



SAPIENZA
UNIVERSITÀ DI ROMA

Sapienza Università di Roma

Facoltà di Ingegneria

Dipartimento di Scienza e Tecnica dell'Informazione e Comunicazione

Dottorato di Ricerca in Telerilevamento

XXII ciclo

*Tecniche di elaborazione di segnali a banda larga per
sistemi radar multi-canale spaceborne e airborne*

Candidato: Marta Bucciarelli

Tutor: Prof. Pierfrancesco Lombardo

"La ricerca della felicità è più importante del bisogno di dolore"

Paulho Coelho

A coloro che mi hanno instancabilmente sostenuto nella ricerca della felicità

e che mi hanno ricordato la felicità della ricerca.

A coloro che con me hanno pazientemente condiviso le difficoltà

e che mi hanno aiutato a superarle.

Grazie.



INDICE

I	Introduzione	3
II	Cancellazione di interferenze elettromagnetiche a banda larga per i Radar ad Apertura Sintetica.....	5
II.1	Introduzione	5
II.2	Definizione del modello di segnale	7
II.2.1	Modello di segnale a banda stretta	7
II.2.2	Modello di segnale a banda larga	8
II.3	Emulazione del segnale multibeam ricevuto	10
II.3.1	Configurazione a 2 canali riceventi.....	10
II.3.2	Configurazione a 2 canali riceventi con linee di ritardo	13
II.4	Nulling di antenna a banda stretta per SAR ECCM	15
II.4.1	Limitazioni del processing a banda stretta per segnali a banda larga	20
II.4.2	Applicazione dell'antenna nulling in ambito SAR.....	23
II.5	Analisi delle tecniche di nulling di antenna a banda larga	25
II.5.1	Scenario per il processing a banda larga	26
II.5.2	Modifica del criterio LMS per il processing a banda larga.....	28
II.5.3	Tecnica di nulling a banda larga nel dominio del tempo	30
II.5.4	Tecnica di nulling a banda larga nel dominio della frequenza.....	45
II.5.5	Tecniche di nulling a banda stretta, ma con vincoli aggiuntivi.....	56
II.5.6	Identificazione delle tecniche di elaborazione utilizzate per il nulling a banda larga, potenzialmente adeguate ad una successiva elaborazione SAR.....	63
II.6	Confronto delle tecniche di nulling a banda larga WB-SLC e WB frequency nulling	71
II.6.1	Massimo livello di cancellazione della tecnica WB-SLC	75
II.6.2	Massimo numero di interferenti cancellabili della tecnica WB-SLC.....	77
II.6.3	Massimo livello di cancellazione della tecnica WB-frequency nulling	81
II.6.4	Massimo numero di interferenti cancellabili della tecnica WB-frequency nulling.....	84
II.6.5	Numero di elementi ausiliari necessari per cancellare fino a tre segnali interferenti	86
II.6.6	Selezione della tecnica di cancellazione	87
II.7	Valutazione delle prestazioni per la tecnica di WB-SLC in uno scenario spaceborne.....	89



II.7.1	Livello massimo di potenza del disturbatore cancellabile.....	89
II.7.2	Assessment delle prestazioni ottenibili con la tecnica prescelta negli scenari di riferimento	92
II.8	Tecnica di antenna nulling e focalizzazione integrate per SAR multicanale	100
II.8.1	Modello di segnale	100
II.8.2	Algoritmo integrato	104
II.8.3	Analisi delle prestazioni dell'algoritmo integrato per uno scenario airborne	108
II.8.4	Implementazione subottima.....	111
II.9	Confronto tra il costo computazionale dell'algoritmo integrato e del processing tradizionale di cancellazione e focalizzazione in sequenza.....	116
II.9.1	Costo computazionale delle tecniche di nulling a banda larga	117
II.9.2	Costo del calcolo dei coefficienti di nulling.....	119
II.9.3	Costo computazionale del Range Migration Algorithm.....	124
II.10	Conclusioni	126
	Riferimenti.....	129
III	ISAR Distribuito	131
III.1	Introduzione	131
III.2	Geometria dell'ISAR distribuito e modello del segnale.....	135
III.3	Principio di ISAR distribuito (D-ISAR)	141
III.4	Tecniche di Focalizzazione per il D-ISAR.....	151
III.4.1	Tecnica Centralizzata per la Focalizzazione D-ISAR (CT-DISAR).....	153
III.4.2	Tecnica Decentralizzata per la Focalizzazione D-ISAR (DT-DISAR).....	158
III.4.3	Compensazione dei termini bistatici per l'ISAR Distribuito	172
III.5	Analisi delle prestazioni teoriche.....	173
III.6	Analisi delle prestazioni in condizioni non ideali.....	178
III.7	Applicazione a dati ISAR reali	185
III.8	Stima di moto rotatorio multi-sensore per l'imaging ISAR distribuito.....	189
III.8.1	Tecnica di stima di moto rotatorio multi-sensore a Massima Verosimiglianza.....	192
III.8.2	Analisi delle prestazioni della tecnica MS-ML in relazione ad un bersaglio simulato.	194
III.8.3	Applicazione della tecnica di stima di moto MS-ML ai dati reali	196
III.9	Conclusioni	198
	Ringraziamenti.....	200
	Riferimenti.....	200
IV	Publicazioni e Rapporti Tecnici	203

I INTRODUZIONE

L'ambito scientifico dell'attività di ricerca svolta riguarda lo sviluppo e l'analisi di tecniche innovative per l'elaborazione di segnali a banda larga, utilizzando le potenzialità che sistemi multicanale e/o multi - sensore forniscono. Nello specifico l'obiettivo è rappresentato dallo studio di funzionalità avanzate per radar aviotrasportati e spaziali di nuova generazione, tra cui la cancellazione di interferenze elettromagnetiche (e.m.) a banda larga e la capacità di imaging di target ad alta risoluzione.

Il primo argomento trattato riguarda l'elaborazione di dati radar ad apertura sintetica multicanale (M-SAR), allo scopo di difendere il sistema da interferenze elettromagnetiche a larga banda (SAR-ECCM) preservando le normali capacità di imaging.

I SAR sono sensori attivi in grado di produrre, attraverso tecniche di scansione, "mappe" di parametri radiativi ad alta risoluzione, grazie all'utilizzo di bande elevate; a tal fine sfruttano il backscattering dalla superficie, che subisce un'attenuazione a due vie, quindi è di estrema importanza che sistemi di questo tipo siano in grado di proteggersi dalle interferenze elettromagnetiche (intenzionali, dovute al Jamming, oppure dovute alle spurie di altri sistemi a radiofrequenza, in altre parole Radio Frequency Interference - RFI), che subiscono attenuazioni a una via e possono essere caratterizzate da potenze molto più elevate di quelle del segnale utile, anche se ricevute dai lobi laterali del pattern di antenna.

L'utilizzo di tecniche di nulling di antenna ottimizzate per lavorare a banda stretta non può garantire la protezione da interferenze di tipo Noise-Like a banda larga, quindi sembra di grande interesse lo sviluppo e lo studio di prestazioni di tecniche apposite, che prevedano l'aumento di gradi di libertà a disposizione, sia spaziali, nel senso di un numero maggiore di canali riceventi ed eventualmente introducendo vincoli aggiuntivi, sia temporali, in altre parole considerando la possibilità di elaborare più campioni di segnale per ciascun canale ricevente.

Il secondo argomento affrontato riguarda l'elaborazione di dati radar ad apertura sintetica inversa (ISAR) al fine di aumentare la risoluzione cross-range dell'immagine quando siano disponibili le acquisizioni, monostatiche o bistatiche, di una molteplicità di sensori aviotrasportati.

Come è noto l'ISAR fornisce immagini di target ad alta risoluzione sfruttando le caratteristiche del moto dei bersagli rispetto a un sensore, posto su di una piattaforma quasi stazionaria. Il principale svantaggio di questo tipo di processing risiede nel fatto che le prestazioni raggiungibili in termini di risoluzione cross-range dipendono dalle caratteristiche intrinseche del moto del bersaglio, piuttosto che da parametri di sistema; mentre la risoluzione in slant-range è determinata una volta che la banda e la forma d'onda trasmessa sono state decise, non c'è nessun modo di assegnare un valore desiderato di risoluzione cross-range. In casi particolari di bersagli con piccole componenti di movimento il valore di risoluzione di cross-range ottenuto può essere insufficiente, se si pensa che le immagini ISAR generalmente sono usate nelle procedure di Non Cooperative Target Recognition (NCTR).

Per contrastare questo effetto è possibile derivare delle procedure per combinare in modo coerente le acquisizioni di un insieme di sensori trasportati da piattaforme che volano in formazione; in questo modo è possibile sintetizzare un'apertura equivalente maggiore, quindi un valore di risoluzione migliore che se si considerasse un unico sensore.

Nel seguito verranno affrontate nel dettaglio le problematiche introdotte, analizzando in maniera estensiva le possibili soluzioni e le prestazioni ottenibili. Più precisamente, nel capitolo II si analizzerà la cancellazione di interferenze elettromagnetiche a banda larga per i SAR, in cui, prima di tutto, si valuterà l'inadeguatezza delle tradizionali tecniche di cancellazione a banda stretta e successivamente si svilupperanno e analizzeranno, per vari valori di banda frazionale e per diversi scenari dell'interferenza, tecniche adeguate alla banda larga e a una successiva elaborazione SAR, per scenari operativi spaceborne e airborne.

Nel capitolo III invece si tratterà l'ISAR distribuito, indirizzando prima di tutto il problema dell'impossibilità di assegnare un valore di risoluzione in cross-range, che dipende dalle caratteristiche intrinseche del moto del target, e successivamente sviluppando lo schema di principio e descrivendo le tecniche di focalizzazione 2D per l'ISAR distribuito, la cui efficacia verrà dimostrata attraverso l'analisi di prestazioni in condizioni ideali e non. Infine una nuova tecnica di stima di moto rotatorio del target basata sulla tecnica a massima verosimiglianza multi-sensore verrà sviluppata e analizzata.

II CANCELLAZIONE DI INTERFERENZE ELETTROMAGNETICHE A BANDA LARGA PER I RADAR AD APERTURA SINTETICA

II.1 *Introduzione*

L'ambito scientifico dell'attività di ricerca svolta è quello dell'elaborazione dei dati SAR multicanale, allo scopo di difendere il sistema da interferenze elettromagnetiche a larga banda (SAR-ECCM).

I SAR sono sensori attivi in grado di produrre, attraverso tecniche di scansione, "mappe" di parametri radiativi ad alta risoluzione, grazie all'utilizzo di bande elevate; a tal fine sfruttano il backscattering dalla superficie, che subisce un'attenuazione a due vie, nel caso di applicazioni satellitari di grande entità [II-1].

E' di estrema importanza che sistemi di questo tipo siano in grado di proteggersi dalle interferenze elettromagnetiche (intenzionali, dovute al Jamming, oppure dovute alle spurie di altri sistemi a radiofrequenza, ovvero Radio Frequency Interference - RFI), che subiscono attenuazioni a una via e possono essere caratterizzate da potenze molto più elevate di quelle del segnale utile anche se ricevute dai lobi laterali del pattern di antenna. In particolare per i radar di immagine le interferenze a banda larga di tipo noise-like sono particolarmente dannose; il loro effetto è quello di mascherare la scena di cui realizzare l'immagine con un alto e uniforme livello di rumore ([II-2]-[II-3]).

Un SAR multicanale (M-SAR), che realizzi operazioni di antenna nulling, può essere in grado di cancellare gli effetti dell'interferenza sui dati SAR, garantendo una normale operatività nonostante la presenza del disturbo. Un sistema SAR tipicamente lavora con alte bande per ottenere un'alta risoluzione nella dimensione di range; di conseguenza anche lo schema di protezione deve tenere in conto la banda larga del segnale interferente. L'utilizzo di tecniche di nulling di antenna ottimizzate per lavorare a banda stretta quindi non può garantire la protezione da interferenze di tipo Noise-Like a banda larga, quindi sembra di grande interesse lo sviluppo e lo studio di prestazioni di tecniche apposite, che prevedano l'aumento di gradi di libertà a disposizione, sia spaziali, nel senso

di un numero maggiore di canali riceventi, che temporali, ovvero considerando la possibilità di elaborare più campioni di segnale per ciascun canale ricevente.

Tre tecniche di antenna nulling a banda larga verranno comparate. La prima è l'estensione a banda larga del Side Lobe Canceller (WB-SLC); questo implica l'uso di una tapped delay line connessa ad ogni canale ausiliario, al fine di ricostruire la correlazione tra ciascun canale ausiliario ed il canale connesso al fascio principale, consentendo la cancellazione dell'interferente a banda larga. La seconda tecnica, chiamata WB-frequency nulling, è basata sull'uso di una lunga sequenza di campioni collezionati campionando alla frequenza di Nyquist il segnale ricevuto sul canale principale e sui canali ausiliari; i campioni sono bufferizzati per permettere una cancellazione nel dominio spazio-frequenza, realizzando una cancellazione a banda stretta per ogni sotto-banda individuata a valle di un'operazione di FFT.

Lo studio è organizzato come segue: dopo la definizione del modello per il segnale utile e il segnale interferente (Paragrafo II.2) e l'emulazione del segnale multi-beam ricevuto (Paragrafo II.3), viene analizzato il nulling di antenna a banda stretta, nonché le limitazioni in cui esso incorre quando si considerino segnali interferenti a banda larga (Paragrafo II.4). In seguito nel paragrafo II.5 vengono analizzate varie tecniche di nulling a banda larga. Dopo aver scelto le tecniche appropriate a una successiva elaborazione SAR (Paragrafo II.6), per uno scenario spaceborne viene riportato l'assessment delle prestazioni del "WB-SLC" (Paragrafo II.7), mentre per uno scenario airborne viene derivato un processing che integri la tecnica di nulling a banda larga nel dominio della frequenza e l'algoritmo di focalizzazione Range Migration Algorithm (RMA) (Paragrafo II.8). Infine viene realizzato un confronto in termini di costo computazionale tra l'algoritmo integrato "WB-F antenna nulling" e il RMA e il processing tradizionale che prevede la successione del nulling di antenna WB-SLC e della focalizzazione (Paragrafo II.9).

II.2 Definizione del modello di segnale

Nel seguente paragrafo verranno definiti in successione il modello di segnale utile e interferente a banda stretta e a banda larga, che verranno utilizzati nel corso dello studio.

II.2.1 Modello di segnale a banda stretta

Si consideri un'onda monocromatica, localizzata in frequenza sulla portante f_0 , che incida su un allineamento di N elementi di antenna con pattern $E_e(\theta)$ disposti a una distanza d uno dall'altro formando un angolo θ con la normale dell'array. Come noto ([II-4], [II-5]), supponendo di poter puntare elettronicamente l'array mediante l'utilizzo di phase shifters a valle di ciascun elemento di antenna (operazione di BEAM STEERING), l'andamento del pattern di radiazione del sistema radar in esame sarà:

$$\begin{aligned}
 E(\theta) &= \sum_{i=1}^N e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} (i-1) \sin \theta} E_i(\theta) = E_e(\theta) e^{j\phi_{ref}} \sum_{i=1}^N e^{-j2\pi \frac{d}{\lambda} (i-1) \sin \theta_0} e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} (i-1) \sin \theta} = \\
 &= E_e(\theta) e^{j\phi_{ref}} \sum_{i=1}^N e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} (i-1) (\sin \theta - \sin \theta_0)}
 \end{aligned}
 \tag{Eq. II-1}$$

Come si può notare, questa operazione provoca elettronicamente un vero e proprio puntamento del diagramma di antenna verso la direzione θ_0 , evitando qualsiasi tipo di manovra meccanica.

Nel caso in cui l'onda incidente sull'array sia relativa al segnale utile, nell'ipotesi di ricevere dalla direzione di osservazione gli echi provenienti dal bersaglio di interesse, sarà possibile rappresentare vettorialmente il segnale ricevuto come:

$$\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_N]^T
 \tag{Eq. II-2}$$

in cui si ha valore complesso e presenta la seguente espressione:

$$s_i = A_s \cdot \exp \left[j2\pi \frac{d}{\lambda} (i-1) \sin \theta_s - j\phi_s \right]
 \tag{Eq. II-3}$$

dove A_s e ϕ_s sono rispettivamente l'ampiezza e la fase iniziale del segnale proveniente dal target.

Nel caso invece del segnale di interferenza, si ipotizzi che il segnale di Jammer sia formato da J onde piane provenienti da direzioni distinte θ_j . La fase del segnale proveniente dalla sorgente j -esima e ricevuto dall' i -esima antenna elementare, in base a quanto detto in precedenza, sarà

$2\pi\sin\theta_j \cdot x_i$ dove x_i è la posizione in lunghezze d'onda del centro di fase dell' i -esimo elemento rispetto al centro di fase dell'array.

A questo punto sarà allora possibile scrivere anche il segnale di disturbo ricevuto dall' i -esimo elemento dell'array:

$$x_{d_i}(t) = x_{n_i}(t) + \sum_{j=1}^J A_j(t) E_{el}(\theta_j) e^{j2\pi\sin\theta_j x_i}, \quad i=1, \dots, N \quad \text{Eq. II-4}$$

dove A_j è l'ampiezza complessa della j -esima sorgente, $E_{el}(\theta_j)$ è il guadagno dell' i -esima antenna dell'allineamento nella direzione θ_j , $x_{n_i}(t)$ è il campione di rumore termico dell'elemento i (la componente di rumore termico del ricevitore è una variabile aleatoria a distribuzione gaussiana a valore atteso nullo e varianza σ_n^2).

La precedente equazione può essere scritta nella seguente forma vettoriale:

$$\mathbf{x}_d(t) = \mathbf{V}\mathbf{a}(t) + \mathbf{x}_n(t) \quad \text{Eq. II-5}$$

che, espandendo matrici e vettori, corrisponde a:

$$\begin{bmatrix} x_{d_1}(t) \\ \dots \\ x_{d_N}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{11} & v_{12} & \dots & v_{1J} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ v_{N1} & v_{N2} & \dots & v_{NJ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1(t) \\ \dots \\ A_J(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_{n_1}(t) \\ \dots \\ x_{n_N}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 & \mathbf{v}_2 & \dots & \mathbf{v}_J \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{v}_1 & \mathbf{v}_2 & \dots & \mathbf{v}_J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1(t) \\ \dots \\ A_J(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_{n_1}(t) \\ \dots \\ x_{n_N}(t) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-6}$$

in cui $v_{ij} = E_{ei}(\theta_j) e^{j2\pi\sin\theta_j x_i}$, il vettore N -dimensionale $\mathbf{x}_d(t)$ è il segnale ricevuto su gli N elementi dell'array all'istante t , \mathbf{V} la matrice di dimensioni $N \times J$ delle direzioni delle sorgenti e la matrice di covarianza di $\mathbf{x}_d(t)$ è data da:

$$\mathbf{Q}_d = \mathbf{V}\mathbf{P}\mathbf{V}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad \text{Eq. II-7}$$

dove $\mathbf{P} = E\{\mathbf{a}(t)\mathbf{a}^H(t)\}$, σ_n^2 è la potenza del rumore termico e \mathbf{I} è la matrice identità J -dimensionale.

II.2.2 Modello di segnale a banda larga

Per quanto riguarda il segnale radar, si considera generalmente un segnale chirp, le cui proprietà sono generalmente note ([II-6]); in particolare si ricorda che il segnale chirp è tale da avere, per elevati rapporti di compressione, uno spettro di densità di potenza all'incirca piatto nella banda del segnale, da cui discende che la funzione di autocorrelazione ha approssimativamente l'andamento di un $\sin(x)/x$, con un'apertura del lobo principale pari all'inverso della banda del segnale. In ogni

caso per ogni istante in cui il segnale è ricevuto dagli elementi dell'array, esso può essere rappresentato vettorialmente come

$$\mathbf{s}(t)=[s_1(t),s_2(t),\dots,s_N(t)]^T \quad \text{Eq. II-8}$$

in cui $s_i(t)$ per $i=1,\dots,N$ rappresenta il segnale ricevuto all'istante t sull' i -esimo elemento di antenna dell'array.

Nel caso di interferente a banda larga il segnale presente sui diversi canali riceventi è parzialmente correlato e l'elemento (h, i) della matrice di covarianza del disturbo \mathbf{d} può essere calcolato come:

$$\mathbf{Q}_{\mathbf{d}hi} = \left[E\{\mathbf{x}_{\mathbf{d}h}(t)\mathbf{x}_{\mathbf{d}i}^H(t)\} \right] = \left[E\{\mathbf{x}_{\mathbf{j}h}(t)\mathbf{x}_{\mathbf{j}i}^H(t)\} \right] + \sigma_n^2 \delta(h,i) \quad \text{Eq. II-9}$$

dove $\mathbf{x}_{\mathbf{j}h}(t)$ è il segnale interferente ricevuto sul h -esimo e $\mathbf{x}_{\mathbf{j}i}(t)$ è quello sull' i -esimo canale ricevente e $\delta(h,i)$ è il delta di Kronecker ($\delta(h,i)=1$ per $h=i$ e 0 in tutti gli altri casi).

Sotto l'ipotesi che le funzioni di trasferimento dei canali riceventi siano le stesse, la cross-correlazione tra il segnale interferente sui canali h e i all'istante t può essere calcolata come l'autocorrelazione del segnale su un generico canale tra gli istanti $t-\Delta R_h/c$ e $t-\Delta R_i/c$, dove, facendo riferimento Fig. II-1, si ha

$$\Delta R_i = d \cdot (i-1) \cdot \sin\theta \quad (i=1,2,\dots,N) \quad \text{Eq. II-10}$$

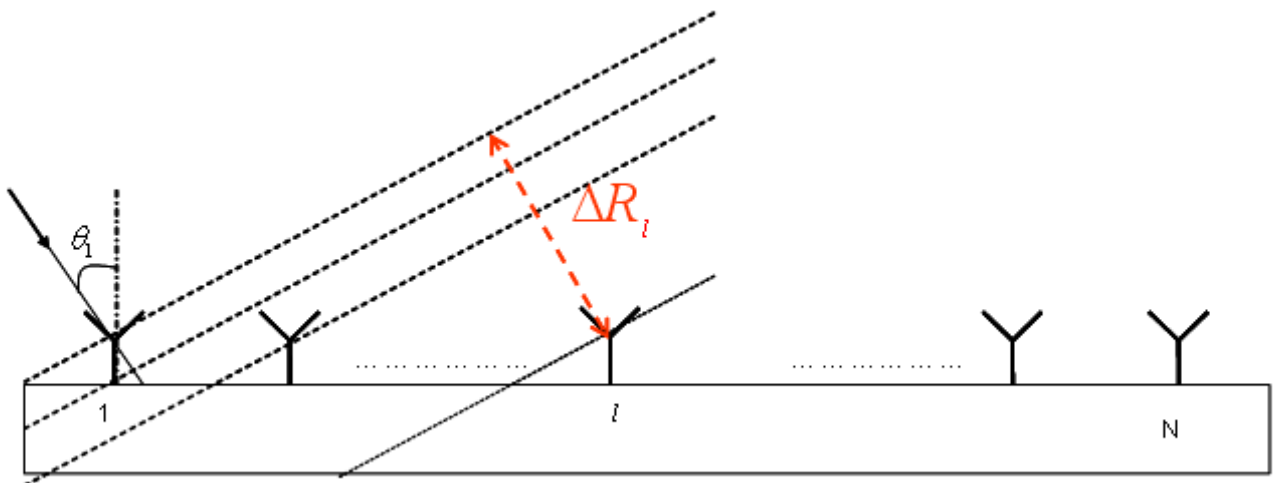


Fig. II-1– Geometria dello scenario in esame

Sotto questa ipotesi

$$\begin{aligned}
 \left[E \left\{ \mathbf{x}_{j_h}(t) \mathbf{x}_{j_i}^H(t) \right\} \right] &= E \left\{ \left(\mathbf{x}_j \left(t - \frac{\Delta R_h}{c} \right) e^{j2\pi f_0 \frac{\Delta R_h}{c}} \right) \left(\mathbf{x}_j^* \left(t - \frac{\Delta R_i}{c} \right) e^{-j2\pi f_0 \frac{\Delta R_i}{c}} \right) \right\} = \\
 &= e^{j2\pi \frac{f_0}{c} (\Delta R_h - \Delta R_i)} E \left\{ \mathbf{x}_j \left(t - \frac{\Delta R_h}{c} \right) \mathbf{x}_j^* \left(t - \frac{\Delta R_i}{c} \right) \right\} = e^{j2\pi \frac{f_0}{c} (\Delta R_h - \Delta R_i)} E \left\{ \mathbf{x}_j(t') \cdot \mathbf{x}_j^* \left(t' - \frac{\Delta R_i - \Delta R_h}{c} \right) \right\} = \\
 &= R_j \left(\frac{\Delta R_i - \Delta R_h}{c} \right) e^{j2\pi \frac{f_0}{c} (\Delta R_h - \Delta R_i)} \quad \forall i, h = 1, \dots, N;
 \end{aligned} \tag{Eq. II-11}$$

da cui si ottiene:

$$\mathbf{Q}_{d_{h,i}} = P_j \rho_{h,i} \exp \left[j2\pi \frac{d}{\lambda} (h-i) \sin \theta_j \right] + \sigma_n^2 \delta(h,i) \tag{Eq. II-12}$$

dove P_j rappresenta la potenza del Jammer e ρ è il coefficiente di correlazione.

Nel caso si scelga un filtro con andamento in frequenza di tipo rettangolare, per la funzione di autocorrelazione relativa al filtro si ottiene

$$R_{xx}(\tau) = \frac{1}{B} \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} e^{j2\pi f \tau} df = \text{sinc}[\pi B \tau] = \mathfrak{R}_{xx}(0) \rho(\tau) \tag{Eq. II-13}$$

Per $\tau = \frac{\Delta R_h - \Delta R_i}{c} = \frac{d}{c} \sin \theta (i-h)$ il coefficiente di correlazione per il filtro rettangolare quindi vale

$$\rho_{h,i} = \text{sinc} \left[\pi \frac{B}{f_0} \frac{d}{\lambda} \sin \theta_j (h-i) \right] = \text{sinc} \left[\pi B_f \frac{d}{\lambda} \sin \theta_j (h-i) \right] \tag{Eq. II-14}$$

II.3 Emulazione del segnale multibeam ricevuto

In questo paragrafo verrà presentato lo schema logico di come vengono emulati i segnali multi beam. La trattazione viene effettuata nel caso di 2 canali riceventi ma è facilmente estendibile al caso di più canali riceventi.

II.3.1 Configurazione a 2 canali riceventi

La Fig. II-2 mostra un array lineare di antenne, le cui prime N_M sono connesse al canale ricevente M mentre le ultime N_A sono connesse al canale ricevente A. Tale schema corrisponde al Side-Lobe Canceller (SLC), [II-4]. Come si può osservare in Fig. II-2, per quanto riguarda la fase di ricezione, nel primo stadio dell'elaborazione il principio di funzionamento è identico a quello del classico

phased array: ciascun canale, infatti, elabora indipendentemente il segnale ricevuto rifasandolo e sommando i vari campioni così ottenuti.

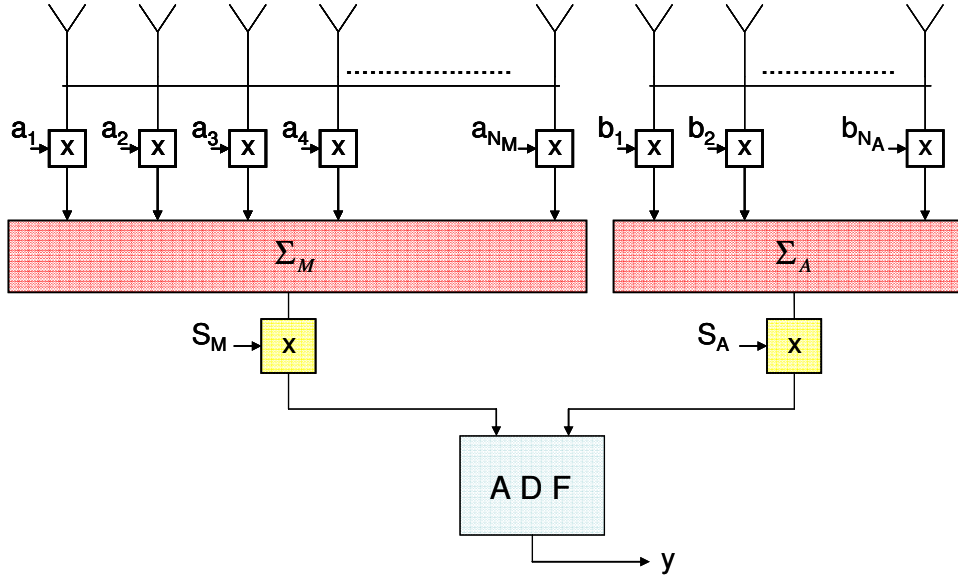


Fig. II-2– Schema di principio del Side-Lobe Canceller

Nel caso di segnali a banda stretta, sempre facendo riferimento alla Fig. II-2, le uscite dei due sommatore potranno essere rappresentate in forma vettoriale come:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_M \\ x_A \end{bmatrix} = \gamma \begin{bmatrix} G_M(\theta_s) \\ G_A(\theta_s) e^{j2\pi \frac{d_{M,A}}{\lambda} \sin \theta_s} \end{bmatrix} A_s e^{j\phi} + \begin{bmatrix} G_M(\theta_j) \\ G_A(\theta_j) e^{j2\pi \frac{d_{M,A}}{\lambda} \sin \theta_j} \end{bmatrix} A_j + \begin{bmatrix} x_{nM} \\ x_{nA} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-15}$$

dove $G_M(\theta)$ e $G_A(\theta)$ indicano il guadagno d'antenna del fascio di antenna connesso al canale M e A, A_s , θ_s , A_j e θ_j sono rispettivamente ampiezza e direzione di arrivo del segnale utile e dell'interferente, x_{nM} e x_{nA} i contributi di rumore termico sui due canali dell'allineamento e infine $d_{M,A}$ indica la distanza tra i centri di fase del principale e dell'ausiliario.

Per quanto riguarda la matrice di covarianza del disturbo a livello di canali riceventi, nell'ipotesi di assenza di segnale utile, si ottiene:

$$\mathbf{Q}_{dCH} = \langle \mathbf{x}_d \mathbf{x}_d^H \rangle = E \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{dM} \\ \mathbf{x}_{dA} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{dM}^H & \mathbf{x}_{dA}^H \end{bmatrix} \right\} = E \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{dM} \mathbf{x}_{dM}^H & \mathbf{x}_{dM} \mathbf{x}_{dA}^H \\ \mathbf{x}_{dA} \mathbf{x}_{dM}^H & \mathbf{x}_{dA} \mathbf{x}_{dA}^H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_{M,M} & \mathbf{q}_{M,A}^H \\ \mathbf{q}_{M,A} & \mathbf{Q}_{A,A} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-16}$$

in cui $\mathbf{q}_{M,M}$ e $\mathbf{Q}_{A,A}$ non sono altro che le matrici di covarianza del disturbo relative al canale ausiliario e a quello principale, mentre $\mathbf{q}_{M,A}$ rappresenta la correlazione presente tra l'interferenza

filtrata dal primario e dal secondario. Sostituendo la Eq. II-15 nella Eq. II-16 si ottiene nel caso a banda stretta:

$$\mathbf{Q}_{dCH}^{BS} = \begin{bmatrix} G_M(\theta_j) \\ G_A(\theta_j)e^{-j2\pi\frac{d_{M,A}}{\lambda}\sin\theta_j} \end{bmatrix} P_j \begin{bmatrix} G_M^*(\theta_j) & G_A^*(\theta_j)e^{j2\pi\frac{d_{M,A}}{\lambda}\sin\theta_j} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_M\sigma_n^2 & 0 \\ 0 & N_A\sigma_n^2 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} P_j|G_M(\theta_j)|^2 + N_M\sigma_n^2 & P_j G_M(\theta_j)G_A^*(\theta_j)e^{j2\pi\frac{d_{M,A}}{\lambda}\sin\theta_j} \\ P_j G_M^*(\theta_j)G_A(\theta_j)e^{-j2\pi\frac{d_{M,A}}{\lambda}\sin\theta_j} & P_j|G_A(\theta_j)|^2 + N_A\sigma_n^2 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-17}$$

Per valutare l'espressione della matrice di covarianza del disturbo nel caso in cui il segnale di Jammer sia a banda larga è possibile ottenere la configurazione a 2 canali riceventi sopra riportata come una particolare configurazione dei canali in ricezione di un array di $N_M + N_A$ antenne. L'introduzione di un'opportuna matrice \mathbf{T} di trasformazione dei dati ci permetterà di determinare le uscite dei canali riceventi di Fig. II-2. Volendo caratterizzare questa matrice, essa presenterà una colonna per ogni canale configurato all'interno dell'array e un numero di righe pari al numero di radiatori che compongono l'intero allineamento; in pratica ogni colonna verrà associata a un diverso sub-array mentre ogni riga individuerà un particolare elemento Tx/Rx del sensore. Attraverso questo approccio la costruzione della suddetta matrice diventa immediata: basterà infatti riportare il peso utilizzato per rifasare il segnale in ricezione da ogni antenna elementare nella relativa cella della \mathbf{T} a essa associata e riempire con degli zeri gli spazi rimasti vuoti. Volendo fare un esempio, l'array in Fig. II-2 la matrice di trasformazione avrà la forma:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} a_1 & \cdots & a_{N_A} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & b_1 & \cdots & b_{N_M} \end{bmatrix}^T \quad \text{Eq. II-18}$$

I pesi utilizzati in ricezione nei due sub-array sono quelli necessari al puntamento.

Definita la matrice di trasformazione \mathbf{T} la matrice di covarianza del disturbo a livello di canale (\mathbf{Q}_{dCH}), si può ottenere come:

$$\mathbf{Q}_{dCH} = \mathbf{T}^H \mathbf{Q}_d \mathbf{T} \quad \text{Eq. II-19}$$

dove con \mathbf{Q}_d si è indicata la matrice di covarianza del disturbo relativa all'array completo.

II.3.2 Configurazione a 2 canali riceventi con linee di ritardo

Quanto proposto nel precedente paragrafo per l'emulazione di segnali multibeam può essere esteso al caso in cui siano presenti a valle dei canali riceventi linee di ritardo o dispositivi buffer necessari per un'elaborazione spazio-temporale dei segnali ricevuti.

