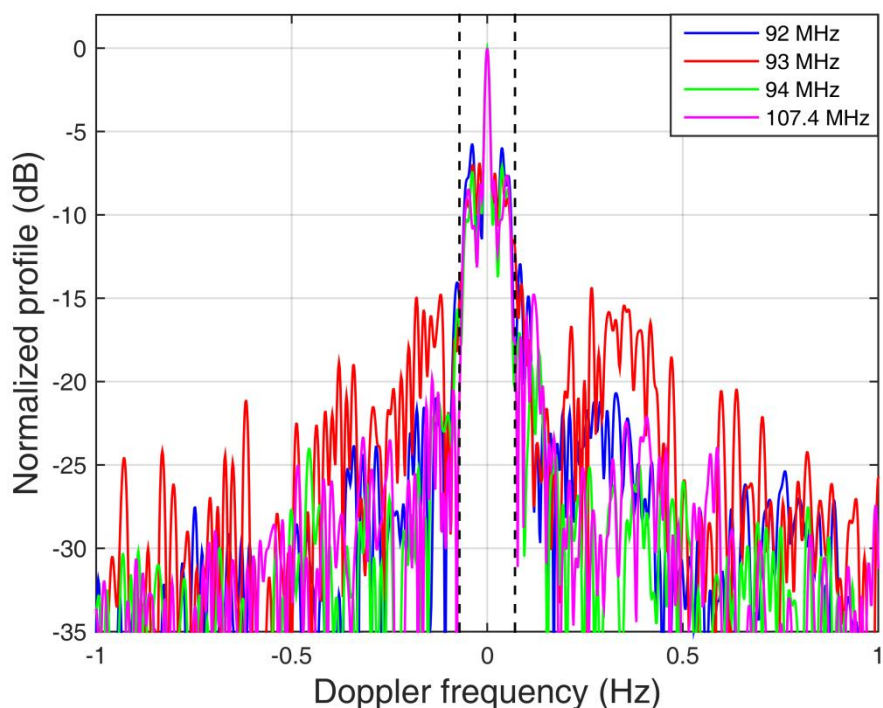


Figura 57. Profili del bersaglio ottenuti per diversi canali di frequenza per il Test A.

Dai risultati ottenuti si osserva che i profili raggiunti sono piuttosto in accordo, e quasi la stessa informazione del bersaglio è estraibile da tutti e quattro i profili. Ciò dà prova della robustezza dell'approccio di elaborazione ISAR sviluppato. Tale risultato inoltre spinge verso la possibilità di uno sfruttamento congiunto dei segnali acquisiti su diversi canali della radio FM in modo da migliorare la tecnica di focalizzazione e la corrispondente formazione del profilo in cross-range. Analogamente, nelle successive sezioni 7.2, 7.3, 7.4 e 7.5 viene eseguita, rispettivamente per i Test B, C, D ed E, la stessa analisi riportata in questa corrente sezione per il Test A.



7.2 SECONDA CAMPAGNA DI ACQUISIZIONE: RICEVITORE A ROMA

La geometria di acquisizione riportata in Figura 58 si riferisce al caso di studio preso in considerazione in questa sezione: Test B. Le linee grigie rappresentano le tracce vere fornite dal ricevitore Mode-S/ADS-B per i bersagli di opportunità disponibili durante il Test B. La porzione di traccia del bersaglio “B1” di interesse che verrà considerata nelle seguenti analisi è quella rappresentata con una curva verde che corrisponde a 100 secondi di acquisizione. Il ricevitore è posizionato sul tetto dell’edificio principale della Facoltà di Ingegneria dell’Università di Roma “Sapienza”. La larghezza del fascio principale dell’antenna di sorveglianza è delimitato con delle linee rosse. Per questa acquisizione sono state effettuate diverse registrazioni simultanee dei segnali ricevuti su diversi canali della radio FM riportati nell’elenco in Tabella 13.

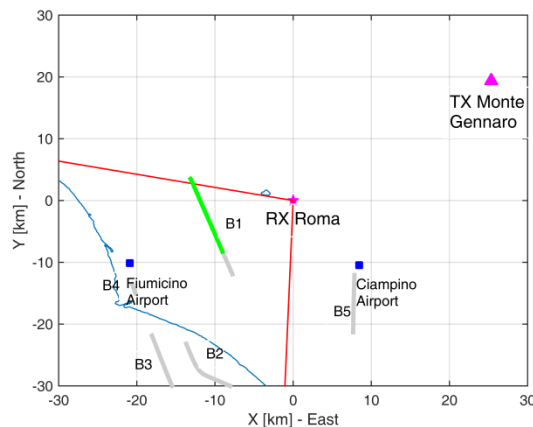


Figura 58. Test B: geometria di acquisizione e traffico aereo di opportunità.

Tabella 13. Elenco dei canali della radio FM acquisiti simultaneamente per il Test B.

Frequenza portante (MHz)	Contenuto del programma	Potenza di trasmissione (kW)	Polarizzazione
92.0	R101	5	V
93.0	Radio Roma Capitale	13	V
94.0	Radio Subasio	N/A	V

Al fine di rivelare e tracciare i bersagli presenti nell’area, sono stati utilizzati i parametri di Tabella 8. Nella Figura 59, sono riportate sul piano bistatico range-velocità in colore rosso le rivelazioni grezze (a valle di uno stadio di associazione standard) ottenute con un segnale trasmesso a 94 MHz per 100 porzioni di segnale consecutive (cioè 100 secondi di registrazione). Nella stessa figura i puntini neri identificano la verità a terra disponibile. La maggior parte dei bersagli non rivelati dal sensore PCL si riferiscono a bersagli aerei che volano fuori dal fascio principale dell’antenna di sorveglianza o che sono in fase di decollo o atterraggio negli aeroporti circostanti (vedi Figura 58).

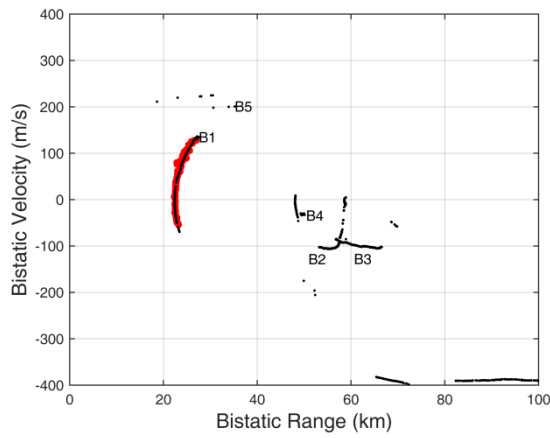
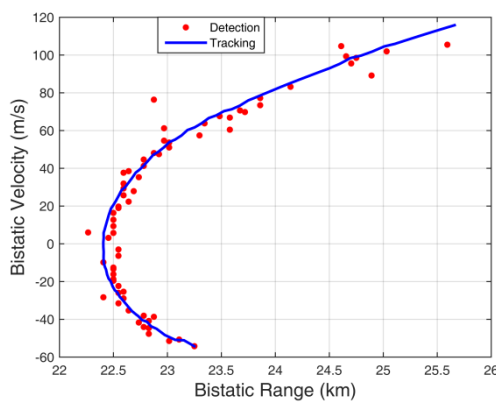
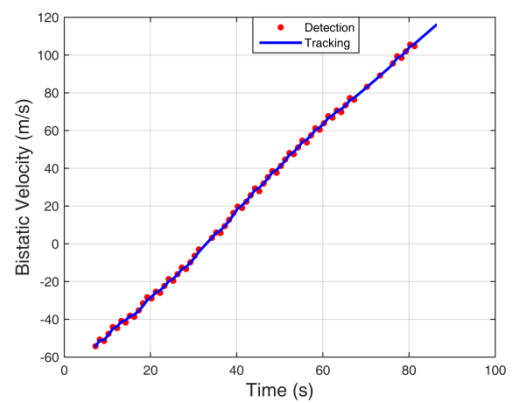


Figura 59. Risultati di rivelazione del sistema FM-PBR per il Test B per il canale di frequenza a 94 MHz.

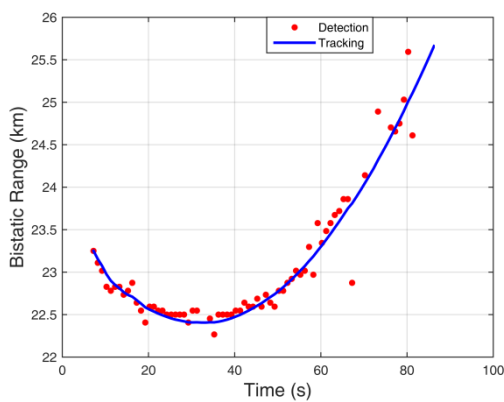
La Figura 60 contiene un'analisi dettagliata dei risultati per il bersaglio "B1" di Figura 58 e Figura 59.



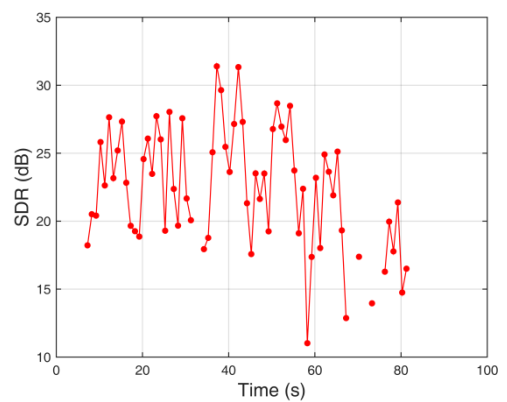
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 60. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "B1" in Figura 58 e Figura 59 per la frequenza 94 MHz: (a) risultati nel piano bistatico range-velocità; (b) misure di velocità in funzione del tempo di acquisizione; (c) misure di range in funzione del tempo di acquisizione; (d) SDR in funzione del tempo di acquisizione.



In particolare, in Figura 60(a) è mostrato uno zoom sul bersaglio di interesse della Figura 59, dove si riportano oltre alle rivelazioni (curve rosse) anche le linee di tracciamento (curve blu). Inoltre, in Figura 60(b-d) sono illustrati gli andamenti, in funzione del tempo, della velocità bistatica, del range bistatico e del rapporto segnale a disturbo, forniti dal sistema PCL per le rivelazioni del bersaglio considerato. La capacità di rivelazione del sistema PCL potrebbe essere discontinua in tempo (vedi Figura 60(d)). Ciò può essere dovuto sia al fatto che le trasmissioni della radio FM e l'ambiente elettromagnetico hanno caratteristiche tempo-varianti, sia al profondo buco intorno allo zero Doppler introdotto dallo stadio di cancellazione del disturbo (per esempio in questo caso il bersaglio attraversa lo zero Doppler intorno ai 33 secondi). Per bersagli con un basso SDR questo effetto può sfociare in diverse mancate rivelazioni. Adoperare un CPI più lungo sarebbe una soluzione che consentirebbe di aumentare sia il rapporto segnale a disturbo del bersaglio, che la risoluzione in Doppler. Così facendo migliorerebbe l'accuratezza delle misure in range e velocità e si farebbe sempre più vicina la possibilità di ottenere informazioni sulla classe dimensionale dell'aereo.

Risultati analoghi a quelli di Figura 60, ottenuti per il canale di frequenza a 94 MHz, vengono mostrati in Figura 61 e Figura 62 per le altre frequenze acquisite simultaneamente: 92 e 93 MHz.

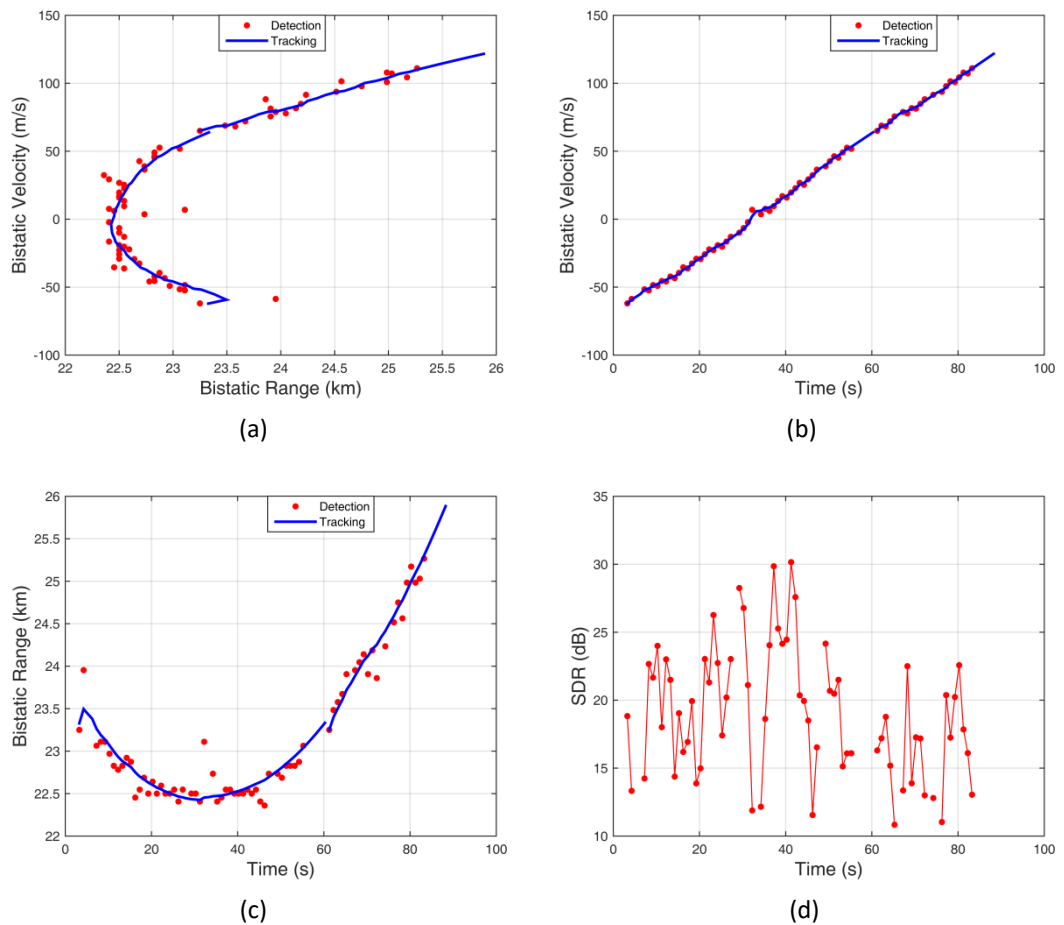


Figura 61. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "B1" in Figura 58 per la frequenza 92 MHz: (a) risultati nel piano bistatico range-velocità; (b) misure di velocità in funzione del tempo di acquisizione; (c) misure di range in funzione del tempo di acquisizione; (d) SDR in funzione del tempo di acquisizione.

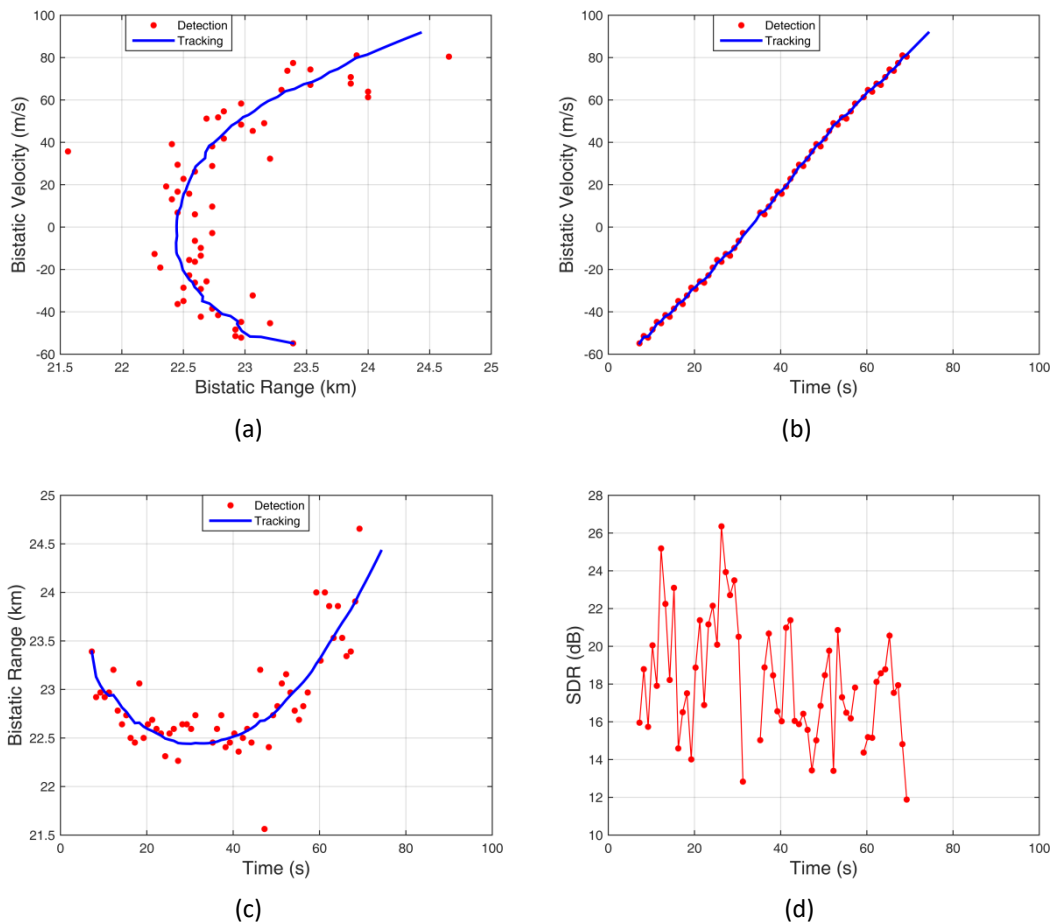


Figura 62. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "B1" in Figura 58 per la frequenza 93 MHz: (a) risultati nel piano bistatico range-velocità; (b) misure di velocità in funzione del tempo di acquisizione; (c) misure di range in funzione del tempo di acquisizione; (d) SDR in funzione del tempo di acquisizione.

È evidente che l'andamento della traccia del bersaglio di interesse "B1" è piuttosto simile e a volte complementare tra tutte le frequenze in gioco. Le analisi successive proseguono con riferimento al canale di frequenza migliore in termini di SDR e di mancate rivelazioni, cioè quello a 94 MHz.

Applicando la tecnica ISAR avanzata sviluppata come per il Test A (con gli stessi parametri di Tabella 9), gli andamenti della velocità bistatica e dell'SDR in funzione del tempo sono riportati in Figura 63, ponendo in luce il confronto tra i risultati ottenuti a valle dello stadio di rivelazione e quelli a valle dello stadio a sottoaperture ISAR. In particolare tali risultati sono stati ottenuti settando un valore di $T_s = 1$ secondo. Vale la pena notare che il confronto tra velocità bistatiche non è riportato a valle di un'operazione di rimozione della componente lineare (detrend), come per il Test A, perché essendoci delle mancate rivelazioni consecutive all'inizio e alla fine dell'intervallo di 100 secondi non si otterrebbe un confronto corretto. Nel confronto tra SDR, si ricorda che il livello 0 dB rappresenta il livello di disturbo circostante il bersaglio. Il maggior tempo di integrazione permette un parziale recupero della potenza del bersaglio stringendo quindi il buco di cancellazione e abbassando la minima velocità dei bersagli rivelabile. Le informazioni ricavate nella procedura a sottoaperture vengono poste in ingresso allo stadio che opera sull'intera apertura per raffinarle e formare il profilo del bersaglio.

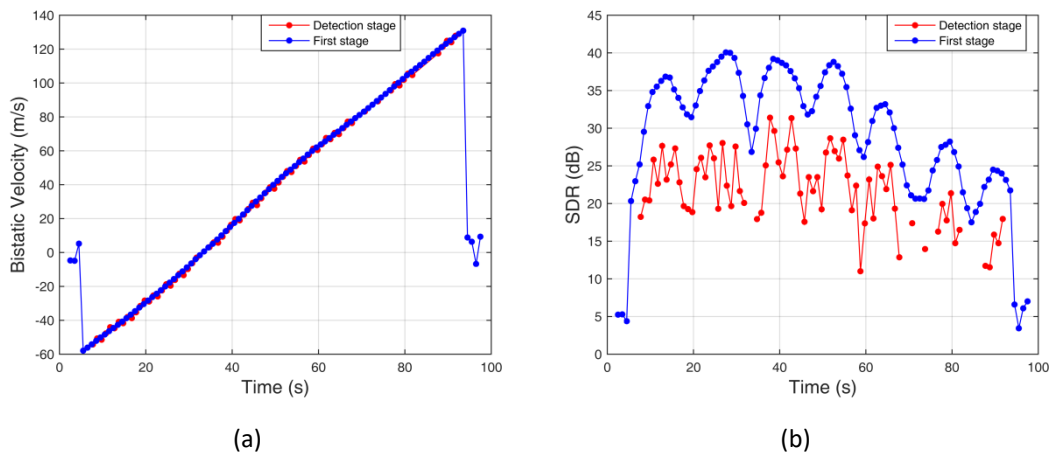


Figura 63. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "B1" in Figura 59 per la frequenza 94 MHz dopo lo stadio di elaborazione ISAR basato sulle sottoaperture.

In Figura 64 sono mostrati con una curva verde, una rossa e una blu rispettivamente i profili ottenuti allo stadio di tracciamento, e al primo e al secondo stadio di elaborazione ISAR per un CPI di 70 secondi (centrato al tempo 37.5 secondi) e un T_s di 5 secondi.

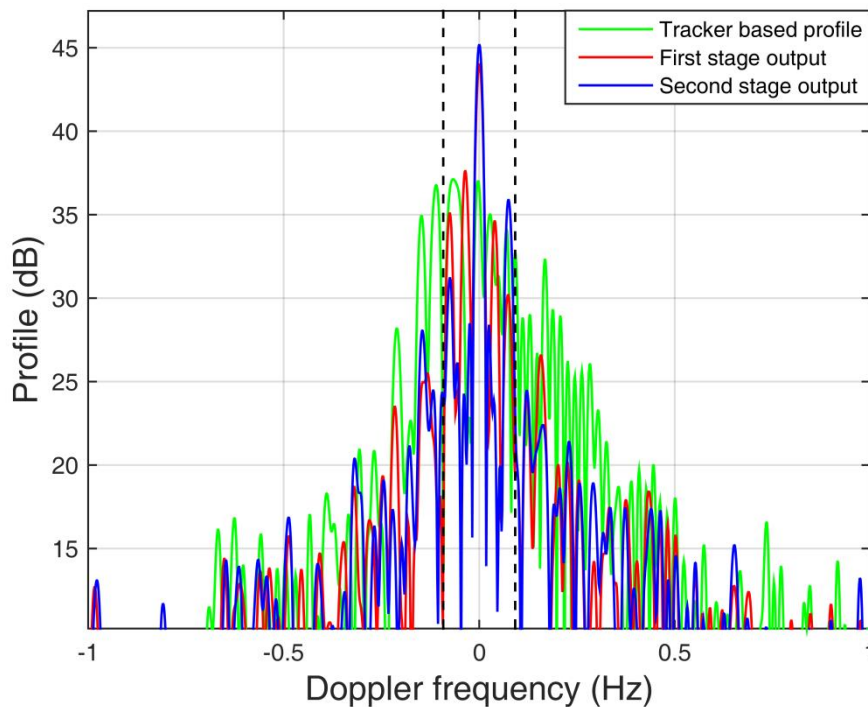


Figura 64. Confronto tra i profili in Doppler per il Test B e il canale della radio FM a 94 MHz: stadio tracciamento, primo stadio e secondo stadio.