Sui due canali di ricezione si può definire un vettore di segnale \mathbf{x} , organizzato per prese sulla linea di ritardo invece che per elemento d'antenna come si faceva precedentemente.

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_K \end{bmatrix} = \mathbf{x}_s + \mathbf{x}_j + \mathbf{x}_n \quad \text{con} \quad \mathbf{x}_k = \mathbf{T}_k \mathbf{x}_{k,FULL} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{Ak} \\ \mathbf{x}_{Mk} \end{bmatrix} \quad k=1, \dots, K$$

$$\begin{aligned} x_{ik}(t) &= x_{s_{ik}}(t) + x_{j_{ik}}(t) + x_{n_{ik}}(t) \\ x_{s_{ik}}(t) &= x_{1s_{ik}}(t) + \dots + x_{N_i s_{ik}}(t) \\ x_{j_{ik}}(t) &= x_{1j_{ik}}(t) + \dots + x_{N_i j_{ik}}(t) \\ x_{n_{ik}}(t) &= x_{1n_{ik}}(t) + \dots + x_{N_i n_{ik}}(t) \end{aligned} \quad \begin{array}{l} \text{Eq. II-20} \\ \\ \\ i=A, M \end{array}$$

Nell'espressione precedente $\mathbf{x}_{k,FULL}$ è il vettore dei campioni prelevati dalla k-esima presa elemento per elemento e \mathbf{T}_k è la matrice di trasformazione associata alla k-esima presa che consente di scrivere i dati a livello di canale.

Di conseguenza è possibile definire lo steering vector \mathbf{s}

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \mathbf{s}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{s}_K \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-21}$$

e la matrice di correlazione del disturbo

$$\mathbf{Q}_d = E \left\{ (\mathbf{x}_j + \mathbf{x}_n)^* (\mathbf{x}_j + \mathbf{x}_n)^T \right\} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{11} & \cdots & \mathbf{Q}_{1K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{Q}_{K1} & \cdots & \mathbf{Q}_{KK} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-22}$$

in cui \mathbf{Q}_{lk} è la matrice di correlazione relativa alle prese l e k sulle linee di ritardo di dimensione 2×2 , dato che si sta supponendo di avere due canali in ricezione.

Di seguito è riportato un esempio per quanto riguarda la costruzione della matrice di correlazione del jammer esplicitando la dipendenza dei termini dalla sua funzione di correlazione. Lo scenario è quello riportato nella Fig. II-3.

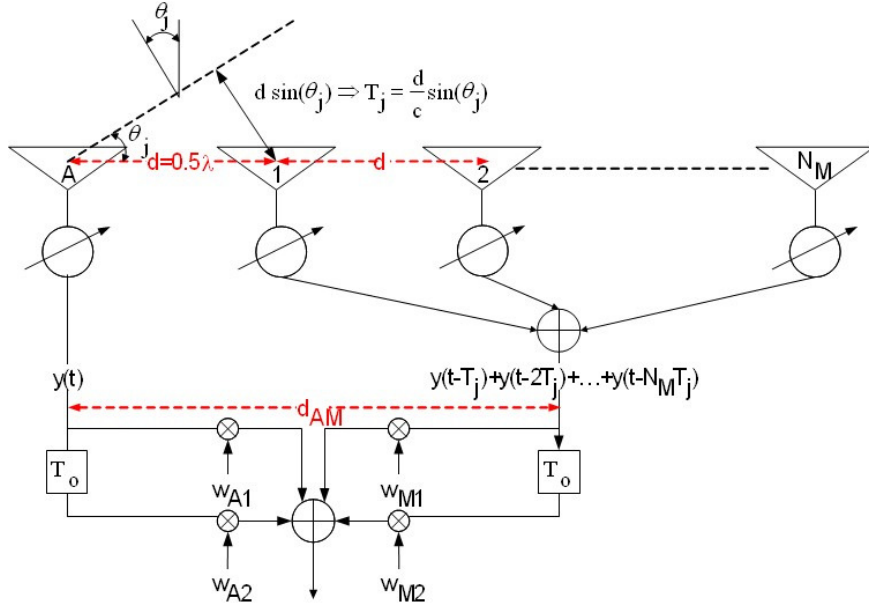


Fig. II-3– SLC con un ausiliario omnidirezionale e linee di ritardo a 2 prese sui canali di ricezione.

Come esempio si supponga che gli elementi del main siano distanti tra loro 0.5λ e che la direzione di puntamento sia 0° , in modo che l'operazione svolta dagli sfasatori sia una semplice moltiplicazione per uno; anche l'ausiliario è distante 0.5λ dal primo elemento del main.

Il vettore di segnale y è

$$\mathbf{y}_j = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{1j} \\ \mathbf{y}_{2j} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y(t) \\ y(t-T_j) + y(t-2T_j) + y(t-3T_j) \\ y(t-T_0) \\ y(t-T_j-T_0) + y(t-2T_j-T_0) + y(t-3T_j-T_0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_A(t) \\ x_M(t) \\ x_A(t-T_0) \\ x_M(t-T_0) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-23}$$

per cui la matrice di correlazione dell'interferente sarà

$$\mathbf{Q}_{CH}^j = \begin{bmatrix} \langle x_A(t), x_A^*(t) \rangle & \langle x_A(t), x_M^*(t) \rangle & \langle x_A(t), x_A^*(t-T_0) \rangle & \langle x_A(t), x_M^*(t-T_0) \rangle \\ \langle x_M(t), x_A^*(t) \rangle & \langle x_M(t), x_M^*(t) \rangle & \langle x_M(t), x_A^*(t-T_0) \rangle & \langle x_M(t), x_M^*(t-T_0) \rangle \\ \langle x_A(t-T_0), x_A^*(t) \rangle & \langle x_A(t-T_0), x_M^*(t) \rangle & \langle x_A(t-T_0), x_A^*(t-T_0) \rangle & \langle x_A(t-T_0), x_M^*(t-T_0) \rangle \\ \langle x_M(t-T_0), x_A^*(t) \rangle & \langle x_M(t-T_0), x_M^*(t) \rangle & \langle x_M(t-T_0), x_A^*(t-T_0) \rangle & \langle x_M(t-T_0), x_M^*(t-T_0) \rangle \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_j(0) & \sum_{i=1}^{N_M-3} R_j(-iT_j) & R_j(-T_0) & \sum_{i=1}^{N_M-3} R_j(-iT_j-T_0) \\ \sum_{i=1}^{N_M-3} R_j(iT_j) & \sum_{i=-N_M+1}^{N_M-2} (N_M-|i|)R_j(iT_j) & \sum_{i=1}^{N_M-3} R_j(iT_j-T_0) & \sum_{i=-N_M+1}^{N_M-2} (N_M-|i|)R_j(iT_j-T_0) \\ R_j(T_0) & \sum_{i=1}^{N_M-3} R_j(-iT_j+T_0) & R_j(0) & \sum_{i=1}^{N_M-3} R_j(-iT_j) \\ \sum_{i=1}^{N_M-3} R_j(iT_j+T_0) & \sum_{i=-N_M+1}^{N_M-2} (N_M-|i|)R_j(iT_j+T_0) & \sum_{i=1}^{N_M-3} R_j(iT_j) & \sum_{i=-N_M+1}^{N_M-2} (N_M-|i|)R_j(iT_j) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-24}$$

E' semplice verificare che è possibile ottenere tale matrice anche da quella costruita per l'array completo, cioè considerando N_M+N_A elementi d'antenna omnidirezionali distinti.

$$\mathbf{Q}_{FULL}^j = \begin{bmatrix} R_j(0) & R_j(-T) & R_j(-2T) & R_j(-3T) & R_j(-T_0) & R_j(-T-T_0) & R_j(-2T-T_0) & R_j(-3T-T_0) \\ R_j(T) & R_j(0) & R_j(-T) & R_j(-2T) & R_j(T-T_0) & R_j(-T_0) & R_j(-T-T_0) & R_j(-2T-T_0) \\ R_j(2T) & R_j(T) & R_j(0) & R_j(-T) & R_j(2T-T_0) & R_j(T-T_0) & R_j(-T_0) & R_j(-T-T_0) \\ R_j(3T) & R_j(2T) & R_j(T) & R_j(0) & R_j(3T-T_0) & R_j(2T-T_0) & R_j(T-T_0) & R_j(-T_0) \\ R_j(T_0) & R_j(T-T_0) & R_j(2T-T_0) & R_j(3T-T_0) & R_j(0) & R_j(-T) & R_j(-2T) & R_j(-3T) \\ R_j(T+T_0) & R_j(T_0) & R_j(T-T_0) & R_j(2T-T_0) & R_j(T) & R_j(0) & R_j(-T) & R_j(-2T) \\ R_j(2T+T_0) & R_j(T+T_0) & R_j(T_0) & R_j(T-T_0) & R_j(2T) & R_j(T) & R_j(0) & R_j(-T) \\ R_j(3T+T_0) & R_j(2T+T_0) & R_j(T+T_0) & R_j(T_0) & R_j(3T) & R_j(2T) & R_j(T) & R_j(0) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-25}$$

Se a ciascuna delle matrici nei riquadri tratteggiati si sostituisce la somma degli elementi di tali matrici si può verificare che si riottene la matrice \mathbf{Q} nell'Eq. II-24. Tale operazione è effettuabile tramite una matrice di trasformazione \mathbf{T} di dimensioni $(N_M+1 \times K) \times (C \times K)$, essendo C il numero di canali in ricezione, tale da avere la seguente struttura:

$$\mathbf{T} = \begin{matrix} \underbrace{\hspace{2cm}}_{C \times K} \\ \left. \begin{array}{c|c|c|c|c} 1 & 0 & 0 & 0 & \\ \hline 0 & 1 & 0 & 0 & \\ \hline 0 & 1 & 0 & 0 & \\ \hline 0 & 1 & 0 & 0 & \\ \hline 0 & 0 & 1 & 0 & \\ \hline 0 & 0 & 0 & 1 & \\ \hline 0 & 0 & 0 & 1 & \\ \hline 0 & 0 & 0 & 1 & \end{array} \right\} N_M \times K \end{matrix} \quad \begin{array}{l} \text{AUX prima presa} \\ \text{MAIN prima presa} \\ \text{AUX seconda presa} \\ \text{MAIN seconda presa} \end{array} \quad \text{Eq. II-26}$$

in modo che

$$\Phi_{CH} = \mathbf{T}^T \Phi_{FULL} \mathbf{T} \quad \text{Eq. II-27}$$

II.4 Nulling di antenna a banda stretta per SAR ECCM

La Fig. II-4 mostra lo scenario di riferimento per il problema che si vuole affrontare: un phased array riceve su N elementi di antenna un segnale utile dalla direzione θ_s , J jammers dalle direzioni θ_j con $j = 1, \dots, J$ ed è tale per cui ogni elemento sia affetto da rumore termico. Si vuole operare in modo da puntare elettronicamente l'array nella direzione desiderata, cercando contemporaneamente di imporre dei nulli nel pattern d'antenna in corrispondenza di quelle direzioni da cui si sa, o si sia stimato adattivamente, provengano segnali interferenti.

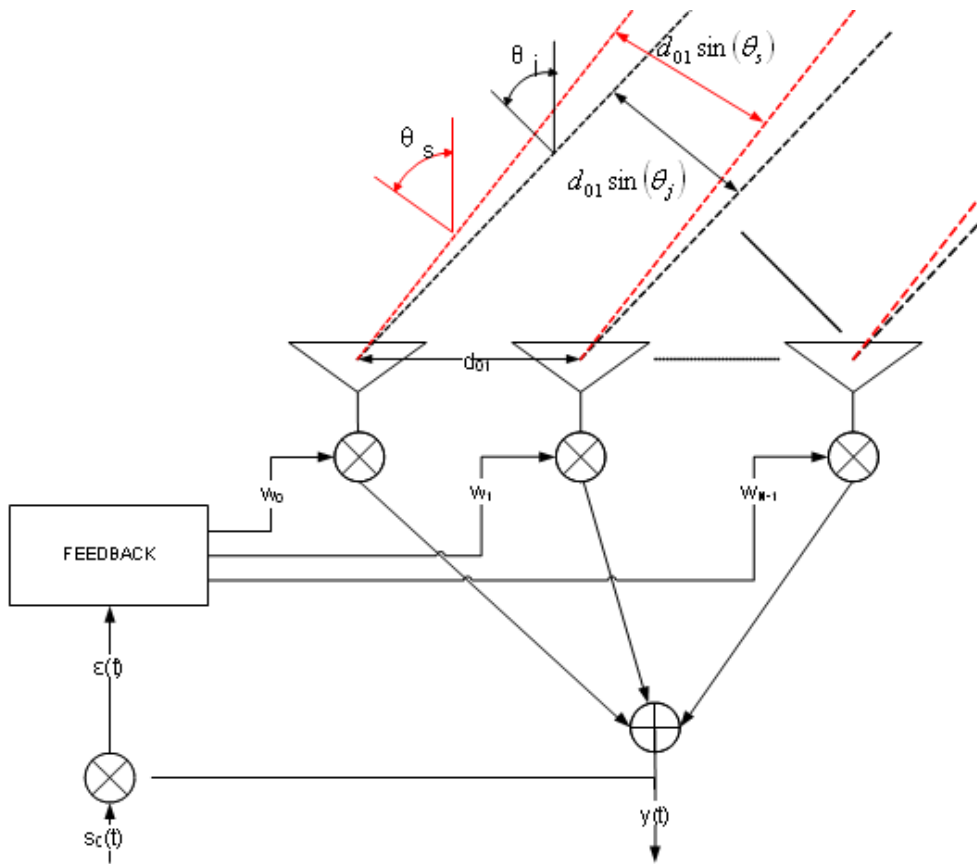


Fig. II-4 Scenario di riferimento per il nulling di antenna a banda stretta

Il segnale ricevuto su ciascun elemento si può pensare costituito dalla somma dei tre contributi (segnale utile, interferenti e rumore termico):

$$x_i(t) = s_i(t) + x_{ij}(t) + x_{in}(t) \quad \text{con } i=1, \dots, N \quad \text{Eq. II-28}$$

$s_i(t)$ = segnale utile sull' i -esimo elemento

$x_{ij}(t)$ = somma dei jammers sull' i -esimo elemento

$x_{in}(t)$ = rumore termico sull' i -esimo elemento

Si ritengono valide le ipotesi per cui segnale utile, interferente e rumore siano decorrelati tra loro e che lo sia anche il rumore termico sui vari elementi considerati; inoltre segnale utile e jammers siano a banda stretta.

Data la direzionalità del segnale utile e degli interferenti i contributi ricevuti da due elementi adiacenti saranno tra loro sfasati di una quantità dipendente dalla distanza d_{ik} ; in particolare lo sfasamento che in generale si avrà tra un elemento e il riferimento (per esempio il primo che viene raggiunto dall'onda elettromagnetica) è



$$\Delta T_{is} = 2\pi \frac{d_{0i}}{\lambda} \sin(\theta_s) = \omega_0 \frac{d_{0i}}{c} \sin(\theta_s) = \omega_0 T_{is} \quad \text{con } i=0, \dots, N-1 \quad \text{Eq. II-29}$$

$$\Delta T_{ij} = 2\pi \frac{d_{0i}}{\lambda} \sin(\theta_j) = \omega_0 \frac{d_{0i}}{c} \sin(\theta_j) = \omega_0 T_{ij} \quad \text{per } j=0, \dots, J \quad \text{Eq. II-30}$$

in cui ω_0 e λ_0 sono rispettivamente la portante e la corrispondente lunghezza d'onda, mentre T_{is} e T_{ij} rappresentano il ritardo con cui il segnale utile e l'interferente arrivano all' i -esimo elemento dell'array rispetto a quello di riferimento.

$$T_{is} = \frac{d_{0i}}{c} \sin(\theta_s) \quad \text{e} \quad T_{ij} = \frac{d_{0i}}{c} \sin(\theta_j) \quad \text{Eq. II-31}$$

Si faccia attenzione al fatto che tali sfasamenti sono calcolati alla frequenza portante, quindi nell'ipotesi di banda nulla dei segnali in gioco.

Realizzare il nulling di un certo numero di interferenti equivale a imporre tanti nulli sul pattern di antenna quante sono le direzioni in gioco; a tale proposito si deve considerare un numero di gradi di libertà sufficiente.

Dato un array con N elementi d'antenna, si hanno a disposizione $N-1$ gradi di libertà per mettere altrettanti nulli dove voluto, quindi deve verificarsi la condizione

$$J \leq N-1 \quad \text{Eq. II-32}$$

che consente la corretta cancellazione di tutti i jammer; tale discorso è valido finché si considerano segnali a banda stretta [II-4], [II-7].

Al fine di realizzare l'operazione di nulling di antenna, ciascuna delle uscite degli N elementi dell'array viene moltiplicata per un peso, generalmente complesso, per cui il segnale in uscita sarà quello nell'Eq. II-33, che è una relazione lineare tra gli N pesi utilizzati in cui generalmente $x_i(t) = A_i e^{j\varphi_i(\theta)}$ con $i = 0, \dots, N-1$.

$$y(t) = [x_0(t)w_0 + x_1(t)w_1 + \dots + x_{N-1}(t)w_{N-1}] e^{j\omega_0 t} \quad \text{Eq. II-33}$$

I pesi in generale vengono determinati a partire da un segnale di errore ottenuto differenziando in segnale di uscita $y(t)$ con un segnale di riferimento $s_0(t)$, che si può assumere essere una replica normalizzata, eventualmente ritardata, del segnale desiderato (in realtà non è necessario che sia proprio così, basta che il riferimento sia correlato con il segnale desiderato e decorrelato con rumore e interferenti). Esistono diversi approcci con cui questo errore può essere processato per ottenere i pesi: in particolare si consideri l'approccio della minimizzazione dell'errore quadratico medio (Least Mean Square - LMS), [II-7].

Nella Fig. II-5 è riportato lo schema a blocchi dell'elaborazione del segnale di uscita per la determinazione dei pesi ottimi per l'imposizione dei nulli nelle direzioni volute a partire dalla definizione di un segnale d'errore secondo il criterio LMS.

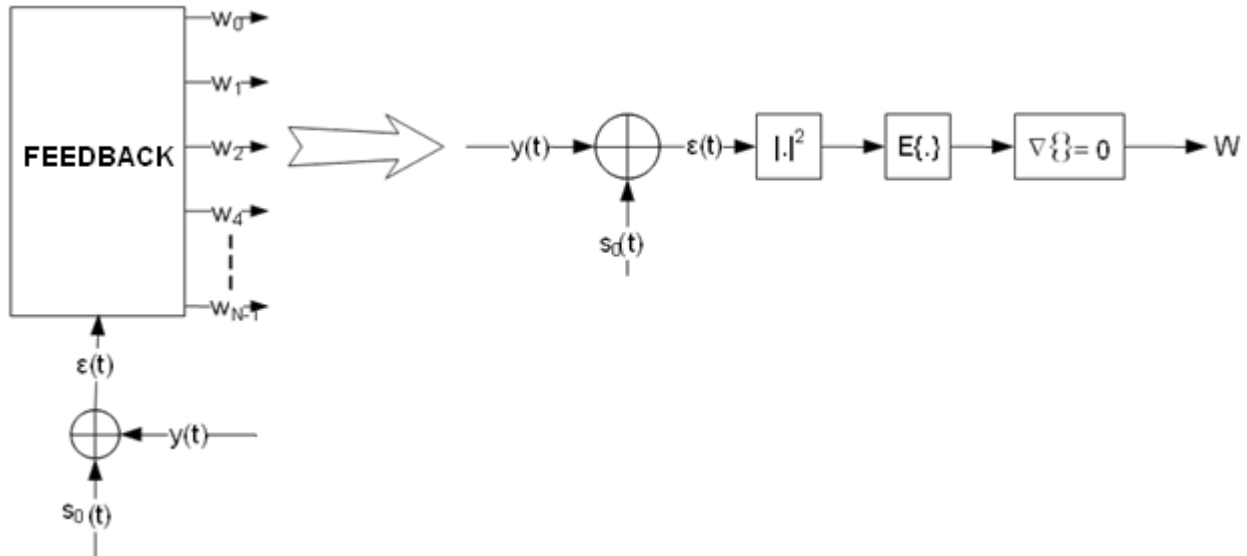


Fig. II-5 Schema a blocchi relativo all'applicazione del criterio LMS

La procedura con cui si giunge alla determinazione dei pesi ottimi non viene qui riportata per brevità, ma conduce alla ben nota relazione per cui, a meno di fattori di scala, i pesi che minimizzano l'errore quadratico medio sono determinati dal prodotto dell'inversa della matrice di correlazione del disturbo e lo steering vector s' , per cui senza perdita di generalità in seguito si considererà

$$\mathbf{w} = \mathbf{Q}_d^{-1} \mathbf{s}' \quad \text{Eq. II-34}$$

in cui \mathbf{s}' è il vettore di sfasamenti alla frequenza portante nella direzione di puntamento

$$\mathbf{s}' = [\alpha_0 \quad \alpha_1 e^{j\Delta T_s} \quad \dots \quad \alpha_{N-1} e^{j(N-1)\Delta T_s}]^T \quad \text{Eq. II-35}$$

essendo i valori α_i con $i=0, \dots, N-1$ sono i guadagni nella direzione di puntamento degli elementi d'antenna.

Adesso che si è ottenuto un criterio per la determinazione dei pesi si può verificare, con un esempio, la necessità di avere un numero sufficiente di gradi di libertà per realizzare correttamente il puntamento dell'antenna e l'azzeramento del pattern nelle direzioni dei segnali interferenti.

Si consideri che i segnali in gioco siano a banda stretta e si abbia un array a due elementi isotropi; si voglia puntare il pattern nella direzione 0° da cui proviene un segnale utile caratterizzato da un SNR pari a 0 dB. Si supponga inoltre di avere due jammers provenienti rispettivamente da -70° e 20° ed il primo abbia un JNR pari a 40 dB, mentre per il secondo il JNR sia fatto variare tra -40 dB e 40 dB. Quello che ci si aspetta è che all'aumentare della potenza del secondo interferente il sistema non sia più in grado di mettere due nulli.

Essendo lo steering vector e il segnale di disturbo definiti come segue,

$$\mathbf{s}' = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\Delta T_s} \end{bmatrix}^T \quad \text{e} \quad \mathbf{x}_d = \mathbf{x}_j + \mathbf{x}_n = e^{j\omega_0 t} \begin{bmatrix} A_{j1} + A_{j2} & A_{j1}e^{-j\Delta T_{j1}} + A_{j2}e^{-j\Delta T_{j2}} \end{bmatrix}^T + \mathbf{x}_n \quad \text{Eq. II-36}$$

la matrice di correlazione dell'interferente più rumore diventa

$$\mathbf{Q}_d = E\{\mathbf{x}_d \mathbf{x}_d^* \} = E \left\{ \begin{array}{cc} \sigma^2 + A_{j1}^2 + A_{j2}^2 & A_{j1}^2 e^{-j\Delta T_{j1}} + A_{j2}^2 e^{-j\Delta T_{j2}} \\ A_{j1}^2 e^{j\Delta T_{j1}} + A_{j2}^2 e^{j\Delta T_{j2}} & \sigma^2 + A_{j1}^2 + A_{j2}^2 \end{array} \right\} \quad \text{Eq. II-37}$$

e i pesi hanno di conseguenza tale espressione

$$\begin{aligned} \mathbf{w} = \mathbf{Q}_d^{-1} \mathbf{s}' &= \frac{1}{\det(\mathbf{Q}_d)} \begin{bmatrix} \sigma^2 + A_{j1}^2 + A_{j2}^2 & -A_{j1}^2 e^{-j\Delta T_{j1}} - A_{j2}^2 e^{-j\Delta T_{j2}} \\ -A_{j1}^2 e^{j\Delta T_{j1}} - A_{j2}^2 e^{j\Delta T_{j2}} & \sigma^2 + A_{j1}^2 + A_{j2}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\Delta T_s} \end{bmatrix} = \\ &= \frac{\sigma^2}{\det(\mathbf{Q}_d)} \begin{bmatrix} 1 + JNR_1 (1 - e^{j(\Delta T_s - \Delta T_{j1})}) + JNR_2 (1 - e^{j(\Delta T_s - \Delta T_{j2})}) \\ (1 + JNR_1 + JNR_2) e^{j\Delta T_s} - JNR_1 e^{j\Delta T_{j1}} - JNR_2 e^{j\Delta T_{j2}} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-38} \end{aligned}$$

con

$$\begin{aligned} \det(\mathbf{Q}_d) &= \sigma^4 \left[(1 + JNR_1 + JNR_2)^2 - \left| JNR_1 e^{j\Delta T_{j1}} + JNR_2 e^{j\Delta T_{j2}} \right|^2 \right] \\ &= \sigma^4 \left[1 + 2 \left[JNR_1 + JNR_2 + JNR_1 JNR_2 \cos(\Delta T_{j1} - \Delta T_{j2}) \right] \right] \quad \text{Eq. II-39} \end{aligned}$$

Nella Fig. II-6 è riportato l'andamento dei pesi teorici ottenuti attraverso la simulazione, per cui si vede che per valori molto alti del JNR del secondo jammer l'array non fa altro che spegnersi, portando a zero tutti i pesi, come ci si aspettava. Si noti che in realtà questo sia vero dipendentemente dal valore del JNR del primo jammer: nella situazione comunemente più dannosa, quella in cui il segnale proveniente da un interferente più vicino del bersaglio utile viene ricevuto nella direzione del picco di un lobo laterale, si hanno valori di JNR alti, tali da giustificare l'annullarsi dei pesi. Anche nel caso in cui ci sia un solo jammer, la profondità del nullo imposto dipende dal valore del JNR. Nella direzione del jammer il pattern vale

$$\mathbf{w}^H \mathbf{x}_{j1} = \frac{1}{\sigma^2} \left[\frac{1 + JNR_1 (1 - e^{j(\Delta T_s - \Delta T_{j1})})}{1 + 2JNR_1} \quad \frac{(1 + JNR_1)e^{j\Delta T_s} - JNR_1 e^{j\Delta T_{j1}}}{1 + 2JNR_1} \right] \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-\phi_{j1}} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma^2} \frac{1 + e^{-\Delta T_{j1}}}{1 + 2JNR_1} \quad \text{Eq. II-40}$$

Dall'Eq. II-40 può ricavarsi l'importante risultato, estendibile a casi più generali, per cui l'algoritmo pone nulli tanto più profondi quanto più è alto il livello del jammer sopra a quello del rumore, ovvero pone esattamente uno zero nella direzione di jammer quando il JNR tende all'infinito.

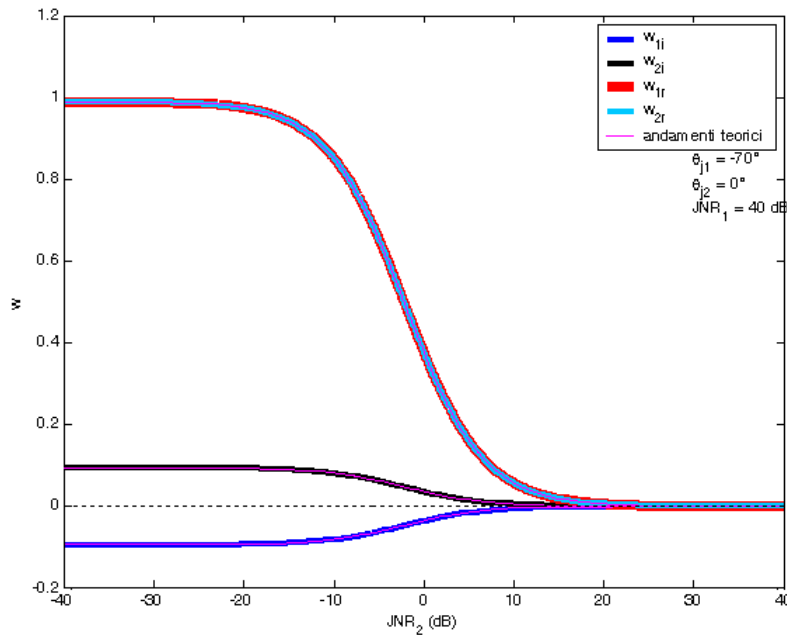


Fig. II-6 Parte reale e immaginaria dei pesi vs JNR_2 con $N=2$, $\theta_{j1}=-70^\circ$, $\theta_{j2}=20^\circ$, $JNR_1=40$ dB

II.4.1 Limitazioni del processing a banda stretta per segnali a banda larga

Nel caso specifico dell'array a due elementi omnidirezionali considerato per gli esempi precedenti, la funzione di trasferimento vista dal jammer è del tipo

$$H(\omega) = w_0 + w_1 e^{-j\omega T_j} \quad \text{Eq. II-41}$$

Per annullare tale funzione di riferimento si dovrebbero considerare dei pesi variabili con la frequenza, ma nella trattazione precedente si è considerato un rifasamento relativamente alla frequenza portante (vedi il termine ΔT_j introdotto nell'Eq. II-30), quindi dalla Eq. II-41 si ottiene

$$H(\omega_0) = 0 \Rightarrow w_0 = -w_1 e^{-j\Delta T_j} \quad \text{Eq. II-42}$$

È possibile verificare che la Eq. II-42 è conforme all'algoritmo identificato per la cancellazione del jammer (cioè imporre questa condizione equivalga a determinare i pesi applicando il criterio LMS) [II-7].

Con i pesi ottenuti per il nulling è possibile scrivere la funzione di trasferimento dell'equivalente filtro in ricezione come vista dal segnale utile; si ottiene l'espressione

$$H(\omega) = w_0 + w_1 e^{-j\omega T_s} \tag{Eq. II-43}$$

I moduli normalizzati rispetto al peso w_2 sono mostrati nella Fig. II-7 (a) e Fig. II-7 (b) per il jammer e il segnale utile rispettivamente. Si vede come al variare della frequenza cambi la risposta in ricezione, ma, come si nota dalle pendenze evidenziate, la variabilità della funzione di trasferimento per il segnale utile è minore rispetto a quella che si riscontra nel caso in cui si consideri la risposta dell'array al jammer, la cui caratteristica a banda larga quindi affliggerà maggiormente le prestazioni degli algoritmi di cancellazione. È quindi intuitivo pensare a una pesatura che vari con la frequenza per ottenere prestazioni a livello di quelle che si otterrebbero per interferenti a banda stretta, nel caso in cui invece siano a banda larga.

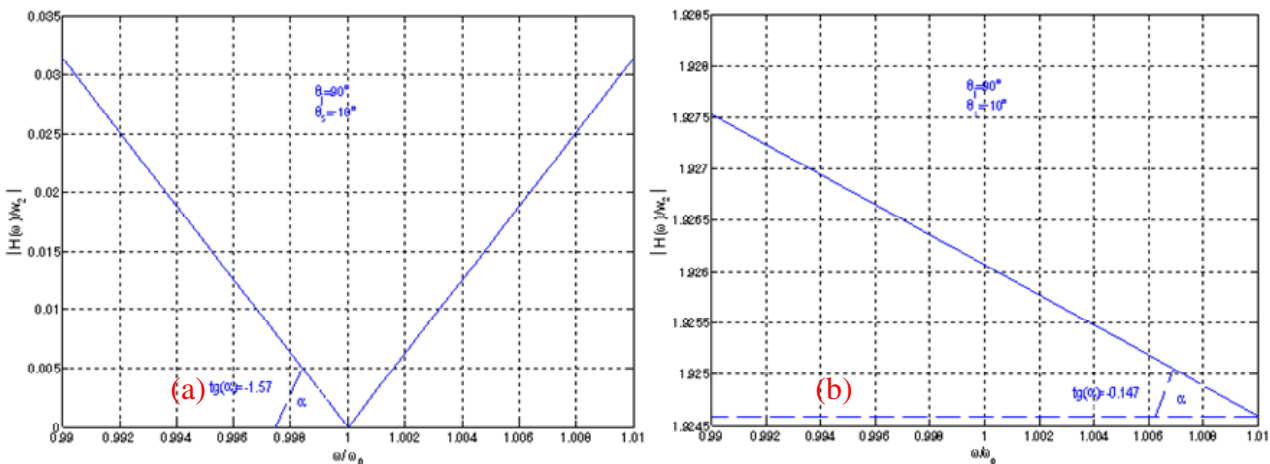


Fig. II-7 Andamento di $|H(\omega)/w_1|$ con ω/ω_0 (a) per il jammer e (b) per il segnale utile

Un'ulteriore verifica dell'inadeguatezza della cancellazione di jammer a banda larga con algoritmi ottimizzati per l'ipotesi di banda frazionale ridotta è da trovarsi nella natura stessa del jammer a banda larga. Si consideri ancora un array a due canali con cui si voglia porre uno zero nella direzione di arrivo di un jammer a banda larga. Si può supporre che averne uno proveniente da una certa direzione θ_j equivalga ad averne infiniti a banda nulla (cioè alla sola frequenza portante f_0) provenienti da direzioni $\theta_j + \delta\theta(f)$, in cui si ha un $\delta\theta$ diverso per ciascuna delle frequenze nella banda considerata e per ciascuna delle direzioni di arrivo del jammer.

$$\begin{aligned}
 e^{j2\pi\frac{d}{\lambda'}\sin(\theta_j)} &= e^{j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin(\theta_j+\delta\theta(\lambda))} \\
 f'\sin(\theta_j) &= f\sin(\theta_j+\delta\theta(f')) \quad \text{con} \quad -90^\circ \leq \theta_j+\delta\theta(f') \leq 90^\circ \\
 \delta\theta(f') &= \sin^{-1}\left(\frac{f'}{f}\sin(\theta_j)\right) - \theta_j
 \end{aligned}
 \tag{Eq. II-44}$$

In questo caso il valore di f' è compreso nell'intervallo

$$f_s(1-B_f/2) \leq f' \leq f_s(1+B_f/2) \tag{Eq. II-45}$$

essendo B_f la banda frazionale del segnale definita come

$$B_f = B/f_0 \tag{Eq. II-46}$$

e introducendo l'Eq. II-45 nell'Eq. II-44 si ottiene

$$\delta\theta_1(f') = \sin^{-1}((1+B_f/2)\sin(\theta_j)) - \theta_j \quad \text{con} \quad |(1+B_f/2)\sin(\theta_j)| \leq 1 \Rightarrow |\theta_j| \leq \sin^{-1}\left(\frac{2}{2+B_f}\right) \tag{Eq. II-47}$$

$$\delta\theta_2(f') = \sin^{-1}((1-B_f/2)\sin(\theta_j)) - \theta_j \quad \text{con} \quad |\theta_j| \leq 90^\circ \tag{Eq. II-48}$$

Nella Fig. II-8 è riportato il risultato della simulazione del confronto tra le prestazioni che si ottengono cancellando a banda stretta un unico jammer a banda frazionale pari a 0.2 e 1001 jammers a banda frazionale nulla, tra cui la potenza dell'unico jammer è equidistribuita: usando le precedenti equazioni (vedi l' Eq. II-48) nella simulazione si dovrebbe ottenere la sovrapposizione delle curve per $|\theta_j| \leq 65.38^\circ$, il che è verificato.