Il notevole miglioramento, passando dal profilo ottenuto nella fase di tracciamento a quello ottenuto al primo stadio ISAR è piuttosto apprezzabile in termini di incremento sia di SDR raggiunto, infatti si osserva un guadagno di 6.92 dB, che di risoluzione in Doppler, in quanto si verifica un notevole



restringimento del picco legato al punto di scattering principale. Ulteriori miglioramenti si possono osservare nella qualità del profilo ottenuto a valle del secondo stadio ISAR rispetto al primo. In particolare in questo caso si può apprezzare un miglioramento della risoluzione in Doppler che va da 0.0173 a 0.0165 Hz e un incremento del guadagno di SDR di 1.17 dB, dal primo al secondo stadio ISAR. Inoltre, tale miglioramento è confermato dal valore di entropia che passa da 6.03 per il profilo ottenuto dall'informazione del tracciatore, a 4.99 per il profilo ottenuto a valle del primo stadio ISAR e 4.61 per quello finale ottenuto dopo il secondo stadio ISAR. Il profilo finale, come atteso, consiste di una principale risposta circondata da un piedistallo legato ai diversi centri di scatterer che non sono completamente stabili su tutta l'apertura temporale e ampia apertura angolare; tale interpretazione è confermata dal confronto del profilo finale raggiunto con la banda Doppler istantanea attesa per il bersaglio sotto analisi (indipendentemente da qualsiasi elaborazione ISAR). L'informazione della banda Doppler istantanea è stata ottenuta sfruttando le informazioni fornite dall'SBS-1: in particolare le due linee tratteggiate verticali riportate in Figura 64 limitano una finestra in Doppler con larghezza (0.18 Hz) esattamente pari alla sua dimensione in Doppler e centrate sul picco principale per permettere un chiaro confronto visivo.

È possibile osservare che la larghezza complessiva del piedistallo focalizzato con il sistema passivo e la dimensione in Doppler del bersaglio stimata attraverso le informazioni dall'SBS-1 sono in forte accordo e quindi, anche in questo caso, sono poste in evidenza le potenzialità del sistema FM-PBR ISAR per l'identificazione della classe dimensionale dei bersagli. È da notare inoltre che lo stesso profilo finale può essere ottenuto anche nel dominio del tempo lento. Un confronto tra i due profili al secondo stadio ottenuti sfruttando il filtro adattato o la tecnica di dechirping è proposto in Figura 65: una volta che l'asse della frequenze Doppler è stato scalato sulle basi del "chirp rate" complessivo per rimapparlo nell'asse del tempo lento, è evidente che i due profili sono fortemente in accordo, anche se leggermente diversi. In questo caso quindi la dimensione contenuta del bersaglio (lunghezza pari a 37.57 metri, informazione fornita dall'SBS-1) permette ancora di sfruttare la tecnica del dechirping.

Al fine di dimostrare la validità e la robustezza dell'approccio di elaborazione proposto e dei risultati ottenuti vengono ora investigate le prestazioni ottenibili in termini di profili dei bersagli in funzione del tempo di immagine, del CPI e del canale FM.

- Per mettere in evidenza l'affidabilità dei profili del bersaglio ottenuti applicando la tecnica ISAR basata sull'uso di segnali FM come segnali d'opportunità, la Figura 66 mostra tre profili focalizzati su porzioni temporali successive (parzialmente sovrapposte) estratte dal segnale riguardante il bersaglio considerato. La Figura 66 si riferisce al canale FM a 94 MHz ma, come sarà chiaro nel seguito, risultati simili potrebbero essere mostrati per altri canali FM. Come prima viene usato un CPI di 70 secondi. Le diverse porzioni temporali riferite al tempo di immagine spaziano da 37.5 secondi a 62.5 secondi (Figura 60), essendo il profilo centrato a 37.5 secondi (linea blu) coincidente con quello di Figura 64 (linea blu). Per motivi di chiarezza i profili sono mostrati a valle della normalizzazione al picco massimo. Vale la pena notare che la banda Doppler istantanea teorica (riportata in Figura 66 con linee tratteggiate nere verticali per ogni porzione temporale) ha una variazione trascurabile rispetto alla finestra temporale selezionata. Dunque, applicando l'approccio ISAR sviluppato ci si aspetta di ottenere profili piuttosto stabili.

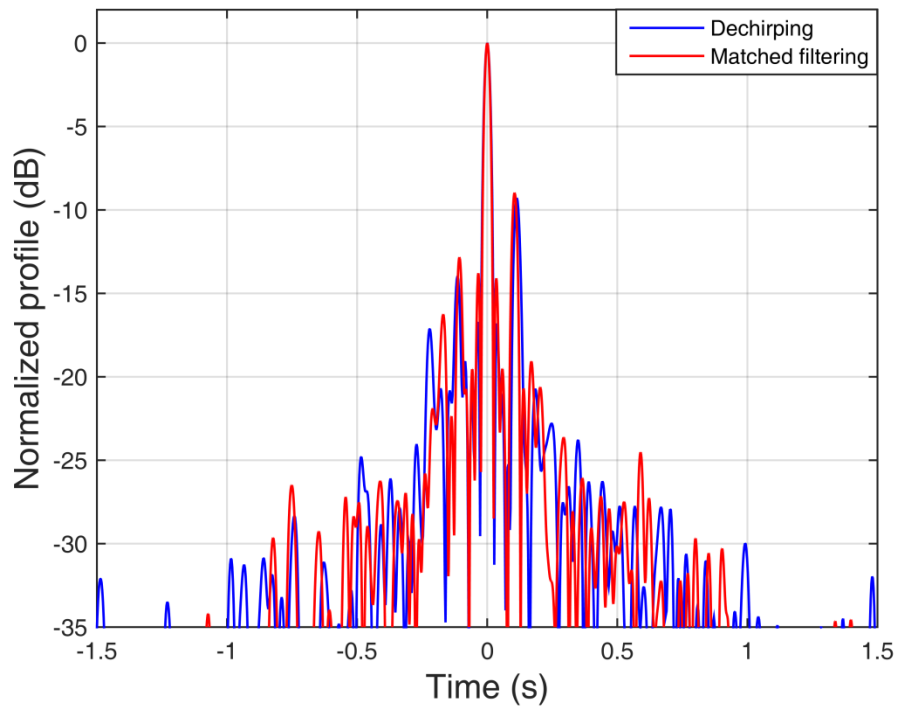


Figura 65. Confronto tra profili finali ottenuti attraverso un approccio a dechirping e a filtraggio adattato per il Test B.

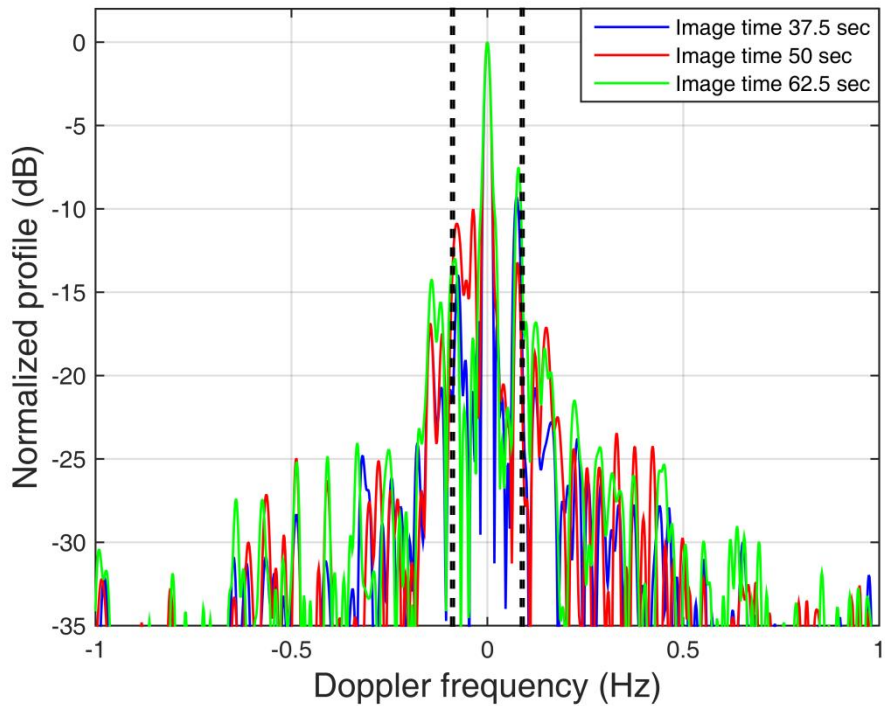


Figura 66. Profili del bersaglio ottenuti a diversi tempi di immagine per il Test B e canale della radio FM a 94 MHz.



Dai risultati riportati si osserva che, a parte una leggera differenza facilmente comprensibile dovuta ai lunghi tempi di apertura, coinvolti, tutti e tre i profili danno luogo allo stesso picco principale del bersaglio e alla stessa informazione relativa alla struttura del bersaglio in accordo alla larghezza di banda Doppler istantanea teorica attesa; inoltre si ottiene quasi lo stesso rapporto segnale a disturbo in tutti e tre i casi. Tali risultati dimostrano nuovamente l'efficacia del setup sperimentale e dello schema di elaborazione fornendo profili piuttosto stabili e affidabili anche quando sono selezionate finestre temporali differenti.

- Viene considerata invece qui l'analisi dei profili del bersaglio ottenuti in funzione del CPI sfruttato. A partire dal profilo del bersaglio al tempo di immagine 50 secondi con un CPI di 70 secondi (profilo rosso di Figura 66), il CPI viene decrementato fino a 45 secondi e incrementato fino a 95 secondi: i corrispondenti risultati sono mostrati in Figura 67 dove i profili sono stati normalizzati rispetto al valore di picco del profilo ottenuto con la maggiore apertura. È evidente dai risultati come il valore del picco cresce progressivamente (così come il rapporto segnale a disturbo) e anche la risoluzione raggiunta migliora all'aumentare dell'apertura temporale sfruttata (l'apertura a -4 dB dal picco passa da 0.03 Hz, fino a 0.017 Hz e infine fino a 0.015 Hz come è chiaramente apprezzabile dallo zoom dei profili normalizzati riportato nel piccolo riquadro della Figura 67). Ancora una volta l'informazione riguardante la struttura del bersaglio è riconoscibile per tutti i valori di CPI considerati anche se aperture più ampie permettono una migliore identificazione del supporto del bersaglio e una migliore separazione dal rumore circostante.

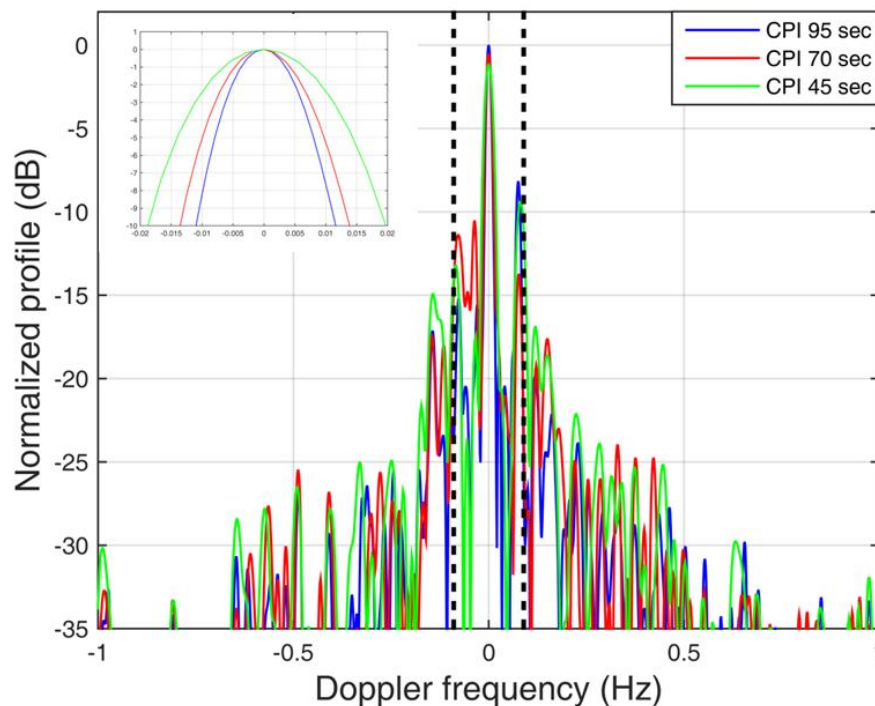


Figura 67. Profili del bersaglio ottenuti per diversi CPIs per il Test B e canale della radio FM a 94 MHz.

- Infine viene effettuata l'analisi dei profili del bersaglio ottenibili sfruttando diversi canali di frequenza disponibili in modo da studiare la stabilità tra di loro. Ricordiamo che la stabilità tra profili ottenuti rispetto a diversi canali FM sfruttati può essere considerata come un punto



chiave complesso a causa del contenuto dei programmi della radio e delle condizioni del canale di propagazione che possono drasticamente cambiare quando si passa da un canale a un altro. Per lo stesso bersaglio precedentemente considerato la Figura 68 confronta i profili del bersaglio ottenuti su diversi canali della radio FM: per permettere il confronto, l'asse Doppler relativo ai diversi canali è stato scalato ad un riferimento comune preso come la frequenza centrale tra la minima (92 MHz) e la massima (94 MHz) frequenza portante coinvolta; il profilo a 94 MHz coincide con il profilo in Figura 66 ottenuto al tempo di immagine 37.5 secondi tranne per la scalatura dell'asse Doppler citato sopra.

Dai risultati ottenuti si osserva che i profili raggiunti sono piuttosto in accordo e quasi la stessa informazione del bersaglio è estraibile da tutti e tre i profili. Tale risultato oltre a dimostrare la robustezza dell'approccio proposto, spinge verso la possibilità di uno sfruttamento congiunto dei segnali acquisiti su diversi canali della radio FM in modo da migliorare la tecnica di focalizzazione e la corrispondente formazione del profilo in cross-range.

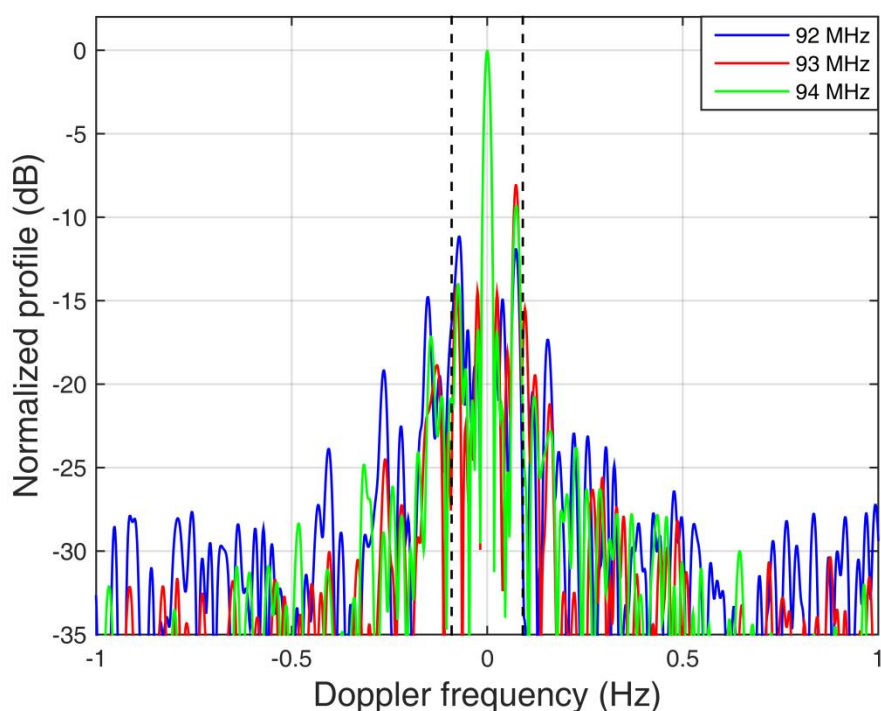


Figura 68. Profili del bersaglio ottenuti per diversi canali di frequenza per il Test B.

7.3 TERZA CAMPAGNA DI ACQUISIZIONE: RICEVITORE A ROMA

La geometria di acquisizione riportata in Figura 69 si riferisce al caso di studio preso in considerazione in questa sezione: Test C. Le linee grigie rappresentano le tracce vere fornite dal ricevitore Mode-S/ADS-B per i bersagli di opportunità disponibili durante il Test C. La porzione di traccia del bersaglio "C1" di interesse che verrà considerata nelle seguenti analisi è quella rappresentata con una curva verde che corrisponde a 100 secondi di acquisizione.

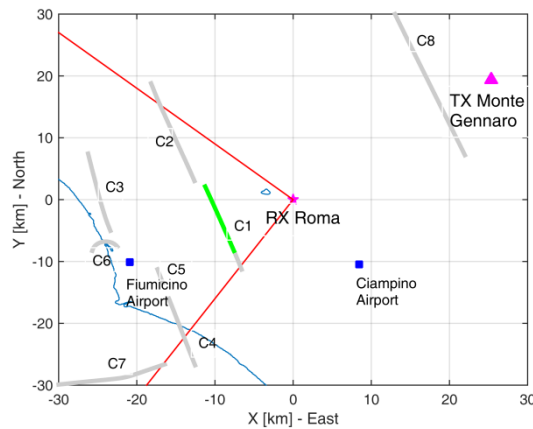


Figura 69. Test C: geometria di acquisizione e traffico aereo di opportunità.

Il ricevitore è posizionato sul tetto dell'edificio principale della Facoltà di Ingegneria dell'Università di Roma "Sapienza". La larghezza del fascio principale dell'antenna di sorveglianza è delimitato con delle linee rosse. Per questa acquisizione sono state effettuate diverse registrazioni simultanee dei segnali ricevuti su diversi canali della radio FM riportati nell'elenco in Tabella 14.

Tabella 14. Elenco dei canali della radio FM acquisiti simultaneamente per il Test C.

Frequenza portante (MHz)	Contenuto del programma	Potenza di trasmissione (kW)	Polarizzazione
92.0	R101	5	V
93.0	Radio Roma Capitale	13	V
94.0	Radio Subasio	N/A	V

Al fine di rivelare e tracciare i bersagli presenti nell'area, sono stati utilizzati i parametri di Tabella 8. Nella Figura 70, sono riportate sul piano bistatico range-velocità in colore rosso le rivelazioni grezze (a valle di uno stadio di associazione standard) ottenute con un segnale trasmesso a 92 MHz per 100 porzioni di segnale consecutive (cioè 100 secondi di registrazione). Nella stessa figura i puntini neri identificano la verità a terra disponibile. La maggior parte dei bersagli non rivelati dal sensore PCL si riferiscono a bersagli aerei che volano fuori dal fascio principale dell'antenna di sorveglianza o che sono in fase di decollo o atterraggio negli aeroporti circostanti (vedi Figura 69).

La Figura 71 contiene un'analisi dettagliata dei risultati per il bersaglio "B1" di Figura 69 e Figura 70. In particolare, in Figura 71(a) è mostrato uno zoom sul bersaglio di interesse della Figura 70, dove si riportano oltre alle rivelazioni (curve rosse) anche le linee di tracciamento (curve blu). Inoltre, in Figura 71(b-d) sono illustrati gli andamenti, in funzione del tempo, della velocità bistatica, del range bistatico e del rapporto segnale a disturbo, forniti dal sistema PCL per le rivelazioni del bersaglio considerato. La capacità di rivelazione del sistema PCL potrebbe essere discontinua in tempo (vedi Figura 71(d)). Ciò può essere dovuto sia al fatto che le trasmissioni della radio FM e l'ambiente elettromagnetico hanno caratteristiche tempo-varianti, sia al profondo buco intorno allo zero Doppler introdotto dallo

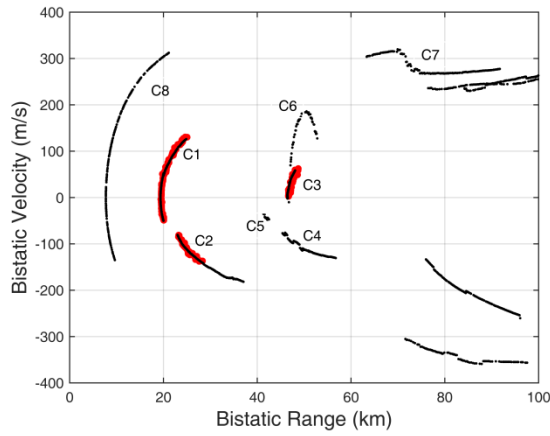
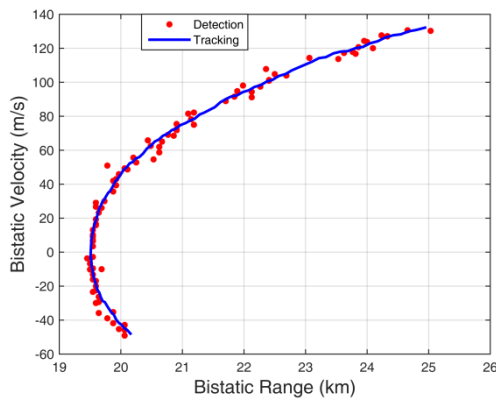
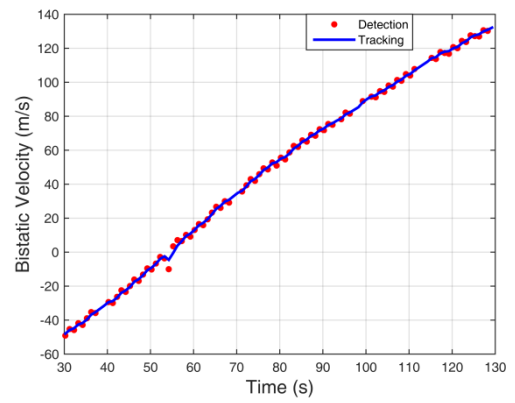


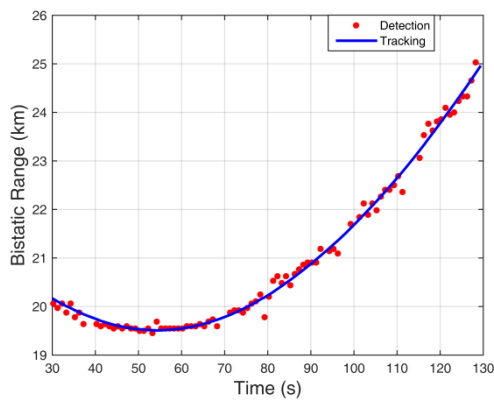
Figura 70. Risultati di rivelazione del sistema FM-PBR per il Test C per il canale di frequenza a 92 MHz.



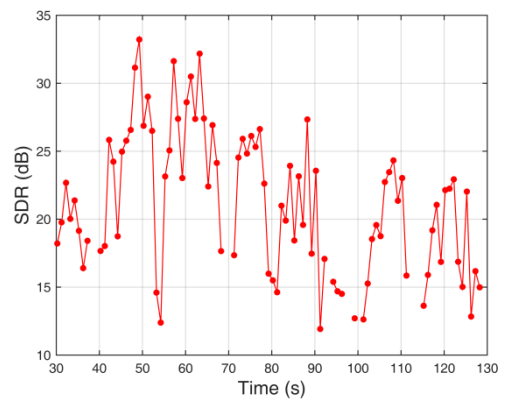
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 71. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "C1" in Figura 69 e Figura 70 per la frequenza 92 MHz: (a) risultati nel piano bistatico range-velocità; (b) misure di velocità in funzione del tempo di acquisizione; (c) misure di range in funzione del tempo di acquisizione; (d) SDR in funzione del tempo di acquisizione.



stadio di cancellazione del disturbo (per esempio in questo caso il bersaglio attraversa lo zero Doppler intorno ai 54 secondi). Per bersagli con un basso SDR questo effetto può sfociare in diverse mancate rivelazioni. Adoperare un CPI più lungo sarebbe una soluzione che consentirebbe di aumentare sia il rapporto segnale a disturbo del bersaglio, che la risoluzione in Doppler. Così facendo migliorerebbe l'accuratezza delle misure in range e velocità e si farebbe sempre più vicina la possibilità di ottenere informazioni sulla classe dimensionale dell'aereo.

Risultati analoghi a quelli di Figura 71 ottenuti per il canale di frequenza a 92 MHz, vengono mostrati in Figura 72 e Figura 73 per le altre frequenze acquisite simultaneamente: 93 e 94 MHz. È evidente che l'andamento della traccia del bersaglio di interesse "C1" è piuttosto simile e a volte complementare tra tutte le frequenze in gioco. Le analisi successive proseguono con riferimento al canale di frequenza migliore in termini di SDR e di mancate rivelazioni, cioè quello a 92 MHz.