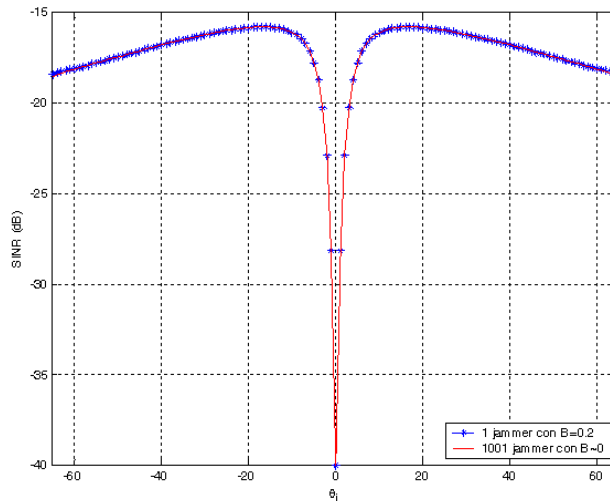


Fig. II-8 Confronto tra le prestazioni della cancellazione a banda stretta di un unico jammer a banda frazionale pari a 0.2 e di 1001 con banda frazionale nulla.

Le prestazioni ottenibili utilizzando il criterio LMS per la determinazione dei pesi ottimi sono state valutate in termini di rapporto tra la potenza del segnale utile e quella del segnale di disturbo (Signal to Interference plus Noise Ratio SINR) a valle del processing.



$$SINR = \frac{P_S}{P_N + P_J} = \frac{0.5 * |\mathbf{w}^H \mathbf{s}|^2}{0.5 * E\{|\mathbf{w}^H \mathbf{x}_d|^2\}} = \frac{P_s |\mathbf{s}^H \mathbf{Q}_d^{-1} \mathbf{s}|^2}{\mathbf{w}^H \mathbf{Q}_d \mathbf{w}} = p_s \mathbf{s}^H \mathbf{Q}_d^{-1} \mathbf{s} \quad \text{Eq. II-49}$$

Da queste osservazioni si conclude che il decadimento delle prestazioni all'aumentare della banda frazionale del jammer può interpretarsi come dovuto al fatto che in questo caso con due soli canali riceventi di cui si considera una sola uscita, cioè due soli gradi di libertà, si vuole realizzare la cancellazione di infiniti jammer a banda stretta.

II.4.2 Applicazione dell'antenna nulling in ambito SAR

Relativamente all'utilizzo in un sistema SAR dell'antenna nulling per la protezione contro interferenti elettromagnetici a banda stretta sono stati effettuati diversi studi, di cui qui si riportano brevemente le conclusioni.

In relazione all'effetto che ha un'interferenza a banda stretta incidente sull'antenna di un SAR, sono stati effettuati diversi studi [II-8], [II-9]. L'approccio di tali studi è stato quello realizzare mappe di Signal to Interference plus Noise Ratio (SINR) a valle dell'operazione di focalizzazione di una fitta griglia di scatteratori puntiformi in presenza di un'interferenza. Simulando un sistema con canali riceventi multipli è stato possibile realizzare il nulling di antenna; il confronto tra le mappe ottenute in presenza o assenza di una fase di ECCM ha consentito di verificare che l'utilizzo di una tecnica adattiva per la sintetizzazione di un pattern che presenti un nullo nella direzione di arrivo di un jammer consente di ridurre sensibilmente le zone intorno all'interferente stesso in cui non si sia in grado di ottenere valori di SINR sufficientemente elevati da confermare o acquisire di nuovi bersagli. Le prestazioni ottenibili dipendono fortemente dai pattern di antenna associati ai canali riceventi ausiliari; varie strategie sono state considerate per identificare delle configurazioni di antenna ottimali ai fini di proteggere il sistema da un interferente proveniente da direzioni qualsiasi, sia in azimuth che in elevazione. Le analisi hanno condotto ai risultati in seguito riportati. Affinché il nulling sia efficace è necessario che il pattern di almeno uno dei canali ausiliari a disposizione abbia un guadagno nella direzione di arrivo del segnale interferente almeno confrontabile con quello del pattern del canale principale; volendosi proteggere da un jammer che arrivi da una direzione qualsiasi, non è possibile trovare per il canale ausiliario un unico pattern di antenna che sia sufficientemente largo e con un guadagno sufficientemente elevato in tutte le direzioni. Almeno 2 canali ausiliari devono essere considerati; uno con un pattern sufficientemente largo da garantire la protezione per le direzioni di arrivo lontane dal puntamento, uno direttivo al fine di proteggere il sistema per le direzioni dei primi lobi laterali.

Il nulling di antenna quindi consente di cancellare il contributo del segnale interferente nel segnale ricevuto, ma il pattern sintetizzato elettronicamente, con almeno una profonda depressione nella direzione di arrivo del segnale interferente, presenta delle distorsioni del lobo principale che influiscono negativamente sul successivo step di focalizzazione dell'immagine, in particolare per quanto riguarda la risoluzione e il rapporto picco lobi. Per questo è sembrato di particolare interesse andare a studiare degli algoritmi adattivi di nulling che presentino vincoli aggiuntivi per preservare il pattern nell'intorno della direzione di puntamento [II-10]. Vari set di vincoli sono stati considerati, sia per conservare l'andamento del pattern nell'intorno del puntamento sia per l'imposizione del nullo nella direzione di arrivo del jammer, e si è supposto di realizzare il beamforming adattivo impulso per impulso; tutti i risultati hanno dimostrato che quando i vincoli imposti consentono di preservare caratteristiche dell'immagine come la risoluzione e il rapporto picco-lobi non sono in grado di garantire livelli di cancellazione confrontabili con quelli che si raggiungono con il nulling di antenna e viceversa.

In tutti gli studi di cui finora si è parlato, per il calcolo delle prestazioni si è supposta nota la direzione di arrivo del segnale interferente a banda stretta e di conseguenza la matrice di correlazione del disturbo è stata scritta analiticamente; è sembrato quindi importante studiare le alternative possibili per realizzare la stima della matrice di covarianza del segnale di disturbo in ambiente SAR [II-11]. La stima della matrice di covarianza viene generalmente realizzata a partire da dati secondari relativi al solo disturbo: per un SAR gli intervalli in cui poter prelevare dati privi del contributo di segnale utile dipendono fortemente dalla Pulse Repetition Frequency (PRF) e dal pattern in elevazione, che sono senza dubbio caratteristiche estremamente sensibili del sistema. Per evitare di intervenire su di esse si è supposto di prelevare dati secondari saltando qualche trasmissione. Si sono valutate tre strategie; nella prima le trasmissioni vengono saltate periodicamente, nella seconda periodicamente ma con uno shift random e nella terza le trasmissioni da saltare sono scelte in modo pseudocasuale, con il rispetto di determinati vincoli sul numero minimo di impulsi prima del quale sia vietato saltare la trasmissione e il numero massimo dopo il quale saltarla obbligatoriamente. La seconda e la terza tecnica sono state considerate per ovviare al problema dell'insorgere di echi appaiati dovuti alle mancate trasmissioni; eliminando, infatti, la periodicità si realizza lo spreading dell'energia associata a tali echi. Ovviamente è stato necessario valutare l'impatto delle mancate trasmissioni sulla risposta impulsiva del SAR e sulle capacità di cancellazione raggiungibili quando i pesi non vengono aggiornati impulso per impulso; si è

verificato che per il primo problema la strategia dei salti di trasmissione pseudorandom consente di preservare maggiormente la risposta impulsiva, dato che complessivamente vengono saltati meno impulsi rispetto alle altre tecniche. Per le prestazioni di cancellazione si è verificato che le perdite non sono rilevanti, sottolineando che però tale risultato è molto influenzato dalle configurazioni di antenna associate ai canali riceventi e al loro numero.

Per le applicazioni spaziali la realizzazione dell'ECCM spesso non è realizzata a causa della necessità di gestire flussi di dati multi-canale; in generale però ogni sistema, oltre alla catena ricevente principale prevede una catena ridondata. E' stata valutata la possibilità di collegare attraverso uno switch tale canale ridonato ad uno tra due beam ausiliari ([II-12], [II-13]), scegliendo quello che garantisca la migliore cancellazione a seconda della direzione di arrivo del segnale interferente; si è visto, infatti, dallo studio sull'ottimizzazione dei beam per i canali ausiliari che sicuramente un beam poco direttivo garantisce buone prestazioni di cancellazione per le direzioni lontane dal puntamento, mentre uno direttivo consente la cancellazione per i primi lobi laterali. Sussiste in questo caso un doppio livello di adattività: il primo consente di scegliere il pattern ausiliario migliore ai fini del nulling, mentre il secondo è quello relativo all'operazione di beamforming. I risultati confermano che questo tipo di processing consente di raggiungere i desiderati livelli di cancellazione, sfruttando due e non tre canali riceventi (ma avendo a disposizione due configurazioni di antenna ausiliarie oltre a quella Main) e quindi rendendo necessario inviare a terra una quantità di dati inferiore (due volte e non tre quella che si avrebbe in assenza di ECCM).

II.5 Analisi delle tecniche di nulling di antenna a banda larga

Desiderando proteggere un sistema SAR da un'interferenza Noise-Like a banda larga, l'approccio a banda stretta non sembra essere funzionale, data la generazione del nullo sul pattern di antenna adattato alla sola frequenza portante, quando tutte le componenti spettrali andrebbero cancellate. La soluzione a livello teorico al problema della cancellazione a banda larga consiste nel rendere le funzioni di trasferimento di ciascun canale ricevente dipendenti dalla frequenza, in modo che in ricezione ciascuna componente spettrale del segnale sia elaborata correttamente; questo è del tutto equivalente ad aumentare il numero di gradi di libertà a disposizione, dato che un jammer a banda larga può essere rappresentato come infiniti jammer a banda stretta provenienti da direzioni adiacenti a quella nominale e di potenza infinitesima.

Considerare più canali riceventi, cui siano associati pattern con centri di fase diversi, ed elaborare per ciascuno di essi un insieme di campioni di segnale ricevuto sembra essere la soluzione intuitiva al problema esposto.

II.5.1 Scenario per il processing a banda larga

Al fine di costruire un algoritmo di nulling adeguato per segnali a banda larga, per quello che si è visto precedentemente, sarebbe appropriato aumentare il numero di gradi di libertà a disposizione per la cancellazione, rendendo dipendenti dalla frequenza le funzioni di trasferimento dei canali in ricezione.

La Fig. II-9 mostra lo scenario di riferimento più generale possibile per il problema che si vuole affrontare: un phased array di N elementi, riceve un segnale utile dalla direzione θ_s , J jammers dalle direzioni θ_j con $j = 1, \dots, J$ ed è tale per cui ogni elemento sia affetto da rumore termico.

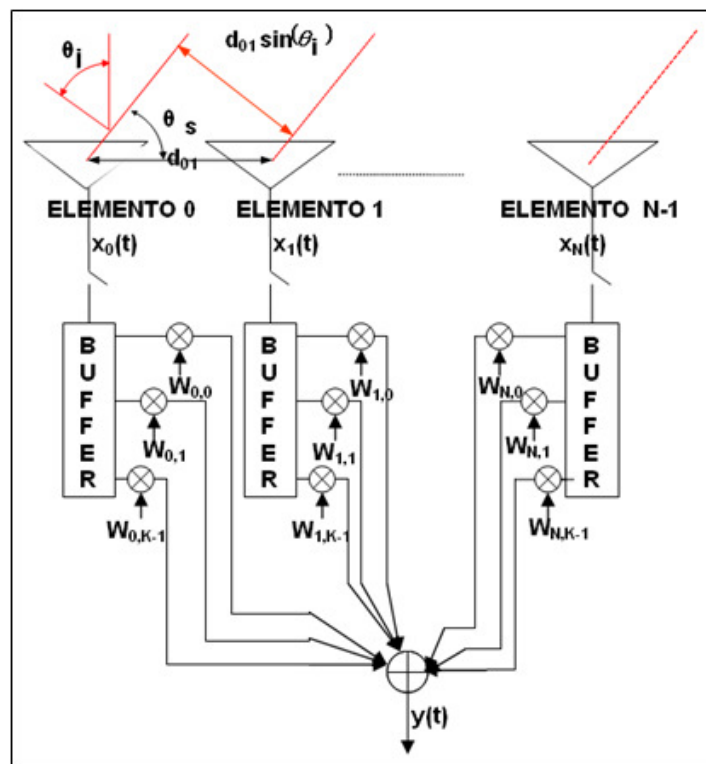


Fig. II-9 Scenario di riferimento per il processing a banda larga

Si vuole operare in modo da puntare elettronicamente l'array nella direzione desiderata, cercando contemporaneamente di imporre dei nulli nel pattern d'antenna in corrispondenza di quelle direzioni da cui si sa, o si sia stimato adattivamente, provengano segnali interferenti.

Di seguito vengono definiti i vettori delle grandezze in gioco mostrate nella Fig. II-9, ovvero il vettore del segnale ricevuto \mathbf{x} e il vettore dei pesi \mathbf{w} .

$$\mathbf{x} = \mathbf{s} + \mathbf{x}_d \quad \text{con } \mathbf{s} = A e^{j\varphi} \mathbf{s}_0 \quad \text{Eq. II-50}$$

Il segnale ricevuto è dato dalla somma di un contributo utile, rappresentato dal vettore \mathbf{s} e da uno di disturbo, ovvero \mathbf{x}_d . I seguenti vettori sono organizzati prima per ordine del campione considerato e successivamente per elemento.

$$\mathbf{s}_0 = \begin{bmatrix} \alpha_0 s_0(t) \\ \vdots \\ \alpha_{N-1} s_0(t - T_{s,N-1}) \\ \hline \alpha_0 s_1(t) \\ \vdots \\ \alpha_{N-1} s_1(t - T_{s,N-1}) \\ \hline \vdots \\ \hline \alpha_0 s_{K-1}(t) \\ \vdots \\ \alpha_{N-1} s_{K-1}(t - T_{s,N-1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_0 s_0(t) \\ \vdots \\ \alpha_{N-1} s_0(t - T_{s,N-1}) \\ \hline \alpha_0 s_0(t - T) \\ \vdots \\ \alpha_{N-1} s_0(t - T - T_{s,N-1}) \\ \hline \vdots \\ \hline \alpha_0 s_0(t - (K-1)T) \\ \vdots \\ \alpha_{N-1} s_0(t - (K-1)T - T_{s,N-1}) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-51}$$

in cui $s_0(t)$ è il segnale trasmesso dal sensore. A rigor di logica il segnale ricevuto dovrebbe essere una replica attenuata e ritardata del segnale trasmesso; in questo caso il ritardo a 2 vie viene trascurato in quanto è possibile dimostrare che, essendo comune alla ricezione del segnale su tutti gli elementi dell'array, è ininfluente ai fini delle operazioni di nulling di antenna.

$$\mathbf{x}_d = \mathbf{x}_j + \mathbf{x}_n = \begin{bmatrix} \beta_0 x_{j0}(t) \\ \vdots \\ \beta_{N-1} x_{j0}(t - T_{j,N-1}) \\ \hline \beta_0 x_{j1}(t) \\ \vdots \\ \beta_{N-1} x_{j1}(t - T_{j,N-1}) \\ \hline \vdots \\ \hline \beta_0 x_{jK-1}(t) \\ \vdots \\ \beta_{N-1} x_{jK-1}(t - T_{j,N-1}) \end{bmatrix} + \mathbf{x}_n = \begin{bmatrix} \beta_0 x_{j0}(t) \\ \vdots \\ \beta_{N-1} x_{j0}(t - T_{j,N-1}) \\ \hline \beta_0 x_{d0}(t - T) \\ \vdots \\ \beta_{N-1} x_{j0}(t - T - T_{j,N-1}) \\ \hline \vdots \\ \hline \beta_0 x_{j0}(t - (K-1)T) \\ \vdots \\ \beta_{N-1} x_{j0}(t - (K-1)T - T_{j,N-1}) \end{bmatrix} + \mathbf{x}_n \quad \text{Eq. II-52}$$

α_i e β_i sono i guadagni di ciascuno degli N elementi nelle direzioni rispettivamente del segnale utile e di quello di disturbo considerati costanti per il segnale a banda larga (ovvero indipendenti dalla frequenza) perché si ritiene il pattern degli elementi di antenna sufficientemente largo. T è il periodo di campionamento, K il numero di campioni collezionato e si definisce il ritardo con cui il

segnale utile e quello di disturbo sono ricevuti sui diversi canali, data la loro direzionalità (si è preso come riferimento per il calcolo dei ritardi il canale 0).

$$T_{s,i} = \frac{d_{0i}}{c} \sin \theta_s$$

$$T_{j,i} = \frac{d_{0i}}{c} \sin \theta_j$$

Eq. II-53

in cui $d_{0,i}$ è la distanza tra l' i -esimo canale ed il canale 0, che è il riferimento.

Il vettore dei pesi viene anch'esso organizzato nello stesso modo:

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} w_{0,0} \\ \vdots \\ w_{N-1,0} \\ \hline w_{0,1} \\ \vdots \\ w_{N-1,1} \\ \hline \vdots \\ \hline w_{0,K-1} \\ \vdots \\ w_{N-1,K-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_0 \\ \mathbf{w}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{K-1} \end{bmatrix}$$

Eq. II-54

Si ritengono valide le ipotesi per cui segnale utile, interferente e rumore siano decorrelati tra loro e che lo sia anche il rumore termico sui vari elementi.

Nel caso di semplice pesatura (nulling a banda stretta con $K=1$) la funzione di trasferimento del canale a valle dell' m -esimo elemento di ricezione ($i=0, \dots, N-1$) sarebbe

$$H_i(\omega) = w_i$$

Eq. II-55

indipendente dalla frequenza, mentre quella nel caso relativo alla Fig. II-9 è

$$H_i(\omega) = w_{i0} + w_{i1} e^{-j\omega T} + w_{i2} e^{-j\omega 2T} + \dots + w_{i(K-2)} e^{-j\omega(K-2)T} + w_{i(K-1)} e^{-j\omega(K-1)T}$$

Eq. II-56

in cui T è il ritardo tra due uscite successive dell' i -esimo canale. $H_i(\omega)$ è evidentemente dipendente dalla frequenza e per ogni canale si hanno a disposizione più gradi di libertà, che sono le condizioni individuate per rendere possibile un nulling di antenna efficace per i segnali a banda larga.

II.5.2 Modifica del criterio LMS per il processing a banda larga

Come precedentemente visto per il caso a banda stretta, i pesi vengono determinati a partire da un segnale di errore ottenuto differenziando in segnale di uscita $y(t)$ con un segnale di riferimento $s_0(t)$

(a rigor di logica si dovrebbe considerare una replica, eventualmente ritardata, del segnale desiderato, ma in realtà non è necessario che sia proprio così, basta che il riferimento sia correlato con il segnale desiderato e decorrelato con rumore e interferenti) utilizzando un'estensione a banda larga dell'approccio LMS, di cui in Fig. II-10 è riportato lo schema a blocchi .

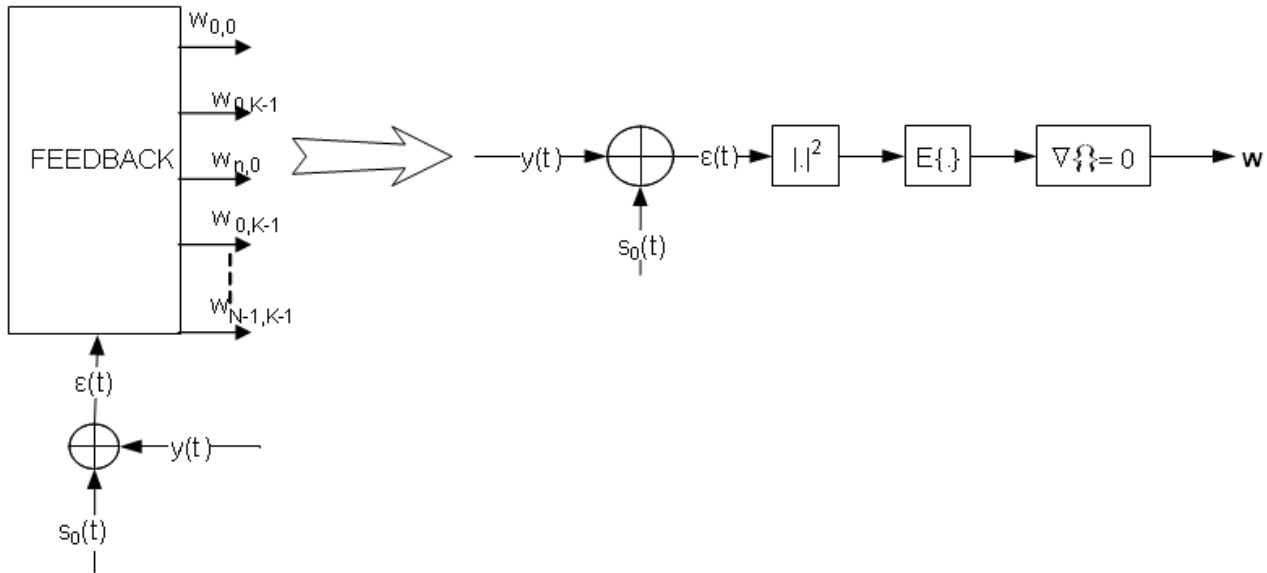


Fig. II-10 Schema a blocchi relativo all'applicazione del criterio LMS a banda larga

Prima di tutto si definisca il segnale di errore rispetto a un segnale di riferimento desiderato $s_0(t)$:

$$\varepsilon(t) = s_0(t) - y(t) = s_0(t) - \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{w}_k^H \mathbf{x}_k(t) \quad \text{Eq. II-57}$$

L'errore quadratico medio vale, nell'ipotesi che il segnale utile sia deterministico e decorrelato rispetto ai segnali di disturbo:

$$E\{\varepsilon(t)^2\} = |s_0(t)|^2 - 2 \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{w}_k^H (\mathbf{s}_k(t) s_0(t)) + \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{K-1} \mathbf{w}_k^H \mathbf{w}_l E\{\mathbf{x}_k(t) \mathbf{x}_l^H(t)\} \quad \text{Eq. II-58}$$

che riscritta in forma matriciale porta all'espressione

$$E\{\varepsilon(t)^2\} = |s_0(t)|^2 - 2Ae^{j\varphi} \mathbf{w}^H \mathbf{s}' + \mathbf{w}^H \mathbf{Q} \mathbf{w} \quad \text{Eq. II-59}$$

essendo $\mathbf{Q} = E\{\mathbf{x} \mathbf{x}^H\}$ la matrice di correlazione del segnale ricevuto e il vettore $\mathbf{s}' = \mathbf{s}(t) s_0(t)$.

La minimizzazione dell'errore quadratico medio rispetto ai pesi porta alla seguente definizione degli stessi:



$$\nabla \left\{ E \left[\varepsilon^2(t) \right] \right\} = -2\mathbf{w}^H \mathbf{s}' + 2\mathbf{Q}\mathbf{w} = 0 \Rightarrow \mathbf{w} = \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{s}' \quad \text{Eq. II-60}$$

Si espliciti tale espressione dei pesi; per quanto riguarda la matrice di correlazione del segnale ricevuto, essa è data dalla somma di due contributi, quello relativo al segnale utile e quello relativo al disturbo, e la sua inversa si può ottenere con la formula di Sherman-Morrison-Woodbury [II-21].

$$\mathbf{Q} = \mathbf{s}\mathbf{s}^H + \mathbf{Q}_d \Rightarrow \mathbf{Q}^{-1} = \mathbf{Q}_d^{-1} - \frac{\mathbf{Q}_d^{-1} \mathbf{s}\mathbf{s}^H \mathbf{Q}_d^{-1}}{(1 + \mathbf{s}^H \mathbf{Q}_d^{-1} \mathbf{s})} \quad \text{Eq. II-61}$$

Di conseguenza

$$\mathbf{w} = \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{s}' = \left(\mathbf{Q}_d^{-1} - \frac{\mathbf{Q}_d^{-1} \mathbf{s}\mathbf{s}^H \mathbf{Q}_d^{-1}}{(1 + \mathbf{s}^H \mathbf{Q}_d^{-1} \mathbf{s})} \right) \mathbf{s}s_0(t) = \mathbf{Q}_d^{-1} \mathbf{s}_0 \frac{Ae^{j\varphi} s_0(t)}{(1 + \mathbf{s}^H \mathbf{Q}_d^{-1} \mathbf{s})} \quad \text{Eq. II-62}$$

Dall'Eq. II-62 si nota come, a parte un fattore di scala, i pesi che minimizzano l'errore quadratico medio sono determinati dal prodotto dell'inverso della matrice di correlazione del disturbo e il vettore di segnale \mathbf{s}_0 , per cui senza perdita di generalità in seguito si considererà

$$\mathbf{w} = \mathbf{Q}_d^{-1} \mathbf{s}_0 \quad \text{Eq. II-63}$$

II.5.3 Tecnica di nulling a banda larga nel dominio del tempo

Come si è già accennato un segnale di disturbo, a causa della sua direttività, viene ricevuto dai vari elementi successivi al primo con ritardi diversi, in modo da essere su di essi decorrelato. Si consideri una situazione generica in cui si abbia un array a N elementi, ciascuno dei quali seguito da una linea di ritardo a K prese (Fig. II-11(a)); strutture adattive di questo tipo sono state ampiamente studiate per la cancellazione di interferenti a banda larga ([II-7], [II-14]-[II-16]). Concettualmente questa situazione è equivalente a quella mostrata in Fig. II-9, a patto di considerare il tempo che intercorre tra due prese delle linee T_0 pari al periodo di campionamento T, visto in precedenza: se T_0 fosse estremamente piccolo e le prese fossero in numero sufficiente si potrebbe correggere qualunque ritardo interelemento (ovviamente con la risoluzione imposta da T_0), semplicemente pesando con 1 l'uscita della presa opportuna e con zero tutte le altre. Ovviamente non si deve parlare di T_0 estremamente piccolo in senso assoluto, ma in riferimento al ritardo che si deve compensare; se quest'ultimo è grande allora si può pensare a coprirlo con un numero opportuno di ritardi sufficientemente piccoli da rispettare i requisiti di risoluzione temporale voluti,

se invece è molto piccolo ci si troverà a utilizzare nella linea ritardi T_0 confrontabili o anche più grandi, per cui il numero di prese da utilizzare diventerà quello tale per cui si sarà in grado di interpolare correttamente il segnale ricevuto nel ritardo desiderato. E' ovvio che in entrambi i casi, affinché ci sia efficienza, sarà necessario determinare nel modo migliore possibile il ritardo T_0 .

Come detto in precedenza tale situazione è equivalente di campionare il segnale ricevuto in modo da far corrispondere ciascun campione alle uscite dalle prese delle linee di ritardo; sotto questa ipotesi scegliere elementi di ritardo sulla linea molto piccoli equivale a campionare il segnale a frequenze molto superiori a quella imposta dal limite di Nyquist. Il problema di un approccio di questo tipo sta nel fatto che il vettore dei pesi, che è del tutto equivalente a quello nell'Eq. II-63, dipende dai campioni del segnale desiderato, mentre sarebbe preferibile che questo non accadesse per avere a priori un set di pesi adatti al processing di tutti i campioni di segnale che vengono ricevuti in ogni periodo di acquisizione. Per ovviare a questo problema viene considerata di seguito una struttura semplificata; sono presenti canali con caratteristiche diverse, uno principale (MAIN) in genere molto direttivo, ed altri ausiliari, solo a valle di quali è prevista la presenza delle linee di ritardo o equivalentemente la possibilità di raccogliere più campioni del segnale ricevuto [II-15].

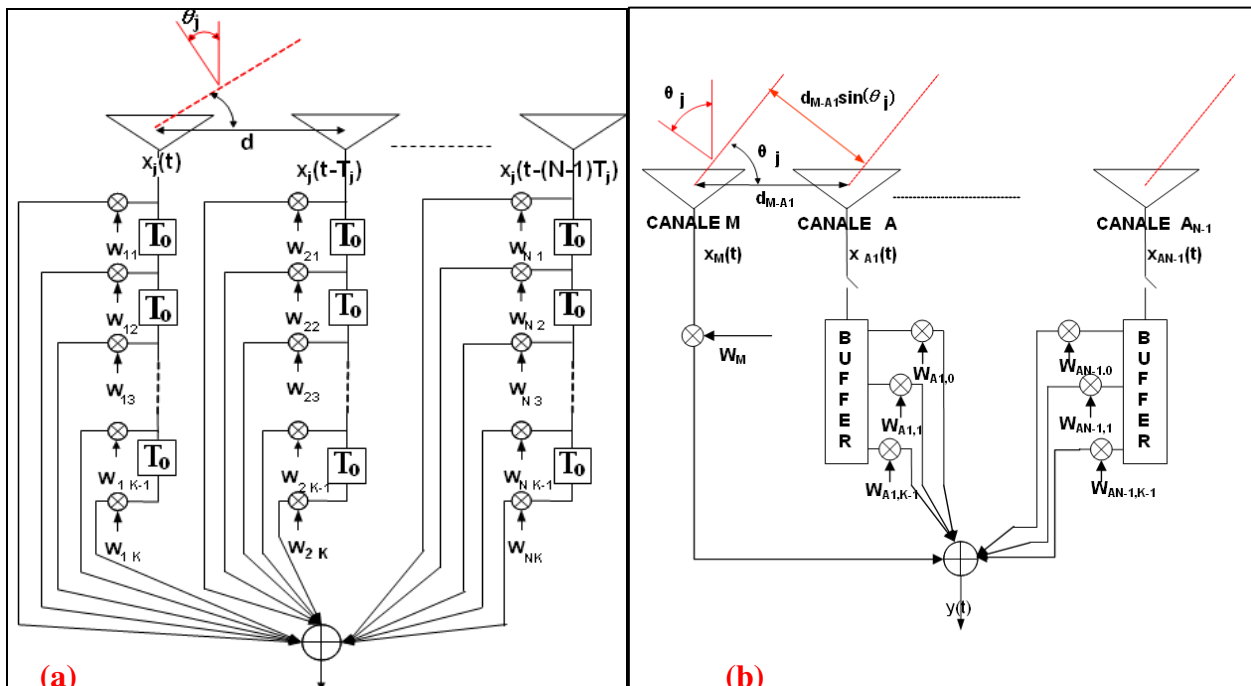


Fig. II-11 Scenario di riferimento (a) per il processing con Tapped Delay Lines e (b) per il processing SLC a banda larga

II.5.3.1 Wide-Band SLC (WB-SLC)

Si consideri una configurazione per cui per ogni campione di segnale di uscita dal canale Main se ne collezionino K per ogni canale ricevente ausiliario, per un totale di N canali riceventi (Fig. II-11 (b)). Il segnale ricevuto è quello riportato nell'Eq. II-50 in cui si può scrivere, supponendo che i segnali siano stati temporalmente riallineati nella direzione di puntamento (per esempio attraverso delle True Delay Lines), oppure considerando la direzione di puntamento pari a 0° ,

$$\mathbf{s}_0 = \begin{bmatrix} s_M \\ \mathbf{s}_{A_1} \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{A_{K-1}} \end{bmatrix} \text{ con } \mathbf{s}_{A_k} = \begin{bmatrix} s_{A_k,1} \\ s_{A_k,2} \\ \vdots \\ s_{A_k,N-1} \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} s_M &= A e^{j\varphi} s_M(t_0) = \alpha_M A e^{j\varphi} s_0(t_0 - T_R) \\ s_{A_k,i} &= \alpha_i A e^{j\varphi} s_0(t_0 - T_R - kT) \\ \text{con } k &= 0, \dots, K-1 \quad e \quad i = 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad \text{Eq. II-64}$$

$$\mathbf{x}_d = \mathbf{x}_j + \mathbf{x}_n = \begin{bmatrix} x_{jM} \\ \mathbf{x}_{jA_1} \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{jA_{K-1}} \end{bmatrix} + \mathbf{x}_n \text{ con } \mathbf{x}_{jA_k} = \begin{bmatrix} x_{jA_k,1} \\ x_{jA_k,2} \\ \vdots \\ x_{jA_k,N-1} \end{bmatrix} \text{ per } k = 0, \dots, K-1 \quad \text{Eq. II-65}$$

essendo x_{jM} il jammer ricevuto sul canale MAIN all'istante t_0 e $x_{jA_k,i}$ il segnale interferente ricevuto sull' i -esimo ausiliario all'istante $t_0 - kT$ con un ritardo rispetto al canale MAIN pari a

$$\Delta T_{ji} = d_{M-A_i} / c \cdot \sin(\theta_j) \quad \text{Eq. II-66}$$

essendo θ_j la direzione di arrivo del jammer.

Si supponga di voler utilizzare l'ottimo per i pesi risultato dal criterio LMS a banda larga:

$$\mathbf{w} = (\mathbf{Q}_j + \mathbf{Q}_n)^{-1} \mathbf{s}_0 = \mathbf{Q}_d^{-1} \mathbf{s}_0 \quad \text{Eq. II-67}$$

in cui \mathbf{Q}_j e \mathbf{Q}_n sono le matrici di correlazione del jammer e del rumore, mentre \mathbf{Q}_d è la loro somma.

La matrice \mathbf{Q}_j avrà la seguente struttura

$$\mathbf{Q}_j = \begin{bmatrix} q_{jM,M} & \mathbf{q}_{jM,A_1} & \cdots & \mathbf{q}_{jM,A_{K-1}} \\ \mathbf{q}_{jA_1,M} & \mathbf{Q}_{jA_1,A_1} & \cdots & \mathbf{Q}_{jA_1,A_{K-1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{q}_{jA_{K-1},M} & \mathbf{Q}_{jA_{K-1},A_1} & \cdots & \mathbf{Q}_{jA_{K-1},A_{K-1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_{jM,M} & \mathbf{q}_{jM,A} \\ \mathbf{q}_{jA,M} & \mathbf{Q}_{jA,A} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-68}$$

in cui l'elemento $q_{M,M}$ rappresenta la potenza del segnale interferente all'uscita del canale Main, \mathbf{q}_{M,A_k} è il vettore delle correlazioni tra l'uscita del canale principale e gli N campioni (uno per ogni canale) collezionati al k -esimo istante di campionamento ($\mathbf{q}_{A_k,M}$ ne è l'hermitiano) ed infine \mathbf{Q}_{A_k,A_l} è la matrice delle correlazioni tra i campioni di segnale collezionati sugli $N-1$ ausiliari agli istanti di campionamento k e l .

Per la matrice di correlazione del rumore si può supporre una struttura analoga, a parte considerare che il rumore termico sia decorrelato su canali ricevuti diversi

$$\mathbf{Q}_n = \begin{bmatrix} q_{nM,M} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Q}_{nA,A} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-69}$$

In generale la matrice di correlazione del disturbo \mathbf{Q} sarà del tipo

$$\mathbf{Q}_d = \mathbf{Q}_j + \mathbf{Q}_n = \begin{bmatrix} q_{M,M} & \mathbf{q}_{M,A} \\ \mathbf{q}_{A,M} & \mathbf{Q}_{A,A} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-70}$$

Ipotizzando valida l'approssimazione SLC per il calcolo dei pesi si definirà un vettore \mathbf{s}_{SLC} come

$$\mathbf{s}_{SLC} = [s_M(t_0) \mid 0 \quad \dots \quad 0 \mid \dots \mid 0 \quad \dots \quad 0]^T \quad \text{Eq. II-71}$$

In questo caso l'Eq. II-67 diventa

$$\mathbf{w} = \mathbf{Q}_d^{-1} \mathbf{s}_{SLC} = \mathbf{Q}_d^{-1} \mathbf{e}_1 s_M(t_0) = \mathbf{Q}_d^{-1}(:,1) s_M(t_0) \quad \text{Eq. II-72}$$

in cui \mathbf{e}_1 il vettore che ha 1 al primo elemento e 0 altrove. L'inversa della matrice \mathbf{Q} è definita come

$$\mathbf{Q}_{di} = \mathbf{Q}_d^{-1} = \begin{bmatrix} q_{di0,0} & \mathbf{q}_{di0,1} \\ \mathbf{q}_{di1,0} & \mathbf{Q}_{di1,1} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-73}$$

i cui elementi possono essere calcolati analiticamente a partire da quelli della matrice \mathbf{Q} e valgono

$$\begin{aligned} q_{di0,0} &= q_{M,M}^{-1} + q_{M,M}^{-1} \mathbf{q}_{M,A} (\mathbf{Q}_{A,A} - \mathbf{q}_{A,M} q_{M,M}^{-1} \mathbf{q}_{M,A})^{-1} \mathbf{q}_{A,M} q_{M,M}^{-1} = (q_{M,M}^{-1} - \mathbf{q}_{M,A} \mathbf{Q}_{A,A}^{-1} \mathbf{q}_{A,M})^{-1} \\ \mathbf{q}_{di0,1} &= -q_{M,M}^{-1} \mathbf{q}_{M,A} (\mathbf{Q}_{A,A} - \mathbf{q}_{A,M} q_{M,M}^{-1} \mathbf{q}_{M,A})^{-1} \\ \mathbf{q}_{di1,0} &= \mathbf{q}_{i0,1}^H = -(\mathbf{Q}_{A,A} - \mathbf{q}_{A,M} q_{M,M}^{-1} \mathbf{q}_{M,A})^{-1} \mathbf{q}_{A,M} q_{M,M}^{-1} \\ \mathbf{Q}_{di1,1} &= (\mathbf{Q}_{A,A} - \mathbf{q}_{A,M} q_{M,M}^{-1} \mathbf{q}_{M,A})^{-1} \end{aligned} \quad \text{Eq. II-74}$$

Il vettore dei pesi \mathbf{w} ed il segnale di uscita $\mathbf{y}(t_0)$ potranno quindi essere scritti come

$$\mathbf{w} = \mathbf{Q}_d^{-1} \mathbf{s}_{SLC} = \begin{bmatrix} q_{di0,0} \\ \mathbf{q}_{di1,0} \end{bmatrix} s_M(t_0) \quad \text{Eq. II-75}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(t_0) &= \mathbf{w}^H (\mathbf{s} + \mathbf{x}_d) = [q_{di0,0} \quad \mathbf{q}_{di0,1}] s_M^*(t_0) (\mathbf{s} + \mathbf{x}_d) = \\ &= s_M^*(t_0) [q_{di0,0} \quad \mathbf{q}_{di0,1}] \mathbf{s} + s_M^*(t_0) [q_{di0,0} \quad \mathbf{q}_{di0,1}] \mathbf{x}_d = \mathbf{y}_s(t_0) + \mathbf{y}_d(t_0) \end{aligned} \quad \text{Eq. II-76}$$

Fino a questo momento si è considerata solo la possibilità di memorizzare campioni ritardati sui canali ausiliari; questo comporta che ci sia un comportamento diverso dell'array a seconda che il segnale che viene intercettato dall'array stesso venga ricevuto prima dai canali ausiliari e poi da quello Main e viceversa. Si supponga di considerare solo un canale ausiliario da affiancare a quello

principale, e che l'angolo di incidenza del segnale interferente sia tale per cui il ritardo massimo con cui esso è ricevuto dall'array sia inferiore al periodo di campionamento; sotto queste ipotesi accade che, se il segnale viene ricevuto prima dall'ausiliario che dal Main ci sono condizioni più favorevoli per l'interpolazione del segnale ricevuto sul canale ausiliario nell'istante in cui esso è ricevuto dal canale principale. Al contrario se il segnale è ricevuto prima dal canale principale che da quello ausiliario, per la ricostruzione del campione di segnale ricevuto dall'ausiliario all'istante in cui è stato ricevuto sul canale MAIN le condizioni sono più sfavorevoli (Fig. II-12(a)). Per ovviare a questo problema si può pensare di utilizzare configurazioni di ausiliari simmetriche rispetto al canale MAIN oppure di utilizzare non solo dei campioni ritardati di multipli del periodo di campionamento, ma anche anticipi (Fig. II-12(b)). Le relazioni ricavate in precedenza per le determinazioni dei pesi che minimizzino l'errore quadratico medio con l'approssimazione SLC sono ancora valide, a patto di considerare l'indicizzazione del campionamento da $-(K-1)/2$ a $(K-1)/2$ con K dispari.

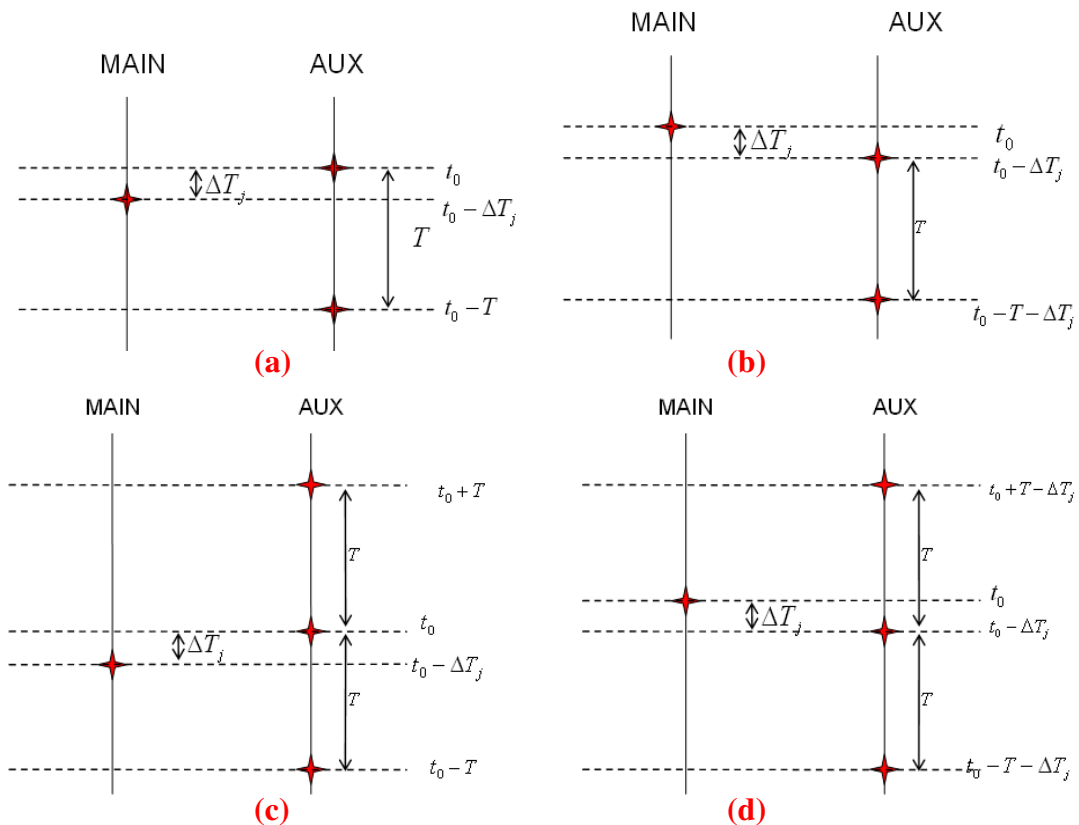


Fig. II-12 Successione temporale degli istanti di ricezione del segnale interferente da parte dell'array (a) nel caso in cui il canale ausiliario riceva prima di quello principale (b) e viceversa, nel caso in cui l'algoritmo per la determinazione dei pesi utilizza solo campioni ritardati del segnale ricevuto sul canale ausiliario. Le (c) e (d) sono equivalenti nel caso in cui l'algoritmo per la determinazione dei pesi utilizza campioni anticipati e ritardati del segnale ricevuto sul canale ausiliario.

Per il calcolo delle prestazioni bisogna calcolare le potenze del segnale utile e del segnale di disturbo a valle del processing effettuato.

$$P_{y_s} = |\mathbf{w}^H \mathbf{s}|^2 = |s_M(t_0)|^2 \begin{bmatrix} q_{di0,0}^* & \mathbf{q}_{di0,1} \end{bmatrix} \mathbf{S} \mathbf{S}^H \begin{bmatrix} q_{di0,0} \\ \mathbf{q}_{di1,0} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-77}$$

$$P_{y_d} = E\left\{|\mathbf{w}^H \mathbf{x}_d|^2\right\} = |s_M(t_0)|^2 e_1^H \mathbf{Q}_d^{-1} E\left\{\mathbf{x}_d \mathbf{x}_d^H\right\} \mathbf{Q}_d^{-1} e_1 = |s_M(t_0)|^2 e_1^H \mathbf{Q}_d^{-1} e_1 = |s_M(t_0)|^2 q_{di0,0} \quad \text{Eq. II-78}$$

Il SINR vale

$$\text{SINR} = \frac{P_{y_s}}{P_{y_d}} = \frac{|s_M(t_0)|^2 \begin{bmatrix} q_{di0,0}^* & \mathbf{q}_{di0,1} \end{bmatrix} \mathbf{S} \mathbf{S}^H \begin{bmatrix} q_{di0,0} \\ \mathbf{q}_{di1,0} \end{bmatrix}}{|s_M(t_0)|^2 q_{di0,0}} = A^2 \frac{\left| \begin{bmatrix} q_{di0,0}^* & \mathbf{q}_{di0,1} \end{bmatrix} \mathbf{S}_0 \right|^2}{q_{di0,0}} \quad \text{Eq. II-79}$$

Questo stesso risultato si potrebbe ottenere realizzando le pesature delle uscite dei vari canali con un vettore \mathbf{w} definito come

$$\mathbf{w} = \mathbf{Q}_d^{-1} \mathbf{e}_1 = \begin{bmatrix} q_{di0,0} \\ \mathbf{q}_{di1,0} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-80}$$

che non rende necessaria la conoscenza del segnale utile per il calcolo dei pesi.

Tale conoscenza è però necessaria al fine di simulare le prestazioni dell'algorithm di nulling, per cui nel seguito verranno investigate diverse alternative. La componente del segnale utile di uscita in tempo può essere scritta come segue

$$\mathbf{y}_s(t_0) = q_{i0,0} \begin{bmatrix} 1 & \mathbf{q}_{i0,1} \\ & q_{i0,0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\alpha_M s(t_0)}{\alpha_1 s(t_0)} \\ \vdots \\ \frac{\alpha_{N-1} s(t_0)}{\alpha_1 s(t_0 - (K-1)T)} \\ \vdots \\ \alpha_{N-1} s(t_0 - (K-1)T) \end{bmatrix} = \mathbf{h}_s^H \begin{bmatrix} s(t_0) \\ \vdots \\ s(t_0 - (K-1)T) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-81}$$

Un primo approccio quindi per la valutazione delle prestazioni dell'algorithm di nulling è quello di utilizzare per il calcolo del SINR i campioni del segnale trasmesso, rimanendo da valutare l'impatto della scelta dell'istante di campionamento di riferimento t_0 .

Il secondo approccio prevede per la valutazione delle prestazioni l'utilizzo del vettore \mathbf{S}_{SLC} , sfruttando il fatto che il guadagno introdotto dal canale principale è molto maggiore di quello dei canali ausiliari.

$$y_s(t_0) = q_{i0,0} \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{q_{i0,1}}{q_{i0,0}} \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_M s(t_0) \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \Rightarrow |y_s(t_0)|^2 = \alpha_M^2 |q_{i0,0}|^2 |s(t_0)|^2 \quad \text{Eq. II-82}$$

In questo caso si dovrà valutare la validità dell'approssimazione al variare della direzione di arrivo del segnale interferente.

Vengono riportati i risultati delle simulazioni effettuate per la valutazione delle prestazioni dell'algoritmo di nulling, supponendo uno scenario operativo in cui un sensore di immagine (SAR) abbia a disposizione due canali riceventi, uno principale, relativo ad un array costituito da 240 elementi di antenna omnidirezionali, e uno ausiliario, anch'esso omnidirezionale, come mostrato nella Fig. II-13. Si riterrà sufficiente recuperare le prestazioni a banda stretta a meno di 3 dB. I segnali a livello di canale sono costruiti utilizzando un'appropriata matrice di trasformazione (Transmat), e si suppone che il segnale interferente sia a spettro piatto nella banda di interesse.

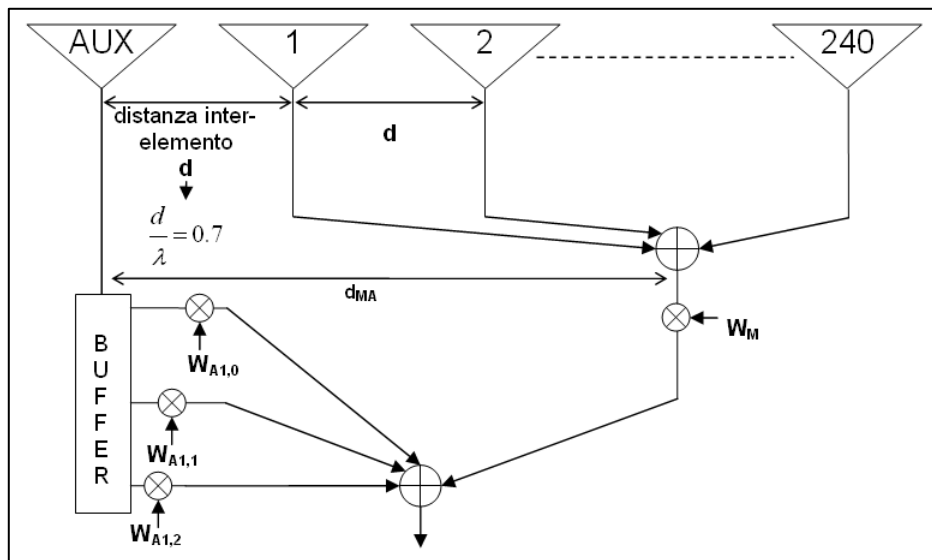


Fig. II-13 Scenario utilizzato per le simulazioni dell'algoritmo di nulling a banda larga con approssimazione SLC.

Nel buffer a valle dell'unico canale ausiliario presente sono memorizzati un campione di anticipo e uno di ritardo, oltre a quello dell'istante di riferimento t_0 , per un totale di tre campioni per il canale ausiliario e uno per il MAIN; questo consente di ottenere le stesse prestazioni per un



interferente proveniente da direzioni simmetriche rispetto al puntamento di 0° . In entrambe le modalità di acquisizione dell'immagine considerate si è supposto che il campionamento del segnale ricevuto venga effettuato ad una frequenza del 25% superiore rispetto alla minima di Nyquist.

Il segnale $s_0(t)$ con cui si costruisce il vettore \mathbf{s}_0 è

$$s_0(t) = \text{rect}_D\left(t - \frac{D}{2}\right) e^{j\pi \frac{B}{D} \left(t - \frac{D}{2}\right)^2} \quad \text{Eq. II-83}$$

essendo D la durata dell'impulso trasmesso, ovvero $40 \mu\text{s}$ in tutte le successive simulazioni, e B la sua banda.

□ Modalità operativa Stripmap

Si consideri il caso di un sensore SAR che osserva una scena in modo tale che lo swath in range è visto sotto un angolo di incidenza che va da 20° a 55° ; se si vuole che in queste condizioni la risoluzione a terra (r_{ris}) sia 3 metri, per la banda dovrà valere la relazione

$$B = \frac{c}{2r_{\text{ris}} \sin(\theta)} \quad \text{Eq. II-84}$$

che è massima per il minimo angolo di incidenza ammesso, ovvero 20° .

Considereremo quindi una banda di 146.2 MHz, che equivale ad una banda frazionale dell'1.52% rispetto ad una portante di 9.6 GHz.

Le simulazioni inoltre fanno riferimento a due diversi scenari di disturbo, intermini del JNR associato al segnale interferente; si considera il caso di un jammer a bassa tecnologia (JNR=0 dB) e a tecnologia più alta (JNR= 40 dB).

○ JNR=0 dB

Nella Fig. II-14 è riportato il SINR al variare dell'istante t_0 di riferimento per il segnale utile, confrontato con il valore che si ottiene considerando il segnale utile approssimato, per un jammer che arriva dalla direzione del primo lobo laterale del pattern relativo al canale principale. La variazione del SINR è estremamente contenuta (dell'ordine di centesimi di dB) ed il vettore di segnale approssimato fornisce delle prestazioni che si discostano pochissimo da quelle ottenute nel caso in cui si consideri il vettore di segnale completo.

Si è scelto quindi di valutare il SINR al variare della direzione di arrivo del segnale interferente (Fig. II-15), scegliendo come istante di riferimento quello che comporta le

prestazioni più basse, ovvero imponendo $t_0 = 7.473 \mu s$ e di confrontare il risultato con quello ottenuto utilizzando il vettore di segnale approssimato nella zona del lobo principale per valutare in essa la validità dell'approssimazione (Fig. II-16).

Quando il disturbatore è a bassa tecnologia si può concludere che la struttura presentata consente di realizzare correttamente la cancellazione e si può alternativamente utilizzare il vettore di segnale approssimato per il calcolo delle prestazioni, dato che esse si discostano da quelle relative al segnale utile completo solo all'interno dei -4 dB del lobo principale, tra -0.1712° e 0.1712° .

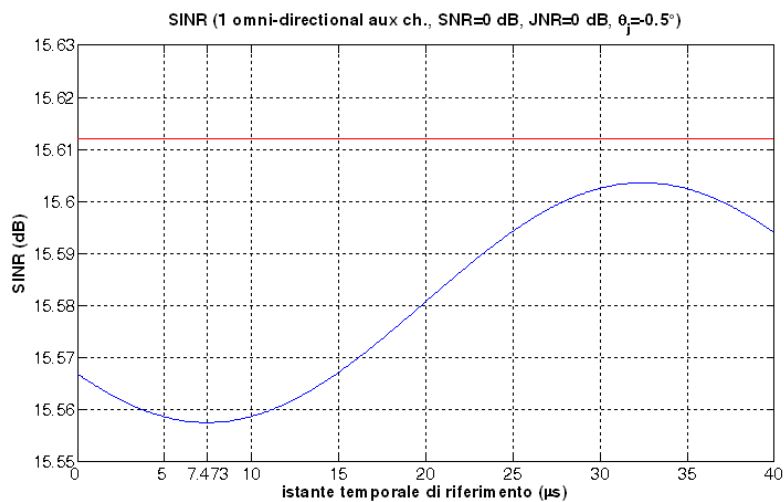


Fig. II-14 SINR al variare dell'istante t_0 per il segnale utile in modalità Stripmap e JNR=0 dB

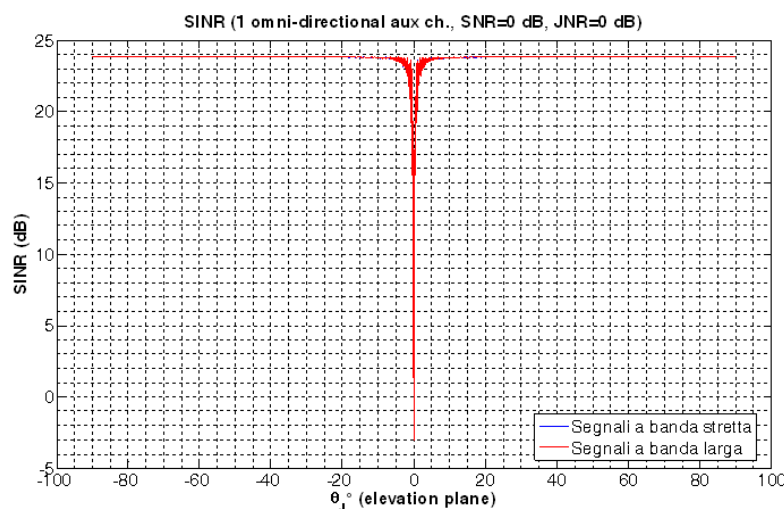


Fig. II-15 SINR al variare della direzione di arrivo del jammer in modalità Stripmap per JNR=0 dB

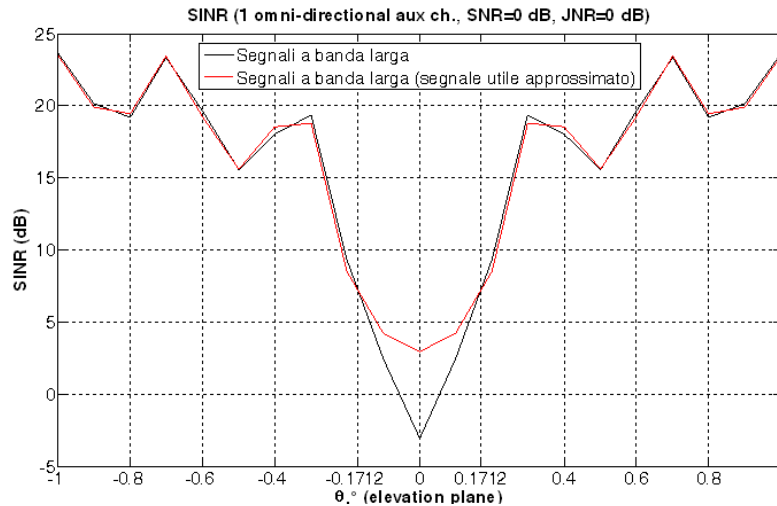


Fig. II-16 Confronto del SINR ottenibile utilizzando il vettore di segnale completo e quello approssimato al variare della direzione di arrivo del jammer in modalità Stripmap per JNR=0 dB

○ JNR=40 dB

A parte verificare che, all'aumentare del valore di JNR per la stessa direzione di arrivo del segnale interferente (in questo caso quella corrispondente al primo lobo laterale del pattern), diminuisce il valore del SINR, le considerazioni da effettuare sulla variabilità del SINR con l'istante di riferimento scelto per il segnale utile non cambiano (Fig. II-17).

In questo caso però utilizzare 3 campioni sul canale ausiliario non consente di arrivare a prestazioni confrontabili con quelle a banda stretta per tutte le direzioni di arrivo, a parte due, $\pm 18.3^\circ$ (Fig. II-18). Queste, infatti, sono le direzioni per cui il ritardo/anticipo massimo visto dall'ausiliario rispetto al main è proprio pari al ritardo/anticipo con cui sono presi due campioni successivi di segnale sul canale ausiliario. Il tempo massimo che intercorre tra l'arrivo di un segnale sull'ausiliario all'arrivo dello stesso sull'elemento più lontano del main, per $\theta_j = \pm 18^\circ$ vale

$$T_{\max} = \frac{240d \sin(\pm 18^\circ)}{c} = \pm 5.4182 \text{ ns} \Leftrightarrow T = \frac{1}{1.25B} = 5.4825 \text{ ns} \quad \text{Eq. II-85}$$

Se il segnale interferente proviene da $\pm 18^\circ$ basta solo il campione di anticipo/ritardo per annullare il pattern in quella direzione, perché si è nelle condizioni migliori per realizzare sull'ausiliario l'interpolazione del segnale ricevuto nell'istante in cui esso è ricevuto dal canale principale.

Per cercare di ottenere prestazioni favorevoli in tutte le direzioni di arrivo si è considerato un aumento dei campioni da prelevare dal canale ausiliario, al fine di aumentare il numero di gradi di libertà a disposizione per la cancellazione; in particolare considerandone 7 (3 di anticipo e 3 di ritardo) si ottiene il SINR in Fig. II-19, che presenta delle perdite rispetto al caso a banda stretta al massimo di 0.9 dB circa.

Come ultima osservazione si noti che con quest'ultima configurazione le prestazioni che si ottengono utilizzando un vettore di segnale approssimato sono consistenti con quelle che si ottengono a partire dal vettore di segnale utile completo, tranne che nell'apertura a -4 dB del pattern (Fig. II-20).

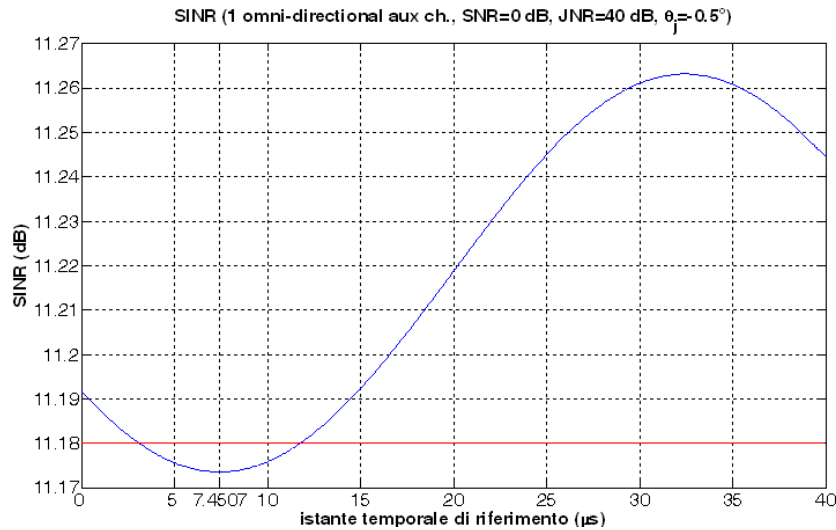


Fig. II-17 SINR al variare dell'istante t_0 per il segnale utile in modalità Stripmap e JNR=40 dB

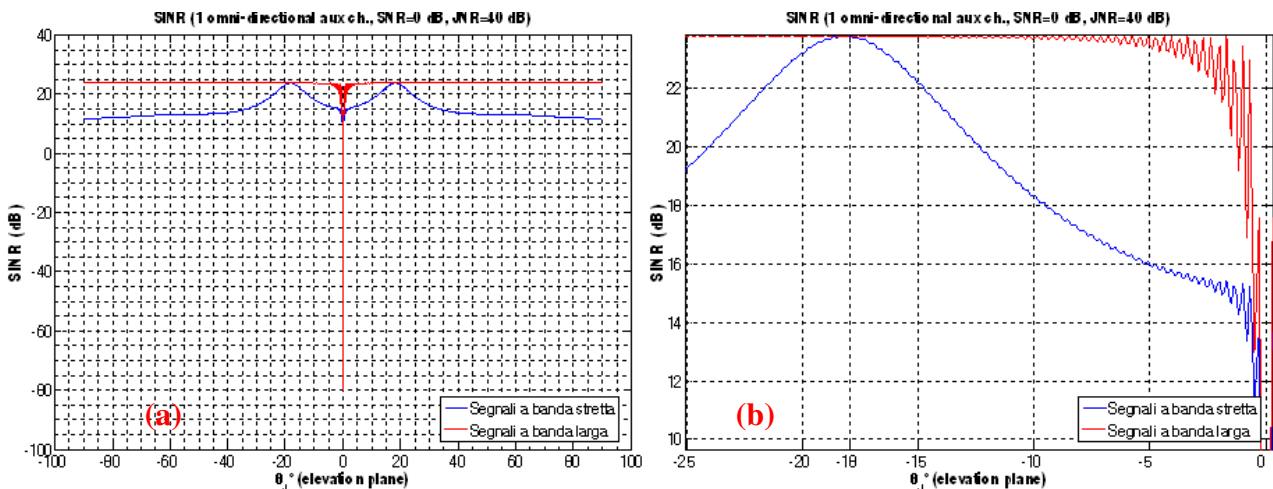


Fig. II-18 (a) SINR al variare della direzione di arrivo del jammer in modalità Stripmap per JNR=40 dB con 3 campioni di segnale prelevati sul canale ausiliario e (b) suo ingrandimento

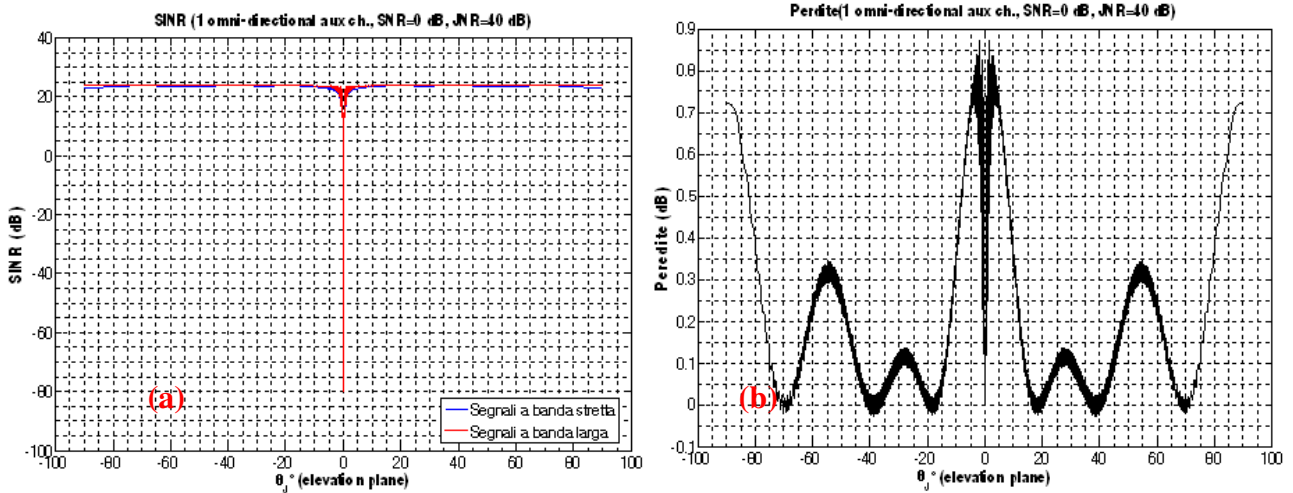


Fig. II-19 (a) SINR al variare della direzione di arrivo del jammer in modalità Stripmap per JNR=40 dB con 7 campioni di segnale prelevati sul canale ausiliario e (b) Perdite della tecnica di cancellazione per segnali a banda larga rispetto al caso di segnali a banda stretta

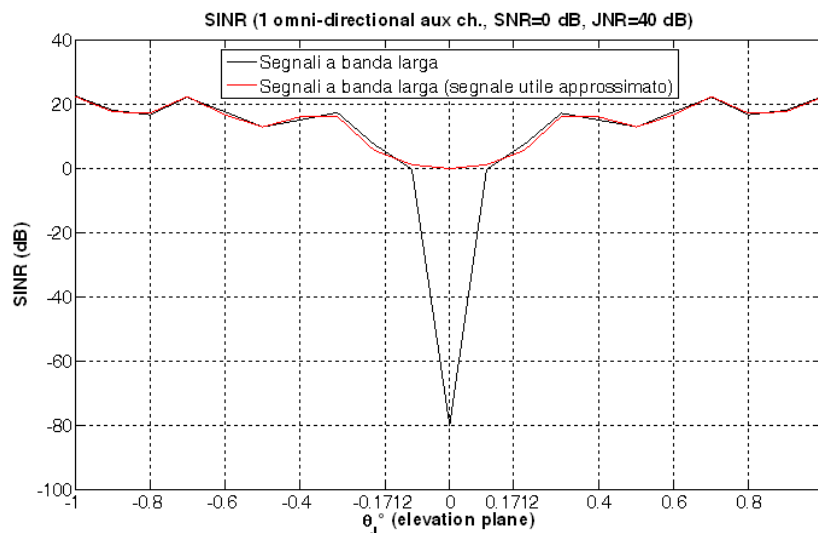


Fig. II-20 Confronto del SINR ottenibile utilizzando il vettore di segnale completo e quello approssimato al variare della direzione di arrivo del jammer in modalità Stripmap per JNR=40 dB

□ Modalità operativa Spotlight

Tale modalità operativa prevede che la risoluzione in ground range dell'immagine sia inferiore al metro, quindi si dovranno considerare bande superiori; nelle simulazioni di cui si riportano i risultati si considererà una banda di 400 MHz, che corrisponde ad una banda frazionale del 4.17% rispetto ad una portante di 9.6 GHz. Anche in questo caso si considereremmo diversi valori di JNR per rappresentare varie tipologie di disturbatori.

o JNR=0 dB

Sul primo lobo laterale il SINR non cambia significativamente al variare dell'istante scelto come riferimento per il campionamento del segnale utile, e si raggiungono prestazioni confrontabili utilizzando un vettore di segnale utile approssimato (Fig. II-21).