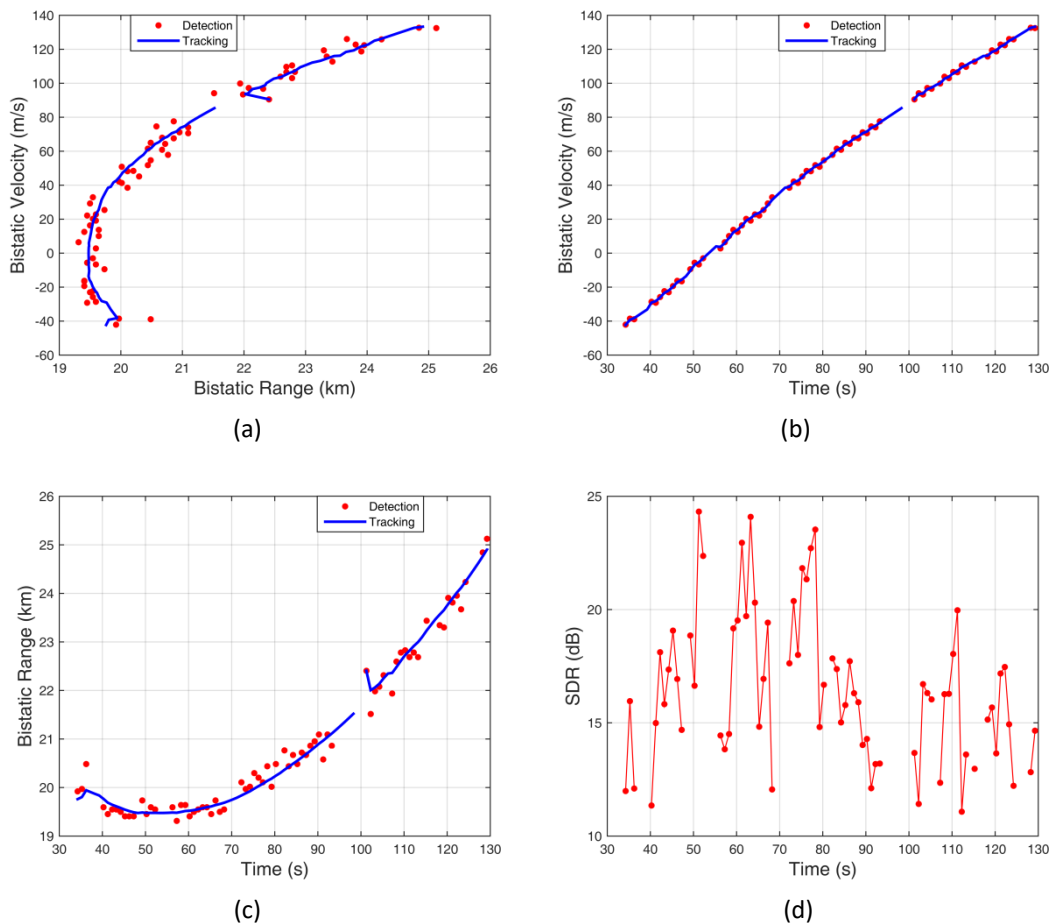


Figura 72. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "C1" in Figura 69 per la frequenza 93 MHz: (a) risultati nel piano bistatico range-velocità; (b) misure di velocità in funzione del tempo di acquisizione; (c) misure di range in funzione del tempo di acquisizione; (d) SDR in funzione del tempo di acquisizione.

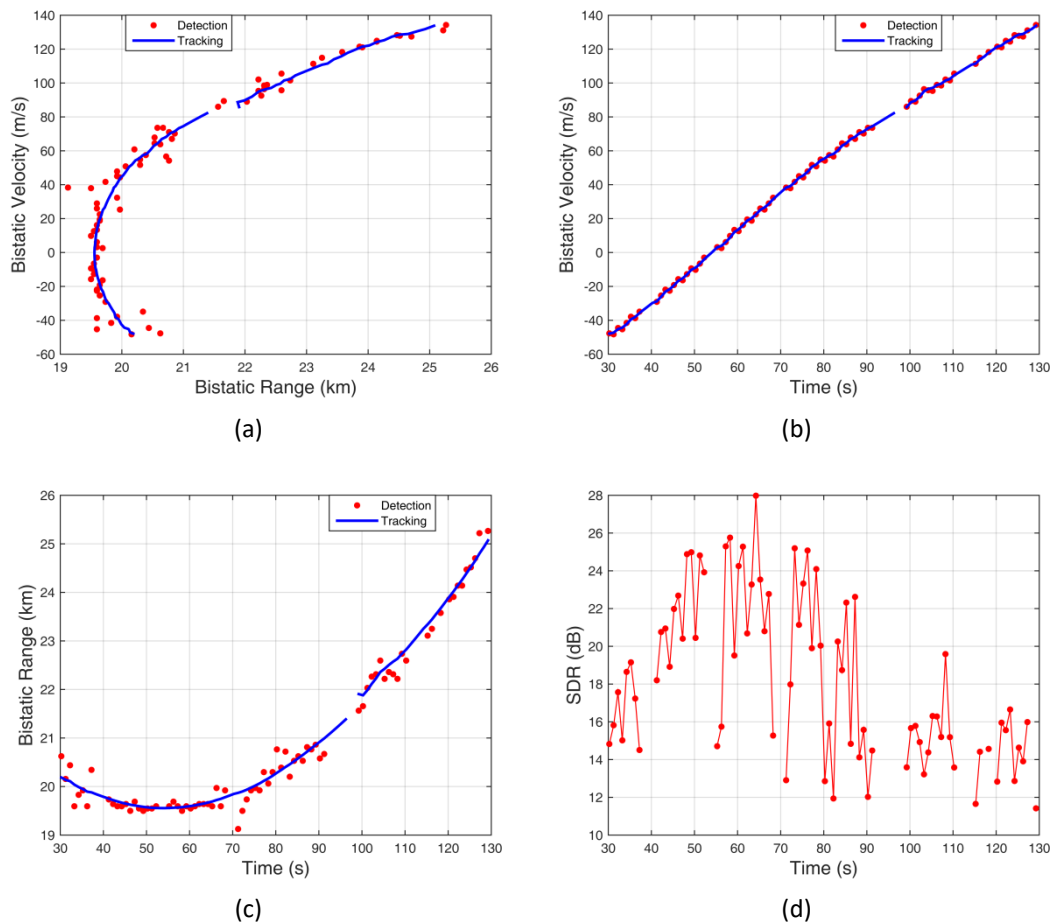
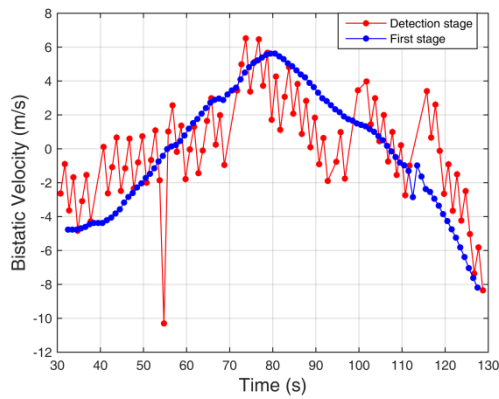


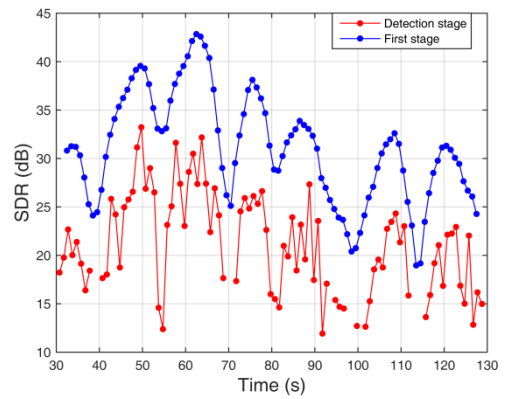
Figura 73. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "C1" in Figura 69 per la frequenza 94 MHz: (a) risultati nel piano bistatico range-velocità; (b) misure di velocità in funzione del tempo di acquisizione; (c) misure di range in funzione del tempo di acquisizione; (d) SDR in funzione del tempo di acquisizione.

Applicando la tecnica ISAR avanzata sviluppata come per il Test A (con gli stessi parametri di Tabella 9), gli andamenti della velocità bistatica e dell'SDR in funzione del tempo sono riportati in Figura 74, ponendo in luce il confronto tra i risultati ottenuti a valle dello stadio di rivelazione e quelli a valle dello stadio a sottoaperture ISAR. In particolare tali risultati sono stati ottenuti settando un valore di $T_s = 1$ secondo. Vale la pena notare che il confronto tra velocità bistatiche per chiarezza è riportato a valle di una operazione di "detrend" che rimuove la componente lineare, mentre nel confronto tra SDR, si ricorda che il livello 0 dB rappresenta il livello di disturbo circostante il bersaglio. Il maggior tempo di integrazione permette un parziale recupero della potenza del bersaglio nelle zone in cui c'erano state delle mancate rivelazioni. Le informazioni ricavate nella procedura a sottoaperture vengono poste in ingresso allo stadio che opera sull'intera apertura per raffinarle e formare il profilo del bersaglio.

In Figura 75 sono mostrati con una curva verde, una rossa e una blu rispettivamente i profili ottenuti allo stadio di tracciamento, e al primo e al secondo stadio di elaborazione ISAR per un CPI di 70 secondi (centrato al tempo 67.5 secondi) e un T_s di 5 secondi.



(a)



(b)

Figura 74. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "C1" in Figura 70 per la frequenza 92 MHz dopo lo stadio di elaborazione ISAR basato sulle sottoaperture.

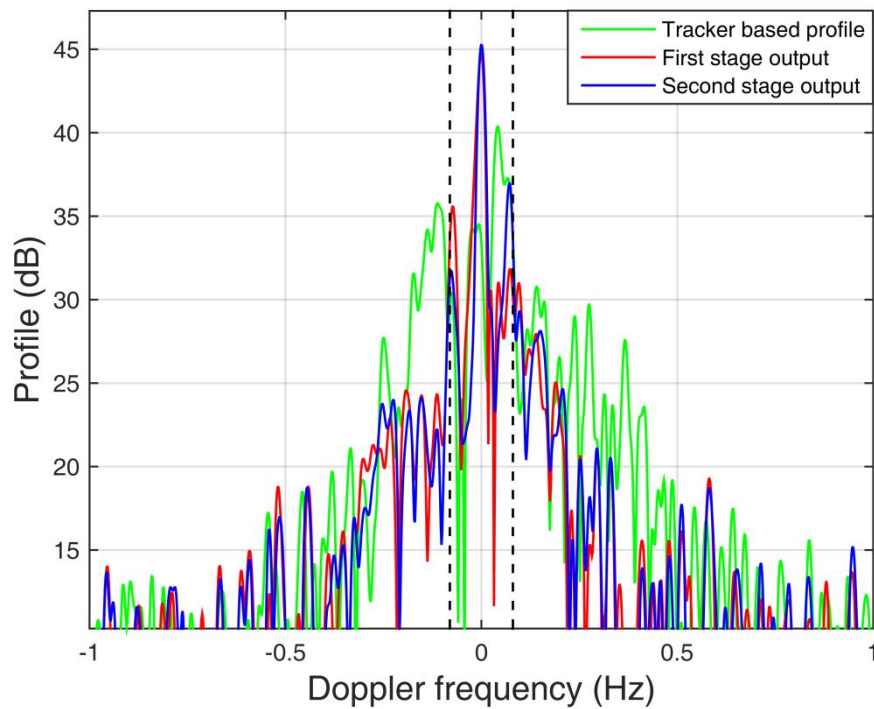


Figura 75. Confronto tra i profili in Doppler per il Test C e il canale della radio FM a 92 MHz: stadio tracciamento, primo stadio e secondo stadio.

Il notevole miglioramento, passando dal profilo ottenuto nella fase di tracciamento a quello ottenuto al primo stadio ISAR è piuttosto apprezzabile in termini di incremento sia di SDR raggiunto, infatti si osserva un guadagno di 4.36 dB, che di risoluzione in Doppler, in quanto si verifica un notevole restringimento del picco legato al punto di scattering principale. Ulteriori miglioramenti si possono osservare nella qualità del profilo ottenuto a valle del secondo stadio ISAR rispetto al primo. In particolare in questo caso si può apprezzare un miglioramento della risoluzione in Doppler che va da



0.022 a 0.019 Hz e un incremento del guadagno di SDR di 0.55 dB, dal primo al secondo stadio ISAR. Inoltre, tale miglioramento è confermato dal valore di entropia che passa da 5.96 per il profilo ottenuto dall'informazione del tracciatore, a 4.96 per il profilo ottenuto a valle del primo stadio ISAR e 4.83 per quello finale ottenuto dopo il secondo stadio ISAR. Il profilo finale, come atteso, consiste di una principale risposta circondata da un piedistallo legato ai diversi centri di scatterer che non sono completamente stabili su tutta l'apertura temporale e ampia apertura angolare; tale interpretazione è confermata dal confronto del profilo finale raggiunto con la banda Doppler istantanea attesa per il bersaglio sotto analisi (indipendentemente da qualsiasi elaborazione ISAR). L'informazione della banda Doppler istantanea è stata ottenuta sfruttando le informazioni fornite dall'SBS-1: in particolare le due linee tratteggiate verticali riportate in Figura 75 limitano una finestra in Doppler con larghezza (0.16 Hz) esattamente pari alla sua dimensione in Doppler e centrate sul picco principale per permettere un chiaro confronto visivo. È possibile osservare che la larghezza complessiva del piedistallo focalizzato con il sistema passivo e la dimensione in Doppler del bersaglio stimata attraverso le informazioni dall'SBS-1 sono in forte accordo e quindi, anche in questo caso, sono poste in evidenza le potenzialità del sistema FM-PISAR per l'identificazione della classe dimensionale dei bersagli.

È da notare inoltre che lo stesso profilo finale può essere ottenuto anche nel dominio del tempo lento. Un confronto tra i due profili al secondo stadio ottenuti sfruttando il filtro adattato o la tecnica di dechirping è proposto in Figura 76.

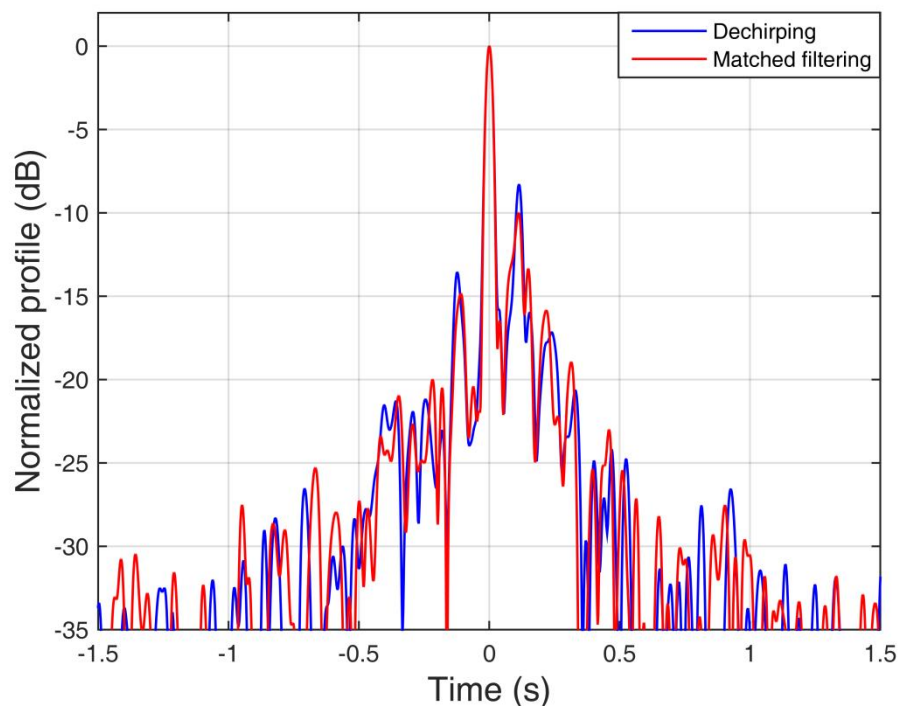


Figura 76. Confronto tra profili finali ottenuti attraverso un approccio a dechirping e a filtraggio adattato per il Test C.

Una volta che l'asse della frequenza Doppler è stato scalato sulle basi del "chirp rate" complessivo per rimapparlo nell'asse del tempo lento, è evidente che i due profili sono fortemente in accordo, anche



se leggermente diversi. In questo caso quindi la dimensione contenuta del bersaglio (lunghezza pari a 33.84 metri, informazione fornita dall'SBS-1) permette ancora di sfruttare la tecnica del dechirping.

Al fine di dimostrare la validità e la robustezza dell'approccio di elaborazione proposto e dei risultati ottenuti vengono ora investigate le prestazioni ottenibili in termini di profili dei bersagli in funzione del tempo di immagine, del CPI e del canale FM.

- Per mettere in evidenza l'affidabilità dei profili del bersaglio ottenuti applicando la tecnica ISAR basata sull'uso di segnali FM come segnali d'opportunità, la Figura 77 mostra tre profili focalizzati su porzioni temporali successive (parzialmente sovrapposte) estratte dal segnale riguardante il bersaglio considerato. La Figura 77 si riferisce al canale FM a 92 MHz. Come prima viene usato un CPI di 70 secondi. Le diverse porzioni temporali riferite al tempo di immagine spaziano da 67.5 secondi a 92.5 secondi (Figura 71), essendo il profilo centrato a 67.5 secondi (linea blu) coincidente con quello in Figura 75 (linea blu). Per motivi di chiarezza i profili sono mostrati a valle della normalizzazione al picco massimo. Vale la pena notare che la banda Doppler istantanea teorica (riportata in Figura 77 con linee tratteggiate nere verticali per ogni porzione temporale) ha una variazione trascurabile rispetto alla finestra temporale selezionata. Dunque, applicando l'approccio ISAR sviluppato ci si aspetta di ottenere profili piuttosto stabili. Dai risultati riportati si osserva che, a parte una leggera differenza facilmente comprensibile dovuta ai lunghi tempi di apertura coinvolti, tutti e tre i profili danno luogo allo stesso picco principale del bersaglio e alla stessa informazione relativa alla struttura del bersaglio in accordo con la teorica larghezza di banda Doppler istantanea attesa; inoltre si

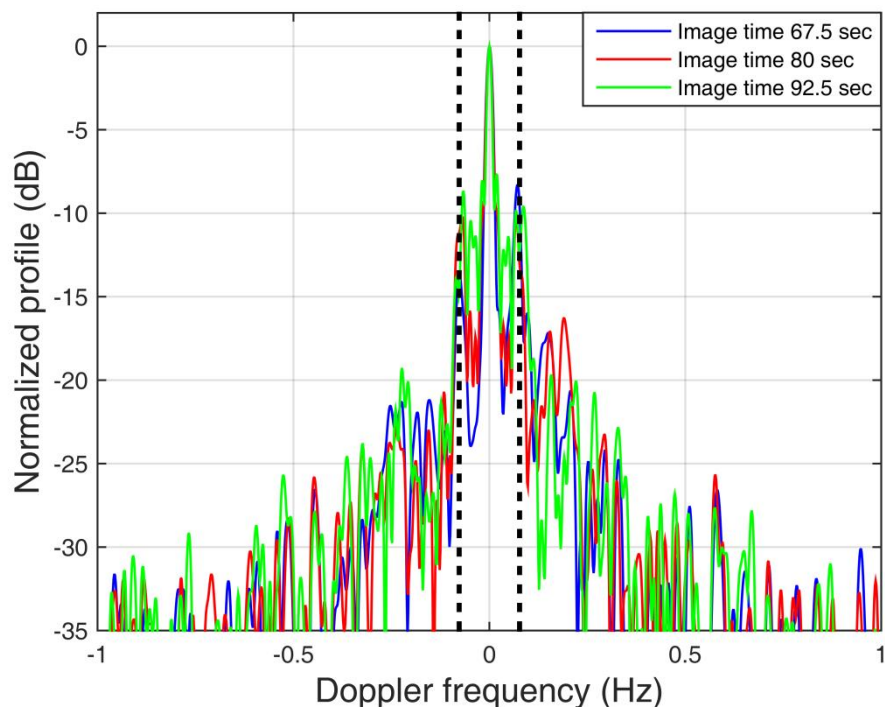


Figura 77. Profili del bersaglio ottenuti a diversi tempi di immagine per il Test C e canale della radio FM a 92 MHz.



ottiene quasi lo stesso rapporto segnale a disturbo in tutti e tre i casi. Questi risultati dimostrano ancora una volta l'efficacia del setup sperimentale e dello schema di elaborazione fornendo profili piuttosto stabili e affidabili anche quando sono selezionate finestre temporali differenti.

- Viene considerata qui l'analisi dei profili del bersaglio ottenuti al variare del CPI sfruttato. A partire dal profilo del bersaglio al tempo di immagine 80 secondi con un CPI di 70 secondi (profilo rosso di Figura 77), il CPI viene decrementato fino a 45 secondi e incrementato fino a 95 secondi: i corrispondenti risultati sono mostrati in Figura 78 dove i profili sono stati normalizzati rispetto al valore di picco del profilo ottenuto con la maggiore apertura. È evidente dai risultati come il valore del picco cresce progressivamente (così come il rapporto segnale a disturbo) e anche la risoluzione raggiunta aumenta all'aumentare dell'apertura temporale sfruttata (l'apertura a -4 dB dal picco passa da 0.025 Hz, fino a 0.017 Hz e infine fino a 0.013 Hz come è chiaramente apprezzabile dallo zoom dei profili normalizzati riportato nel piccolo riquadro della Figura 78). Ancora una volta l'informazione riguardante la struttura del bersaglio è riconoscibile per tutti i valori di CPI considerati anche se aperture più ampie permettono una migliore identificazione del supporto del bersaglio e una migliore separazione dal rumore circostante.

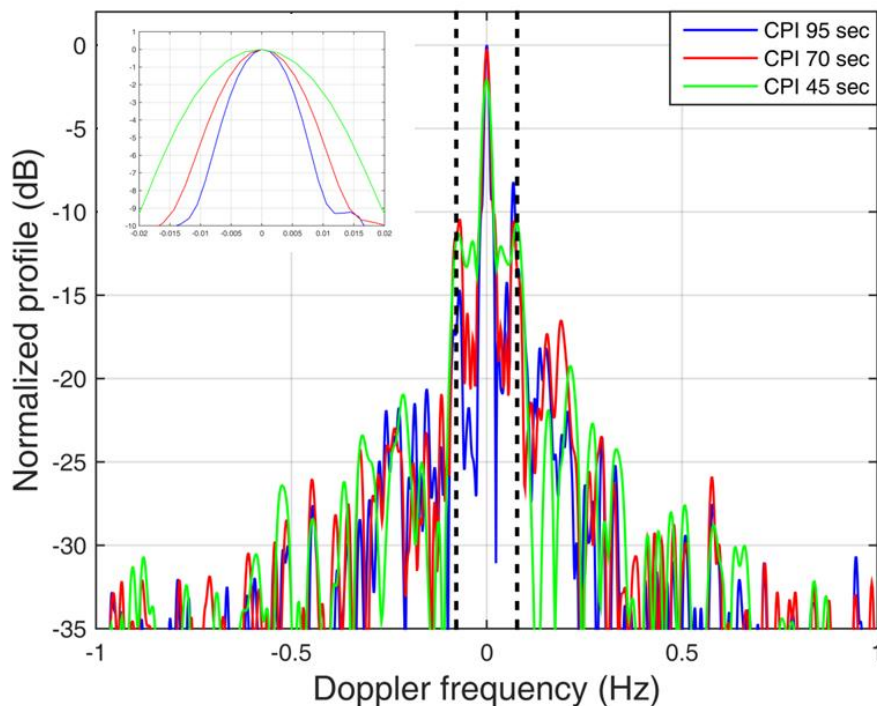


Figura 78. Profili del bersaglio ottenuti per diversi CPIs per il Test C e canale della radio FM a 92 MHz.