Per le simulazioni della valutazione del SINR al variare della direzione di arrivo del jammer si sceglierà come istante di riferimento per il segnale utile $t_0 = 7.4281 \mu s$.

Nel caso di un disturbatore di bassa tecnologia, per cui il JNR sul singolo elemento d'antenna corrisponde al valore di SNR si ottiene che la configurazione proposta per la cancellazione consente di raggiungere prestazioni del tutto conformi a quelle che si sarebbero raggiunte se i segnali fossero stati a banda stretta (Fig. II-22); inoltre è verificabile che al di fuori dell'apertura a -4 dB utilizzare l'approssimazione per il vettore di segnale utile conduce a prestazioni confrontabili con quelle ottenibili a partire dal vettore di segnale completo (Fig. II-23).

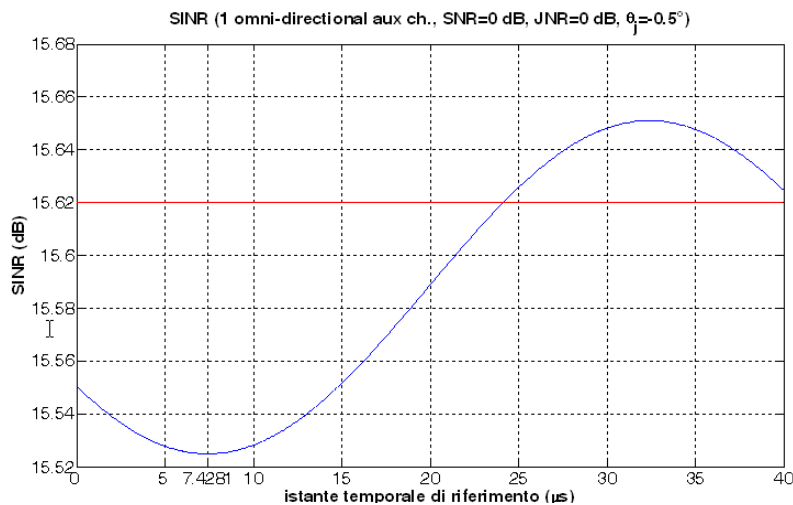


Fig. II-21 SINR al variare dell'istante t_0 per il segnale utile in modalità Spotlight e JNR=0 dB

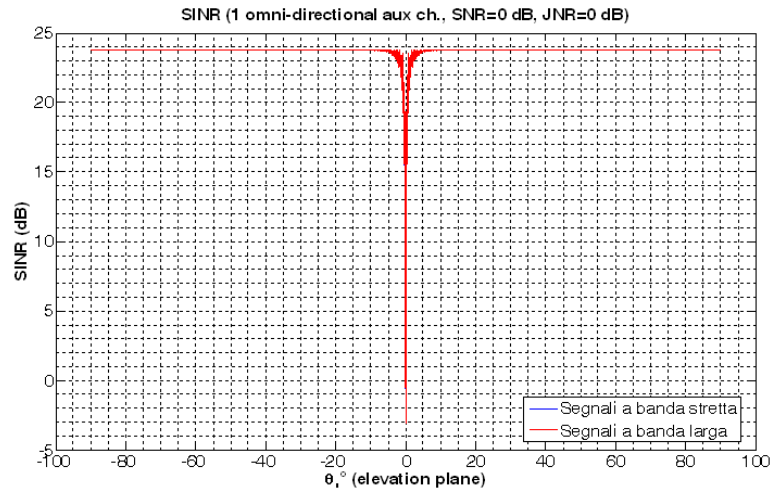


Fig. II-22 SINR al variare della direzione di arrivo del jammer in modalità Spotlight per JNR=0 dB

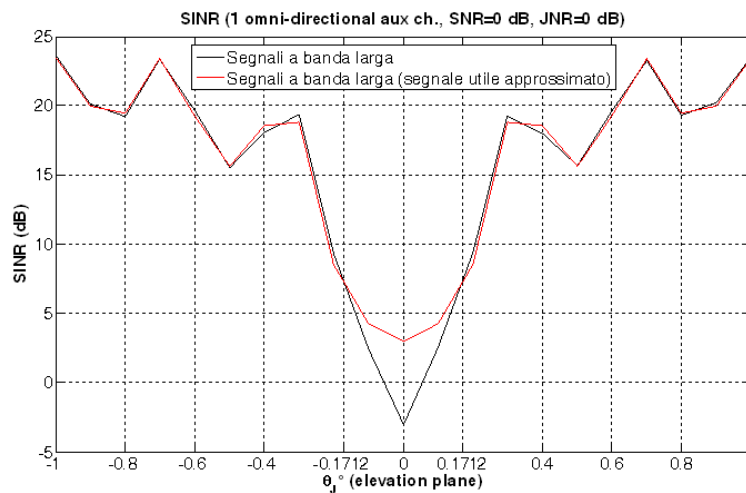


Fig. II-23 Confronto del SINR ottenibile utilizzando il vettore di segnale completo e quello approssimato al variare della direzione di arrivo del jammer in modalità Spotlight per JNR=0 dB

○ JNR=40 dB

Scegliendo come istante di riferimento per il segnale utile (Fig. II-24), con la configurazione proposta, con due soli canali riceventi tali per cui sul canale ausiliario vengono prelevati 3 campioni di segnale per il calcolo dei pesi, non si ottengono prestazioni soddisfacenti, per tutte le direzioni angolari tranne quelle per cui col solo campioni di anticipo o ritardo si compensa il ritardo massimo che viene visto sull'array (Fig. II-25). Tali direzioni sono $\pm 6.5^\circ$ per cui

$$T_{\max} = \frac{240d \sin(\pm 6.5^\circ)}{c} = -1.9849 \times 10^{-9} \Leftrightarrow T = \frac{1}{1.25B} = 1.9984 \times 10^{-9} \quad \text{Eq. II-86}$$

Al fine di ottenere delle prestazioni soddisfacenti è necessario aumentare il numero di campioni prelevati dall'ausiliario da pesare, ovvero aumentare il numero di gradi di libertà a disposizione. In questo caso si è trovato che utilizzare 19 campioni di segnale sul canale ausiliario conduce a perdite inferiori a 3 decimi di dB (Fig. II-26).

Anche in questo caso si può verificare che le prestazioni ottenute con il segnale approssimato non differiscono da quelle ottenute utilizzando il vettore di segnale completo, tranne che nella zona dell'apertura del lobo principale del pattern a -4 dB (Fig. II-27).

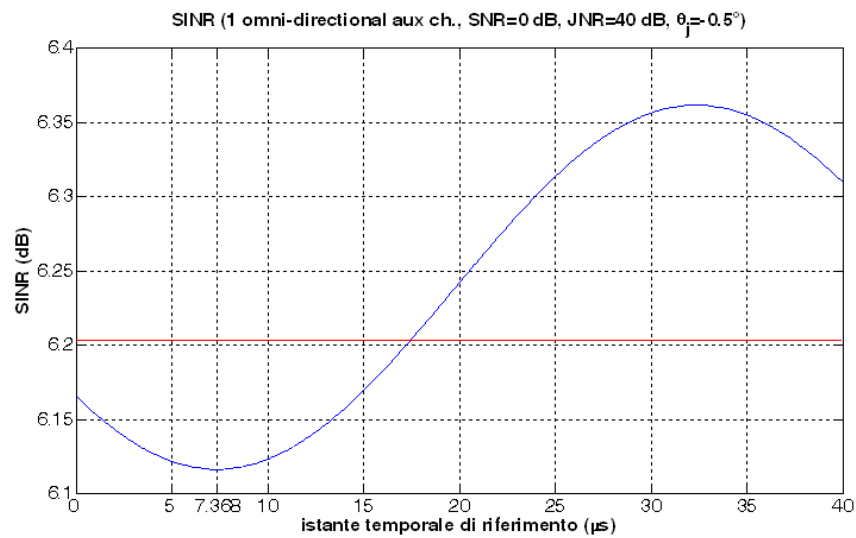


Fig. II-24 SINR al variare dell'istante t_0 di riferimento per il segnale utile in modalità Spotlight e JNR=40 dB

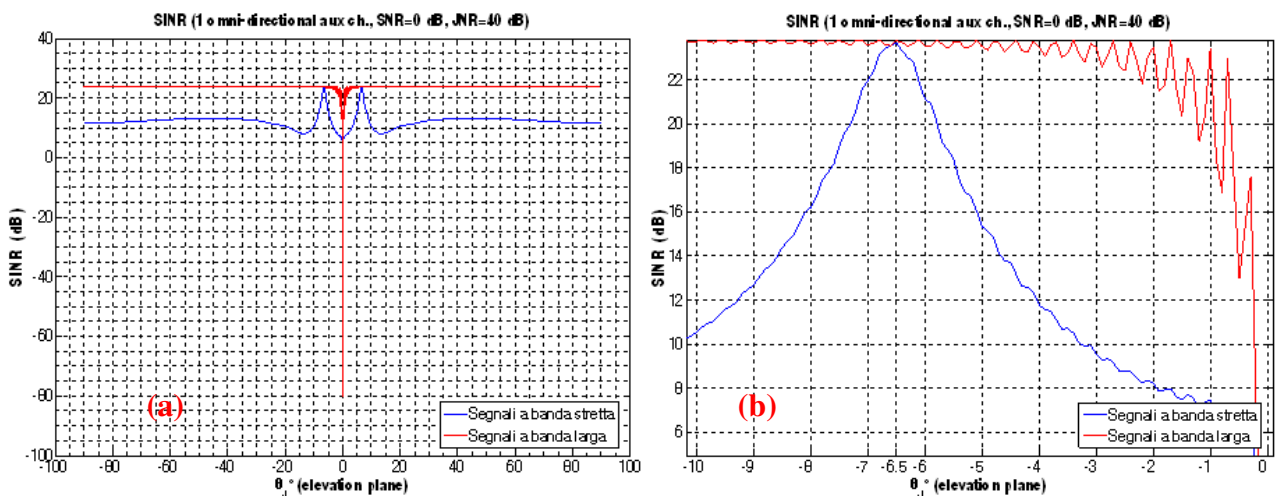


Fig. II-25 (a) SINR al variare della direzione di arrivo del jammer in modalità Spotlight per JNR=40 dB con 3 campioni presi sul canale ausiliario e (b) suo ingrandimento

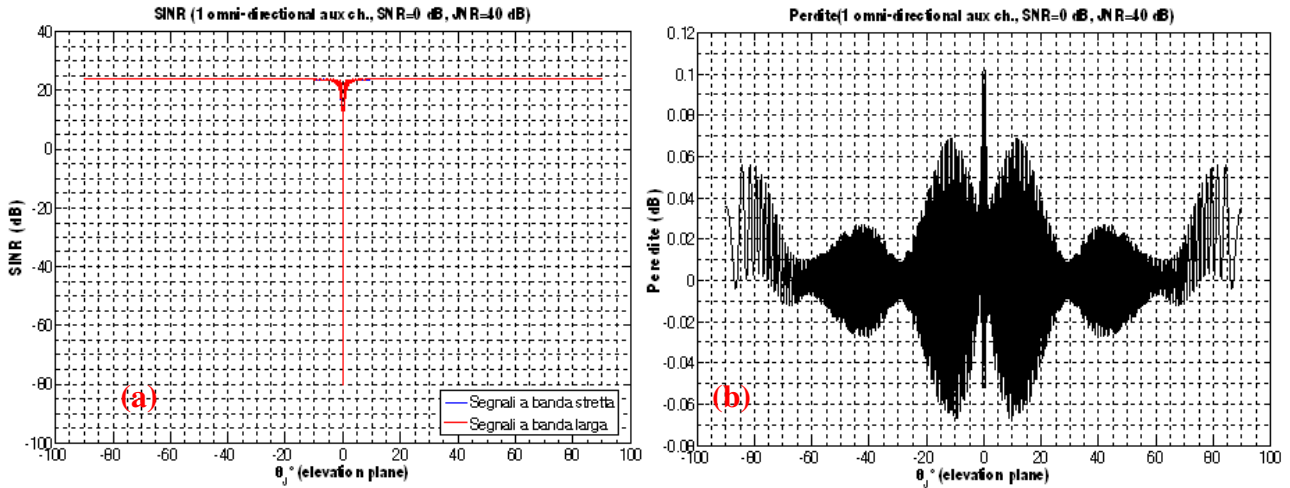


Fig. II-26 (a) SINR al variare della direzione di arrivo del jammer in modalità Spotlight per JNR=40 dB con 19 campioni presi sul canale ausiliario e (b) Perdite della tecnica di cancellazione per segnali a banda larga rispetto al caso di segnali a banda stretta

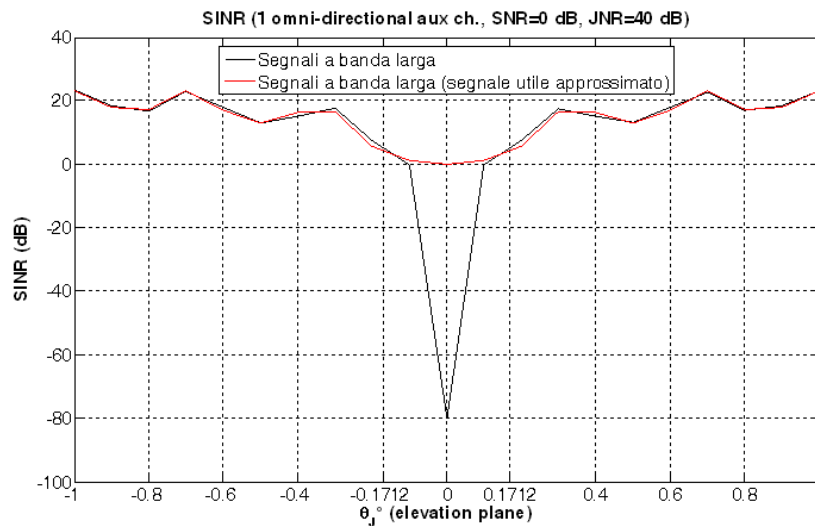


Fig. II-27 Confronto del SINR ottenibile utilizzando il vettore di segnale completo e quello approssimato al variare della direzione di arrivo del jammer in modalità Spotlight per JNR=40 dB

II.5.4 Tecnica di nulling a banda larga nel dominio della frequenza

È possibile dimostrare come, operando all'uscita dell'array una trasformazione lineare, la struttura trovata per l'ottimo dei pesi per l'antenna nulling non cambia, a patto di modificare in maniera opportuna le grandezze in gioco [II-17].

Lo schema del processing da realizzare è in Fig. II-28, ed è equivalente nel dominio del tempo veloce a quello mostrato in [II-18] nel dominio del tempo lento. Si considerano i segnali utile e di

disturbo come nell'Eq. II-87 e nell'Eq. II-88, supponendo che il numero di campioni L sia quello ottenibile con un passo di campionamento T da tutta l'area di acquisizione in range di cui si voglia realizzare un'immagine SAR, e che su di essi sia stata effettuata precedentemente l'operazione di demodulazione.

$$\mathbf{s}_0 = \begin{bmatrix} \alpha_0 s_0(t) \\ \vdots \\ \alpha_{N-1} s_0(t - T_{s,N-1}) \\ \alpha_0 s_1(t) \\ \vdots \\ \alpha_{N-1} s_1(t - T_{s,N-1}) \\ \vdots \\ \alpha_0 s_{L-1}(t) \\ \vdots \\ \alpha_{N-1} s_{L-1}(t - T_{s,N-1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_0 s_0(t) \\ \vdots \\ \alpha_{N-1} s_0(t - T_{s,N-1}) \\ \alpha_0 s_0(t - T) \\ \vdots \\ \alpha_{N-1} s_0(t - T - T_{s,N-1}) \\ \vdots \\ \alpha_0 s_0(t - (L-1)T) \\ \vdots \\ \alpha_{N-1} s_0(t - (L-1)T - T_{s,N-1}) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-87}$$

$$\mathbf{x}_d = \mathbf{x}_j + \mathbf{x}_n = \begin{bmatrix} \beta_0 x_{j0}(t) \\ \vdots \\ \beta_{N-1} x_{j0}(t - T_{j,N-1}) \\ \beta_0 x_{j1}(t) \\ \vdots \\ \beta_{N-1} x_{j1}(t - T_{j,N-1}) \\ \vdots \\ \beta_0 x_{jL-1}(t) \\ \vdots \\ \beta_{N-1} x_{jL-1}(t - T_{j,N-1}) \end{bmatrix} + \mathbf{x}_n = \begin{bmatrix} \beta_0 x_{j0}(t) \\ \vdots \\ \beta_{N-1} x_{j0}(t - T_{j,N-1}) \\ \beta_0 x_{d0}(t - T) \\ \vdots \\ \beta_{N-1} x_{j0}(t - T - T_{j,N-1}) \\ \vdots \\ \beta_0 x_{j0}(t - (L-1)T) \\ \vdots \\ \beta_{N-1} x_{j0}(t - (L-1)T - T_{j,N-1}) \end{bmatrix} + \mathbf{x}_n \quad \text{Eq. II-88}$$

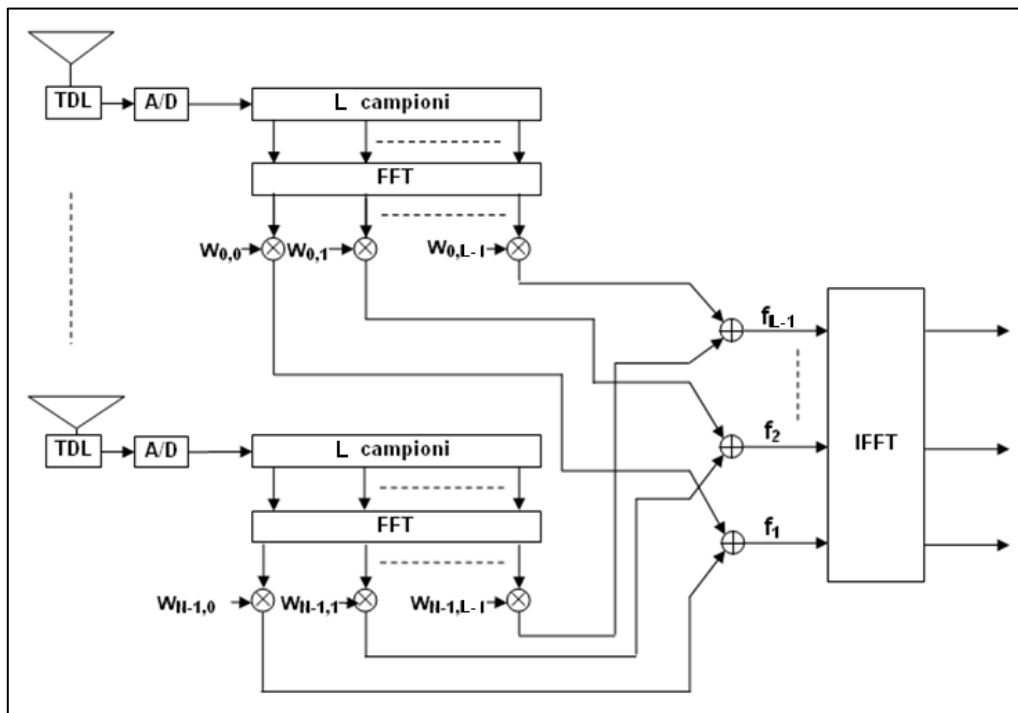


Fig. II-28 Scema di processing per il nulling a banda larga nel dominio della frequenza

Sui campioni di segnale all'uscita di ciascun canale viene realizzata una trasformata di Fourier (FFT) separatamente per ogni canale ricevente attraverso la matrice

$$\mathbf{FFT} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 0 & | & 1 & \dots & 0 & | & \dots & | & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & | & \vdots & \ddots & \vdots & | & \dots & | & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 1 & | & 0 & \dots & 1 & | & \dots & | & 0 & \dots & 1 \\ 1 & \dots & 0 & | & e^{-j2\pi/L} & 0 & 0 & | & \dots & | & e^{-j2\pi(L-1)/L} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & | & \vdots & \ddots & \vdots & | & \dots & | & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 1 & | & 0 & 0 & e^{-j2\pi/L} & | & \dots & | & 0 & \dots & e^{-j2\pi(L-1)/L} \\ \vdots & \ddots & \vdots & | & \vdots & \ddots & \vdots & | & \dots & | & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \dots & 0 & | & e^{-j2\pi(L-1)/L} & \dots & 0 & | & \dots & | & e^{-j2\pi(L-1)^2/L} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & | & \vdots & \ddots & \vdots & | & \dots & | & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 1 & | & 0 & \dots & e^{-j2\pi(L-1)/L} & | & \dots & | & 0 & \dots & e^{-j2\pi(L-1)^2/L} \end{bmatrix}$$

Eq. II-89

ottenendo il vettore:

$$\mathbf{s}_{f0} = \mathbf{FFT} \mathbf{s}_0 = \begin{bmatrix} s_{f0}(f_0) \begin{bmatrix} \alpha_0 \\ \vdots \\ \alpha_{N-1} e^{j2\pi f_0 T_{s,N-1}} \end{bmatrix} \\ \dots \\ s_{f0}(f_1) \begin{bmatrix} \alpha_0 \\ \vdots \\ \alpha_{N-1} e^{j2\pi f_1 T_{s,N-1}} \end{bmatrix} \\ \dots \\ s_{f0}(f_{L-1}) \begin{bmatrix} \alpha_0 \\ \vdots \\ \alpha_{N-1} e^{j2\pi f_{L-1} T_{s,N-1}} \end{bmatrix} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{f0}(f_0) \boldsymbol{\sigma}_0 \\ s_{f0}(f_1) \boldsymbol{\sigma}_1 \\ \vdots \\ s_{f0}(f_{L-1}) \boldsymbol{\sigma}_{L-1} \end{bmatrix}$$

Eq. II-90

per il segnale utile e

$$\mathbf{x}_{df} = \mathbf{FFT} \mathbf{x}_d = \mathbf{FFT} \mathbf{x}_j + \mathbf{x}_{nf} = \begin{bmatrix} x_{jf}(f_0) \begin{bmatrix} \beta_0 \\ \vdots \\ \beta_{N-1} e^{j2\pi f_0 T_{j,N-1,s}} \end{bmatrix} \\ \dots \\ x_{jf}(f_1) \begin{bmatrix} \beta_0 \\ \vdots \\ \beta_{N-1} e^{j2\pi f_1 T_{j,N-1}} \end{bmatrix} \\ \dots \\ x_{jf}(f_{L-1}) \begin{bmatrix} \beta_0 \\ \vdots \\ \beta_{N-1} e^{j2\pi f_{L-1} T_{j,N-1}} \end{bmatrix} \end{bmatrix} + \mathbf{x}_{nf} = \begin{bmatrix} x_{jf}(f_0) \boldsymbol{\xi}_0 \\ x_{jf}(f_1) \boldsymbol{\xi}_1 \\ \vdots \\ x_{jf}(f_{L-1}) \boldsymbol{\xi}_{L-1} \end{bmatrix} + \mathbf{x}_{nf}$$

Eq. II-91

per il segnale di disturbo.

Si supponga che i ritardi del segnale utile dovuti al puntamento siano compensati, eventualmente attraverso delle True Delay Lines: sotto questa ipotesi i ritardi $T_{s,i}$ con $i=0, \dots, N-1$ sono tutti compensati e vale

$$\boldsymbol{\sigma}_k = \boldsymbol{\sigma} \text{ per } k=0, \dots, L-1$$

Eq. II-92

essendo i vettori $\boldsymbol{\sigma}$ definiti come

$$\boldsymbol{\sigma} = [\alpha_0 \quad \dots \quad \alpha_{N-1}]^T \quad \text{Eq. II-93}$$

La struttura dei pesi ottimi non cambia, data l'applicazione di una trasformazione lineare, a patto di trasformare opportunamente le grandezze che la determinano; nel caso in esame si passa da pesi definiti come nell'Eq. II-63 a pesi definiti come

$$\mathbf{w}_f = \mathbf{Q}_{df}^{-1} \mathbf{s}_{f0} \quad \text{Eq. II-94}$$

in cui si definisce matrice spettrale la matrice \mathbf{Q}_{df}

$$\mathbf{Q}_{df} = E\{\mathbf{x}_{df} \mathbf{x}_{df}^H\} = \text{FFTE}\{\mathbf{x}_d \mathbf{x}_d^H\} \text{FFT}^H = \text{FFT} \mathbf{Q}_d \text{FFT}^H \quad \text{Eq. II-95}$$

In generale la matrice \mathbf{Q}_{df} avrà la seguente struttura

$$\mathbf{Q}_{df} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{df0,0} & \mathbf{Q}_{df0,1} & \dots & \mathbf{Q}_{df0,L-1} \\ \mathbf{Q}_{df1,0} & \mathbf{Q}_{df1,1} & \dots & \mathbf{Q}_{df1,L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{Q}_{dfL-1,0} & \mathbf{Q}_{dfL-1,1} & \dots & \mathbf{Q}_{dfL-1,L-1} \end{bmatrix} = \mathbf{Q}_{jf} + \mathbf{Q}_{nf} \quad \text{Eq. II-96}$$

in cui $\mathbf{Q}_{df\ k,l}$ è la matrice spettrale di dimensioni $N \times N$ relativa ai k -esimi e l -esimi campioni di segnale di disturbo in frequenza sugli N elementi.

Nell'ipotesi di spettro piatto nella banda di segnale B la correlazione, in funzione del ritardo che intercorre tra due generici canali, per due segnali di jammer definiti sugli assi di tempo veloce t_1 e t_2 , vale

$$\mathbf{Q}_{j_{i,m}}(t_1, t_2) = p_j \text{sinc}[\pi B((t_1 - t_2) + T_{j_{i,m}})] \beta_i \beta_m^* e^{j2\pi f_c T_{j_{i,m}}} \quad \text{Eq. II-97}$$

in cui si suppone che sia stata effettuata la demodulazione del segnale ricevuto, che gli assi t_1 e t_2 siano entrambi campionati con periodo di campionamento pari all'inverso della banda (periodo di campionamento di Nyquist) e avendo definito il ritardo del segnale di jammer ricevuto sui canali i e m dovuto alla direzione di arrivo del segnale interferente come

$$T_{j_{i,m}} = \frac{d_{i,m}}{c} \sin(\theta_j) = \frac{d_{0i} - d_{0m}}{c} \sin(\theta_j) \quad \text{Eq. II-98}$$

Su t_2 si applica la prima trasformazione di Fourier, su t_1 si applica la seconda (coniugata) per ottenere l'elemento equivalente della matrice spettrale \mathbf{Q}_j :

$$\mathbf{Q}_{jf_{i,m}}(f_1, f_2) = \frac{p_j}{B} \text{rect}_B(f_2) \beta_i \beta_m^* e^{j2\pi(f_2 + f_c)T_{j_{i,m}}} \delta(f_2 - f_1) \quad \text{Eq. II-99}$$

Nell'ipotesi di poter operare la fft su un numero di campioni molto elevato (che serve per approssimare l'integrazione all'infinito della trasformata di Fourier) e ipotizzando di aver

campionato l'asse temporale a Nyquist, la matrice \mathbf{Q}_{df} sarà non singolare (quindi invertibile) e avrà una struttura diagonale a blocchi.

Per quanto riguarda la matrice spettrale del rumore termico, il procedimento è equivalente; supponendo un rumore gaussiano bianco, filtrato sulla banda B in ricezione, si avrà, a valle dell'operazione di demodulazione e per $i=m$ a causa della decorrelazione del rumore termico sui diversi canali riceventi

$$\mathbf{q}_{n,i,m,t_1,t_2} = \sigma_n^2 \text{sinc}[\pi B(t_1 - t_2)] \text{ per } i=m \quad \text{Eq. II-100}$$

Il suo equivalente trasformato è

$$\mathbf{Q}_{n,i,m}(f_1, f_2) = \frac{\sigma_n^2}{B} \text{rect}_B(f_2) \delta(f_2 - f_1) \text{ per } i=m \quad \text{Eq. II-101}$$

La matrice totale di disturbo avrà quindi una struttura diagonale a blocchi, e per i pesi si potrà scrivere

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_f = \mathbf{Q}_{df}^{-1} \mathbf{s}_{f0} &= \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{df0,0} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{Q}_{df1,1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{Q}_{dfL-1,L-1} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} s_{f0}(f_0) \boldsymbol{\sigma}_0 \\ s_{f0}(f_1) \boldsymbol{\sigma}_1 \\ \vdots \\ s_{f0}(f_{L-1}) \boldsymbol{\sigma}_{L-1} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} [\mathbf{Q}_{df0,0}^{-1} \boldsymbol{\sigma}] s_{f0}(f_0) \\ [\mathbf{Q}_{df1,1}^{-1} \boldsymbol{\sigma}] s_{f0}(f_1) \\ \vdots \\ [\mathbf{Q}_{dfL-1,L-1}^{-1} \boldsymbol{\sigma}] s_{f0}(f_{L-1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{f0} \\ \mathbf{w}_{f1} \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{fL-1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \text{Eq. II-102}$$

Il risultato ottenuto è che, sotto le ipotesi introdotte, l'ottimo per i pesi necessari alla cancellazione di un segnale di disturbo a banda larga si ha realizzando l'ottimo a banda stretta frequenza per frequenza; la trasformazione lineare effettuata, ovvero la trasformazione di Fourier, è interpretabile infatti come un banco di filtri che suddivide l'intervallo di frequenze nominale in tante sotto-bande (Frequency Subbanding), L nel caso esaminato, tanto più piccole quanto maggiore è il numero di campioni su cui si opera, su cui è appropriato realizzare il nulling a banda stretta.

Si ottiene così il vettore di uscita \mathbf{y}_f di L elementi in frequenza, in cui si possono ancora identificare un contributo di segnale utile ed uno di disturbo.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y}_f &= \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{f0} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{w}_{f1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{w}_{fL-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma s_{f0}(f_0) + \mathbf{x}_{df}(f_0) \\ \sigma s_{f0}(f_1) + \mathbf{x}_{df}(f_1) \\ \vdots \\ \sigma s_{f0}(f_{L-1}) + \mathbf{x}_{df}(f_{L-1}) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} |s_{f0}(f_0)|^2 \sigma^H \mathbf{Q}_{df0,0}^{-1} \sigma + s_{f0}^*(f_0) \sigma^H \mathbf{Q}_{df0,0}^{-1} \mathbf{x}_{df}(f_0) \\ |s_{f0}(f_1)|^2 \sigma^H \mathbf{Q}_{df1,1}^{-1} \sigma + s_{f0}^*(f_1) \sigma^H \mathbf{Q}_{df1,1}^{-1} \mathbf{x}_{df}(f_1) \\ \vdots \\ |s_{f0}(f_{L-1})|^2 \sigma^H \mathbf{Q}_{dfL-1,L-1}^{-1} \sigma + s_{f0}^*(f_{L-1}) \sigma^H \mathbf{Q}_{dfL-1,L-1}^{-1} \mathbf{x}_{df}(f_{L-1}) \end{bmatrix} = \mathbf{y}_{fs} + \mathbf{y}_{fd}
 \end{aligned} \tag{Eq. II-103}$$

Le prestazioni dell'algorithmo di nulling proposto vengono ancora valutate in termini di rapporto delle potenze del segnale utile e del segnale di disturbo a valle del processing effettuato. E' necessario quindi calcolare le potenze associate al segnale utile e al disturbo; nel caso in esame la sequenza ottenuta è costituita dai campioni dello spettro del segnale di uscita, anch'essa costituita dalla somma di una componente utile e una di disturbo (Eq. II-103). In generale per un segnale di potenza si ha che essa è calcolabile come

$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |x(t)|^2 dt \tag{Eq. II-104}$$

ovvero è pari all'autocorrelazione del segnale $x(t)$ calcolata nell'origine, per cui, per il teorema di Parseval,

$$P = \int_{-\infty}^{\infty} |x_f(f)|^2 df \tag{Eq. II-105}$$

in cui $x_f(f)$ è lo spettro di $x(t)$.

Per il calcolo delle potenze delle sequenze dei segnali utili e di disturbo ricevute allora sarà necessario sommare campione per campione il quadrato dello spettro

$$P_{y_{fs}} = \sum_{k=0}^{L-1} |s_{f0}(f_k)|^4 \sigma^H \mathbf{Q}_{dfk,k}^{-1} \sigma \sigma^H \mathbf{Q}_{dfk,k}^{-1} \sigma \tag{Eq. II-106}$$

$$P_{y_{fd}} = \sum_{k=0}^{L-1} |s_{f0}(f_k)|^2 \sigma^H \mathbf{Q}_{dfk,k}^{-1} E\{\mathbf{x}_{df}(f_k) \mathbf{x}_{df}^H(f_k)\} \mathbf{Q}_{dfk,k}^{-1} \sigma = \sum_{k=0}^{L-1} |s_{f0}(f_k)|^2 \sigma^H \mathbf{Q}_{dfk,k}^{-1} \sigma \tag{Eq. II-107}$$

La matrice spettrale relativa alla k-esima frequenza può essere scritta come

$$\mathbf{Q}_{df_{k,k,i,m}} = \frac{p_j}{\mathbf{B}} \beta_i e^{j2\pi(f_c+f_k)T_{ji}} \beta_m^* e^{-j2\pi(f_c+f_k)T_{jm}} + \frac{\sigma_n^2}{\mathbf{B}} \quad -\frac{B}{2} \leq f_k \leq \frac{B}{2} \quad \text{con } i=m=1,\dots,N \quad \text{Eq. II-108}$$

Si definisca con ξ_k lo steering vector relativo al k-esimo campione in frequenza del jammer

$$\xi_k = \beta_i e^{j2\pi(f_c+f_k)T_{ji}} \quad -\frac{B}{2} \leq f_k \leq \frac{B}{2} \quad \text{con } i=1,\dots,N \quad \text{Eq. II-109}$$

L'Eq. II-108 diventa

$$\mathbf{Q}_{df_{k,k}} = \frac{p_j}{\mathbf{B}} \xi_k \xi_k^H + \frac{\sigma_n^2}{\mathbf{B}} \mathbf{I} \quad -\frac{B}{2} \leq f_k \leq \frac{B}{2} \quad \text{Eq. II-110}$$

Per il calcolo dell'inversa si usa la formula di Sherman-Morrison-Woodbury [II-21], ottenendo

$$\mathbf{Q}_{df_{k,k}}^{-1} = \frac{B}{\sigma_n^2} \left[\mathbf{I} - JNR \frac{\xi_k \xi_k^H}{1 + JNR \xi_k^H \xi_k} \right] \quad -\frac{B}{2} \leq f_k \leq \frac{B}{2} \quad \text{Eq. II-111}$$

Le potenze allora diventano

$$P_{y_{fs}} = \sum_{k=0}^{L-1} |s_{f_0}(f_k)|^4 \frac{B^2}{\sigma_n^4} \left[\sigma^H \sigma - JNR \frac{\sigma^H \xi_k \xi_k^H \sigma}{1 + JNR \xi_k^H \xi_k} \right]^2 \quad \text{Eq. II-112}$$

$$P_{y_{fd}} = \sum_{k=0}^{L-1} |s_{f_0}(f_k)|^2 \frac{B}{\sigma_n^2} \left[\sigma^H \sigma - JNR \frac{\sigma^H \xi_k \xi_k^H \sigma}{1 + JNR \xi_k^H \xi_k} \right] \quad \text{Eq. II-113}$$

Nell'ipotesi per il segnale utile che lo spettro di densità di potenza $|s_{f_0}(f_k)|^2$ sia piatto in banda B e valga p_s/B per ogni frequenza, ipotesi valida nel caso in cui il segnale utile sia un chirp con elevato rapporto di compressione, si ottiene

$$\text{SINR} = \text{SNR} \frac{\sum_{k=0}^{L-1} \left[\sigma^H \sigma - JNR \frac{|\sigma^H \xi_k|^2}{1 + JNR \xi_k^H \xi_k} \right]^2}{\sum_{k=0}^{L-1} \left[\sigma^H \sigma - JNR \frac{|\sigma^H \xi_k|^2}{1 + JNR \xi_k^H \xi_k} \right]} \quad \text{Eq. II-114}$$

Si può notare come lo stesso risultato si sarebbe ottenuto applicando dei pesi diversi da quelli riportati nell'Eq. II-102 e pari a

$$\mathbf{w}_f = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{df0,0}^{-1} \boldsymbol{\sigma} \\ \mathbf{Q}_{df1,1}^{-1} \boldsymbol{\sigma} \\ \vdots \\ \mathbf{Q}_{dfL-1,L-1}^{-1} \boldsymbol{\sigma} \end{bmatrix}$$

Eq. II-115

il che, come si era ottenuto per l'approccio SLC, non implica la conoscenza dei campioni di segnale utile per il calcolo dei pesi.

Di seguito sono riportati i risultati della simulazione effettuata per il calcolo delle prestazioni di questo algoritmo di nulling per vari valori di JNR e di banda frazionale, considerando un array di 240 elementi spazati tra loro in modo che il rapporto distanza inter-elemento/lunghezza d'onda (relativa ad una portante di 9.6 GHz) sia pari a 0.7. Gli steering vector e le matrici a livello di canale sono ottenuti attraverso un'opportuna matrice di trasformazione T(Transmat). A fianco di questo array è aggiunto un elemento omnidirezionale da cui si deriva il canale ausiliario, distante anch'esso dall'elemento più vicino dell'array una distanza inter-elemento (Fig. II-29). Inoltre si suppone che la direzione di arrivo del segnale utile equivalga a quella del puntamento, che stata posta a 0°.

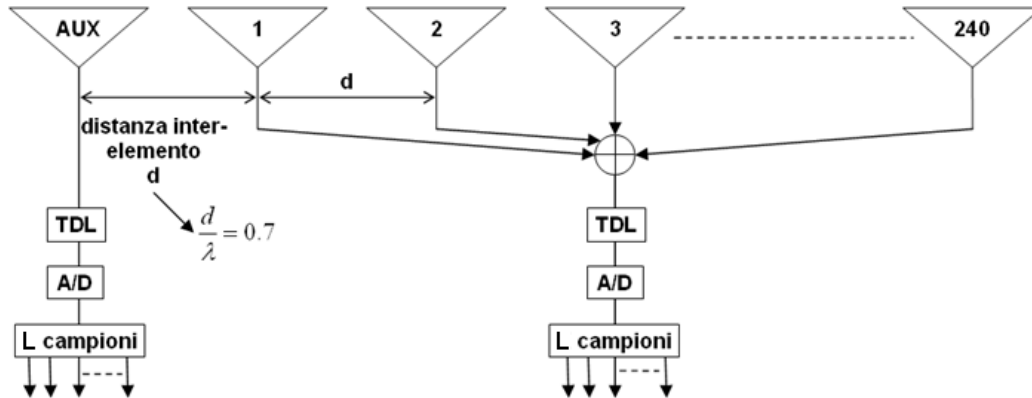


Fig. II-29 Configurazione di antenna per le simulazioni effettuate

□ *Modalità operativa Stripmap*

La risoluzione massima ammissibile (ris) in questa modalità operativa è di 3 metri; supponendo che l'angolo di incidenza minimo ammesso per la scena sotto osservazione sia di 20°, la banda massima da gestire in questa modalità è

$$B = \frac{c}{2ris \sin(20^\circ)} = 146.2 \text{ MHz} \quad \text{con } c = 3 \times 10^8 \text{ m/s} \quad \text{Eq. II-116}$$

che rispetto ad una frequenza portante di 9.6 GHz corrisponde ad una banda frazionale dell'1.52%.

Per tale valore si sono calcolate le prestazioni dell' algoritmo di nulling proposto per due valori di JNR, cioè 0 e 40 dB, corrispondenti a degli scenari di jamming che vanno dai meno ai più tecnologici. In tutti i casi, il numero di campioni complessivo da gestire è stato calcolato a partire da un' area di acquisizione di 40 Km in ground range (riportata in slant range considerando l' angolo di off-nadir di 37.5°) cui vanno aggiunti i 40 μ s di durata del segnale trasmesso, considerando una frequenza di campionamento pari alla banda del segnale B; in modalità stripmap il numero L di campioni da utilizzare sarà 17680.

o JNR=0 dB

Questo caso corrisponde ad avere un jammer di bassa tecnologia, per cui il JNR sul singolo elemento è uguale al SNR sul singolo elemento, cioè 0 dB. Dalla Fig. II-30 si nota come la curva delle prestazioni al variare della direzione di arrivo del jammer ricalchi quella che si otterrebbe nel caso di un segnale per cui valga l' approssimazione a banda stretta, portando a delle perdite che in modulo si mantengono per ogni direzione al di sotto di un centesimo di dB.

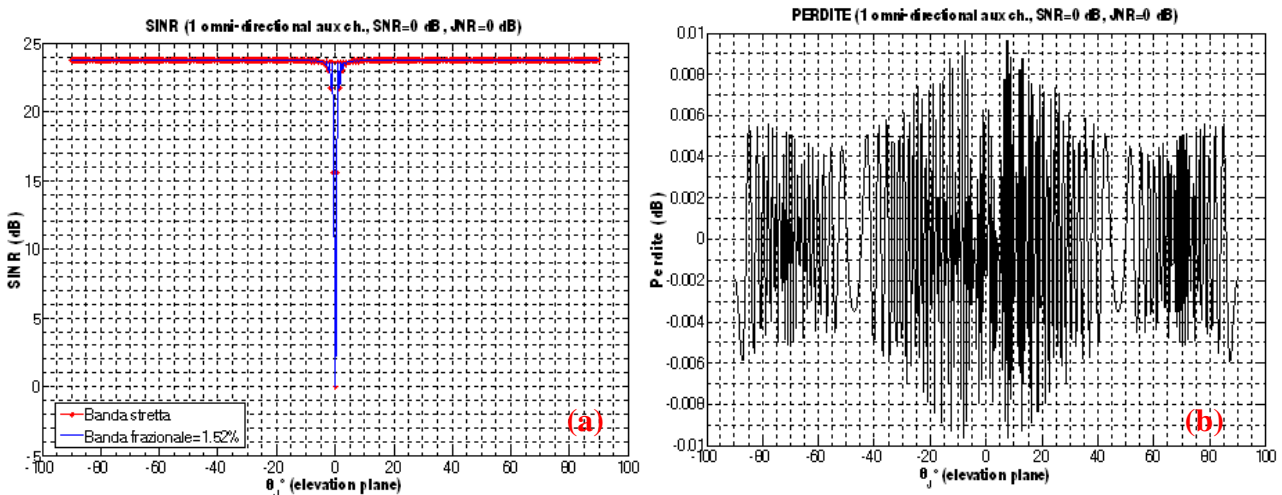


Fig. II-30 (a) SINR al variare della direzione di arrivo del segnale interferente per JNR=0 dB e (b) perdite del nulling a banda larga rispetto al caso a banda stretta (modalità Stripmap)

o JNR=40 dB

Questo caso corrisponde ad avere un jammer di tecnologia ancora più alta rispetto a quello visto per il caso precedente, per cui il JNR sul singolo elemento 10000 volte superiore al valore di SNR sul singolo elemento, che è ancora 0 dB. Dalla Fig. II-31 si nota come la curva delle prestazioni al variare della direzione di arrivo del jammer ricalchi quella che si otterrebbe nel caso di un segnale per cui valga l' approssimazione a banda stretta, portando a delle perdite che in modulo si mantengono per ogni direzione al di sotto di due centesimi di dB.

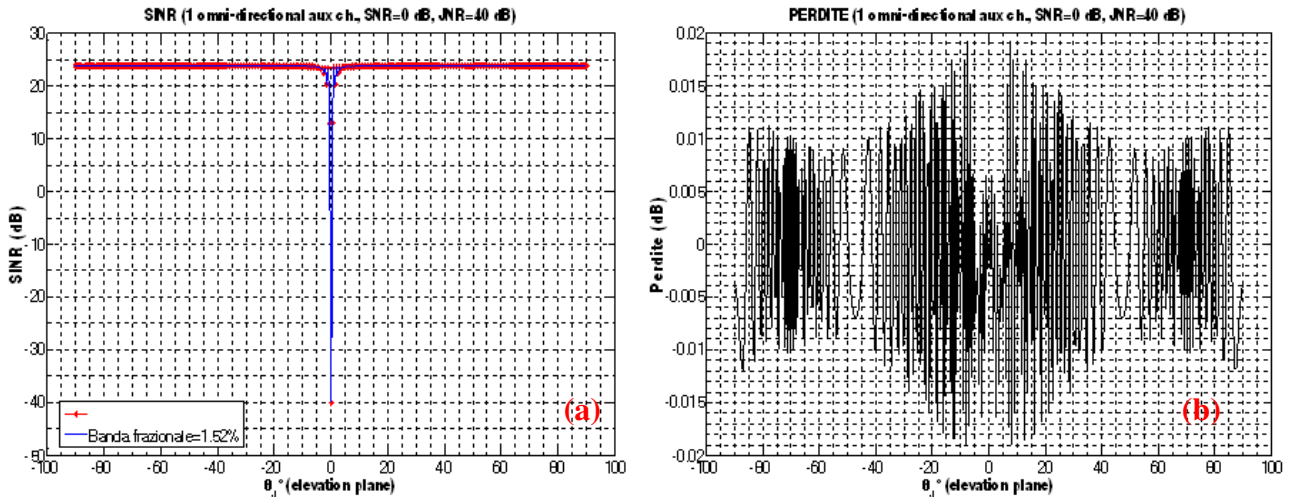


Fig. II-31 (a) SINR al variare della direzione di arrivo del segnale interferente per JNR=40 dB e (b) perdite del nulling a banda larga rispetto al caso a banda stretta (modalità Stripmap)

□ Modalità operativa Spotlight

La risoluzione di un'immagine ottenuta in modalità Spotlight deve essere inferiore al metro; approssimativamente si può fare riferimento ad una banda di 400 MHz sulla portante di 9.6 GHz, il che corrisponde ad avere una banda frazionale del 4.17%, più alta rispetto alla modalità stripmap, quindi potenzialmente più dannosa per il corretto funzionamento dell'algorithm di nulling.

Per tale valore si sono calcolate le prestazioni per tre valori di JNR, cioè 0 e 40 dB, corrispondenti a degli scenari di jamming che vanno dai meno ai più tecnologici. In tutti i casi, il numero di campioni complessivo da gestire è stato calcolato a partire da un'area di acquisizione di 5 Km in ground range (riportata in slant range considerando l'angolo di off-nadir di 37.5°) cui vanno aggiunti i 40 μ s di durata del segnale trasmesso, considerando una frequenza di campionamento pari alla banda del segnale B; in modalità Spotlight il numero di campioni da utilizzare sarà 20075.

○ JNR=0 dB

Questo caso corrisponde ad avere un jammer di bassa tecnologia, per cui il JNR è uguale al valore di SNR sul singolo elemento, che è ancora 0 dB. Dalla Fig. II-32 si nota come la curva delle prestazioni al variare della direzione di arrivo del jammer ricalchi quella che si otterrebbe nel caso di un segnale per cui valga l'approssimazione a banda stretta, portando a delle perdite che in modulo si mantengono per ogni direzione al di sotto di sei centesimi di dB.

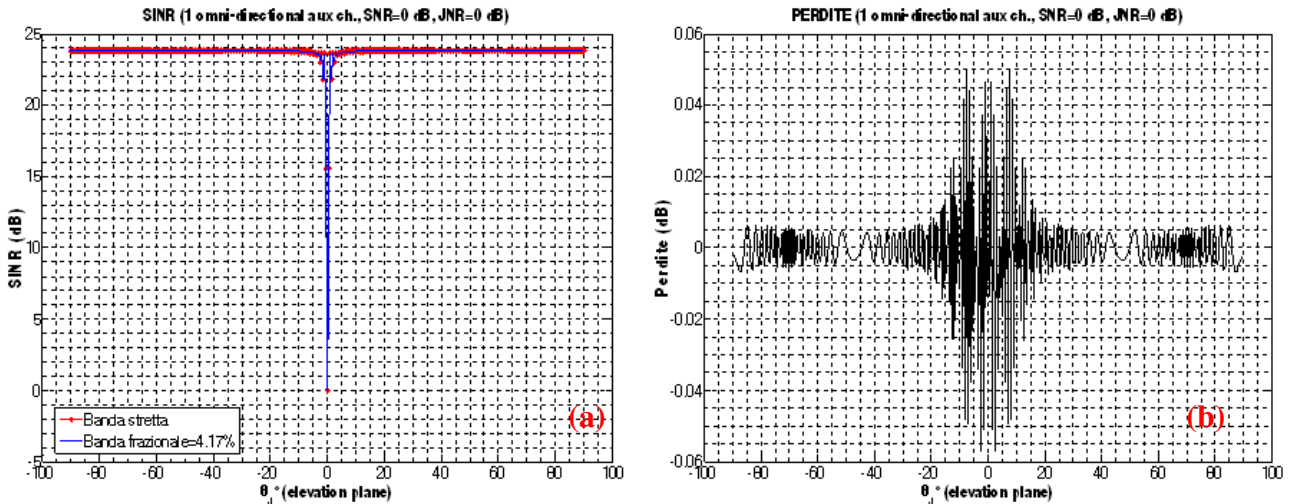


Fig. II-32 (a) SINR al variare della direzione di arrivo del segnale interferente per $JNR=0$ dB e (b) perdite del nulling a banda larga rispetto al caso a banda stretta (modalità Spotlight)

○ $JNR=40$ dB

Questo caso corrisponde ad avere un jammer ad alta, per cui il JNR è 10000 volte superiore al valore di SNR sul singolo elemento, che è ancora 0 dB. Dalla e dalla Fig. II-33 si nota come la curva delle prestazioni al variare della direzione di arrivo del jammer ricalchi quella che si otterrebbe nel caso di un segnale per cui valga l'approssimazione a banda stretta, portando a delle perdite che in modulo si mantengono per ogni direzione al di sotto di 1.5 decimi di dB.

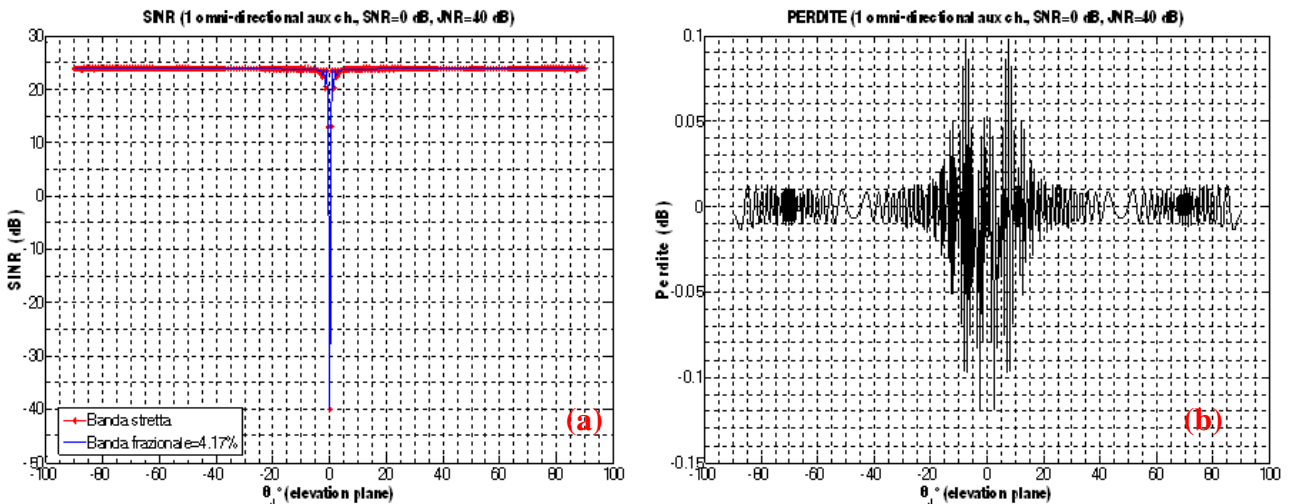


Fig. II-33 (a) SINR al variare della direzione di arrivo del segnale interferente per $JNR=40$ dB e (b) perdite del nulling simulato rispetto al caso a banda stretta (modalità Spotlight)

Complessivamente si può notare come in entrambe le modalità di acquisizione dell'immagine da parte del SAR l'algoritmo di nulling proposto introduce un numero di gradi di libertà, in termini di campioni collezionati all'uscita di ciascun canale, talmente elevato da garantire che il nulling a



banda larga realizzato con l'aggiunta di un unico canale ausiliario omnidirezionale, qualunque sia la direzione di arrivo del segnale interferente, conduca a delle prestazioni del tutto confrontabili con quelle che si sarebbero ottenute nel caso in cui per i segnali in gioco fosse stata valida l'approssimazione a banda stretta. Restando entro i limiti di perdite molto ridotte si nota comunque come all'aumentare del JNR a parità di banda frazionale le perdite aumentino, e che in ogni caso una banda frazionale maggiore provochi delle degradazioni maggiori per le prestazioni.

Un'ultima considerazione riguarda il fatto che per alcune direzioni di arrivo effettivamente si ottengono, con il nulling a banda larga, prestazioni superiori, anche se minimamente, rispetto a quelle che lo stesso algoritmo consente di raggiungere a banda stretta, ovvero supponendo non nulli i soli campioni in frequenza relativi alla frequenza portante; la motivazione di questo risiede nella natura dei segnali a banda larga, per cui l'estesa occupazione spettrale può essere considerata equivalente ad un'estesa occupazione angolare. Da questo punto di vista l'effetto che il pattern d'antenna ha su di un segnale interferente proveniente da una determinata direzione è un effetto "mediato" rispetto a quello che nelle stesse condizioni si avrebbe per un jammer a banda stretta; per questo l'andamento del SINR relativo al caso ideale di onde monocromatiche presenta delle oscillazioni, comunque estremamente contenute, che la curva relativa ai segnali a banda larga non ha, dando origine quindi a quelle perdite negative visibili nei grafici precedenti.

II.5.5 Tecniche di nulling a banda stretta, ma con vincoli aggiuntivi

Come verificato in precedenza (Paragrafo II.4.1) un jammer a banda larga può essere interpretato come una molteplicità di jammer a banda stretta provenienti da direzioni adiacenti a quella di arrivo nominale; imporre un nullo a banda larga sul pattern di antenna, ovvero annullare il pattern nella direzione di arrivo del jammer per ogni frequenza interessata, può equivalere a imporre un nullo spazialmente largo intorno alla direzione di arrivo del segnale interferente. Da questo punto di vista una possibilità da investigare è quella di vincolare la cancellazione a banda stretta a imporre un nullo che abbia caratteristiche prestabilite [II-5].

In questa sezione focalizzeremo l'attenzione sui possibili vincoli da imporre sul pattern di radiazione in fase di filtraggio del segnale in presenza di sorgenti elettromagnetiche interferenti. Nei paragrafi seguenti verranno descritti alcuni modelli di filtraggio vincolato e in seguito attraverso un'opportuna implementazione ad elaboratore (con software Matlab) verranno confrontate le prestazioni di questi algoritmi in particolari scenari e sotto opportune ipotesi operative. Nella Fig. II-34 è riportato lo scenario di riferimento per il nulling vincolato.

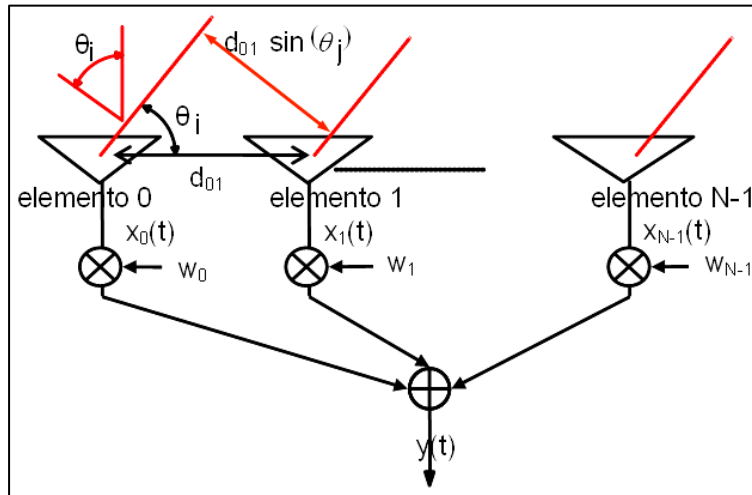


Fig. II-34 Scenario di riferimento per il nulling vincolato

In [II-5] le tecniche di beamforming vincolato sono state ampiamente trattate; in particolare è possibile dimostrare come l'espressione più generale per i pesi con cui realizzare il processing riportato in Fig. II-34 sia

$$\mathbf{w} = \mathbf{Q}_d^{-1} \mathbf{C} [\mathbf{C}^H \mathbf{Q}_d^{-1} \mathbf{C}]^{-1} \mathbf{g} \quad \text{Eq. II-117}$$

in cui \mathbf{Q}_d è la matrice di correlazione del disturbo, \mathbf{C} è una matrice che rappresenta il set di vincoli, disposti per colonne tra loro linearmente indipendenti, e \mathbf{g} è il vettore tale per cui

$$\mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{g} \quad \text{Eq. II-118}$$

Nei paragrafi successivi porremo l'attenzione su alcuni vincoli lineari che è possibile imporre scegliendo e combinando i valori dei parametri \mathbf{C} e \mathbf{g} .

II.5.5.1 Distortionless Constraint (look direction)

Il segnale in ingresso nel dominio della frequenza è modellato come segue

$$\mathbf{x}_f(\omega) = \mathbf{s}' x_{fs}(\omega) + \mathbf{x}_{fd}(\omega) \quad \text{Eq. II-119}$$

dove $x_{fs}(\omega)$ è il segnale nel dominio della frequenza della sorgente e $\mathbf{s}'(\theta_s) = \mathbf{s}'_s$ è il vettore dell'allineamento per un'onda piana con direzione di propagazione θ_s . Il segnale in uscita dopo filtraggio è

$$y_f(\omega) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}_f(\omega) \quad \text{Eq. II-120}$$

Se il segnale utile di un array corrisponde ad una molteplicità di vettori \mathbf{s}'_p , allora possiamo imporre

$$\mathbf{w}^H \mathbf{s}'_p = 1 \quad \text{Eq. II-121}$$

garantendo che ogni segnale che si propaga lungo una direzione θ_p passerà senza distorsioni attraverso il filtro. Riferendosi a \mathbf{s}'_p come al **vettore di steering** vogliamo idealmente che al vettore di steering corrisponda esattamente il vettore del segnale

$$\mathbf{s}'_p = \mathbf{s}'_s \quad \text{Eq. II-122}$$

dove \mathbf{s}'_s è il vettore del segnale desiderato (ma in molti casi reali questo non è possibile). Usiamo inoltre \mathbf{s}'_p per tenere conto del disadattamento.

Introduciamo il vettore \mathbf{c}_i di dimensione $N \times 1$ che indica l' i -esimo vincolo. Se non ci sono assunzioni particolari, diciamo che il primo vincolo è il vincolo senza distorsioni. Quindi

$$\mathbf{c}_1 = \mathbf{s}'_p \quad \text{Eq. II-123}$$

Questo vincolo risulta essere inadeguato per accertare prestazioni sufficientemente elevate in presenza di diversi disadattamenti. Un miglioramento possibile è dato dall'uso di vincoli direzionali multipli. Il vincolo generale direzionale è

$$\mathbf{w}^H \mathbf{s}'(\theta_i) = \mathbf{g}_i \quad i = 1, 2, \dots, M_0 \quad \text{Eq. II-124}$$

dove il θ_i denota la direzione lungo la quale vogliamo imporre il vincolo, \mathbf{g}_i è un numero complesso che indica il valore del vincolo ed i vincoli in totale sono M_0 . Per illustrare un caso particolare di questi vincoli che potrebbero essere usati per rendere il fascio più robusto ad errori direzionali, consideriamo un array lineare uniforme. Allora il vincolo *distortionless* può essere scritto come

$$\mathbf{w}^H \mathbf{s}'(\theta_p) = 1 \quad \text{Eq. II-125}$$

È possibile forzare il fascio del pattern di radiazione nelle vicinanze alla direzione del segnale aggiungendo due vincoli,

$$\mathbf{w}^H \mathbf{s}'(\theta_p + \Delta\theta) = 1 \quad \text{Eq. II-126}$$

$$\mathbf{w}^H \mathbf{s}'(\theta_p - \Delta\theta) = 1 \quad \text{Eq. II-127}$$

In una notazione matriciale è possibile scrivere

$$\mathbf{C} = [\mathbf{s}'(\theta_p), \mathbf{s}'(\theta_p + \Delta\theta), \mathbf{s}'(\theta_p - \Delta\theta)] \quad \text{Eq. II-128}$$

$$\mathbf{g} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-129}$$

$$\mathbf{w}^H \mathbf{C} = \mathbf{g}^H \quad \text{Eq. II-130}$$

II.5.5.2 Derivate Constraints

Nei paragrafi precedenti abbiamo visto che il problema dell'ottimizzazione vincolata ci conduce al vettore di pesatura riportato in Eq. II-117: oltre al vincolo della *look-direction*, se è richiesto un adattamento più efficiente, è possibile imporre vincoli aggiuntivi.

Al fine per esempio di cancellare un segnale interferente si può imporre il vincolo per cui lo steering vector nella direzione di provenienza del jammer sia tale da annullare il pattern in quella direzione. La matrice \mathbf{C} e in vettore \mathbf{g} saranno

$$\mathbf{C} = [\mathbf{s}'(\theta_p) \quad \mathbf{s}'(\theta_j)]^T \quad \text{e} \quad \mathbf{g} = [1, 0]^T \quad \text{Eq. II-131}$$

Se si vuole che il nullo nella direzione dell'interferente sia il più piatto possibile può essere utile imporre che anche la derivata prima e seconda del pattern si annullino nella direzione di arrivo del jammer.

$$\mathbf{C} = \left[\mathbf{s}'(\theta_p) \quad \mathbf{s}'(\theta_j) \quad \left. \frac{\partial \mathbf{s}'(\theta)}{\partial \theta} \right|_{\theta=\theta_j} \right]^T \quad \text{e} \quad \mathbf{g} = [1, 0, 0]^T \quad \text{Eq. II-132}$$

$$\mathbf{C} = \left[\mathbf{s}'(\theta_p) \quad \mathbf{s}'(\theta_j) \quad \left. \frac{\partial \mathbf{s}'(\theta)}{\partial \theta} \right|_{\theta=\theta_j} \quad \left. \frac{\partial^2 \mathbf{s}'(\theta)}{\partial \theta^2} \right|_{\theta=\theta_j} \right]^T \quad \text{e} \quad \mathbf{g} = [1, 0, 0]^T \quad \text{Eq. II-133}$$

Si scriva in notazione matriciale il vettore di steering nell'Eq. II-35 nel caso di elementi d'antenna omnidirezionali, esplicitandone la dipendenza dalla direzione di arrivo θ , e se ne calcoli la derivata prima.

$$\mathbf{s}'(\theta) = \begin{bmatrix} e^{j2\pi k \frac{d_{00}}{\lambda} \sin \theta} \\ \vdots \\ e^{j2\pi \frac{d_{0N-1}}{\lambda} \sin \theta} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-134}$$

$$\frac{\partial \mathbf{s}'(\theta)}{\partial \theta} = \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial \theta} e^{j2\pi \frac{d_{00}}{\lambda} \sin \theta} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{\partial}{\partial \theta} e^{j2\pi \frac{d_{0N-1}}{\lambda} \sin \theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j2\pi \frac{d_{00}}{\lambda} \cos \theta \mathbf{s}'_0(\theta) \\ \vdots \\ j2\pi \frac{d_{0N-1}}{\lambda} \cos \theta \mathbf{s}'_{N-1}(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-135}$$

$$\frac{\partial^2 \mathbf{s}'(\theta)}{\partial \theta^2} = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} e^{j2\pi \frac{d_{00}}{\lambda} \sin \theta} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{\partial}{\partial \theta} e^{j2\pi \frac{d_{0N-1}}{\lambda} \sin \theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2\pi \frac{d_{01}}{\lambda} \left(j \sin(\theta) + 2\pi \frac{d_{01}}{\lambda} \cos(\vartheta)^2 \right) \mathbf{s}'_0(\theta) \\ \vdots \\ -2\pi \frac{d_{0N-1}}{\lambda} \left(j \sin(\theta) + 2\pi \frac{d_{0N-1}}{\lambda} \cos(\vartheta)^2 \right) \mathbf{s}'_{N-1}(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-136}$$

I valori di \mathbf{C} e \mathbf{g} a cui siamo giunti andranno poi sostituiti nella Eq. II-117 per fornire il valore ottimo di \mathbf{w} per il nulling vincolato.

È naturale pensare che il fatto di incrementare sempre di più il numero di vincoli da imporre sul segnale ricevuto porti ad un eventuale miglioramento delle prestazioni in termini di focalizzazione dell'immagine SAR, in quanto vado a forzare il pattern di radiazione entro certi valori prestabiliti. È opportuno ricordare però che all'aumentare dei vincoli imposti corrisponde una diminuzione dei gradi di libertà dell'allineamento d'antenna in esame.

Le prestazioni dell'algoritmo di nulling vincolato verranno valutate attraverso il calcolo dei rapporti tra potenza di segnale utile e potenza del segnale complessivo di disturbo (SINR) in vari scenari operativi.

Il SINR verrà calcolato come segue

$$SINR = \frac{|\mathbf{w}^H \mathbf{s}'(\vartheta)|^2}{\mathbf{w}^H \mathbf{Q}_d \mathbf{w}} \quad \text{Eq. II-137}$$

in cui \mathbf{Q}_d è la matrice di correlazione del segnale complessivo di disturbo, ovvero jammer a banda larga sommato a rumore termico. Nell'ipotesi di jammer a spettro piatto nella banda B si avrà

$$\mathbf{Q}_d = p_j \text{sinc}[\pi B(T_{j,im})] e^{j2\pi f_0 T_{j,im}} + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad \text{Eq. II-138}$$

in cui p_j è la potenza del jammer, σ_n^2 quella di rumore e si definisce

$$T_{j,im} = T_{j,0m} - T_{j,0i} = \frac{d_{0m} - d_{0i}}{c} \sin(\theta_j) \quad \text{Eq. II-139}$$

essendo $T_{j,0i}$ il ritardo con cui il jammer arriva all' i -esimo elemento d'antenna rispetto all'istante in cui è stato ricevuto da quello di riferimento.

Lo scenario in cui viene testato l'algoritmo è riportato nella Fig. II-35; il canale MAIN è relativo ad un array di 240 elementi spaziatosi di 0.7λ , alle cui estremità si dispongono simmetricamente 4 canali ausiliari omnidirezionali, anch'essi spaziatosi tra loro e con gli elementi estremi del MAIN 0.7λ . I dati e le matrici di correlazione a livello di canale sono costruiti attraverso opportune matrici di trasformazione T (Transmat). Si è scelto di utilizzare 4 canali ausiliari, affinché le prestazioni siano valutate nelle condizioni migliori ammesse dallo studio, che ammette 5 come limite superiore per il numero totale di canali riceventi. Di seguito si riportano i risultati delle simulazioni negli scenari operativi Stripmap e Spotlight, al variare del JNR tra i valori 0 e 40 dB; si è scelto di considerare come vincoli da imporre quelli riportati nelle Eq. II-131 - Eq. II-133.