- In questa sezione viene trattata l'analisi dei profili del bersaglio ottenibili sfruttando diversi canali di frequenza disponibili in modo da studiare la stabilità tra di loro. Ricordiamo che la stabilità tra profili ottenuti rispetto a diversi canali FM sfruttati può essere considerata come un punto chiave complesso a causa del contenuto dei programmi della radio e delle condizioni del canale di propagazione che possono drasticamente cambiare quando si passa da un canale a un altro. Per lo stesso bersaglio precedentemente considerato la Figura 79 confronta



i profili del bersaglio ottenuti su diversi canali della radio FM: per permettere il confronto, l'asse Doppler relativo ai diversi canali è stato scalato ad un riferimento comune preso come la frequenza centrale tra la minima (92 MHz) e la massima (94 MHz) frequenza portante coinvolta; il profilo a 92 MHz coincide con il profilo in Figura 77 ottenuto al tempo di immagine 67.5 secondi tranne per la scalatura dell'asse Doppler citata sopra.

Dai risultati ottenuti si osserva che i profili raggiunti sono piuttosto in accordo e quasi la stessa informazione del bersaglio è estraibile da tutti e tre i profili. Anche qui, tale risultato oltre a dimostrare la robustezza della strategia proposta, spinge verso la possibilità di uno sfruttamento congiunto dei segnali acquisiti su diversi canali della radio FM in modo da migliorare la tecnica di focalizzazione e la corrispondente formazione del profilo in cross-range.

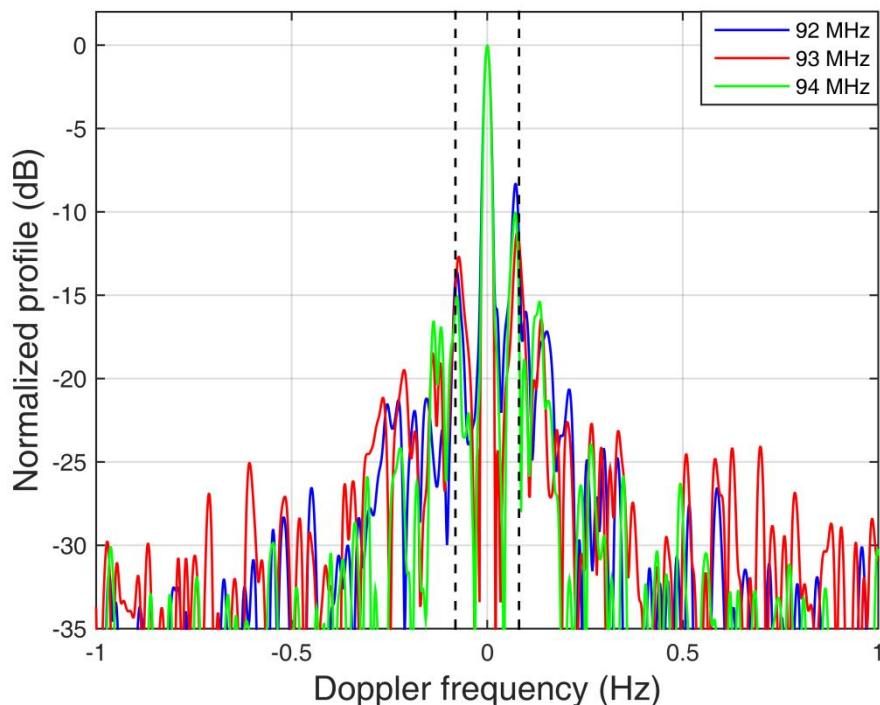


Figura 79. Profili del bersaglio ottenuti per diversi canali di frequenza per il Test C.

7.4 QUARTA CAMPAGNA DI ACQUISIZIONE: RICEVITORE A MONTEROTONDO

La geometria di acquisizione riportata in Figura 80 si riferisce al caso di studio preso in considerazione in questa sezione: Test D. Le linee grigie rappresentano le tracce vere fornite dal ricevitore Mode-S/ADS-B per i bersagli di opportunità disponibili durante il Test D. La porzione di traccia del bersaglio "D1" di interesse che verrà considerata nelle seguenti analisi è quella rappresentata con una curva verde che corrisponde a 100 secondi di registrazione. Il ricevitore è posizionato in una zona rurale del comune di Monterotondo, vicino Roma. La larghezza del fascio principale dell'antenna di sorveglianza è delimitato con delle linee rosse. Per questa acquisizione sono state effettuate diverse registrazioni simultanee dei segnali ricevuti su diversi canali della radio FM riportati nell'elenco in Tabella 15.

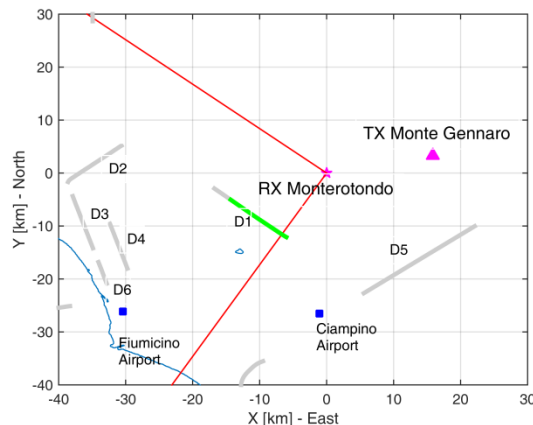


Figura 80. Test D: geometria di acquisizione e traffico aereo di opportunità.

Tabella 15. Elenco dei canali della radio FM acquisiti simultaneamente per il Test D.

Frequenza portante (MHz)	Contenuto del programma	Potenza di trasmissione (kW)	Polarizzazione
92.0	R101	5	V
93.0	Radio Roma Capitale	13	V
94.0	Radio Subasio	N/A	V
107.4	Radio Suby	13	V

Al fine di rivelare e tracciare i bersagli presenti nell'area, sono stati utilizzati i parametri di Tabella 8. Nella Figura 81, sono riportate sul piano bistatico range-velocità in colore rosso le rivelazioni grezze (a valle di uno stadio di associazione standard) ottenute con un segnale trasmesso a 92 MHz per 100 porzioni di segnale consecutive (cioè 100 secondi di registrazione). Nella stessa figura i puntini neri identificano la verità a terra disponibile. La maggior parte dei bersagli non rivelati dal sensore PCL si riferiscono a bersagli aerei che volano fuori dal fascio principale dell'antenna di sorveglianza o che sono in fase di decollo o atterraggio negli aeroporti circostanti (vedi Figura 80).

La Figura 82 contiene un'analisi dettagliata dei risultati per il bersaglio "B1" di Figura 80 e Figura 81. In particolare, in Figura 82(a) è mostrato uno zoom sul bersaglio di interesse della Figura 81, dove si riportano oltre alle rivelazioni (curve rosse) anche le linee di tracciamento (curve blu). Inoltre, in Figura 82(b-d) sono illustrati gli andamenti, in funzione del tempo, della velocità bistatica, del range bistatico e del rapporto segnale a disturbo, forniti dal sistema PCL per le rivelazioni del bersaglio considerato. La capacità di rivelazione del sistema PCL potrebbe essere discontinua in tempo (vedi Figura 82(d)). Ciò potrebbe essere dovuto in questo caso al fatto che le trasmissioni della radio FM e l'ambiente elettromagnetico hanno caratteristiche tempo-varianti, in quanto in questo intervallo temporale selezionato non si verifica l'attraversamento a zero Doppler del bersaglio.

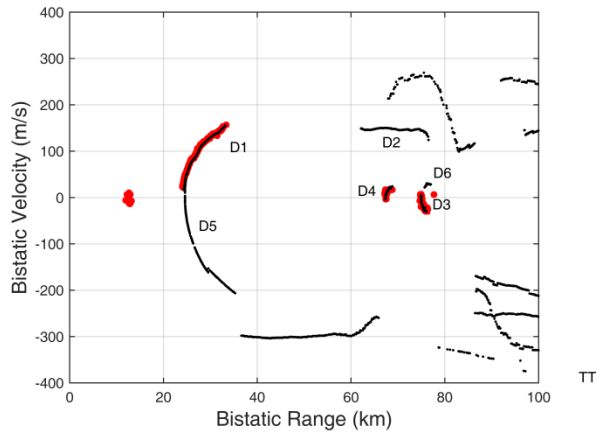
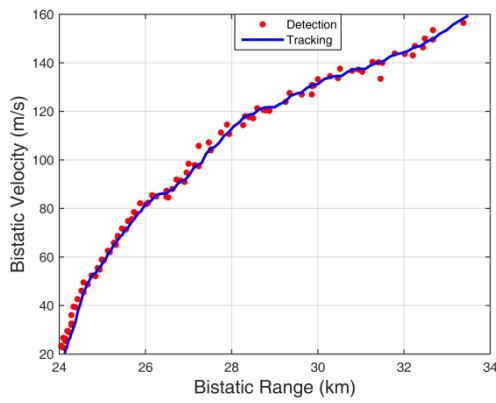
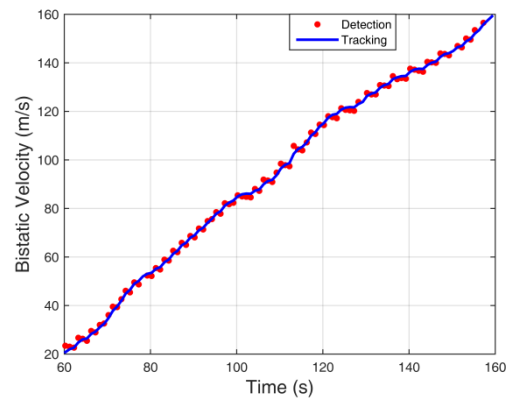


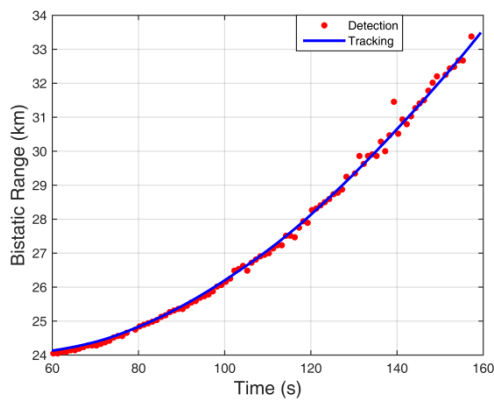
Figura 81. Risultati di rivelazione del sistema FM-PBR per il Test D per il canale di frequenza a 92 MHz.



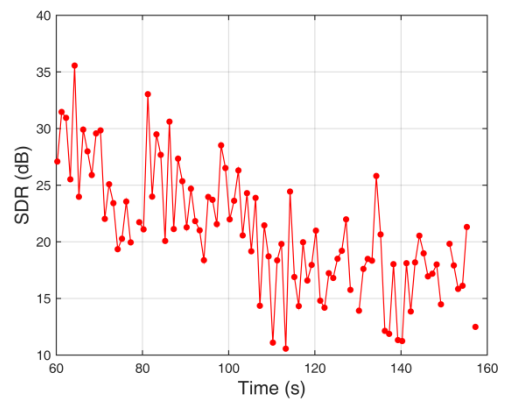
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 82. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "D1" in Figura 80 e Figura 81 per la frequenza 92 MHz: (a) risultati nel piano bistatico range-velocità; (b) misure di velocità in funzione del tempo di acquisizione; (c) misure di range in funzione del tempo di acquisizione; (d) SDR in funzione del tempo di acquisizione.



Per bersagli con un basso SDR questo effetto può sfociare in diverse mancate rivelazioni. Adoperare un CPI più lungo sarebbe una soluzione che consentirebbe di aumentare sia il rapporto segnale a disturbo del bersaglio, che la risoluzione in Doppler. Così facendo migliorerebbe l'accuratezza delle misure in range e velocità e si farebbe sempre più vicina la possibilità di ottenere informazioni sulla classe dimensionale dell'aereo.

Risultati analoghi a quelli di Figura 82, ottenuti per il canale di frequenza a 92 MHz, vengono mostrati in Figura 83, Figura 84 e Figura 85 per le altre frequenze simultaneamente acquisite: 93, 94 e 107.4 MHz. È evidente che l'andamento della traccia del bersaglio di interesse "D1" è piuttosto simile e a volte complementare tra tutte le frequenze in gioco. Le analisi successive proseguono con riferimento al canale di frequenza migliore in termini di SDR e di mancate rivelazioni, cioè quello a 92 MHz.

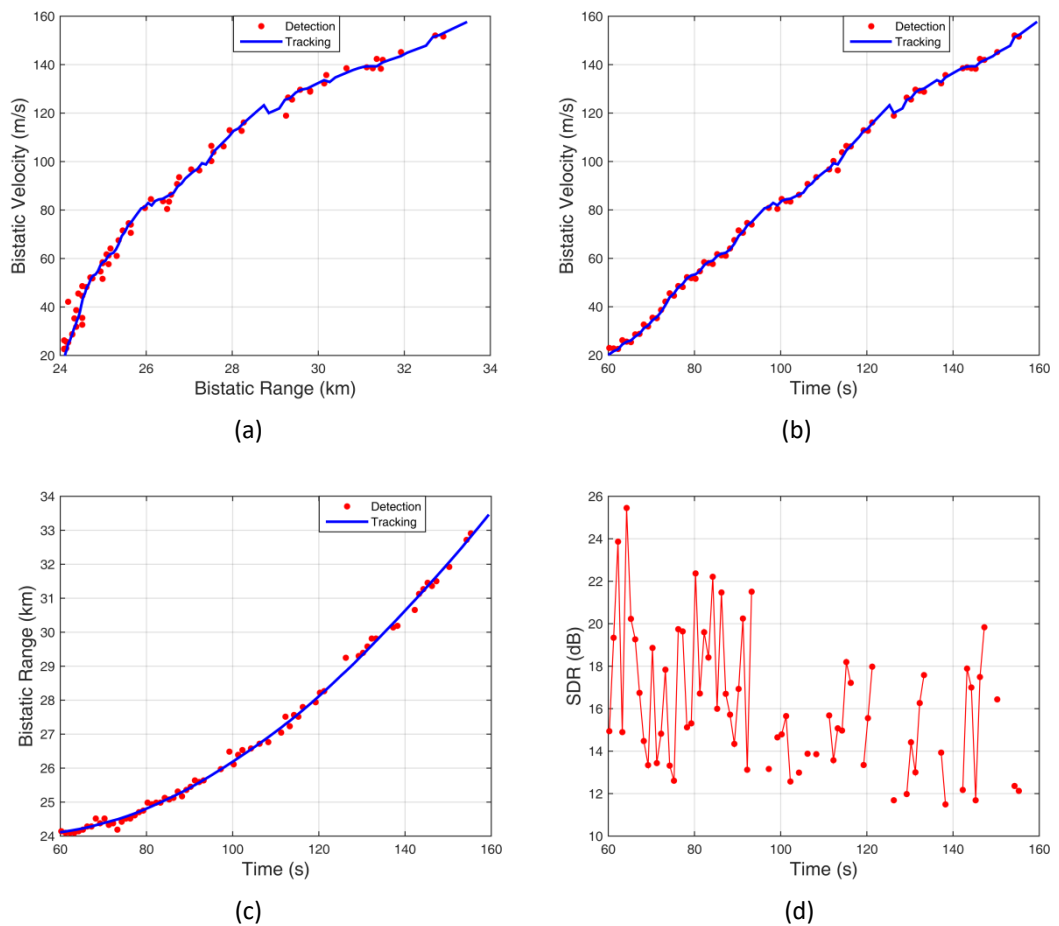
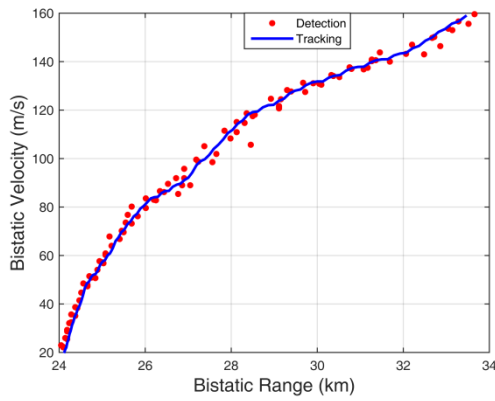
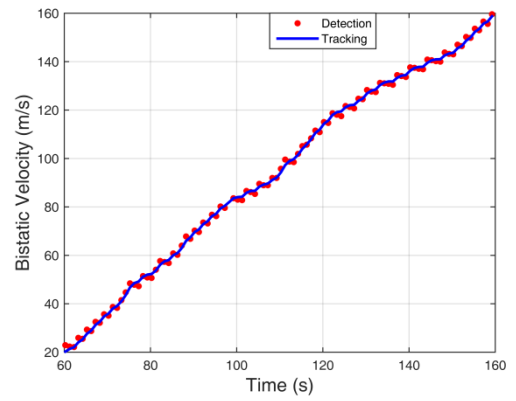


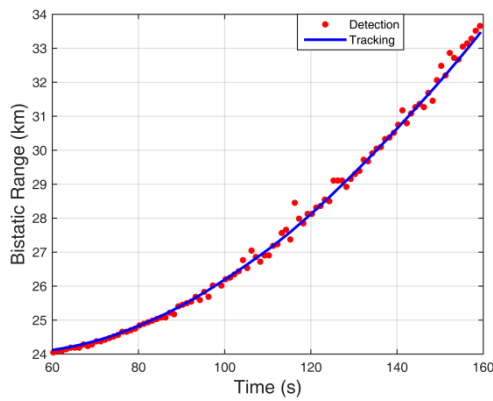
Figura 83. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "D1" in Figura 80 per la frequenza 93 MHz: (a) risultati nel piano bistatico range-velocità; (b) misure di velocità in funzione del tempo di acquisizione; (c) misure di range in funzione del tempo di acquisizione; (d) SDR in funzione del tempo di acquisizione.



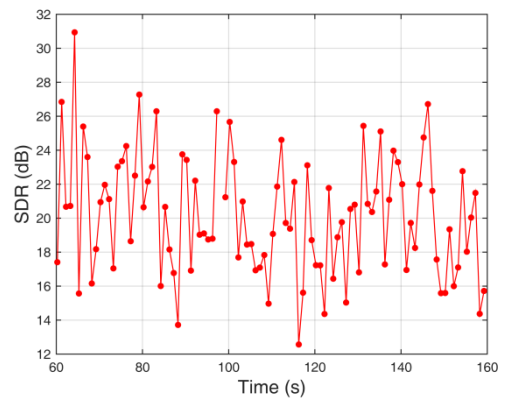
(a)



(b)

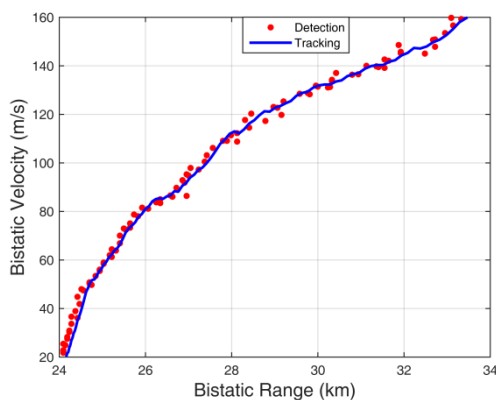


(c)

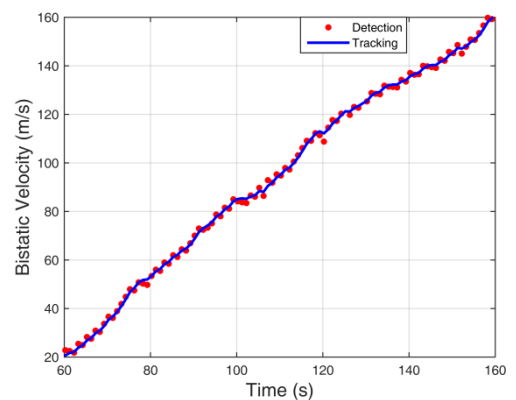


(d)

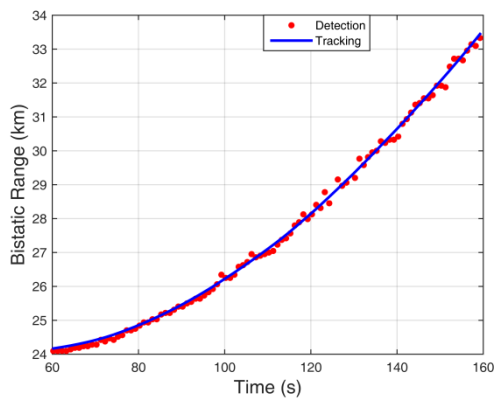
Figura 84. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "D1" in Figura 80 per la frequenza 94 MHz: (a) risultati nel piano bistatico range-velocità; (b) misure di velocità in funzione del tempo di acquisizione; (c) misure di range in funzione del tempo di acquisizione; (d) SDR in funzione del tempo di acquisizione.



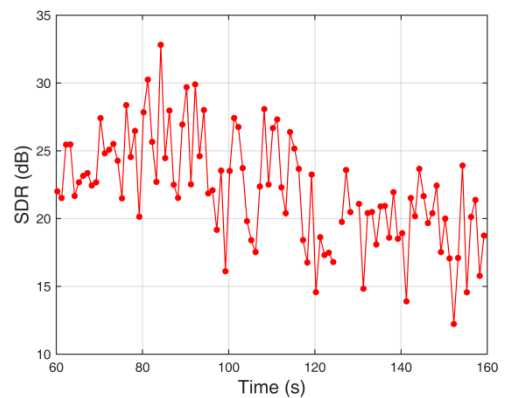
(a)



(b)



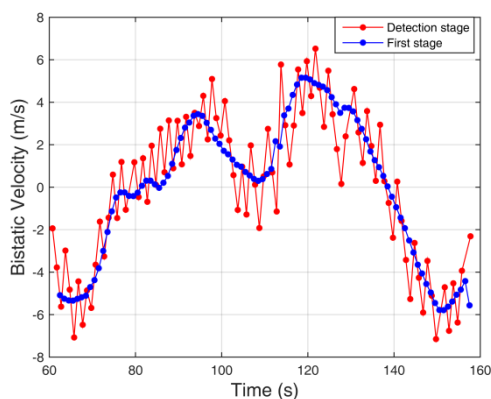
(c)



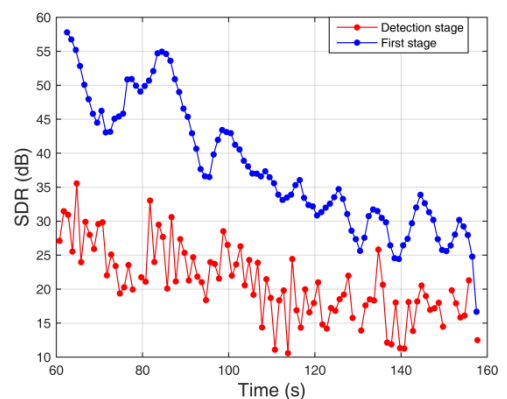
(d)

Figura 85. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "D1" in Figura 80 per la frequenza 107.4 MHz: (a) risultati nel piano bistatico range-velocità; (b) misure di velocità in funzione del tempo di acquisizione; (c) misure di range in funzione del tempo di acquisizione; (d) SDR in funzione del tempo di acquisizione.

Applicando la tecnica ISAR avanzata sviluppata come per il Test A (con gli stessi parametri di Tabella 9), gli andamenti della velocità bistatica e dell'SDR in funzione del tempo sono riportati in Figura 86, ponendo in luce il confronto tra i risultati ottenuti a valle dello stadio di rivelazione e quelli a valle dello stadio a sottoaperture ISAR. In particolare tali risultati sono stati ottenuti settando un valore di $T_s = 1$ secondo. Vale la pena notare che il confronto tra velocità bistatiche per chiarezza è riportato a valle di una operazione di "detrend" che rimuove la componente lineare, mentre nel confronto tra SDR, si ricorda che il livello 0 dB rappresenta il livello di disturbo circostante il bersaglio. Il maggior tempo di integrazione permette un parziale e buon recupero della potenza del bersaglio. Le informazioni ricavate nella procedura a sottoaperture vengono poste in ingresso allo stadio che opera sull'intera apertura per raffinarle e formare il profilo del bersaglio.



(a)



(b)

Figura 86. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "D1" in Figura 81 per la frequenza 92 MHz dopo lo stadio di elaborazione ISAR basato sulle sottoaperture.



In Figura 87 sono mostrati con una curva verde, una rossa e una blu rispettivamente i profili in funzione del tempo ottenuti allo stadio di tracciamento, e al primo e al secondo stadio di elaborazione ISAR per un CPI di 70 secondi (centrato al tempo 97.5 secondi) e un T_s di 5 secondi.

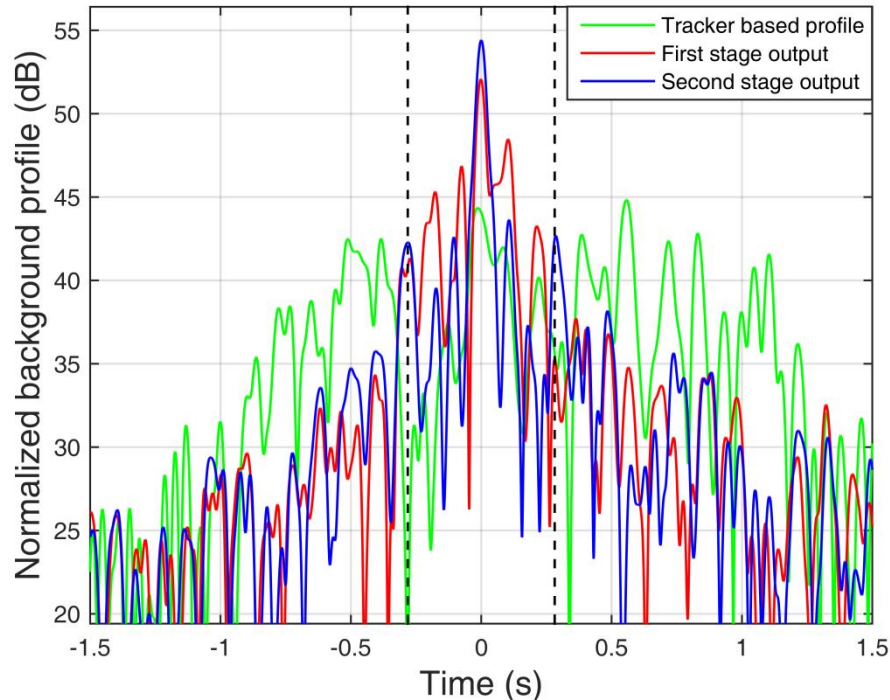


Figura 87. Confronto tra i profili in Doppler per il Test D e il canale della radio FM a 92 MHz: stadio tracciamento, primo stadio e secondo stadio.

È da notare che lo stesso profilo finale non può essere ottenuto anche nel dominio delle Doppler in quanto in questo caso viene trattato un bersaglio con una dimensione considerevole. Infatti, in tal caso, si osserva un effetto di mancata corrispondenza nel profilo ottenuto con il dechirping a causa di quegli scatteratori del bersaglio piuttosto discostati dal fulcro del bersaglio, il quale agisce da riferimento nell'intera tecnica di focalizzazione. Il confronto tra i due profili al secondo stadio ottenuti sfruttando il filtro adattato o la tecnica di dechirping è proposto in Figura 88: una volta che l'asse della frequenze Doppler è stato scalato sulle basi del "chirp rate" complessivo per rimapparlo nell'asse del tempo lento, è evidente che i due profili non sono in accordo. In questo caso quindi la dimensione sostanziale del bersaglio (lunghezza pari a 72.72 metri, informazione fornita dall'SBS-1) non permette di sfruttare la tecnica del dechirping.

Il notevole miglioramento, passando dal profilo ottenuto nella fase di tracciamento a quello ottenuto al primo stadio ISAR è piuttosto apprezzabile, in Figura 87, in termini di incremento sia di SDR raggiunto, infatti si osserva un guadagno di 7.7 dB, che di risoluzione in tempo, in quanto si verifica un notevole restringimento del picco legato al punto di scattering principale. Ulteriori miglioramenti si possono osservare nella qualità del profilo ottenuto a valle del secondo stadio ISAR rispetto al primo. In particolare in questo caso si può apprezzare un miglioramento della risoluzione in tempo raggiunto (si passa da un picco diviso al primo stadio ad una risoluzione di 0.044 secondi al secondo stadio, mentre non può essere identificato uno specifico picco a livello di tracciamento) e un incremento del guadagno di SDR di 2.36 dB dal primo al secondo stadio ISAR. Inoltre, tale miglioramento è confermato



dal valore di entropia che passa da 7.66 per il profilo ottenuto dall'informazione del tracciatore, a 6.6 per il profilo ottenuto a valle del primo stadio ISAR e 6.1 per quello finale ottenuto dopo il secondo stadio ISAR. Il profilo finale, come atteso, consiste di una principale risposta circondata da un piedistallo legato ai diversi centri di scatterer che non sono completamente stabili su tutta l'apertura temporale e ampia apertura angolare; tale interpretazione è confermata dal confronto del profilo finale raggiunto con l'occupazione temporale attesa per il bersaglio sotto analisi (indipendentemente da qualsiasi elaborazione ISAR). L'informazione dell'occupazione temporale è stata ottenuta sfruttando le informazioni fornite dall'SBS-1: in particolare le due linee tratteggiate verticali riportate in Figura 87 limitano una finestra in tempo con larghezza (0.56 secondi) esattamente pari alla sua dimensione in tempo e centrate sul picco principale per permettere un chiaro confronto visivo.

È possibile osservare che la larghezza complessiva del piedistallo focalizzato con il sistema passivo e la dimensione in tempo del bersaglio stimata attraverso le informazioni dall'SBS-1 sono in forte accordo e quindi sono poste in evidenza le potenzialità del sistema FM-PISAR per l'identificazione della classe dimensionale dei bersagli.

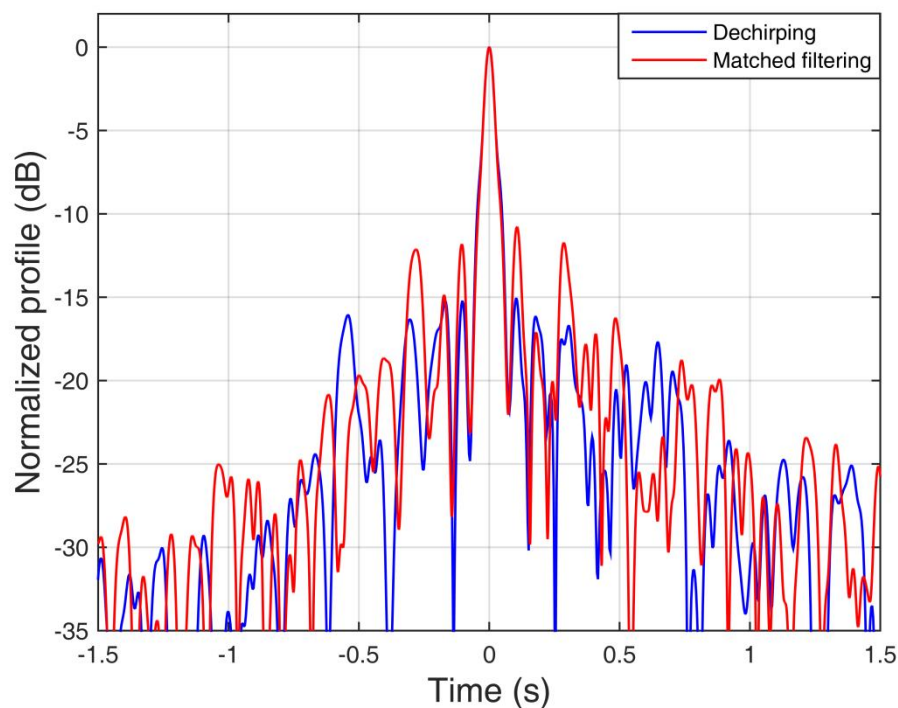


Figura 88. Confronto tra profili finali ottenuti attraverso un approccio a dechirping e a filtraggio adattato per il Test D.

Al fine di dimostrare la validità e la robustezza dell'approccio di elaborazione proposto e dei risultati ottenuti vengono ora investigate le prestazioni ottenibili in termini di profili dei bersagli in funzione del tempo di immagine, del CPI e del canale FM.

- Per mettere in evidenza l'affidabilità dei profili del bersaglio ottenuti applicando la tecnica ISAR basata sull'uso di segnali FM come segnali d'opportunità, la Figura 89 mostra tre profili focalizzati su porzioni temporali successive (parzialmente sovrapposte) estratte dal segnale



riguardante il bersaglio considerato. La Figura 89 si riferisce al canale FM a 92 MHz. Come prima viene usato un CPI di 70 secondi. Le diverse porzioni temporali riferite al tempo di immagine spaziano da 97.5 secondi a 122.5 secondi (Figura 82), essendo il profilo centrato a 97.5 secondi (linea blu) coincidente con quello in Figura 87 (linea blu). Per motivi di chiarezza i profili sono mostrati a valle della normalizzazione al picco massimo. Vale la pena notare che l'occupazione temporale teorica (riportata in Figura 89 con linee tratteggiate nere verticali per ogni porzione temporale) ha una variazione trascurabile rispetto alla finestra temporale selezionata. Dunque, applicando l'approccio ISAR sviluppato ci si aspetta di ottenere profili piuttosto stabili. Dai risultati riportati si osserva che, a parte una leggera differenza facilmente comprensibile dovuta ai lunghi tempi di apertura coinvolti, tutti e tre i profili danno luogo allo stesso picco principale del bersaglio e a circa la stessa informazione relativa alla struttura del bersaglio in accordo con la teorica occupazione temporale attesa; inoltre si ottiene quasi lo stesso rapporto segnale a disturbo in tutti e tre i casi. Questi risultati dimostrano un'altra volta l'efficacia del setup sperimentale e dello schema di elaborazione fornendo profili piuttosto stabili e affidabili anche quando sono selezionate finestre temporali differenti.

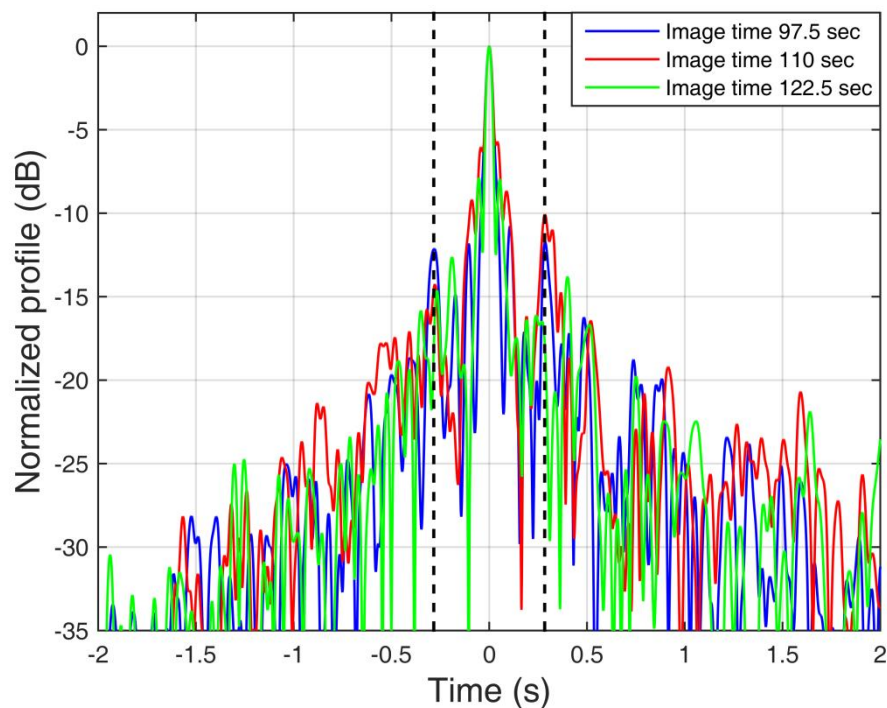


Figura 89. Profili del bersaglio ottenuti a diversi tempi di immagine per il Test D e canale della radio FM a 92 MHz.

- Viene considerata qui l'analisi dei profili del bersaglio ottenuti al variare del CPI sfruttato. A partire dal profilo del bersaglio al tempo di immagine 110 secondi con un CPI di 70 secondi (profilo rosso di Figura 89), il CPI viene decrementato fino a 45 secondi e incrementato fino a 95 secondi: i corrispondenti risultati sono mostrati in Figura 90 dove i profili sono stati normalizzati rispetto al valore di picco del profilo ottenuto con la maggiore apertura. È evidente dai risultati come il valore del picco cresce progressivamente (così come il rapporto segnale a disturbo) e anche la risoluzione raggiunta aumenta all'aumentare dell'apertura



temporale sfruttata (l'apertura a -4 dB dal picco passa da 0.06 secondi, fino a 0.044 secondi e infine fino a 0.036 secondi come è chiaramente apprezzabile dallo zoom dei profili normalizzati riportato nel piccolo riquadro della Figura 90). Ancora una volta l'informazione riguardante la struttura del bersaglio è riconoscibile per tutti i valori di CPI considerati anche se aperture più ampie permettono una migliore identificazione del supporto del bersaglio e una migliore separazione dal rumore circostante.

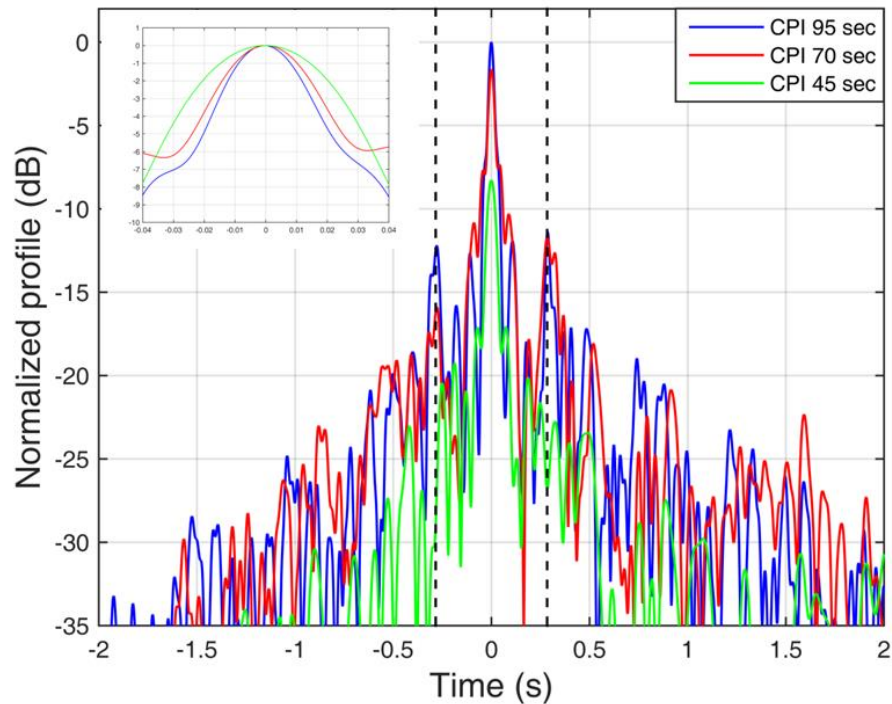


Figura 90. Profili del bersaglio ottenuti per diversi CPI per il Test D e canale della radio FM a 92 MHz.

- Infine viene trattata l'analisi dei profili del bersaglio ottenibili sfruttando diversi canali di frequenza disponibili in modo da studiare la stabilità tra di loro. Ricordiamo che la stabilità tra profili ottenuti rispetto a diversi canali FM sfruttati può essere considerata come un punto chiave complesso a causa del contenuto dei programmi della radio e delle condizioni del canale di propagazione che possono drasticamente cambiare quando si passa da un canale a un altro. Per lo stesso bersaglio precedentemente considerato la Figura 91 confronta i profili del bersaglio ottenuti su due diversi canali della radio FM, 92 e 107.4 MHz; il profilo a 92 MHz coincide con il profilo in Figura 89 ottenuto al tempo di immagine 97.5 secondi. Dai risultati ottenuti si osserva che i profili raggiunti sono piuttosto in accordo e quasi la stessa informazione del bersaglio è estraibile da tutti e 4 i profili. Tale risultato oltre a riconfermare la robustezza della procedura proposta, spinge verso la possibilità di uno sfruttamento congiunto dei segnali acquisiti su diversi canali della radio FM in modo da migliorare la tecnica di focalizzazione e la corrispondente formazione del profilo in cross-range.

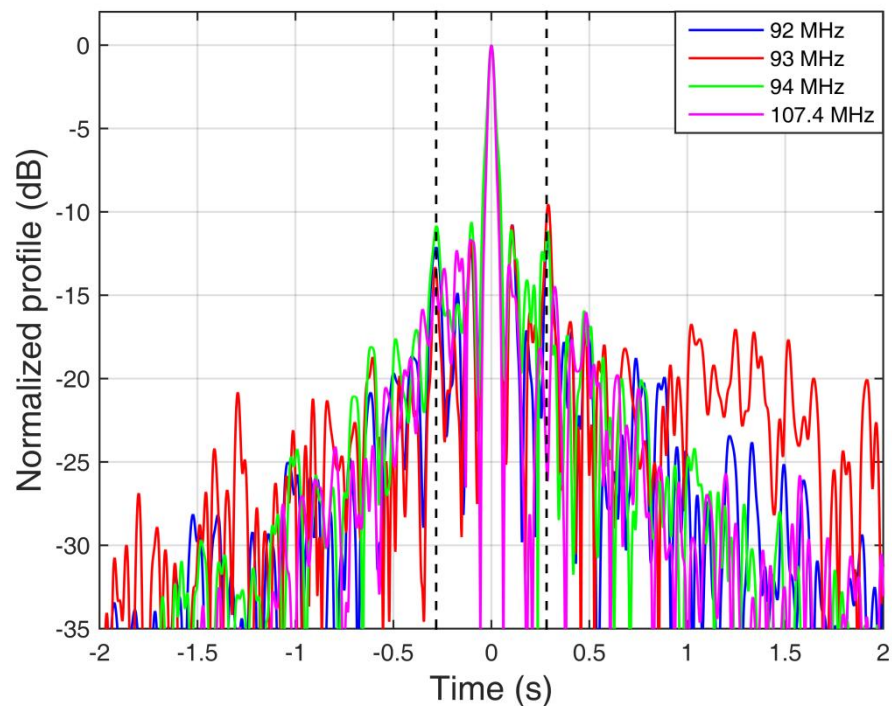


Figura 91. Profili del bersaglio ottenuti per diversi canali di frequenza per il Test D.

7.5 QUINTA CAMPAGNA DI ACQUISIZIONE: RICEVITORE A MONTEROTONDO

La geometria di acquisizione riportata in Figura 92 si riferisce al caso di studio preso in considerazione in questa sezione: Test E. Le linee grigie rappresentano le tracce vere fornite dal ricevitore Mode-S/ADS-B per i bersagli di opportunità disponibili durante il Test E. La porzione di traccia del bersaglio "E1" di interesse che verrà considerata nelle seguenti analisi è quella rappresentata con una curva verde che corrisponde a 100 secondi di acquisizione. Il ricevitore è posizionato in una zona rurale del comune di Monterotondo, vicino Roma. La larghezza del fascio principale dell'antenna di sorveglianza è delimitato con delle linee rosse. Per questa acquisizione sono state effettuate diverse registrazioni simultanee dei segnali ricevuti su diversi canali della radio FM riportati nell'elenco in Tabella 16.

Al fine di rivelare e tracciare i bersagli presenti nell'area, sono stati utilizzati i parametri di Tabella 8. Nella Figura 93, sono riportate sul piano bistatico range-velocità in colore rosso le rivelazioni grezze (a valle di uno stadio di associazione standard) ottenute con un segnale trasmesso a 92 MHz per 100 porzioni di segnale consecutive (cioè 100 secondi di registrazione). Nella stessa figura i puntini neri identificano la verità a terra disponibile. La maggior parte dei bersagli non rivelati dal sensore PCL si riferiscono a bersagli aerei che volano fuori dal fascio principale dell'antenna di sorveglianza o che sono in fase di decollo o atterraggio negli aeroporti circostanti (vedi Figura 92).

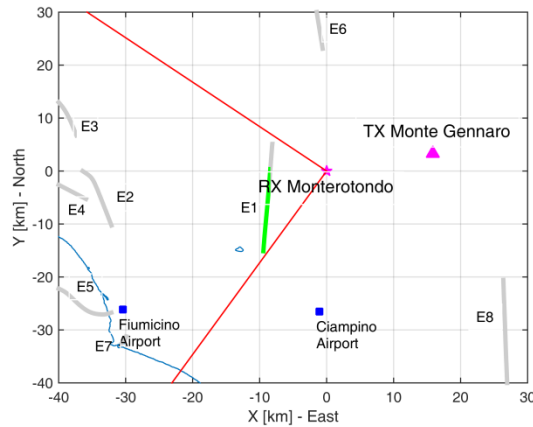


Figura 92. Test E: geometria di acquisizione e traffico aereo di opportunità.

Tabella 16. Elenco dei canali della radio FM acquisiti simultaneamente per il Test E.

Frequenza portante (MHz)	Contenuto del programma	Potenza di trasmissione (kW)	Polarizzazione
92.0	R101	5	V
93.0	Radio Roma Capitale	13	V
94.0	Radio Subasio	N/A	V
107.4	Radio Suby	13	V

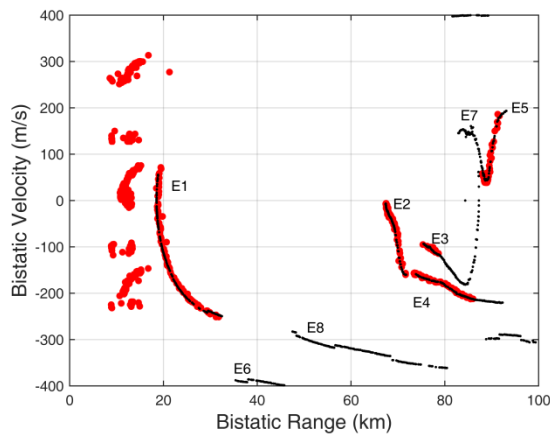


Figura 93. Risultati di rivelazione del sistema FM-PBR per il Test E per il canale di frequenza a 92 MHz.

La Figura 94 contiene un'analisi dettagliata dei risultati per il bersaglio "B1" di Figura 92 e Figura 93. In particolare, in Figura 94(a) è mostrato uno zoom sul bersaglio di interesse della Figura 93, dove si riportano oltre alle rivelazioni (curve rosse) anche le linee di tracciamento (curve blu). Inoltre, in Figura 94(b-d) sono illustrati gli andamenti, in funzione del tempo, della velocità bistatica, del range bistatico e del rapporto segnale a disturbo, forniti dal sistema PCL per le rivelazioni del bersaglio considerato.



La capacità di rivelazione del sistema PCL potrebbe essere discontinua in tempo (vedi Figura 94(d)). Ciò può essere dovuto sia al fatto che le trasmissioni della radio FM e l'ambiente elettromagnetico hanno caratteristiche tempo-varianti, sia al profondo buco intorno allo zero Doppler introdotto dallo stadio di cancellazione del disturbo (per esempio in questo caso il bersaglio attraversa lo zero Doppler intorno ai 125 secondi). Per bersagli con un basso SDR questo effetto può sfociare in diverse mancate rivelazioni. Adoperare un CPI più lungo sarebbe una soluzione che consentirebbe di aumentare sia il rapporto segnale a disturbo del bersaglio, che la risoluzione in Doppler. Così facendo migliorerebbe l'accuratezza delle misure in range e velocità e si farebbe sempre più vicina la possibilità di ottenere informazioni sulla classe dimensionale dell'aereo.