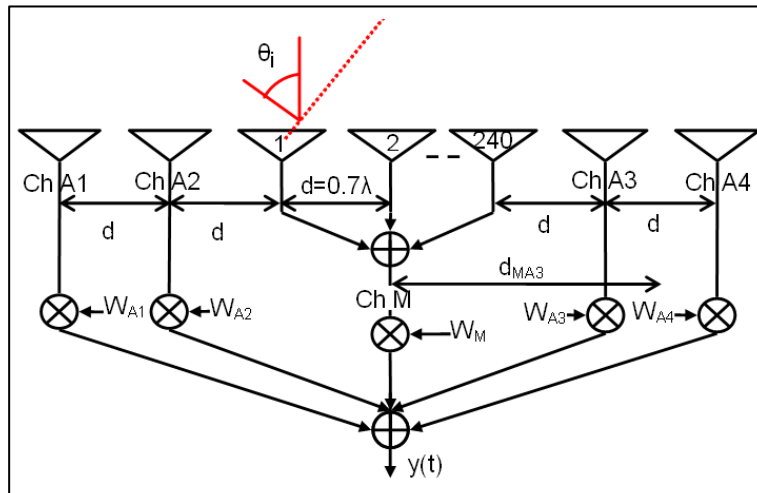


Fig. II-35 Scenario utilizzato per le simulazioni

□ *Modalità operativa Stripmap*

Come nelle simulazioni precedenti si considera la banda maggiore possibile che in questa modalità si deve gestire, ovvero quella che consente di raggiungere una risoluzione di 3 metri con un angolo di incidenza di 20° (Eq. II-116); tale banda è 146.2 MHz, che corrisponde ad una banda frazionale dell'1.52% rispetto ad una portante di 9.6 GHz. I risultati ottenuti sono mostrati nella Fig. II-36(a) per JNR=0 dB e Fig. II-36(b) per JNR = 40 dB.

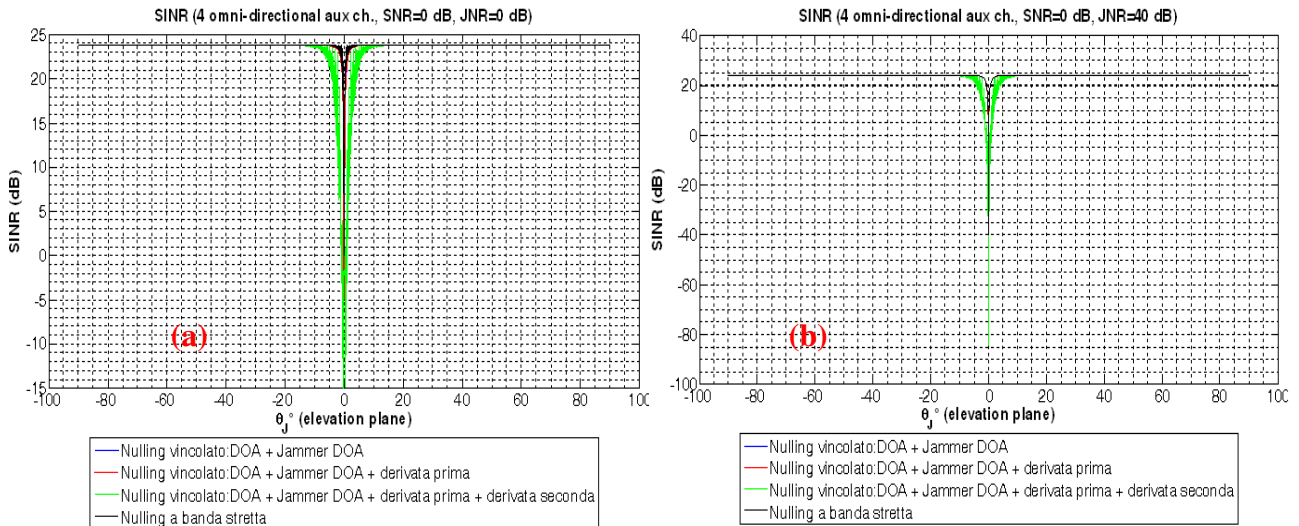


Fig. II-36 SINR al variare della direzione di arrivo in modalità di acquisizione dell'immagine Stripmap (a) con JNR=0dB e (b) con JNR=40dB

□ *Modalità operativa Spotlight*

Si fa riferimento ad una banda di 400 MHz, il che equivale ad avere una banda frazionale del 4.17% rispetto ad una portante di 9.6 GHz. I risultati ottenuti sono mostrati nella Fig. II-37(a) per JNR=0 dB e Fig. II-37(b) per JNR = 40 dB.

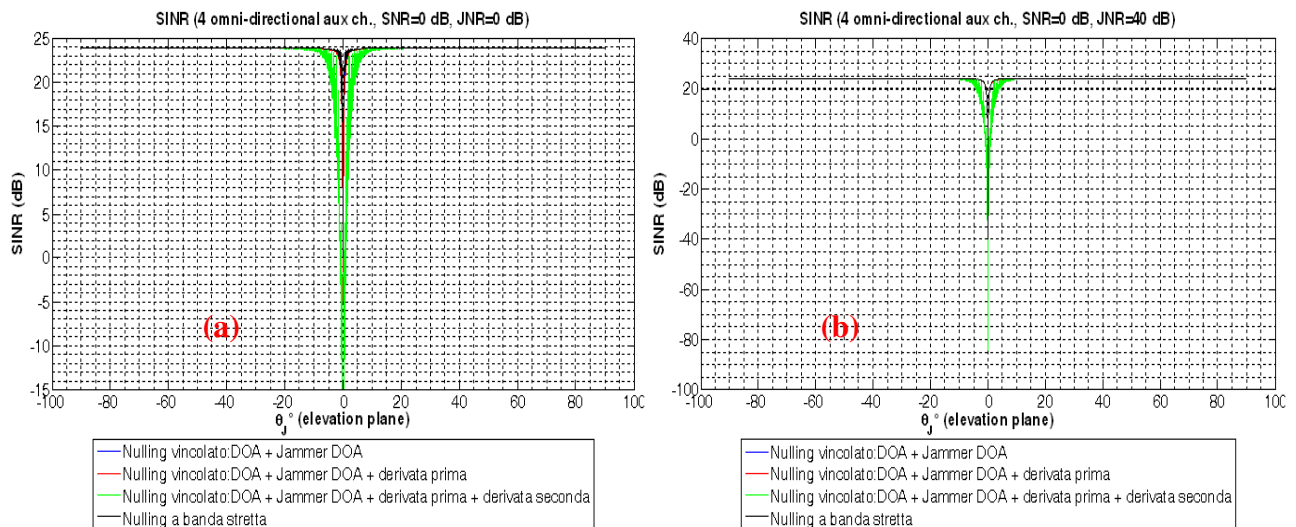


Fig. II-37 SINR al variare della direzione di arrivo in modalità di acquisizione dell'immagine Spotlight (a) con JNR=0 dB e (b) con JNR=40 dB

In tutti i casi investigati, per la configurazione dei canali proposta, che prevede l'utilizzo di un numero elevato di canali riceventi, gli algoritmi vincolati consentono di arrivare a prestazioni non

superiori a quelle che si otterrebbero applicando l'algoritmo di nulling a banda stretta in presenza di segnali a banda larga, e non sono di conseguenza adatti allo scopo di migliorarne la cancellazione.

II.5.6 Identificazione delle tecniche di elaborazione utilizzate per il nulling a banda larga, potenzialmente adeguate ad una successiva elaborazione SAR

Di fondamentale importanza nella scelta del processing opportuno è la valutazione delle distorsioni che esso introduce sul segnale utile, che si vuole preservare il più possibile; questo è tanto più vero per un'elaborazione del tipo di quella effettuata da un SAR, che richiede degli stadi di filtraggio adattato del segnale ricevuto al fine di realizzare la compressione dell'impulso e focalizzare l'immagine della scena che si vuole osservare.

Di seguito si valuterà l'impatto che le tecniche ritenute maggiormente adatte per il processing a banda larga tra quelle viste nel paragrafo precedente hanno sul segnale utile, realizzando sull'uscita a valle del processing una compressione in range e andando a verificare le eventuali degradazioni introdotte.

II.5.6.1 Impatto sul segnale utile della tecnica di nulling a banda larga in tempo

Dato il vettore dei pesi nell'Eq. II-80 il segnale di uscita sarà

$$\mathbf{y}(t) = [q_{i0,0} \quad \mathbf{q}_{i0,1}] \mathbf{s} + [q_{i0,0} \quad \mathbf{q}_{i0,1}] \mathbf{x}_d \quad \text{Eq. II-140}$$

per ogni istante temporale t , le cui componenti utile e di disturbo saranno rispettivamente

$$\mathbf{y}_s(t) = q_{i0,0} \begin{bmatrix} 1 & \mathbf{q}_{i0,1} \\ & q_{i0,0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\alpha_M s(t)}{\alpha_1 s(t)} \\ \vdots \\ \frac{\alpha_{N-1} s(t)}{\alpha_1 s(t-(K-1)T)} \\ \vdots \\ \alpha_{N-1} s(t-(K-1)T) \end{bmatrix} = \mathbf{h}_s^H \begin{bmatrix} s(t) \\ \vdots \\ s(t-(K-1)T) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-141}$$

con

$$\mathbf{h}_s = q_{i0,0} \begin{bmatrix} \alpha_M + \alpha_1 \frac{\mathbf{q}_{i0,1}^*(1)}{q_{i0,0}} + \dots + \alpha_{N-1} \frac{\mathbf{q}_{i0,1}^*(N-1)}{q_{i0,0}} \\ \vdots \\ \alpha_1 \frac{\mathbf{q}_{i0,1}^*((K-1)N+1)}{q_{i0,0}} + \dots + \alpha_{N-1} \frac{\mathbf{q}_{i0,1}^*((K-1)N+N-1)}{q_{i0,0}} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-142}$$

Passando nel dominio della frequenza dall'Eq. II-141 si ottiene



$$\mathbf{y}_{fs}(f) = \mathbf{h}_s^H \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ e^{-j2\pi f(K-1)T} \end{bmatrix} s(f) = [\mathbf{h}_s^H(1) + \dots + \mathbf{h}_s^H(K-1)e^{-j2\pi f(K-1)T}] s(f) = H_s(f)s(f) \quad \text{Eq. II-143}$$

in cui $H_s(f)$ è la funzione di trasferimento del filtro FIR equivalente al processing realizzato sul segnale utile.

$$H_s(f) = q_{i0,0}\alpha_M + \sum_{k=0}^{K-1} \left(\sum_{m=1}^{N-1} \alpha_m \mathbf{q}_{i0,1}(k(N-1)+m) \right) e^{-j2\pi f k T} \quad \text{Eq. II-144}$$

Nel caso in cui si utilizzino campioni in anticipo e in ritardo sul canale ausiliario l'Eq. II-144 diventa

$$H_s(f) = q_{i0,0}\alpha_M + \sum_{k=0}^{K-1} \left(\sum_{m=1}^{N-1} \alpha_m \mathbf{q}_{i0,1}(k(N-1)+m) \right) e^{-j2\pi f \left(k - \frac{(K-1)}{2} \right) T} \quad \text{Eq. II-145}$$

con K dispari.

Al fine di non interferire con le successive operazioni di compressione del segnale ricevuto in range e focalizzazione dell'immagine SAR le distorsioni introdotte per realizzare il nulling devono essere le minime possibili.

Viene valutato, per la modalità di imaging Spotlight e per un valore di $JNR = 40$ dB, se le funzioni di trasferimento dei canali introducano sui canali delle distorsioni inaccettabili, andando a realizzare la compressione di un impulso chirp a valle del filtraggio rappresentato dall'Eq. II-145.

In questo caso si è visto che il numero di campioni prelevati sul canale ausiliario che consente di recuperare con perdite contenute le prestazioni che si avrebbero per la cancellazione dei segnali a banda stretta è 19. Si riportano i moduli (Fig. II-38) e le fasi (Fig. II-39) delle funzioni di trasferimento $H_s(f)$ per 3 diverse direzioni di arrivo del segnale interferente, ovvero una molto lontana dal puntamento, cioè -80° , una relativa al primo lobo laterale, cioè -0.5° , ed infine una all'interno del lobo principale del Main pattern, ovvero -0.1° .

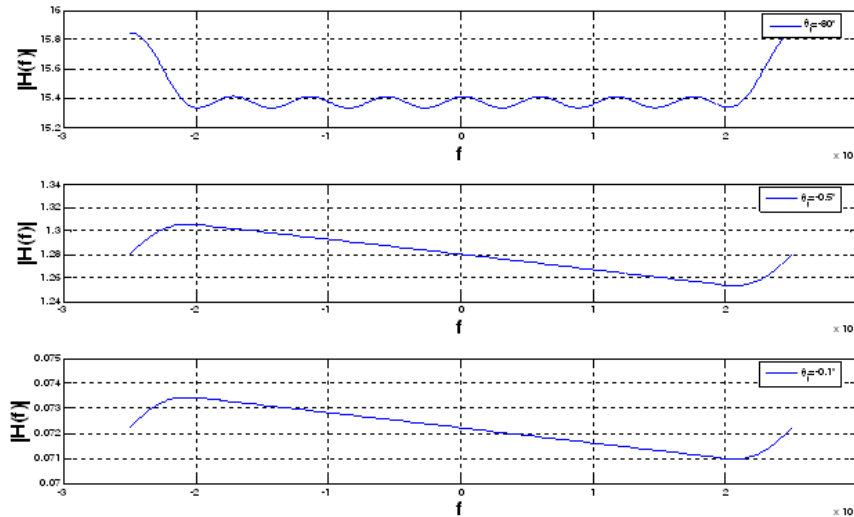


Fig. II-38 Modulo della funzione di trasferimento $H_s(f)$ in modalità Spotlight e JNR=40 dB

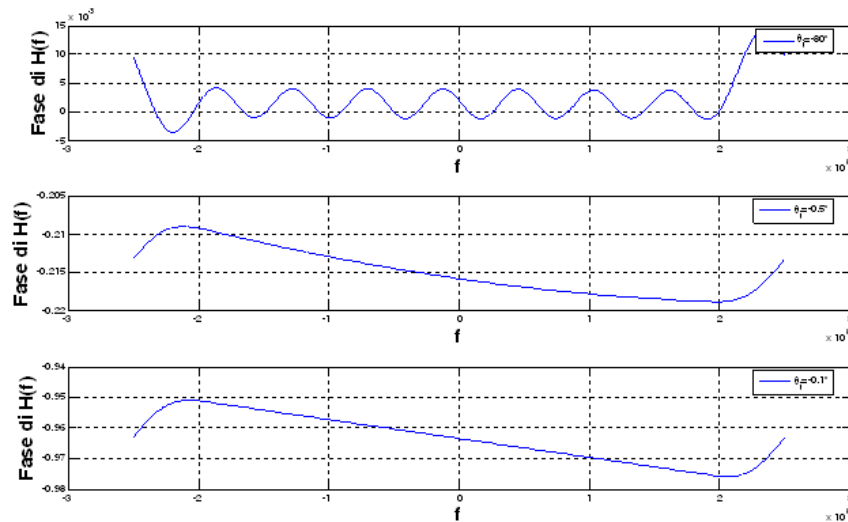


Fig. II-39 Fase della funzione di trasferimento $H_s(f)$ in modalità Spotlight e JNR=40 dB

Si può notare che tali funzioni di trasferimento presentano delle oscillazioni sia in modulo che in fase; quando viene realizzata la compressione del segnale ricevuto, filtrato attraverso la $H_s(f)$, è possibile quindi che compaiano degli echi appaiati dovuti alle distorsioni introdotte. Al fine di realizzare una verifica si simula la compressione dell'impulso; dato il segnale $s_0(t)$ nell'Eq. II-83 si definisca $C(f)$ il suo spettro, approssimativamente piatto nella banda B dato l'elevato rapporto di compressione ($BD \approx 5837$).

L'impulso compresso è calcolato allora come l'antitrasformata di Fourier del segnale

$$C_h(f) = [C(f)H_s(f)]C^*(f)$$

Eq. II-146

Nella Fig. II-40(a) sono riportati gli andamenti dell'impulso compresso per le tre direzioni di arrivo del jammer considerate; si può notare (Fig. II-40(b)) che l'apertura a -4 dB dell'impulso, ovvero la risoluzione in range, è effettivamente pari a $1/B=6.8$ ns e che il rapporto picco lobi si mantiene all'incirca di 13 dB.

Non sembrano essere presenti echi appaiati, ma potrebbero avere un'ampiezza inferiore ai lobi laterali dell'impulso compresso; al fine di valutare questa evenienza si è introdotta una pesatura di Hamming sul segnale $s_0(t)$, in grado di abbassare il livello del primo lobo laterale rispetto a quello principale di 43 dB. Il risultato della compressione dell'impulso pesato per le 3 direzioni di arrivo del jammer è riportato nella Fig. II-40(c) ed è possibile vedere che anche in questo caso non è apprezzabile la presenza di echi appaiati. Tale risultato non è inaspettato, dato che le oscillazioni sul modulo e la fase della funzione di trasferimento sono estremamente contenute.

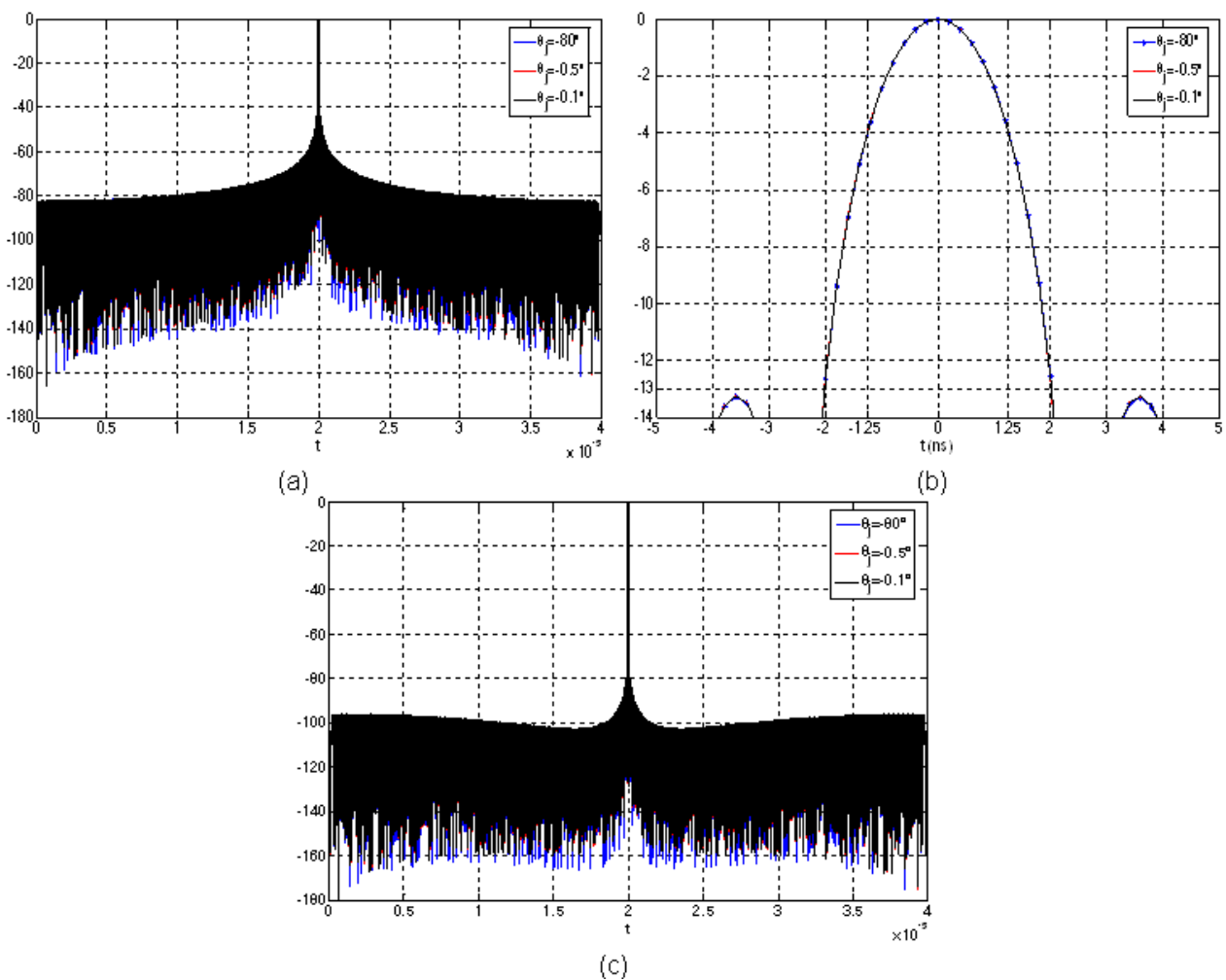


Fig. II-40 (a) Impulso compresso normalizzato, (b) suo ingrandimento e (c) impulso compresso normalizzato con pesatura di Hamming in modalità Spotlight e JNR=40 dB

Si sottolinea che l'analisi è stata condotta anche per la modalità di imaging Stripmap per i diversi valori di JNR; i risultati non sono esplicitamente mostrati, dato che sono del tutto concordi con quanto mostrato per il caso Spotlight con JNR=40 dB, che rappresenta in un certo senso il caso peggiore in termini di banda frazionale e potenza del disturbatore.

II.5.6.2 *Impatto sul segnale utile della tecnica di nulling a banda larga in frequenza*

Dall'Eq. II-103 si può scrivere il segnale utile di uscita in frequenza, considerando valida l'ipotesi di spettro piatto nella banda d'interesse per il segnale utile, i cui campioni in frequenza siano quindi uguali e pari a p_s/B , come segue

$$\mathbf{y}_{fs} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\sigma}^H \mathbf{Q}_{df0,0}^{-1} \boldsymbol{\sigma} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \boldsymbol{\sigma}^H \mathbf{Q}_{df1,1}^{-1} \boldsymbol{\sigma} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \boldsymbol{\sigma}^H \mathbf{Q}_{dfL-1,L-1}^{-1} \boldsymbol{\sigma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{f0}(f_0) \\ s_{f0}(f_1) \\ \vdots \\ s_{f0}(f_{L-1}) \end{bmatrix} = \mathbf{H}_f s_{f0}(f_0) \quad \text{Eq. II-147}$$

$$\mathbf{H}_{fk} = \boldsymbol{\sigma}^H \boldsymbol{\sigma} - JNR \frac{|\boldsymbol{\sigma}^H \boldsymbol{\xi}_0|^2}{1 + JNR \boldsymbol{\xi}_k^H \boldsymbol{\xi}_k} \quad \text{per } k=0, \dots, L-1 \quad \text{Eq. II-148}$$

in cui si è utilizzata l'Eq. II-111 per esplicitare le inverse delle matrici spettrali di disturbo alle varie frequenze e si è definito con \mathbf{H}_f la funzione di trasferimento del filtro FIR equivalente che realizza il nulling. Si noti come \mathbf{H}_f sia reale, quindi sicuramente non introduce nessuna distorsione sulla fase del segnale utile. Per la struttura che il vettore dei pesi ha si può verificare che, nel caso in cui non ci sia segnale interferente (JNR=0), ciascun campione in frequenza del segnale utile viene moltiplicato per un semplice guadagno, dato che l'unico contributo alle matrici spettrali del segnale di disturbo è quello del rumore. Successivamente è possibile realizzare la compressione dell'impulso, moltiplicando per il complesso coniugato dello spettro del segnale trasmesso. Si vorrebbe che in presenza di jammer il risultato di questa compressione (Eq. II-149) non cambiasse in termini di caratteristiche del segnale compresso, ovvero larghezza del lobo principale e rapporto picco lobi.

$$s_{f0}^*(f_0) \mathbf{y}_{fs} = \mathbf{H}_f |s_{f0}(f_0)|^2 \quad \text{Eq. II-149}$$

Di seguito viene effettuata un'analisi della funzione di trasferimento, nonché del segnale utile di uscita \mathbf{y}_{fs} antitrasformato (l'impulso compresso), al variare della direzione di arrivo del jammer, per la modalità di imaging Spotlight e JNR=0 dB oppure JNR=40 dB; in generale si vorrebbero delle

funzioni di trasferimento le più piatte possibili in banda, in modo da ottenere impulsi compressi che mantengano invariate le proprie caratteristiche in termini di apertura del lobo principale e rapporto picco-lobi rispetto a quello che si avrebbe in assenza di jammer senza operare il nulling. La modalità di acquisizione dei dati Spotlight implica, come detto precedentemente, l'utilizzo di una banda all'incirca di 400 MHz, il che equivale ad operare con una banda frazionale del 4.17% rispetto ad una portante di 9.6 GHz.

○ JNR=0 dB

Nella Fig. II-41 è riportata l'escursione massima al variare dell'angolo della funzione di trasferimento normalizzata al valore che essa ha per frequenza pari a 0; si nota che, pur essendo molto contenuta, essa cresce in corrispondenza di certi valori di direzione di arrivo del jammer vicini alla direzione di puntamento. La variazione del modulo della funzione di trasferimento in funzione della frequenza per una direzione di arrivo del segnale interferente pari a -1° è riportata nella Fig. II-42; ciascuna componente spettrale del segnale utile nella banda di interesse ($B=400$ MHz) viene trattata diversamente e la spiegazione a questo fenomeno è ancora da trovarsi nel comportamento del pattern relativo al canale principale in quella direzione al variare della frequenza.

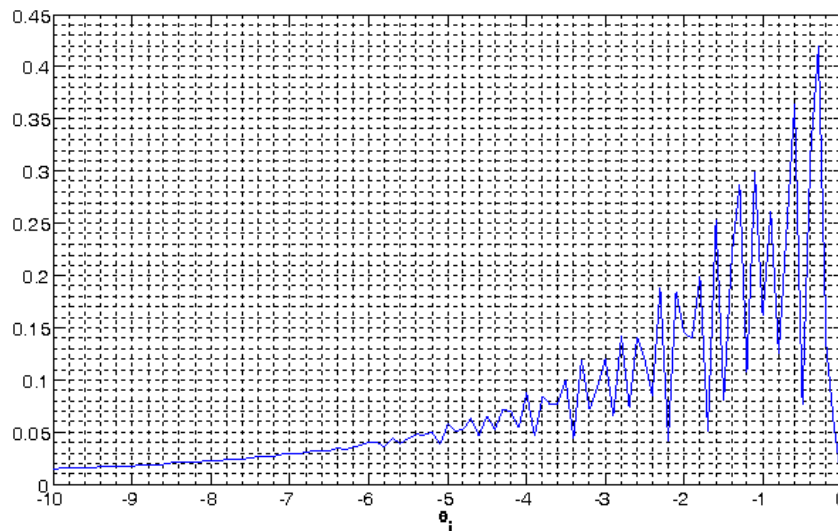


Fig. II-41 Variazione percentuale del modulo della funzione di trasferimento H_f al variare della direzione di arrivo del jammer tra -10° e 0° in modalità Spotlight e per JNR=0 dB

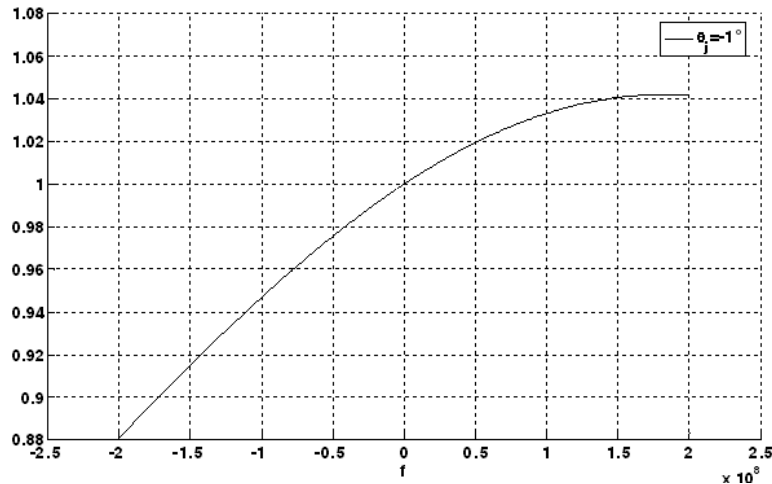


Fig. II-42 Modulo della funzione di trasferimento normalizzata al valore per $f=0$ per una direzione di arrivo del jammer di -1° , in modalità Spotlight e per $JNR=0$ dB.

Il termine $|\sigma^H \xi_k|^2$ con $k=0, \dots, L-1$ nell'Eq. II-148, cioè il guadagno relativo alla k -esima componente spettrale del jammer, è responsabile della variazione del modulo della funzione di trasferimento; più esso è grande, più dispendiosa sarà l'imposizione del nullo in quella direzione a discapito del segnale utile.

A verifica di ciò è riportato un ingrandimento del confronto tra il pattern che si ottiene alla frequenza portante f_0 e quelli relativi a $f_0 \pm B$ (Fig. II-43); si può notare come a $f_0 - B$ nella direzione di -1° si abbia un guadagno maggiore che nel caso del pattern a frequenza portante, nello specifico si passa da -32.75 dB a -27.18 dB, e la funzione di trasferimento per il segnale utile peggiora, mentre la situazione è ribaltata nel caso in cui si consideri la componente spettrale a $f_0 + B$, per cui il guadagno vale -52.79 dB, e in modulo la funzione di trasferimento diventa più grande.

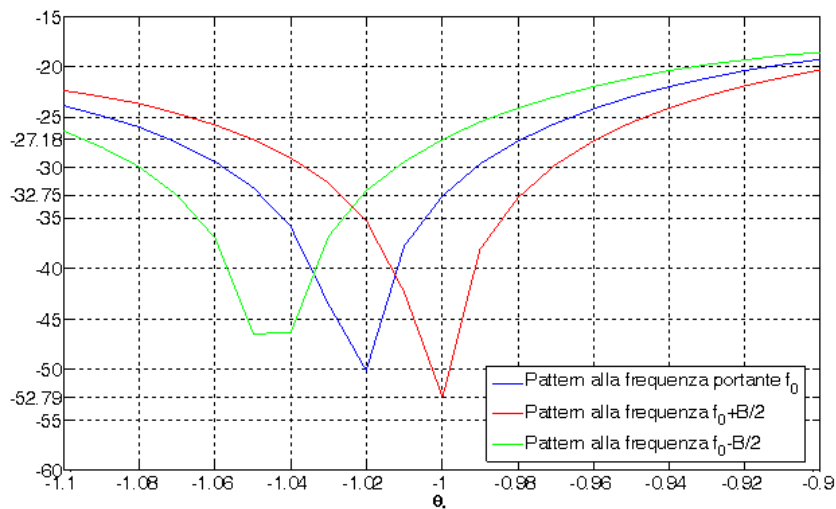


Fig. II-43 Ingrandimento intorno alla direzione -1° dei pattern per il canale principale alle frequenze f_0 , $f_0+B/2$ e $f_0-B/2$, in modalità Spotlight

Ci si aspetta che, pur essendo elevata la banda dei segnali da cancellare, il processing effettuato per il nulling non imponga distorsioni apprezzabili all'impulso compresso; nella Fig. II-44 si può apprezzare come per tutte le direzioni di arrivo del segnale interferente comprese tra -90° e 90° siano rispettati i requisiti di apertura del lobo principale dell'impulso compresso, pari a $1/B=2.5$ ns, e di rapporto picco-lobi di circa 13 dB.

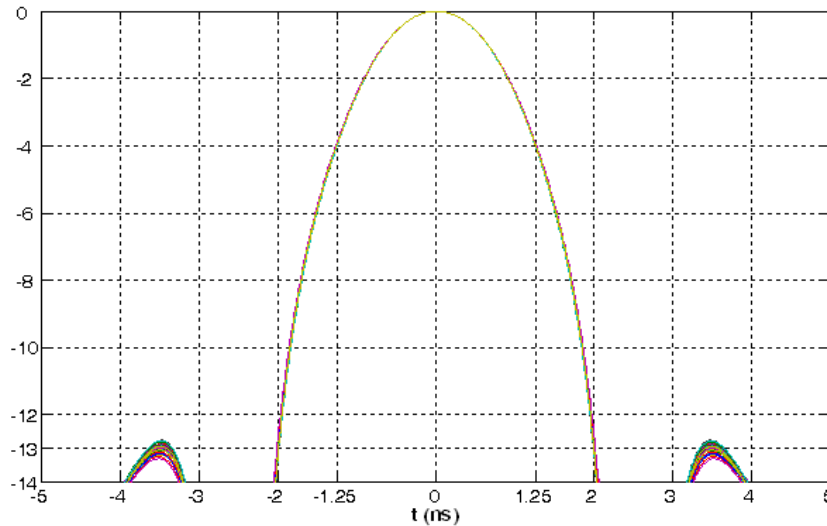


Fig. II-44 Sovrapposizione degli impulsi compressi normalizzati per le diverse direzioni di arrivo del jammer, in modalità Spotlight e per $JNR=0$ dB

○ $JNR=40$ dB

Le considerazioni in relazione ai risultati ottenuti sono equivalenti a quelle ricavate per i casi precedenti (Fig. II-45 e Fig. II-46).

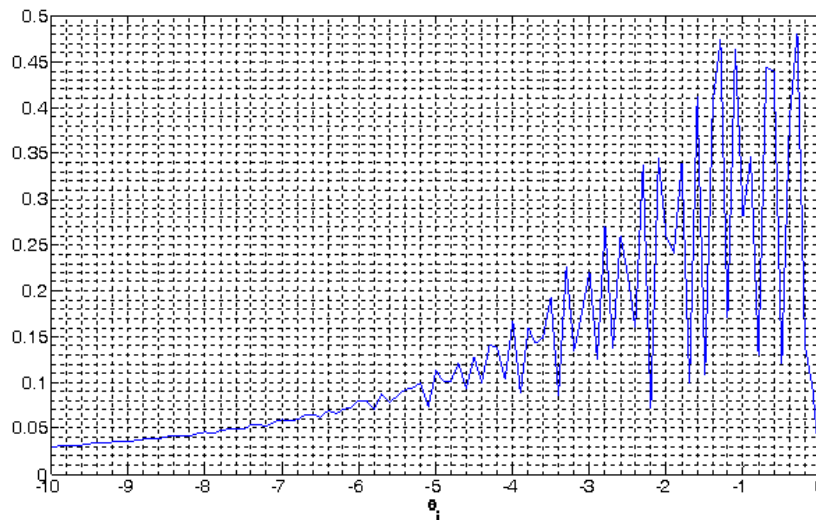


Fig. II-45 Variazione percentuale del modulo della funzione di trasferimento H_f al variare della direzione di arrivo del jammer tra -10° e 0° in modalità Spotlight e per $JNR=40$ dB

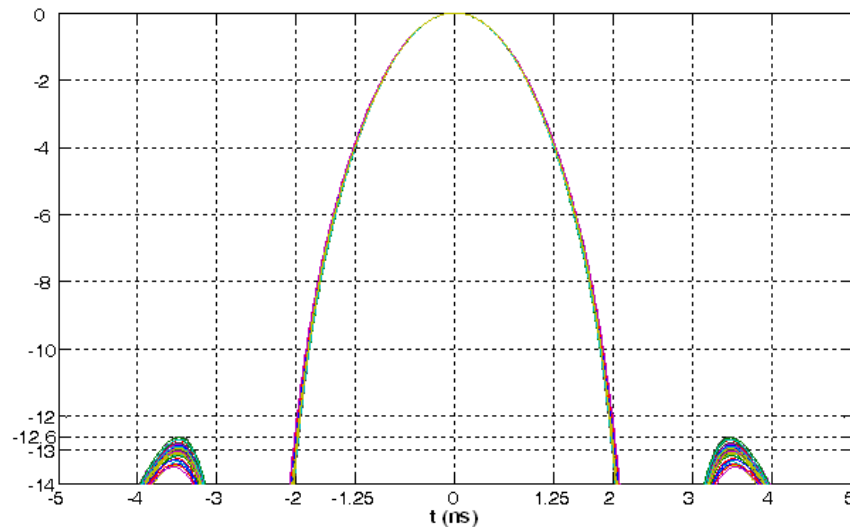


Fig. II-46 Sovrapposizione degli impulsi compressi normalizzati per le diverse direzioni di arrivo del jammer, in modalità Spotlight e per JNR=40 dB

Si sottolinea che l'analisi è stata condotta anche per la modalità di imaging Stripmap per i diversi valori di JNR; i risultati non sono esplicitamente mostrati, dato che sono del tutto conformi con quanto mostrato per il caso Spotlight con JNR=0 dB e JNR=40 dB, che rappresenta il caso peggiore in termini di banda frazionale.