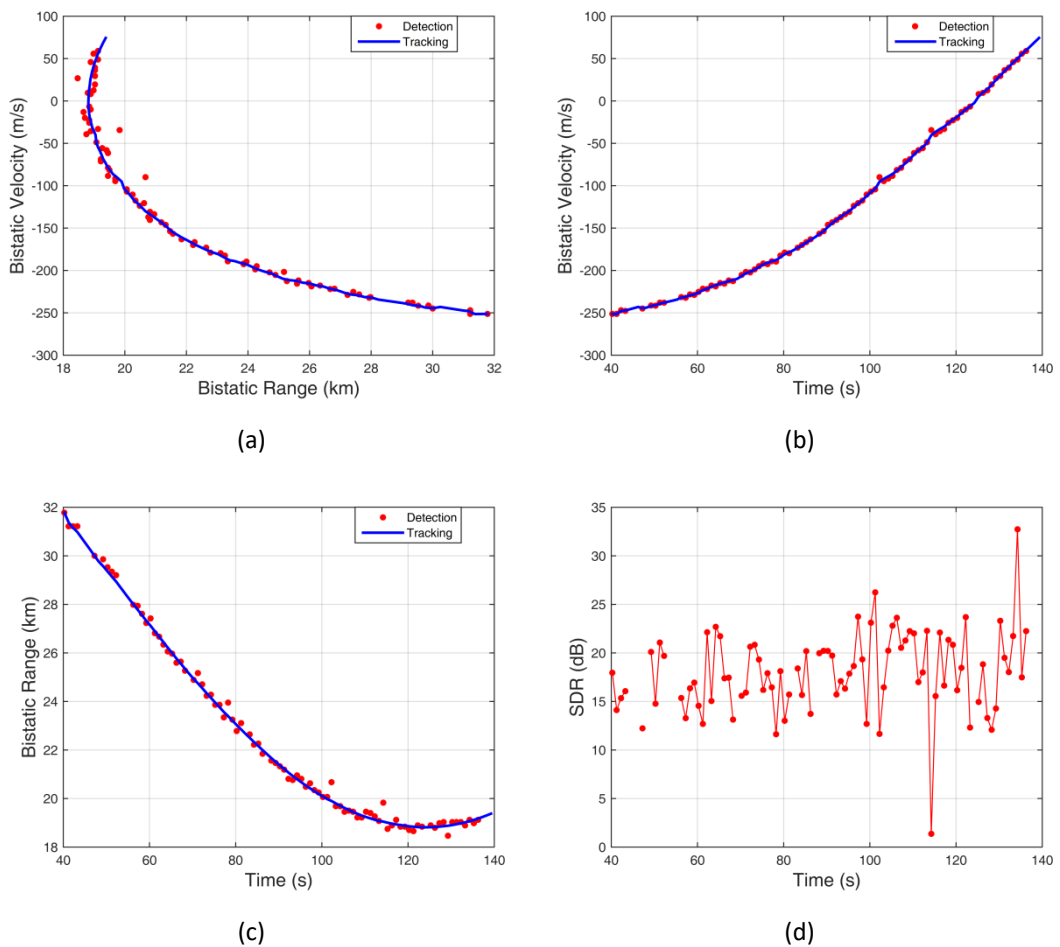
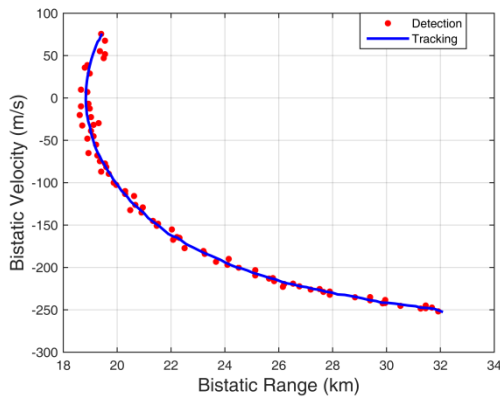
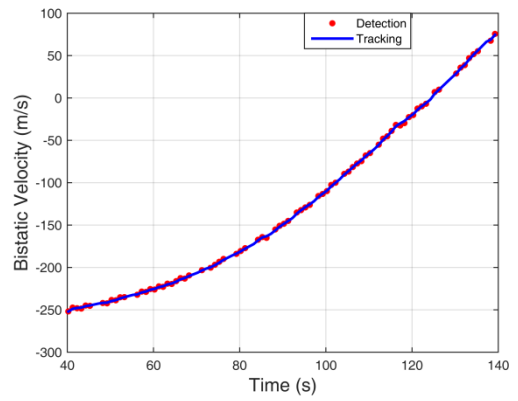


Figura 94. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "E1" in Figura 92 e Figura 93 per la frequenza 92 MHz: (a) risultati nel piano bistatico range-velocità; (b) misure di velocità in funzione del tempo di acquisizione; (c) misure di range in funzione del tempo di acquisizione; (d) SDR in funzione del tempo di acquisizione.

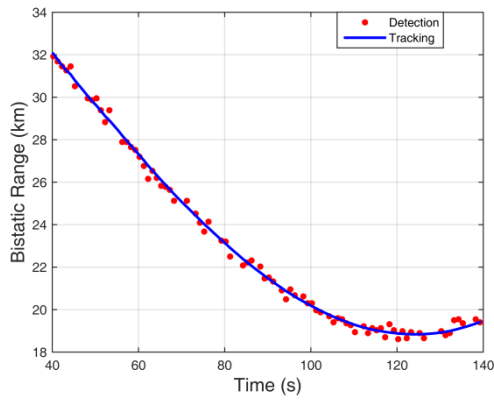
Risultati analoghi a quelli di Figura 60, ottenuti per il canale di frequenza a 92 MHz, vengono mostrati in per le altre frequenze simultaneamente acquisite: 93, 94 e 107.4 MHz. È evidente che l'andamento della traccia del bersaglio di interesse "E1" è piuttosto simile e a volte complementare tra tutte le frequenze in gioco. Le analisi successive proseguono con riferimento al canale di frequenza migliore in termini di SDR e di mancate rivelazioni: 92 MHz.



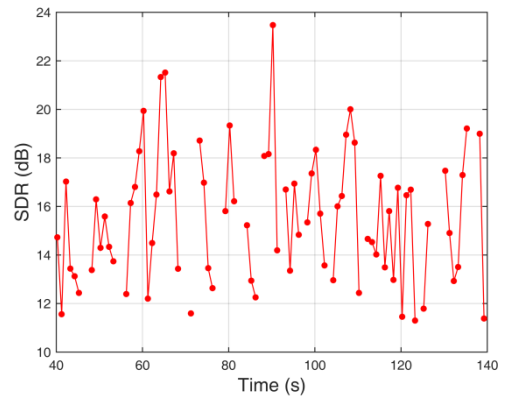
(a)



(b)

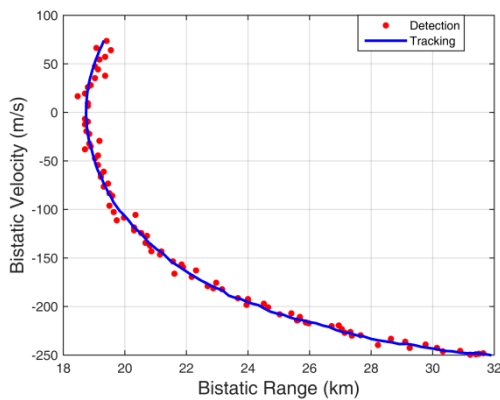


(c)

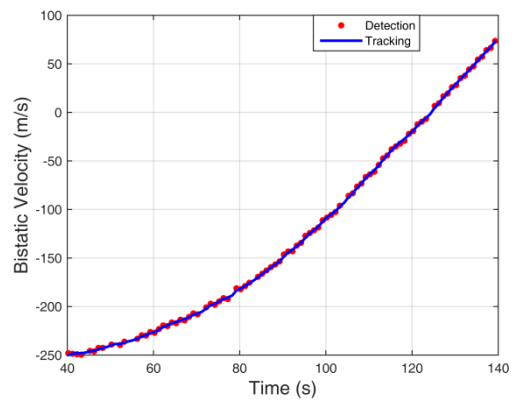


(d)

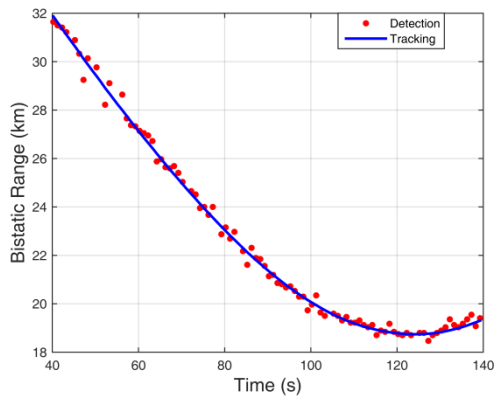
Figura 95. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "E1" in Figura 92 per la frequenza 93 MHz: (a) risultati nel piano bistatico range-velocità; (b) misure di velocità in funzione del tempo di acquisizione; (c) misure di range in funzione del tempo di acquisizione; (d) SDR in funzione del tempo di acquisizione.



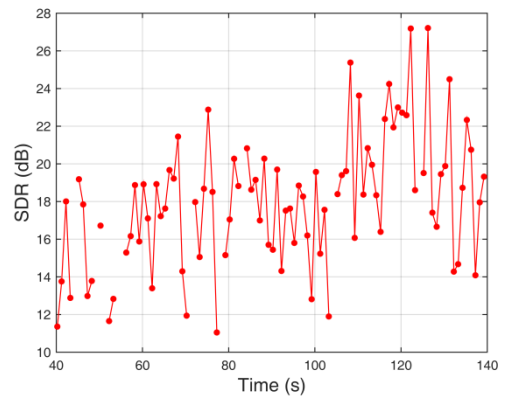
(a)



(b)

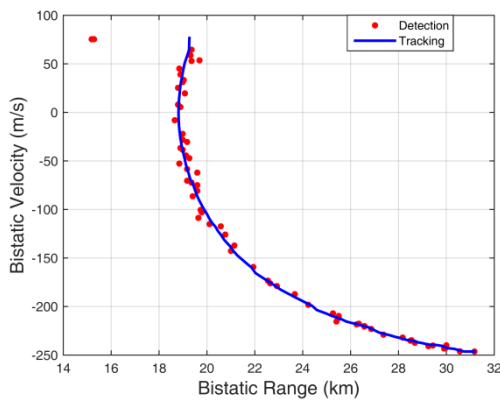


(c)

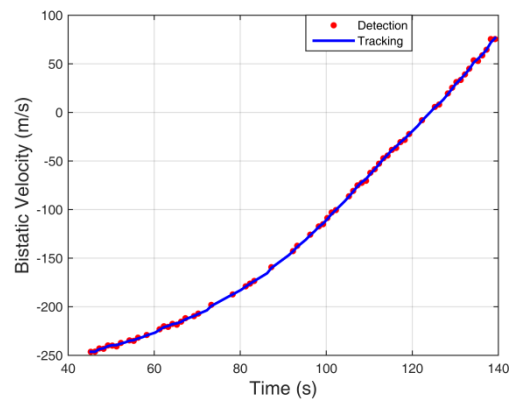


(d)

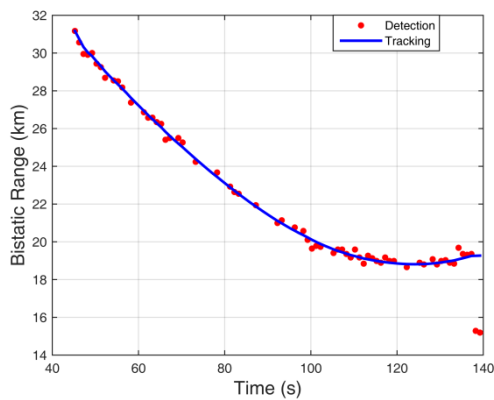
Figura 96. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "E1" in Figura 92 per la frequenza 94 MHz: (a) risultati nel piano bistatico range-velocità; (b) misure di velocità in funzione del tempo di acquisizione; (c) misure di range in funzione del tempo di acquisizione; (d) SDR in funzione del tempo di acquisizione.



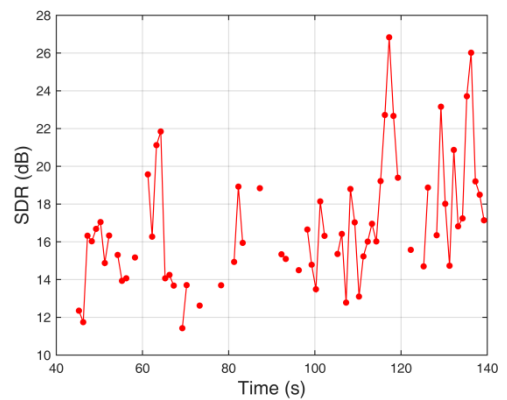
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 97. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "E1" in Figura 92 per la frequenza 107.4 MHz: (a) risultati nel piano bistatico range-velocità; (b) misure di velocità in funzione del tempo di acquisizione; (c) misure di range in funzione del tempo di acquisizione; (d) SDR in funzione del tempo di acquisizione.



Applicando la tecnica ISAR avanzata sviluppata come per il Test A (con gli stessi parametri di Tabella 9), gli andamenti della velocità bistatica e dell'SDR in funzione del tempo sono riportati in Figura 98, ponendo in luce il confronto tra i risultati ottenuti a valle dello stadio di rivelazione e quelli a valle dello stadio a sottoaperture ISAR. In particolare tali risultati sono stati ottenuti settando un valore di $T_s = 1$ secondo. Vale la pena notare il confronto tra velocità bistatiche per chiarezza è riportato a valle di una operazione di "detrend" che rimuove la componente lineare, mentre nel confronto tra SDR, si ricorda che il livello 0 dB rappresenta il livello di disturbo circostante il bersaglio. Il maggior tempo di integrazione permette un parziale e buon recupero della potenza del bersaglio. Le informazioni ricavate nella procedura a sottoaperture vengono poste in ingresso allo stadio che opera sull'intera apertura per raffinarle e formare il profilo del bersaglio.

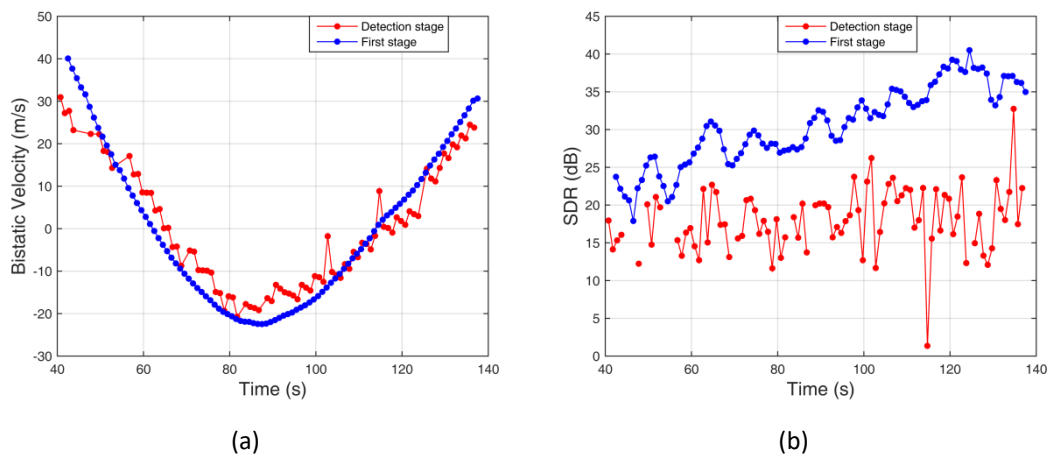


Figura 98. Analisi dei risultati per il bersaglio etichettato come "E1" in Figura 93 per la frequenza 92 MHz dopo lo stadio di elaborazione ISAR basato sulle sottoaperture.

In Figura 99 sono mostrati con una curva verde, una rossa e una blu rispettivamente i profili in funzione del tempo ottenuti allo stadio di tracciamento, e al primo e al secondo stadio di elaborazione ISAR per un CPI di 70 secondi (centrato al tempo 77.5 secondi) e un T_s di 5 secondi. È da notare che lo stesso profilo finale non può essere ottenuto anche nel dominio delle Doppler in quanto in questo caso viene trattato un bersaglio con una dimensione considerevole. Infatti, in tal caso, si osserva un effetto di mancata corrispondenza nel profilo ottenuto con il dechirping a causa di quegli scatteratori del bersaglio piuttosto discostati dal fulcro del bersaglio, il quale agisce da riferimento nell'intera tecnica di focalizzazione. Il confronto tra i due profili al secondo stadio ottenuti sfruttando la tecnica di dechirping o il filtro adattato è proposto in Figura 100: una volta che l'asse della frequenza Doppler è stato scalato sulle basi del "chirp rate" complessivo per rimapparlo nell'asse del tempo lento, è evidente che i due profili non sono in accordo. In questo caso quindi la dimensione sostanziale del bersaglio (lunghezza pari a 63.7 metri, informazione fornita dall'SBS-1) non permette di sfruttare la tecnica del dechirping. Il notevole miglioramento, passando dal profilo ottenuto nella fase di tracciamento a quello ottenuto al primo stadio ISAR è piuttosto apprezzabile, in Figura 99, in termini di incremento sia di SDR raggiunto, infatti si osserva un guadagno di 3.66 dB, che di risoluzione in tempo, in quanto si verifica un notevole restringimento del picco legato al punto di scattering principale. Ulteriori miglioramenti si possono osservare nella qualità del profilo ottenuto a valle del secondo stadio ISAR rispetto al primo. In particolare in questo caso si può apprezzare un



miglioramento della risoluzione in tempo raggiunto (si passa da una risoluzione di 0.0165 secondi al primo stadio ad una di 0.016 secondi al secondo stadio, mentre non può essere identificato uno specifico picco a livello di tracciamento) e un incremento del guadagno di SDR di 1.71 dB dal primo al secondo stadio ISAR. Inoltre, tale miglioramento è confermato dal valore di entropia che passa da 8.02 per il profilo ottenuto dall'informazione del tracciatore, a 7.66 per il profilo ottenuto a valle del primo stadio ISAR e 7.28 per quello finale ottenuto dopo il secondo stadio ISAR. Il profilo finale, come atteso, consiste di una principale risposta circondata da un piedistallo legato ai diversi centri di scatterer che non sono completamente stabili su tutta l'apertura temporale e ampia apertura angolare; tale interpretazione è confermata dal confronto del profilo finale raggiunto con l'occupazione temporale attesa per il bersaglio sotto analisi (indipendentemente da qualsiasi elaborazione ISAR). L'informazione dell'occupazione temporale è stata ottenuta sfruttando le informazioni fornite dall'SBS-1: in particolare le due linee tratteggiate verticali riportate in Figura 99 limitano una finestra in tempo con larghezza (0.56 secondi) esattamente pari alla sua dimensione in tempo e centrate sul picco principale per permettere un chiaro confronto visivo.

È possibile osservare che la larghezza complessiva del piedistallo focalizzato con il sistema passivo e la dimensione in tempo del bersaglio stimata attraverso le informazioni dall'SBS-1 sono abbastanza in accordo e quindi sono poste in evidenza le potenzialità del sistema FM-PISAR per l'identificazione della classe dimensionale dei bersagli.

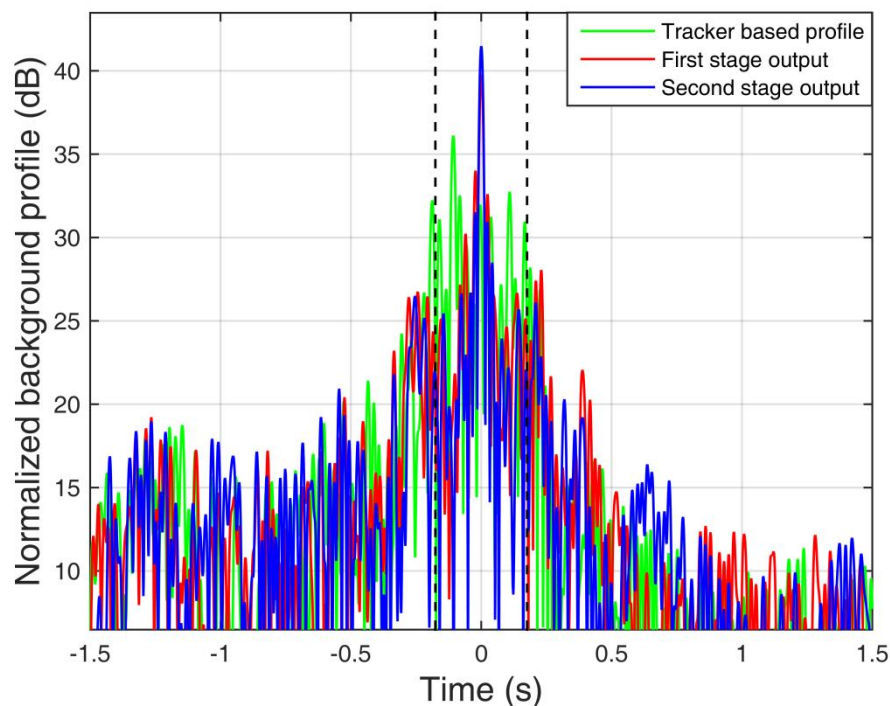


Figura 99. Confronto tra i profili in Doppler per il Test E e il canale della radio FM a 92 MHz: stadio tracciamento, primo stadio e secondo stadio.

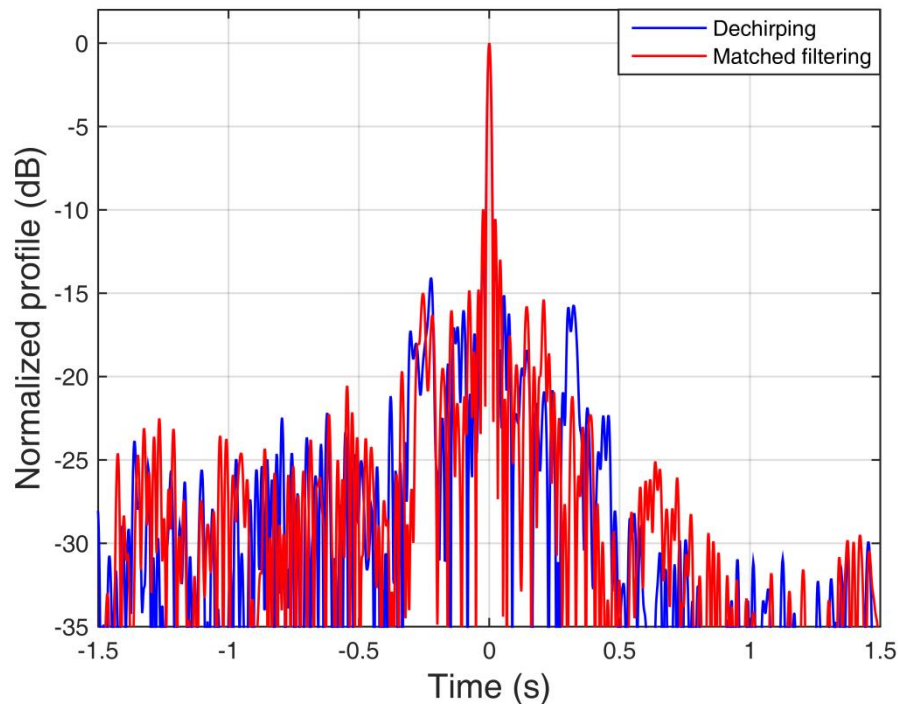


Figura 100. Confronto tra profili finali ottenuti attraverso un approccio a dechirping e a filtraggio adattato per il Test E.

Al fine di dimostrare la validità e la robustezza dell'approccio di elaborazione proposto e dei risultati ottenuti vengono ora investigate le prestazioni ottenibili in termini di profili dei bersagli in funzione del tempo di immagine, del CPI e del canale FM.

- Per mettere in evidenza l'affidabilità dei profili del bersaglio ottenuti applicando la tecnica ISAR basata sull'uso di segnali FM come segnali d'opportunità, la Figura 101 mostra tre profili focalizzati su porzioni temporali successive (parzialmente sovrapposte) estratte dal segnale riguardante il bersaglio considerato. La Figura 101 si riferisce al canale FM a 92 MHz. Come prima viene usato un CPI di 70 secondi. Le diverse porzioni temporali riferite al tempo di immagine spaziano da 77.5 secondi a 102.5 secondi (Figura 94), essendo il profilo centrato a 77.5 secondi (linea blu) coincidente con quello in Figura 99 (linea blu). Per motivi di chiarezza i profili sono mostrati a valle della normalizzazione al picco massimo. Vale la pena notare che l'occupazione temporale teorica (riportata in Figura 101 con linee tratteggiate nere verticali per ogni porzione temporale) ha una variazione trascurabile rispetto alla finestra temporale selezionata. Dunque, applicando l'approccio ISAR sviluppato ci si aspetta di ottenere profili piuttosto stabili. Dai risultati riportati si osserva che, a parte una leggera differenza facilmente comprensibile dovuta ai lunghi tempi di apertura coinvolti, tutti e tre i profili danno luogo allo stesso picco principale del bersaglio e a circa la stessa informazione relativa alla struttura del bersaglio in accordo con la teorica occupazione temporale attesa; inoltre si ottiene quasi lo stesso rapporto segnale a disturbo in tutti e tre i casi. Questi risultati dimostrano per l'ennesima volta l'efficacia del setup sperimentale e dello schema di elaborazione fornendo



profili piuttosto stabili e affidabili anche quando sono selezionate finestre temporali differenti.

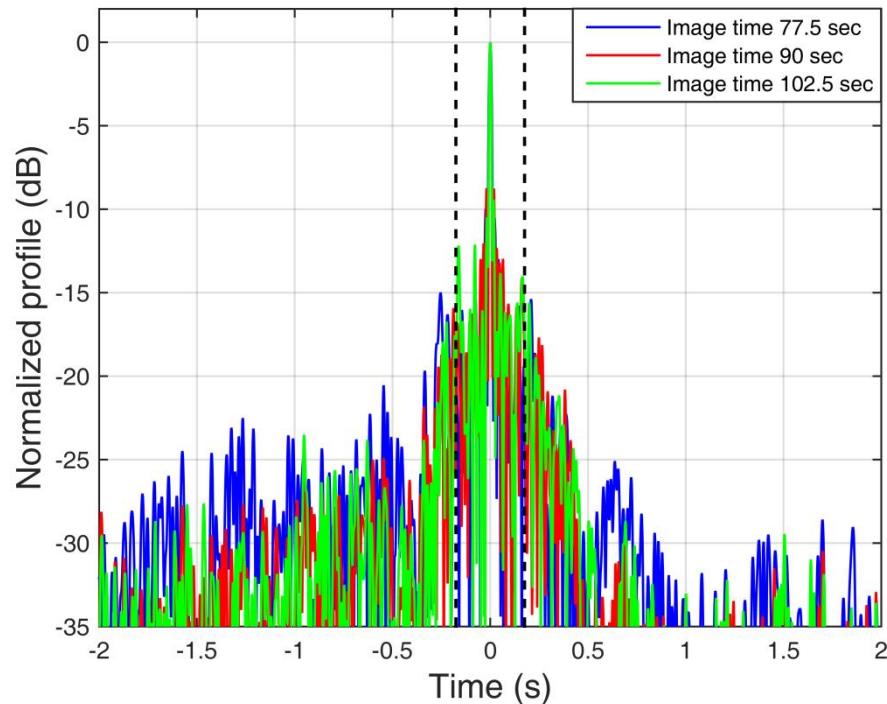


Figura 101. Profili del bersaglio ottenuti a diversi tempi di immagine per il Test E e canale della radio FM a 92 MHz.

- Viene considerata qui l'analisi dei profili del bersaglio ottenuti al variare del CPI sfruttato. A partire dal profilo del bersaglio al tempo di immagine 90 secondi con un CPI di 70 secondi (profilo rosso di Figura 101), il CPI viene decrementato fino a 45 secondi e incrementato fino a 95 secondi: i corrispondenti risultati sono mostrati in Figura 102 dove i profili sono stati normalizzati rispetto al valore di picco del profilo ottenuto con la maggiore apertura. È evidente dai risultati come il valore del picco cresce progressivamente (così come il rapporto segnale a disturbo) e anche la risoluzione raggiunta aumenta all'aumentare dell'apertura temporale sfruttata (l'apertura a -4 dB dal picco passa da 0.02 secondi, fino a 0.012 secondi e infine fino a 0.001 secondi come è chiaramente apprezzabile dall'osservazione dello zoom dei profili normalizzati riportato nel piccolo riquadro della Figura 102). Ancora una volta l'informazione riguardante la struttura del bersaglio è riconoscibile per tutti i valori di CPI considerati anche se aperture più ampie permettono una migliore identificazione del supporto del bersaglio e una migliore separazione dal rumore circostante
- In questa sezione viene trattata l'analisi dei profili del bersaglio ottenibili sfruttando diversi canali di frequenza disponibili in modo da studiare la stabilità tra di loro. Ricordiamo che la stabilità tra profili ottenuti rispetto a diversi canali FM sfruttati può essere considerata come un punto chiave complesso a causa del contenuto dei programmi della radio e delle condizioni del canale di propagazione che possono drasticamente cambiare quando si passa da un canale a un altro. Per lo stesso bersaglio precedentemente considerato la Figura 103 confronta i profili del bersaglio ottenuti su due diversi canali della radio FM, 92 e 107.4 MHz;



il profilo a 92 MHz coincide con il profilo in Figura 101 ottenuto al tempo di immagine 77.5 secondi.

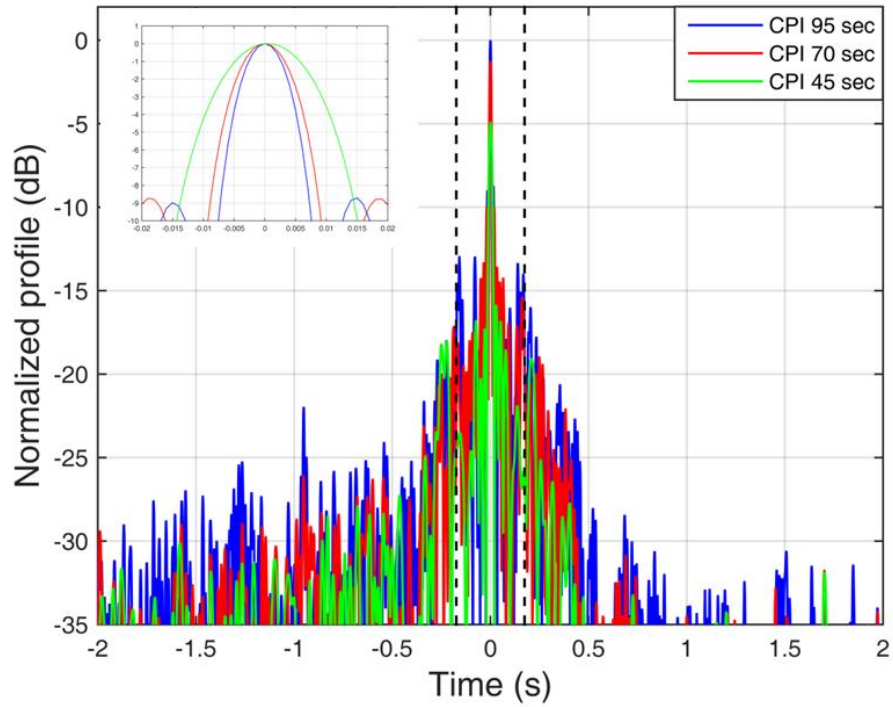


Figura 102. Profili del bersaglio ottenuti per diversi CPI per il Test E e canale della radio FM a 92 MHz.

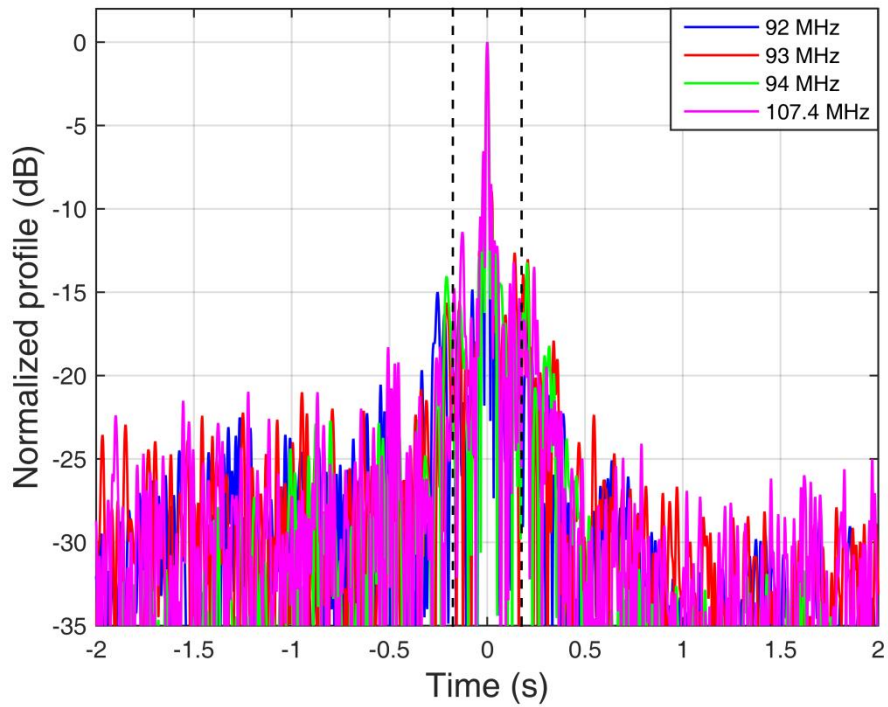


Figura 103. Profili del bersaglio ottenuti per diversi canali di frequenza per il Test E.



Dai risultati ottenuti si osserva che i profili raggiunti sono piuttosto in accordo e quasi la stessa informazione del bersaglio è estraibile da tutti e quattro i profili. Tale risultato oltre che ad affermare l'affidabilità e robustezza dell'approccio proposto, spinge verso la possibilità di uno sfruttamento congiunto dei segnali acquisiti su diversi canali della radio FM in modo da migliorare la tecnica di focalizzazione e la corrispondente formazione del profilo in cross-range.

7.6 CONFRONTO TRA I BERSAGLI DELLE DIVERSE CAMPAGNE DI ACQUISIZIONE E IDENTIFICAZIONE

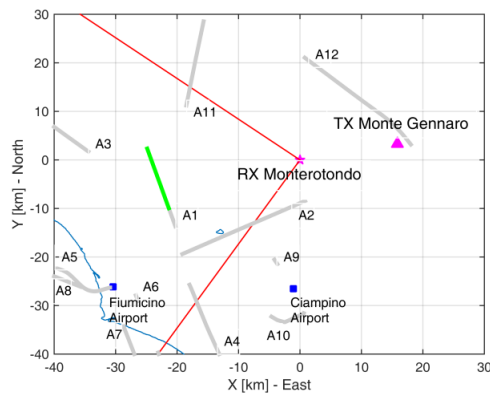
Infine, per supportare l'applicazione pratica, viene effettuata in questa sezione un'analisi su bersagli aerei appartenenti a classi dimensionali differenti (di medie e grandi dimensioni) registrati nelle diverse campagne sperimentali finora valutate, sfruttando anche diversi posizionamenti del ricevitore. L'obiettivo finale è stato quello di investigare le potenzialità del sistema FM-PISAR per l'identificazione della classe dimensionale di bersagli aerei. In questa sezione, quindi, vengono messi a confronto i risultati ottenuti nelle precedenti sezioni, considerando i diversi bersagli d'interesse disponibili nei vari Test effettuati. Per motivi di sintesi, in Figura 104 vengono riportate nuovamente le geometrie di acquisizione per tutti i casi di studio. In particolare si ricorda che per i Test B e C il ricevitore è posizionato nel tetto del principale edificio della facoltà di Ingegneria dell'università di Roma "Sapienza", a circa 32 km sud-est dal trasmettitore sfruttato di Monte Gennaro; mentre per i Test A, D ed E il ricevitore è posizionato in una zona rurale del comune di Monterotondo (vicino Roma), a circa 15 km sud-est dal trasmettitore stesso. Per quanto già detto le linee rosse in Figura 104 identificano l'area sorvegliata dal ricevitore.

La Figura 105, invece, mostra i profili dei bersagli considerati per i canali della radio FM disponibili. In tutti i casi è stato sfruttato lo stesso CPI adoperato nelle sezioni precedenti, pari a 70 secondi. I profili sono mostrati in funzione delle coordinate *along-track* (lungo la traccia) in metri per una migliore valutazione della classe dimensionale dei bersagli. Per scalare l'asse delle frequenze Doppler o del tempo lento in un asse in cross-range è necessaria la conoscenza sia della velocità in cross-range che dell'angolo bistatico. Per rendere disponibile queste informazioni è necessario sfruttare un sistema con due antenne di sorveglianza. In quanto in questo caso è sempre stata adoperata una sola antenna di sorveglianza, la scalatura dell'asse è stata fatta sfruttando l'informazione fornita dall'SBS-1: in particolare il tempo lento è stato mappato in coordinate *along-track* moltiplicando per la velocità del bersaglio V , mentre la Doppler moltiplicando per la quantità $\left(\frac{T_{chirp}}{B_{chirp}} \cdot V\right)$, dove T_{chirp} e B_{chirp} sono la durata e la banda del chirp. Per tutti i casi le linee nere tratteggiate verticali limitano una finestra centrata nel picco principale del bersaglio con una larghezza pari alla lunghezza fisica del bersaglio. Da ogni bersaglio osserviamo una buona stabilità della struttura illustrata su diversi canali di frequenza e un buon accordo tra la dimensione del bersaglio che può essere dedotta dai prodotti ISAR e la dimensione reale del bersaglio. Piccole discrepanze possono ritenersi giustificabili dal fatto che il prodotto ISAR acquisisce una lunghezza elettromagnetica (che può differire dalla lunghezza fisica) e che un elevato livello di rumore di fondo può parzialmente impattare sugli scatteratori più deboli del bersaglio.

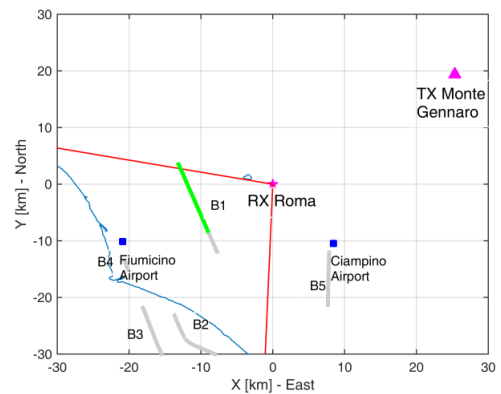
Le potenzialità di identificazione dei bersagli sono ulteriormente visibili in Figura 106 e Figura 107 dove viene confrontato per il canale di frequenza a 92 MHz il profilo di un bersaglio medio, come "A1" nella



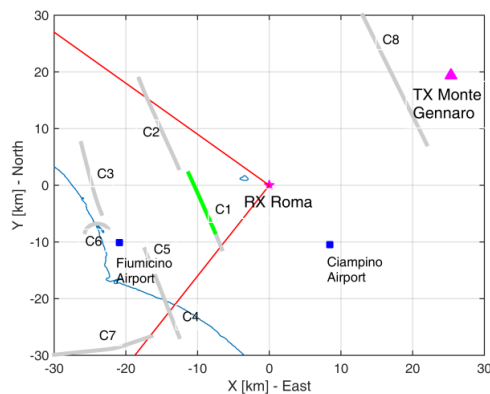
prima figura e “C1” nella seconda, con quello di uno grande, come “D1”. Nello specifico, in Figura 106, viene sfruttato un CPI pari a 70 secondi per il bersaglio “A1”, mentre per il bersaglio “D1” il CPI usato è stato variato in modo da garantire la stessa larghezza di banda Doppler e quindi la stessa risoluzione nel dominio del tempo lento: 75 secondi. Per lo stesso motivo in Figura 107, mentre per il bersaglio “C1” viene adoperato un CPI di 70 secondi, per il bersaglio “D1” il CPI è di 100 secondi. È chiaro che la



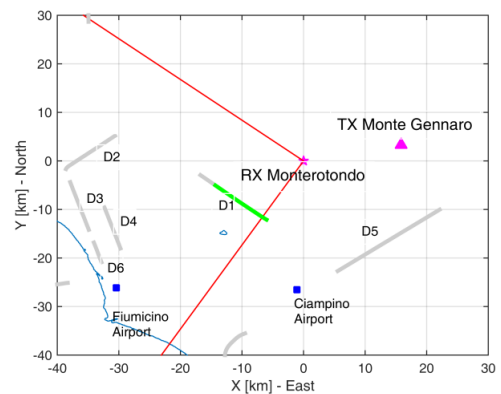
(a)



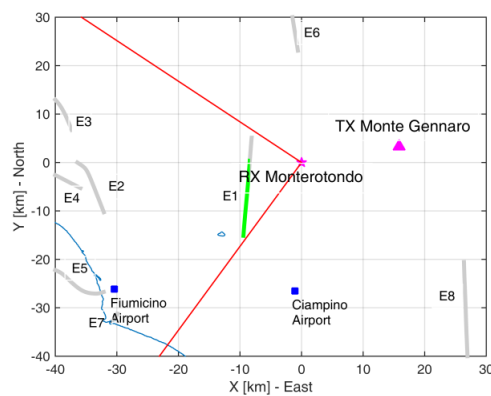
(b)



(c)



(d)



(e)



Figura 104. Geometria di acquisizione e traffico aereo di opportunità per: Test A (a), Test B (b), Test C (c), Test D (d) e Test E (e).

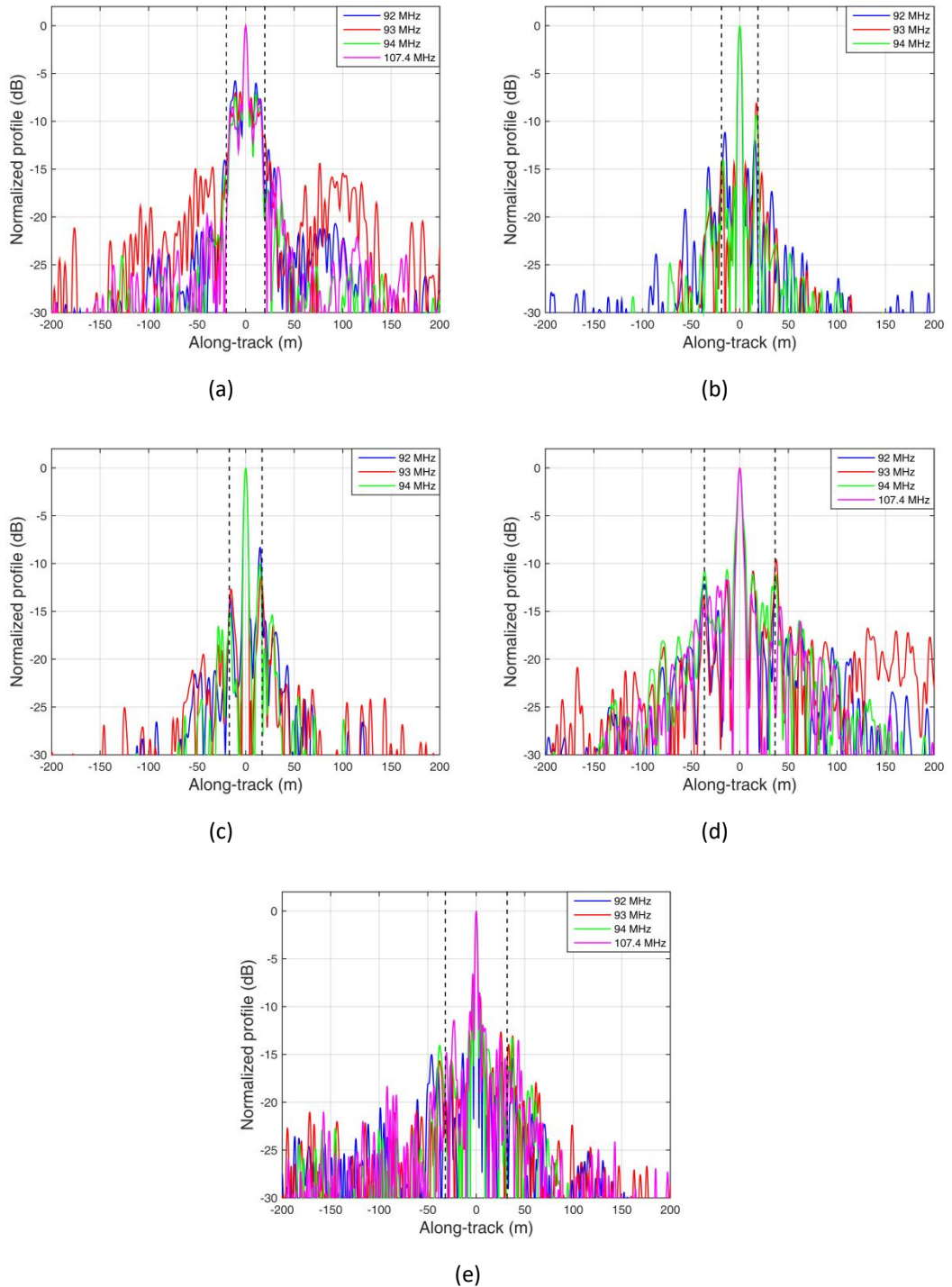


Figura 105. Profili along-track per i diversi canali di frequenza disponibili per il Test A (a), il Test B (b), il Test C (c), il Test D (d) e il Test E (e).

dimensione del bersaglio può essere estratta facilmente (per esempio ponendo una soglia a circa -15 dB sotto il picco principale) quindi permettendo una identificazione preliminare dei bersagli aerei



rivelati. La stabilità dei profili dimostra l'efficacia del setup sperimentale e degli schemi di elaborazione proposti e supporta l'applicazione pratica del sistema ISAR passivo basato sullo sfruttamento di segnali della radio FM già esistenti per scopi di sorveglianza aerea.

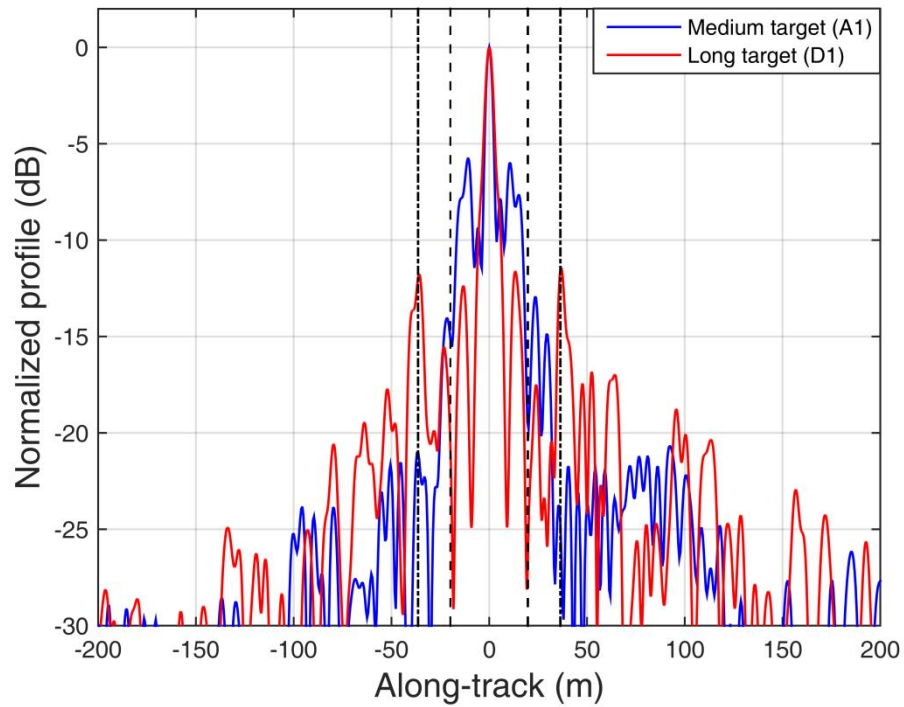


Figura 106. Profili along-track per il bersaglio "A1" e "D1" per il canale della radio FM a 92 MHz.

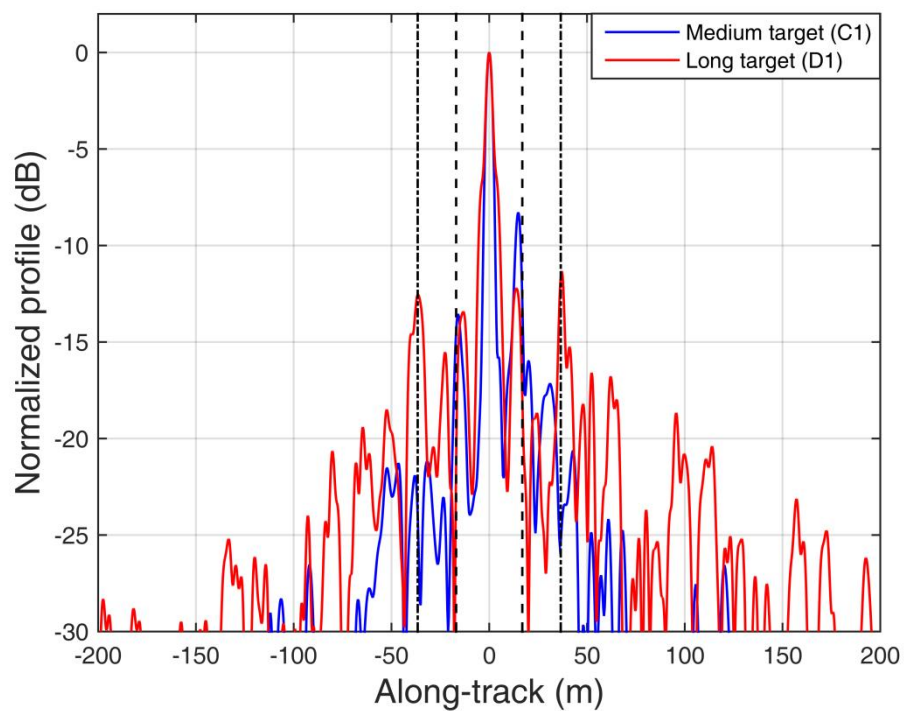


Figura 107. Profili along-track per il bersaglio "C1" e "D1" per il canale della radio FM a 92 MHz.



8. CONCLUSIONI

Durante questa tesi di dottorato sono state investigate le potenzialità di un sistema ISAR passivo basato sull'utilizzo di segnali della radio FM per scopi di sorveglianza aerea. La possibilità di ottenere profili (immagini 1D) in cross-range di bersagli aerei in movimento con sistemi passivi è molto ambita, specialmente quando vengono sfruttati segnali della radio FM. Tali segnali infatti presentano il vantaggio di avere un'elevata potenza in trasmissione e di essere ampiamente distribuiti su tutto il territorio a livello mondiale, quindi consentono di coprire aree piuttosto estese. Inoltre il costo di una catena ricevente per forme d'onda della radio FM risulta essere piuttosto contenuto rispetto ad altre catene riceventi come per esempio DVB, Wi-Fi, ecc. Oltre alle prestazioni, già dimostrate, di rivelazione e localizzazione di bersagli ottenuti con sistemi passivi basati sui segnali FM, in questa tesi si è andati un passo avanti con l'obiettivo di migliorare la localizzazione e possibilmente individuare la classe dimensionale di bersagli aerei con un moto predominante tangenziale all'ellisse del radar bistatico, cioè nella direzione di cross-range. Infatti con i segnali FM non è possibile ottenere buone risoluzioni nella direzione di range a causa della banda molto stretta occupata da questi segnali, mentre è possibile sfruttare il moto del bersaglio nella direzione di cross-range per raggiungere elevate risoluzioni in questo dominio.

Allo scopo, in questa tesi è stata sviluppata una tecnica di focalizzazione ISAR avanzata in grado di sfruttare con successo il lungo intervallo di integrazione coerente (CPI) necessario per ottenere risoluzioni in cross-range ragionevoli. La strategia adoperata per evitare un costo computazionale intensivo è divisa in due stadi: nel primo viene effettuata, attraverso un modello polinomiale, una stima del moto del bersaglio su sottoaperture temporali frazioni dell'intero CPI, grazie alla quale si ottiene una stima grezza del moto sull'intera apertura; nel secondo stadio invece questa stima viene raffinata attraverso un algoritmo che sfrutta il gradiente della fase del bersaglio senza richiedere un modello specifico di essa (*model-free*).

L'efficacia della tecnica è stata ampiamente dimostrata tramite applicazione a seti di dati reali acquisiti grazie ad un ricevitore sperimentale sviluppato e messo in campo dal dipartimento DIET dell'Università di Roma "Sapienza". In particolare, i risultati ottenuti mostrano come via via ad ogni stadio la qualità del profilo in cross-range migliora: si ottiene un incremento del picco, un restringimento del lobo principale ed una riduzione dell'entropia calcolata sui diversi profili risultanti dai diversi stadi. Questi fattori affermano che la strategia ISAR sviluppata permette di comprimere l'energia del bersaglio e quindi di focalizzarlo. Ad affermare l'affidabilità della tecnica proposta, inoltre, è stata la ragionevole coerenza tra i profili al variare del CPI e la buona stabilità al variare del canale di frequenza e dell'intervallo temporale che si sono riscontrate.

La stima raffinata del moto del bersaglio conduce ad una misura molto accurata della Doppler del bersaglio che può essere sfruttata per consentire una localizzazione efficiente del bersaglio basata su ricevitori PCL multipli.

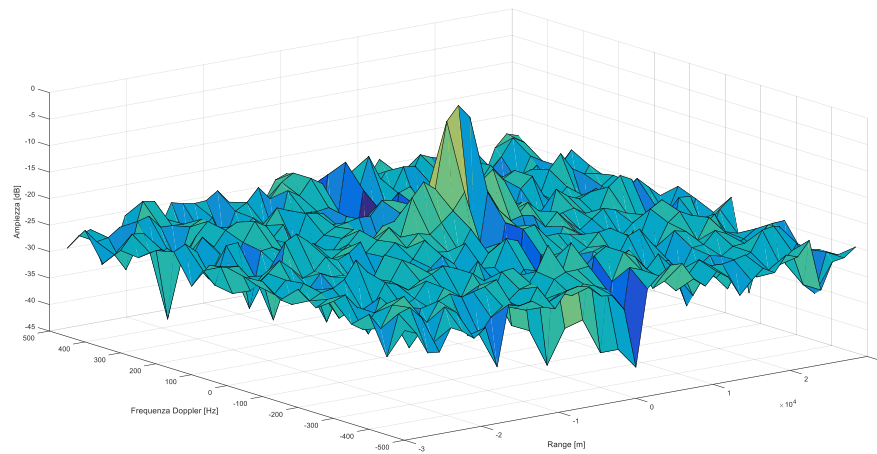
Inoltre, uno studio parallelo in cui è stata sfruttata l'informazione derivante dall'ADS-B per lo specifico bersaglio in considerazione, ha permesso di fare una valutazione sulla presunta occupazione del bersaglio, nel dominio Doppler, tempo e lungo la traccia. I risultati ottenuti dal sistema PCL si sono rivelati essere coerenti a tali informazioni. Si è così dimostrata la potenzialità di un sistema FM-PISAR di identificare la classe dimensionale di bersagli aerei e quindi di poter alimentare un database di firme di bersagli aerei per scopi di controllo del traffico aereo (ATC).



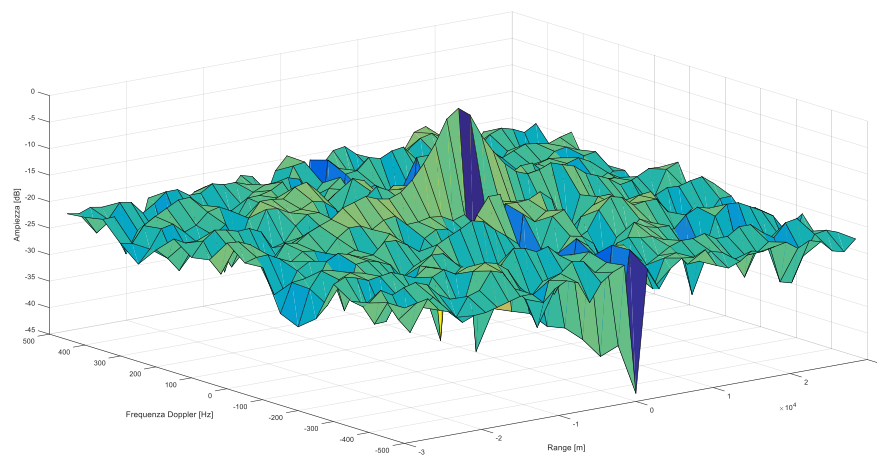
FUNZIONE DI AMBIGUITÀ PER I SEGNALI FM

In questa sezione viene analizzata la funzione di ambiguità del segnale FM [59]. In Figura 108 viene mostrata la funzione di ambiguità che si ottiene per tre tipiche trasmissioni della radio FM, nelle quali il contenuto del programma radiofonico trasmesso è costituito da:

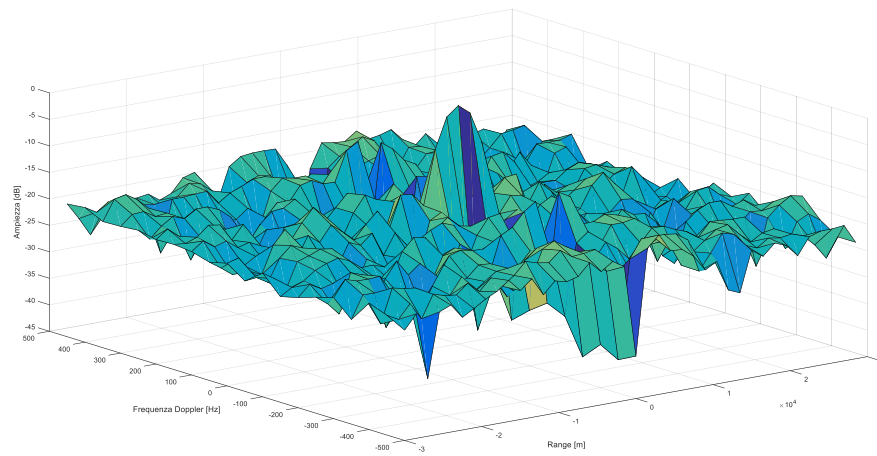
- musica pop (a)
- notiziario (b),
- musica leggera (c).



(a)



(b)



(c)

Figura 108. Funzioni di ambiguità per tre tipici segnali della radio FM contenenti: (a) dialoghi, (b) musica jazz e (c) musica raggae.

Tutte e tre le figure mostrano una risoluzione in range appropriata alla loro modulazione di banda istantanea. È importante notare che il contenuto radiofonico trasmesso varia lungo il tempo, e le corrispondenti variazioni della forma della funzione di ambiguità determinano le prestazioni del sistema radio.



BIBLIOGRAFIA

- [1] Nicholas J. Willis, *Bistatic Radar*, SciTech Publishing Inc., Raleigh, NC.
- [2] William L. Melvin, James A. Scheer, *Principles of Modern Radar: Advanced Techniques*, Schitech Publishing, Edison, NJ.
- [3] William L. Melvin, James A. Scheer, *Principles of Modern Radar: Radar Applications*, Schitech Publishing, Edison, NJ.
- [4] Special Issue on Passive Radar Systems – IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation, June 2005, Vol. 152, Issue 3, pp. 106-223.
- [5] Special Issue on Passive Radar (Part I) – IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, Oct. 2012, Vol. 27, Issue 10, Guest Editor: P. Howland.
- [6] Special Issue on Passive Radar (Part II) – IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, Nov. 2012, Vol. 27, Issue 11, Guest Editors: A. Farina, H. Kuschel.
- [7] P. Lombardo, F. Colone, "Advanced processing methods for passive bistatic radar systems", chapter in the book edited by W. L. Melvin and J. A. Scheer, "Principles of Modern Radar: Advanced Radar Techniques," SciTech Publishing, Inc., 2012, pp. 739-821.
- [8] D. R. Wehner, *High-Resolution Radar*, Artech House Publishers, Boston, London
- [9] J. Pisane, S. Azarian, M. Lesturgie, J. Verly, "Automatic Target Recognition for Passive Radar," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol.50, no.1, pp.371-392, January 2014.
- [10] S. Herman, P. Moulin, "A particle filtering approach to FM-band passive radar tracking and automatic target recognition," in *2002 IEEE Aerospace Conference Proceedings*, vol.4, no., pp. 1789-1808, 2002.
- [11] L. Xu, K. Zhan, H. Jiang B. Liang, M. Wu, "Joint tracking and classification on aerodynamic model and RCS by ground-based passive radar," in *2014 IEEE Chinese Guidance, Navigation and Control Conference (CGNCC)*, pp.756-761, 8-10 Aug. 2014.
- [12] C. Prati, F. Rocca, D. Giancola, A. Monti Guarnieri, "Passive geosynchronous system reusing backscattered digital audio broadcasting signals", *IEEE Trans. On GRS*, Vol. 36, No. 6, 1998.
- [13] M. Cherniakov, R. Saini, R. Zuo, and M. Antoniou, "Space-Surface Bistatic Synthetic Aperture Radar with Global Navigation Satellite System Transmitter of Opportunity—Experimental Results," *IET Proceedings on Radar, Sonar & Navigation*, vol. 1, no. 6, 2007, pp. 447–458.
- [14] J.R. Gutierrez del Arroyo, J.A. Jackson, "WiMAX OFDM for Passive SAR Ground Imaging," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol.49, no.2, 2013, pp.945-959.
- [15] L. Maslikowski, P. Samczynski, M. Baczyk, P. Krysik, K. Kulpa, "Passive bistatic SAR imaging — Challenges and limitations," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol.29, no.7, 2014, pp.23-29.
- [16] P. Samczynski, K. Kulpa, "Passive SAR imaging using a satellite pulsed radar as an illuminator of opportunity", *IRS*, May 2012, Warsaw.
- [17] D. Gromek, P. Samczynski, K. Kulpa, P. Krysik, "Initial results of passive SAR imaging using a DVB-T based airborne radar receiver", *EURAD*, October 2014, Rome.
- [18] A. Evers, J.A. Jackson, "Experimental passive SAR imaging exploiting LTE, DVB, and DAB signals", *RadarCon*, May 2014, Cincinnati, OH.



- [19] L. M. H. Ulander, P.-O. Frolind, A. Gustavsson, R. Ragnarsson, G. Stenstrom, "VHF/UHF bistatic and passive SAR ground imaging", RadarCon, May 2015, Arlington, VA.
- [20] H. Ma, M. Antoniou, M. Cherniakov, "Passive GNSS-Based SAR Resolution Improvement Using Joint Galileo E5 Signals," IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, vol. 12, no. 8, 2015, pp. 1640 - 1644.
- [21] S.R. Stevens, J.A. Jackson, "Emitter selection criteria for passive multistatic synthetic aperture radar imaging," in IET Radar, Sonar & Navigation, vol.8, no.9, 2014, pp.1267-1279.
- [22] F. Santi, M. Antoniou, D. Pastina, "Point Spread Function Analysis for GNSS-Based Multistatic SAR," in IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, vol.12, no.2, 2015, pp.304-308.
- [23] S. Wacks, B. Yazici, "Passive Synthetic Aperture Hitchhiker Imaging of Ground Moving Targets— Part 1: Image Formation and Velocity Estimation," IEEE Transactions on Image Processing, vol.23, no.6, 2014, pp.2487-2500
- [24] P. Krysik, K. Kulpa, P. Samczynski, K. Szumski, "Moving target detection and imaging using GSM-based passive radar", IET on Radar Systems, October 2012, Glasgow, UK.
- [25] F. Colone, D. Pastina, P. Falcone, P. and P. Lombardo, "WiFi-based passive ISAR for high-resolution cross-range profiling of moving targets, " IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 52, no. 6, 2014, pp. 3486-3501.
- [26] D. Pastina, F. Colone, T. Martelli, and P. Falcone, "Parasitic exploitation of Wi-Fi signals for indoor radar surveillance, " IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 64, no. 4, 2015, pp. 1401-1415.
- [27] V. Marongiu, D. Pastina, F. Colone, A. Macera, P. Lombardo, "VHF cross-range profiling of aerial targets via passive ISAR processing," 15th International Radar Symposium , 16-18 June 2014.
- [28] V. Marongiu, C. Palmarini, D. Pastina, F. Colone, P. Lombardo, "VHF cross-range profiling of aerial targets via passive ISAR: preliminary experimental results," in 2015 16th International Radar Symposium (IRS 2015), pp. 83-88, 24-26 June 2015.
- [29] F. Colone, D. Pastina, V. Marongiu, "VHF Cross-Range Profiling of Aerial Targets Via Passive ISAR: signal processing schemes and experimental results," IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, [in print].
- [30] D. Olivadese, E. Giusti, D. Petri, M. Martorella, A. Capria, F. Berizzi, "Passive ISAR With DVB-T Signals," IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, vol.51, no.8, 2013, pp.4508-4517.
- [31] Baczyk, M.K.; Samczynski, P.; Kulpa, K., "Passive ISAR imaging of air targets using DVB-T signals," in Radar Conference, 2014 IEEE , vol., no., pp.0502-0506, 19-23 May 2014
- [32] Y. Wu, and D.C. Munson, "Multistatic synthetic aperture imaging of aircraft using reflected television signals," Proc. SPIE, vol. 4382, pp. 1–12, Aug. 2001.
- [33] F. Turin, D. Pastina, "Multistatic passive ISAR based on geostationary satellites for coastal surveillance," 2013 IEEE Radar Conference, April 29 2013-May 3 2013, Ottawa (ON, Canada).
- [34] G. Gennarelli, M.G. Amin, F. Soldovieri, R. Solimene, "Passive Multiarray Image Fusion for RF Tomography by Opportunistic Sources," IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, vol. 12, no. 3, 2015, pp. 641 - 645.
- [35] Tikkinen, J.; Hiltunen, K.; Martikainen, K., "Utilization of long coherent integration time in helicopter recognition by passive coherent location (PCL) radar," in *Radar Conference (EuRAD), 2013 European* , vol., no., pp.247-250, 9-11 Oct. 2013
- [36] Clemente, C.; Soraghan, J.J., "GNSS-Based Passive Bistatic Radar for Micro-Doppler Analysis of Helicopter Rotor Blades," in *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on* , vol.50, no.1, pp.491-500, January 2014



- [37] Baczyk, M.K.; Samczyński, P.; Kulpa, K.; Misiurewicz, J., "Micro-Doppler signatures of helicopters in multistatic passive radars," in *Radar, Sonar & Navigation, IET*, vol.9, no.9, pp.1276-1283, 12 2015
- [38] H.D. Griffiths, C.J. Baker, "Passive coherent location radar systems. Part 1: performance prediction," *IEE RSN*, vol.152, no.3, pp.153,159, 3 June 2005.
- [39] A. Lauri, F. Colone, R. Cardinali, and P. Lombardo, "Analysis and emulation of FM radio signals for passive radar," 2007 IEEE Aerospace Conference, Big Sky, MT, Mar. 3—10, 2007.
- [40] P.E. Howland, D. Maksimiuk, G. Reitsma, "FM radio based bistatic radar," *IEE RSN*, vol.152, no.3, pp.107,115, 3 June 2005.
- [41] A. Di Lallo, A. Farina, R. Fulcoli, P. Genovesi, R. Lalli, R. Mancinelli, "Design, development and test on real data of an FM based prototypical passive radar," in *IEEE Radar Conference, 2008. RADAR '08.*, vol., no., pp.1-6, 26-30 May 2008.
- [42] M. Malanowski, K. Kulpa, J. Kulpa, P. Samczynski, J. Misiurewicz, "Analysis of detection range of FM-based passive radar," *IET RSN*, vol.8, no.2, pp.153,159, Febr. 2014.
- [43] F. Colone, C. Bongioanni, P. Lombardo, "Multi-Frequency Integration in FM Radio Based Passive Bistatic Radar. Part I: Target Detection," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol.28, Issue 4, pp. 28-39, April 2013.
- [44] F. Colone, C. Bongioanni, P. Lombardo, "Multi-Frequency Integration in FM Radio-based Passive Bistatic Radar. Part II: Direction of Arrival Estimation," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol.28, no.4, pp.40-47, April 2013.
- [45] T.M. Goyette, J.C. Dickinson, C. Beaudoin, A.J. Gatesman, R. Giles, J. Waldman, W.E. Nixon, "Acquisition of UHF and X-band ISAR imagery using 1/35 th scale-models," (2005) *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, 5808, art. no. 49, pp. 440-449.
- [46] A.J. Gatesman, C. Beaudoin, R.H. Giles, W.T. Kersey, J. Waldman, S. Carter, and W.E. Nixon, "A Signature Correlation Study of Ground Target VHF/UHF ISAR Imagery," *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, 2003, 5095, pp. 86-97.
- [47] G. Ginolhac, F. Schmitt, F. Daout, P. Forster, "Multifrequency and multistatic Inverse Synthetic Aperture Radar with application to FM passive radar," *Eurasip Journal on Advances in Signal Processing*, Vol. 2010, Article ID 497074.
- [48] P. Abiven, T.J. Lim, J. Pisane, "FM Passive Bistatic Radar Imaging of Airplanes in a Real Configuration," *International Radar Conference*, 13-17 October 2014.
- [49] V. Anastasio, A. Farina, F. Colone, P. Lombardo, "Cramér-Rao lower bound with $P_d < 1$ for target localisation accuracy in multistatic passive radar," *IET Radar, Sonar & Navigation*, vol. 8, no. 7, pp. 767-775, Aug. 2014.
- [50] M. Wielgo, P. Krysiak, K. Klincewicz, L. Maslikowski, S. Rzewuski, K. Kulpa, "Doppler only localization in GSM-based passive radar," in *2014 International Radar Conference (Radar)*, pp.1-6, 13-17 Oct. 2014.
- [51] F. Colone, D. W. O'Hagan, P. Lombardo, C. J. Backer, "A multistage processing algorithm for disturbance removal and target detection in Passive Bistatic Radar", *IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 45, No. 2, pp. 698-722, June 2009.
- [52] F. Colone, C. Palmarini, T. Martelli, E. Tilli, "Sliding Extensive Cancellation Algorithm for disturbance removal in passive radar", *IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 52, no. 3, pp.1309-1326, June 2016.
- [53] L. Xi, L. Guosui, J. Ni, "Autofocusing of ISAR images based on entropy minimization", *IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 35, No.4, pp.1240-1252, October 1999.



- [54] A. Lauri, F. Colone, R. Cardinali, P. Lombardo, "Analysis and emulation of FM radio signals for passive radar", IEEE Aerospace Conference, Big Sky, MT, March 2007
- [55] S. Peleg, B. Porat, "The Cramer-Rao lower bound for signals with constant amplitude and polynomial phase", IEEE Transaction on Signal Processing, Vol. 39, No. 3, pp. 749-752, March 1991
- [56] C. Oliver, S. Quegan "Understanding synthetic aperture radar images, " Artech House, 1999, Ch. 3.
- [57] P. Eichel, C. V. Jakowatz "Phase gradient algorithm as an optimal estimator of the phase derivative, " Vol. 14, No. 20, 1989, pp. 1101-1103.
- [58] D. E. Wahl, P. H. Eichel, D. C. Ghiglia, C. V. Jakowatz, Jr, "Phase gradient autofocus-a robust tool for high resolution SAR phase correction", IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 30, No. 3, pp. 827-835, July 1994
- [59] H. D. Griffiths, C. J. Backer, "Measurement and analysis of ambiguity functions of passive radar transmissions", IEEE International in Radar Conference, pp. 321-325, May 2005



SAPIENZA
UNIVERSITÀ DI ROMA