II.6 *Confronto delle tecniche di nulling a banda larga WB-SLC e WB frequency nulling*

Nel paragrafo precedente si è analizzato l'impatto delle tecniche di cancellazione WB-SLC e WB-frequency nulling sul segnale utile e si è verificato come entrambe siano adatte ad una successiva elaborazione SAR; in questo paragrafo in primo luogo le tecniche vengono confrontate in termini di massimo livello di cancellazione e massimo numero di interferenti cancellabili in uno scenario spaceborne, successivamente viene selezionata quella più adatta allo scenario considerato e per essa viene realizzato l'assessment delle prestazioni ottenibili.

Si definiscono 2 scenari utili alla valutazione delle capacità di cancellazione di interferenze elettromagnetiche. Tali scenari considerano due tipi di disturbatore, ad alta tecnologia (High Tech) e a bassa tecnologia (Low Tech). Per l'implementazione di un sistema di jamming Low-tech, dalle prestazioni non eccessivamente elevate, ma ottenibile con tecnologie largamente accessibili, è stato scelto per il jammer un valore di Equivalent Isotropic Radiated Power (EIRP) pari a 50 dBW,

mentre per lo scenario High-Tech è stato scelto un valore di EIRP pari a 80 dBW. Per valutare l'impatto del disturbatore, nel caso degli scenari di interferenza Low-Tech e High-Tech precedentemente definiti, è necessario determinare la geometria operativa del sensore in relazione al disturbatore stesso. Facendo riferimento alla Fig. II-47 si supponga che il sensore si trovi in P, mentre il disturbatore in X; R_E è il raggio terrestre, h è la quota del sensore, θ è l'angolo di incidenza in corrispondenza del disturbatore e α è l'angolo sotto cui il sensore vede l'interferente. Di seguito sono riportati i valori per le grandezze introdotte.

R_E	6378.14 Km
h	619 Km
θ	30°

Tabella II-1 Parametri

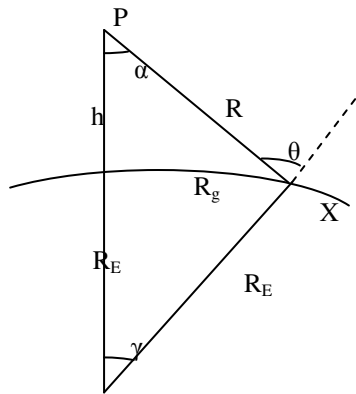


Fig. II-47 Geometria Spaceborne

La distanza R tra il satellite e il trasmettitore del segnale interferente visto con l'angolo θ vale

$$R = (R_E + h) \frac{\sin \gamma}{\sin \theta} = (R_E + h) \frac{\sin(\theta - \alpha)}{\sin \theta} \quad \text{Eq. II-150}$$

Vale tra θ e α la seguente relazione

$$\sin \theta = \frac{R_E + h}{R_E} \sin \alpha \Rightarrow \alpha = \sin^{-1} \left[\frac{R_E}{R_E + h} \sin \theta \right] \quad \text{Eq. II-151}$$

Quindi

$$R = (R_E + h) \frac{\sin \left[\theta - \sin^{-1} \left(\frac{R_E}{R_E + h} \sin \theta \right) \right]}{\sin \theta} \quad \text{Eq. II-152}$$

Sostituendo le grandezze con i dati riportati nella Tabella II-1 si ottiene



$$R = (6378.14 + 619) \frac{\sin \left[30^\circ - \sin^{-1} \left(\frac{6378.14}{6378.14 + 619} \sin 30^\circ \right) \right]}{\sin 30^\circ} = 704.51 \text{ Km} \quad \text{Eq. II-153}$$

Come sottolineato in precedenza per il jammer si considerano i due possibili scenari, ovvero quello Low-tech, per cui si ha un EIRP di 50 dBW, ed uno High-tech con un EIRP di 80 dBW.

Il JNR sul singolo elemento d'antenna vale

$$JNR = \frac{EIRP G_R \lambda_0^2}{(4\pi R)^2 kT_0 FB} \quad \text{Eq. II-154}$$

con $G_R = 1$

$$20 \log_{10} \left(\frac{\lambda_0}{4\pi R} \right) = -169.045 \text{ dB} \quad \text{essendo } f_0 = 9.6 \text{ GHz}$$

$$kT_0 = -204 \text{ dBW/Hz}$$

$$F = 7 \text{ dB}$$

Di seguito si riportano i valori di JNR (Tabella II-2) in entrambi gli scenari considerati per le modalità operative investigate; queste sono caratterizzate da diversi valori di banda (Eq. II-155), a seconda della risoluzione che si vuole ottenere per l'immagine, e sono STRIPMAP e SPOTLIGHT.

$$B_{STRIPMAP} = \frac{c}{2ris \sin(\alpha)} = \frac{c}{6 \sin(20^\circ)} = 142.2 \text{ MHz} \quad \text{Eq. II-155}$$

$$B_{SPOTLIGHT} = 400 \text{ MHz}$$

	JNR Low-tech	JNR High-tech
Stripmap	-3.6942 dB	26.3058 dB
Spotlight	-8.0656 dB	21.9344 dB

Tabella II-2 Valori di JNR nei vari scenari operativi

Nei successivi paragrafi si valuterà per quali scenari di disturbo, con tali configurazioni dei beam ausiliari, il nulling a banda stretta consenta di ottenere buone prestazioni di cancellazione nel caso di segnali interferenti a banda larga e come le prestazioni possano essere migliorate con l'utilizzo delle specifiche tecniche di nulling a banda larga selezionate nel precedente paragrafo, ovvero WB-SLC e WB-frequency nulling.

In particolare, si valuteranno il massimo livello di cancellazione ed il massimo numero di interferenti cancellabili, al variare del numero dei canali riceventi disponibili fra due e cinque e

considerando le configurazioni ottimali di antenna selezionate, che di seguito riportiamo (Fig. II-48, Tabella II-3):

Numero Canali ausiliari RX	Configurazione dei canali ausiliari	Nome Configurazione	Pesatura Antenna Main in azimuth ed elevazione
2	OMNI4dir + 11x3	2AUX	TAYLOR 25 dB
4	OMNI4 + 21x9 + 30x1 + 1x16	4AUX	TAYLOR 25 dB

Tabella II-3 Configurazioni dei beam ausiliari selezionate

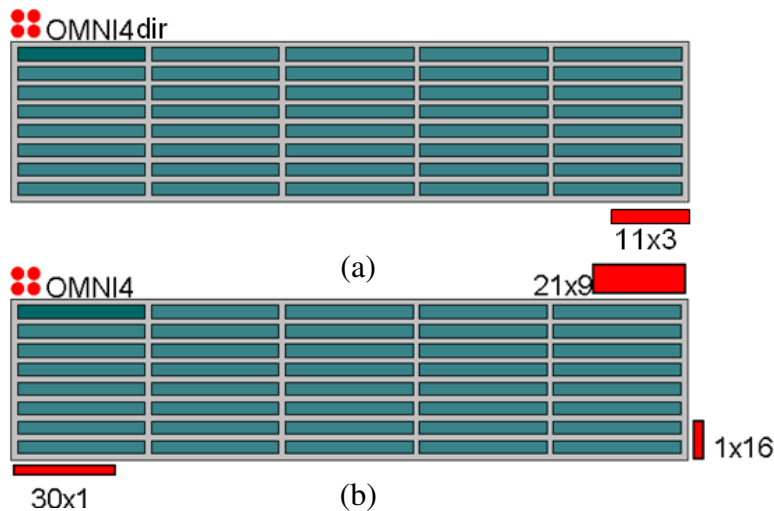


Fig. II-48 Configurazioni di antenna 2AUX (a) e 4AUX (b)

L'antenna che si riferisce al canale ricevente principale è del tipo di quella del SAR di COSMO-SkyMed di prima generazione, ovvero è un'array di 15360 elementi radianti, organizzati in moduli T\A da 12 elementi in azimuth spazati 0.746λ m; i moduli T\A sono organizzati in Tile, in modo che ogni TILE sia composta da 4 moduli T\A in azimuth per 8 in elevazione, spazati tra loro 0.7λ m. Infine 8 TILE in elevazione costituiscono uno dei 5 pannelli, che affiancati in azimuth costituiscono complessivamente l'antenna.

Le antenne che si riferiscono ai canali riceventi ausiliari sono di diverso tipo;

- ❑ OMNI4; 4 elementi omnidirezionali sono disposti su di una griglia quadrata equispaziati a distanza 0.5λ .
- ❑ OMNI4dir; tale configurazione è come la precedente tranne per il fatto che a ciascun elemento è associato un pattern con circa 5 dB di guadagno nella direzione di puntamento.

- 11x3, 21x9, 30x1 e 1x16; tali configurazioni fanno riferimento ad elementi omnidirezionali disposti sulle intersezioni di una griglia rettangolare a distanza 0.5λ , ad esempio la configurazione 11x3 prevede l'utilizzo di 11 elementi in azimuth e 3 in elevazione.

II.6.1 Massimo livello di cancellazione della tecnica WB-SLC

In seguito agli studi effettuati si è giunti alla conclusione che, per l'algoritmo di nulling a banda larga in tempo (WB-SLC), è possibile trovare il numero di campioni collezionati su ciascun canale ausiliario ricevente tale per cui si è in grado di raggiungere i livelli di SINR che si avrebbero con segnali a banda stretta, entro certi livelli di perdite stabilite.

Tali risultati sono stati conseguiti utilizzando una configurazione di antenna molto semplice, con un il canale principale associato ad un array lineare di elementi omnidirezionale, e un ausiliario associato ad un unico elemento omnidirezionale.

In questa sezione ci occupiamo invece di valutare a livello preliminare le prestazioni ottenibili facendo riferimento ad un'antenna del tipo di quella di COSMO-SkyMed di prima generazione per il canale principale e ai beam ottimizzati riportati precedentemente per i canali ausiliari.

L'analisi riportata in seguito riguarda la modalità di imaging Stripmap; si è supposto di considerare l'utilizzo di 9 campioni di segnale per canale ausiliario (sono sempre anticipi e ritardi rispetto al campione di segnale corrente) e si è valutato il livello di SINR ottenibile per gli scenari Low-Tech e High-Tech.

I risultati, rappresentati nelle figure dalla Fig. II-49 alla Fig. II-52, dimostrano che il livello di cancellazione raggiungibile è quello che si avrebbe in presenza di segnali a banda stretta, a patto di considerare un margine di perdite ammissibile, ovvero massimo 3 dB nell'analisi effettuata; nel caso in cui si utilizzi $K=9$ le perdite massime saranno inferiori ai decimi di dB, nel caso Low-Tech in tutte le configurazioni, e ai 2 dB, nel caso High-Tech. E' ovvio che, nel caso in cui il numero di campioni utilizzato sia inferiore, non necessariamente si riusciranno a recuperare le prestazioni a banda stretta, nemmeno entro i margini di perdite ritenuti ragionevoli; se per esempio si suppone di avere a disposizione 5 campioni di segnale per canale ricevente ausiliario (Fig. II-53) non si riuscirà a recuperare le prestazioni a banda stretta a meno di 3 dB per uno scenario High-Tech di disturbo, ovvero per un JNR di 26.3058 dB.

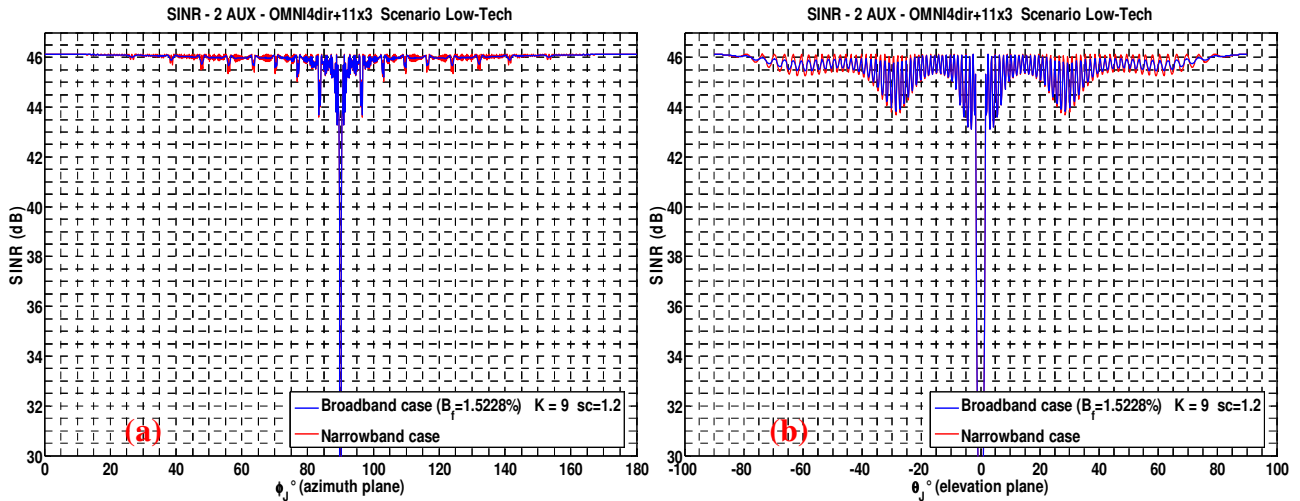


Fig. II-49 SINR in funzione delle Direction Of Arrival (DOA) in azimuth (a) e in elevazione (b) in modalità Stripmap e con un'interferenza Low-Tech, con la configurazione 2 AUX a e $K=9$

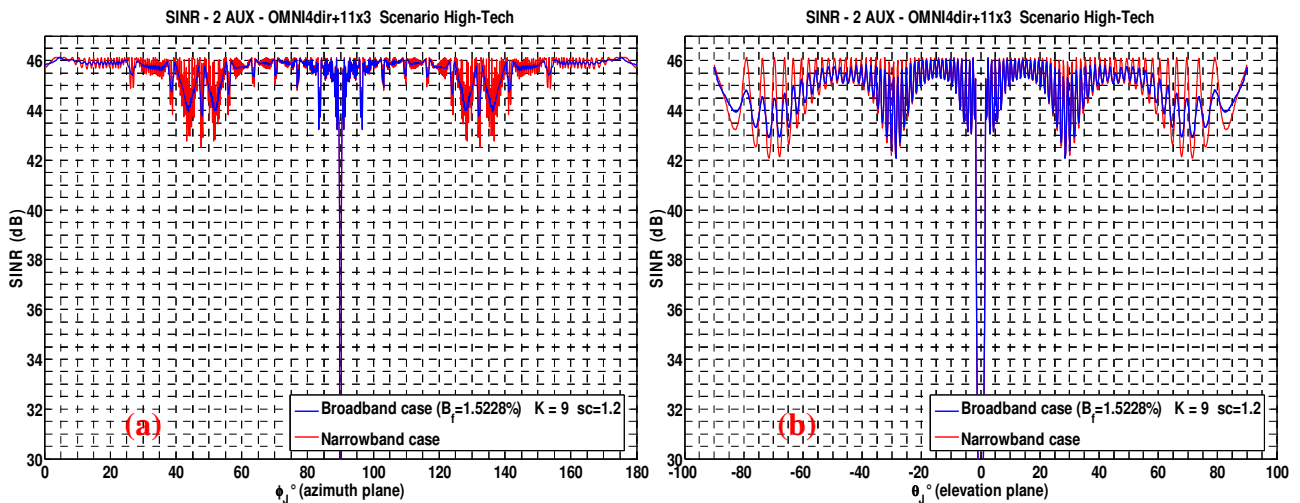


Fig. II-50 SINR in funzione delle DOA in azimuth (a) e in elevazione (b) in modalità Stripmap e con un'interferenza High-Tech, con la configurazione 2 AUX a e $K=9$

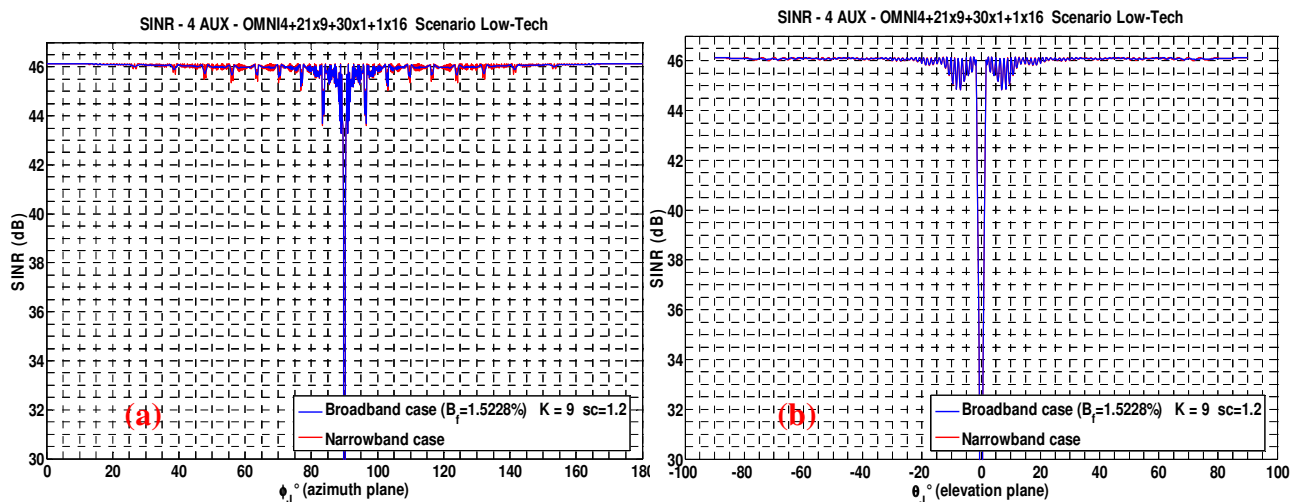


Fig. II-51 SINR in funzione delle DOA in azimuth (a) e in elevazione (b) in modalità Stripmap e con un'interferenza Low-Tech, con la configurazione 4 AUX e $K=9$

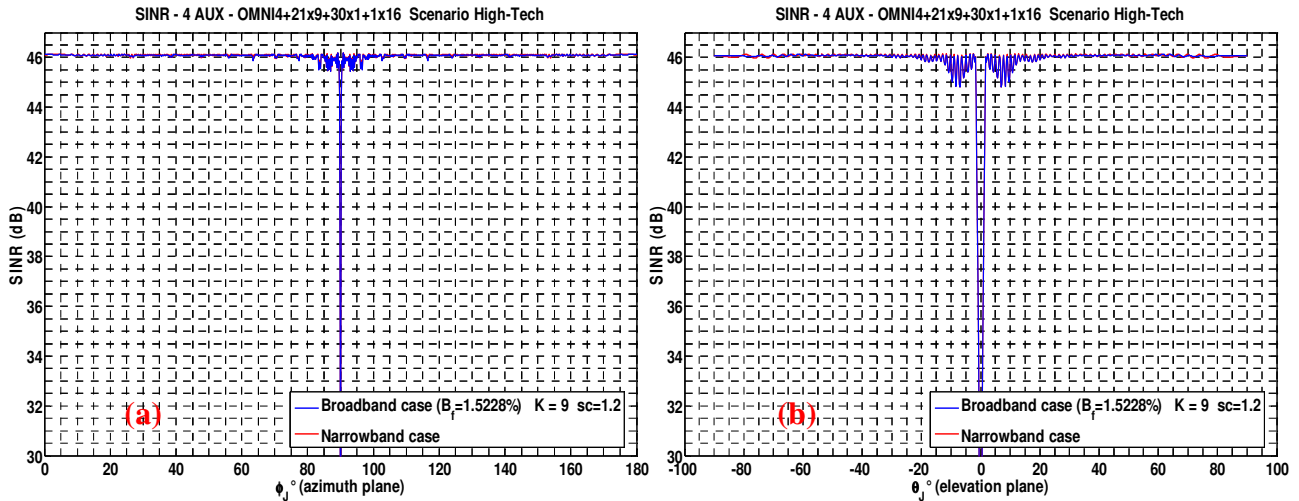


Fig. II-52 SINR in funzione delle DOA in azimuth (a) e in elevazione (b) in modalità Stripmap e con un'interferenza High-Tech, con la configurazione 4 AUX e $K=9$

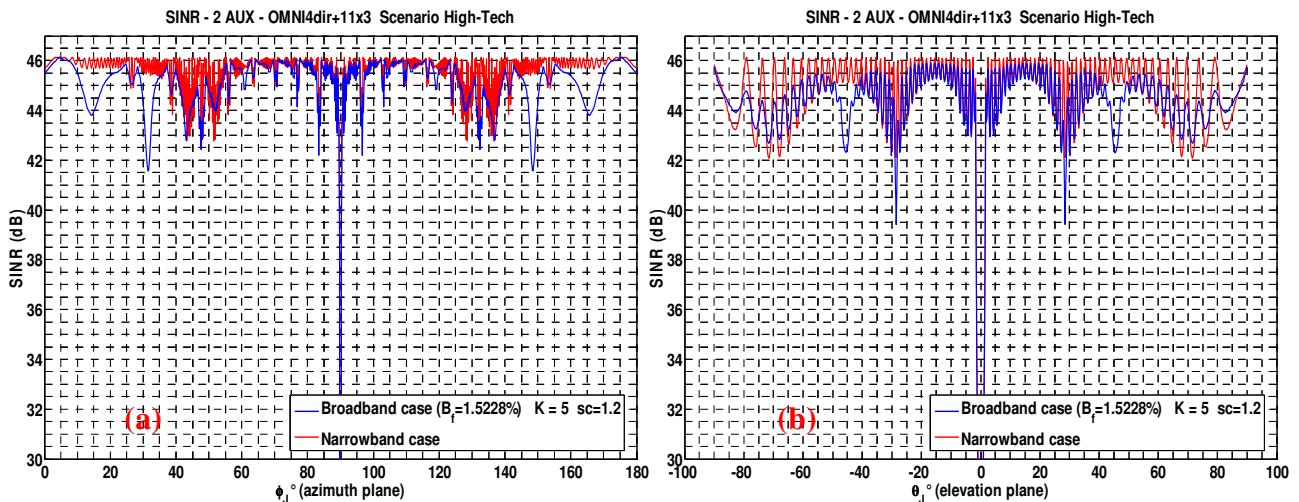


Fig. II-53 SINR in funzione delle DOA in azimuth (a) e in elevazione (b) in modalità Stripmap e con un'interferenza High-Tech, con la configurazione 2 AUX a e $K=5$

Il risultato dell'analisi effettuata per la modalità operativa di imaging Stripmap vale anche per la modalità Spotlight; ovviamente il numero di dati K per canale ausiliario che consentano di ottenere un livello prestazionale congruente con quello a banda stretta a meno di un margine di perdita accettabile sarà differente. Le verifiche realizzate in maniera estensiva sono riportate nel paragrafo II.7.2.2.

II.6.2 Massimo numero di interferenti cancellabili della tecnica WB-SLC

Se si stabilisce che la tecnica di nulling a banda larga consente di raggiungere le prestazioni che si avrebbero nel caso di segnali a banda stretta, la valutazione del numero massimo di segnali interferenti cancellabili potrà essere effettuata in questo secondo caso, andando a supportare le conclusioni con simulazioni di verifica nel caso di segnali a banda larga.



Prima di tutto si consideri la configurazione a tre canali totali, ovvero la 2AUX; l'ottimizzazione dei beam per i canali ausiliari è stata effettuata in modo da garantire una corretta cancellazione di un segnale interferente, qualunque sia la sua direzione di arrivo. E' noto che il livello del guadagno che un canale ausiliario deve avere nella DOA di un segnale interferente per realizzare ottimamente la cancellazione sia almeno pari a quello che il main pattern ha in quella direzione; se così non fosse, sarebbe necessario amplificare il segnale ricevuto sul canale ausiliario, con la conseguente amplificazione di rumore termico a discapito del rapporto tra la potenza di segnale e la potenza di disturbo complessivo. Il pattern ausiliario, puntato nella stessa direzione del main, dovrebbe avere inoltre il minor numero di zeri possibile, dato che nelle zone di notch corrispondenti a lobi laterali del main pattern necessariamente si verifica l'amplificazione di rumore termico.

Nel caso in cui si voglia utilizzare un unico canale ausiliario per realizzare la protezione da un segnale interferente proveniente da una direzione qualunque (noi abbiamo considerato l'intervallo $[-90^\circ, 90^\circ]$ in elevazione e $[0^\circ, 180^\circ]$ in azimuth), la soluzione ricavabile dalle considerazioni appena effettuate è quella di utilizzare un pattern estremamente largo e con un guadagno almeno maggiore a quello del primo lobo laterale del main pattern, il che è impossibile. Per questo si è concluso che una configurazione minima per la realizzazione del SAR ECCM deve prevedere una coppia di canali ausiliari, a meno di non accettare degradazioni della cancellazione per determinate Jammer DOA; in particolare tale coppia di ausiliari deve essere in grado di garantire che uno dei due sia sufficientemente largo da garantire la cancellazione per le direzioni di arrivo lontane dal puntamento, mentre l'altro deve avere guadagni almeno al livello dei primi lobi laterali del main pattern.

In seguito ad un'ottimizzazione di questo tipo sembra evidente che, con 2 canali ausiliari, il numero massimo di interferenti per cui si sia in grado di realizzare il nulling di antenna con buoni livelli di cancellazione è 1; le figure dalla Fig. II-49 alla Fig. II-52 dimostrano come questo sia effettivamente vero.

Il nulling di due segnali interferenti consentirà buoni livelli di cancellazione solo per determinate direzioni di arrivo del segnale interferente. La simulazione con 2 jammers è stata realizzata facendo variare la DOA di uno e mantenendo fissa quella dell'altro, facendola corrispondere con quella del primo lobo laterale in azimuth ($\approx 89.28^\circ$) e in elevazione ($\approx -3.06^\circ$); inoltre si è supposto che i due jammer abbiano la stessa tecnologia, considerando comunque che il caso di scenario High-Tech per entrambi i jammers sia quello peggiore, mentre quello di scenario Low-Tech il migliore. Di seguito (Fig. II-54) sono riportati i risultati ottenuti per la modalità di imaging Stripmap utilizzando $K=9$

con le configurazioni di beam ausiliari 2AUX supponendo, per entrambi i jammer, uno scenario Low-Tech; si può verificare che il livello di cancellazione raggiunto dipende dalla DOA del jammer fisso e che nelle condizioni più sfavorevoli, ovvero quando esso provenga dalla DOA dei primi lobi laterali, il livello di cancellazione sia inferiore a quello che si avrebbe con un unico jammer per tutte le direzioni.

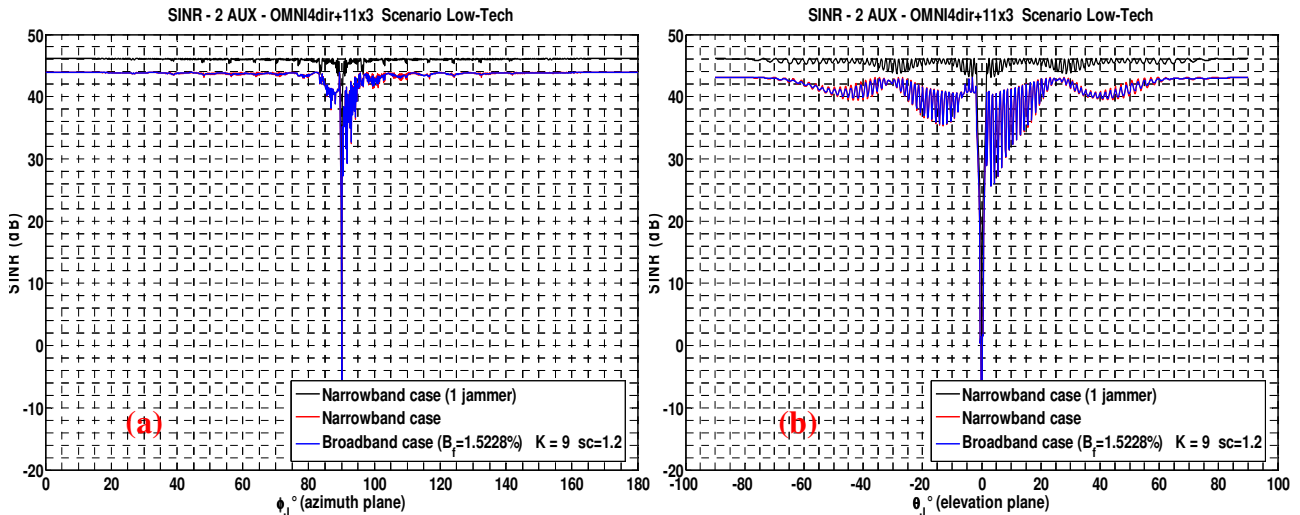


Fig. II-54 SINR vs DOA in azimuth (a) e in elevazione (b) in modalità Stripmap, con interferenze Low-Tech, configurazione 2 AUX e $K=9$. DOA del jammer fisso $\phi_j=89.28^\circ$ e $\theta_j= -3.06^\circ$.

Si faccia attenzione al fatto che la cancellazione peggiore si ha quando anche il jammer variabile ha una DOA vicina a quella del puntamento (si cerca di mettere il secondo nullo utilizzando l'ausiliario poco direttivo), ma non vicina a quella del jammer fisso; in questo caso infatti il sistema è in grado di vedere i 2 jammer con uno unico e realizzare un nulling con prestazioni confrontabili con quelle che si avrebbero con un unico segnale interferente (vedi Fig. II-55).

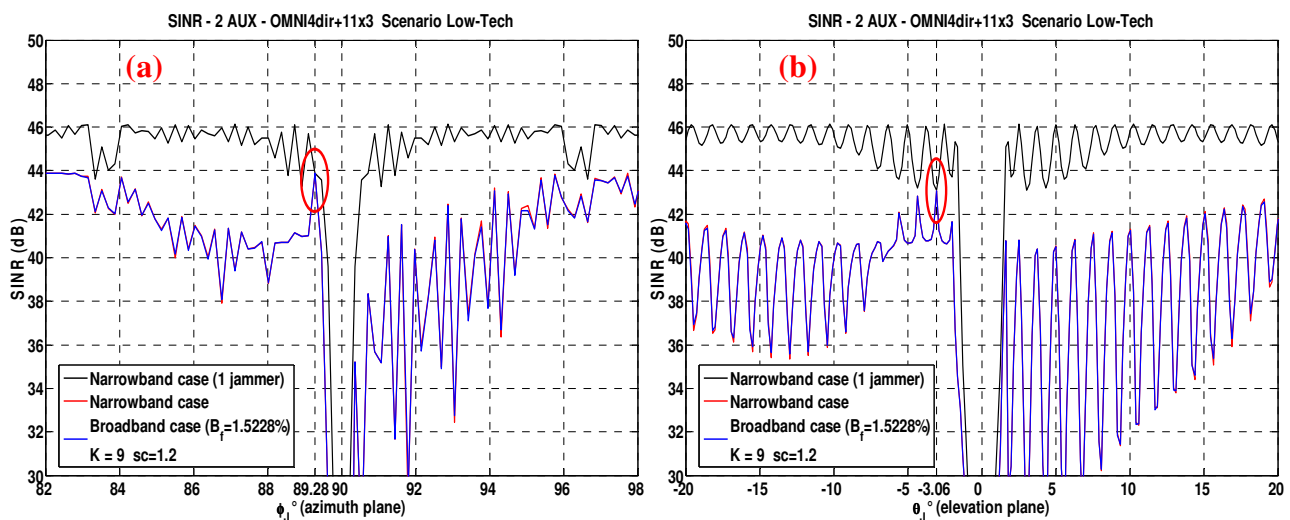


Fig. II-55 Zoom del SINR vs DOAs in azimuth (a) ed in elevazione (b) in modalità Stripmap, con interferenze Low-Tech, configurazione 2AUX e $K=9$. DOA del jammer fisso $\phi_j=89.28^\circ$ e $\theta_j= -3.06^\circ$.

Per estensione a quanto detto precedentemente per le configurazioni con 2 canali ausiliari riceventi, la configurazione a 4 canali ausiliari proposta consentirà, di raggiungere i livelli di cancellazione desiderati quando al massimo 2 segnali interferenti incidano sull'antenna; nel caso di un numero maggiore di jammer il SINR si attesterà su buoni livelli solo in corrispondenza di particolari direzioni di arrivo dei jammer. In Fig. II-56 e Fig. II-57 sono riportati gli andamenti dei SINR che per le diverse configurazioni di antenna e i diversi scenari di disturbo si ottengono con la configurazione 4 AUX, supponendo un jammer fisso a 89.28° sul piano azimuthale e -3.06° su quello in elevazione ed uno variabile, come visto in precedenza; si può verificare che le perdite rispetto al caso di nulling di un unico segnale interferente sono contenute, a parte un intervallo molto limitato nella zona dei primi lobi laterali che non include la direzione di arrivo del jammer fisso.

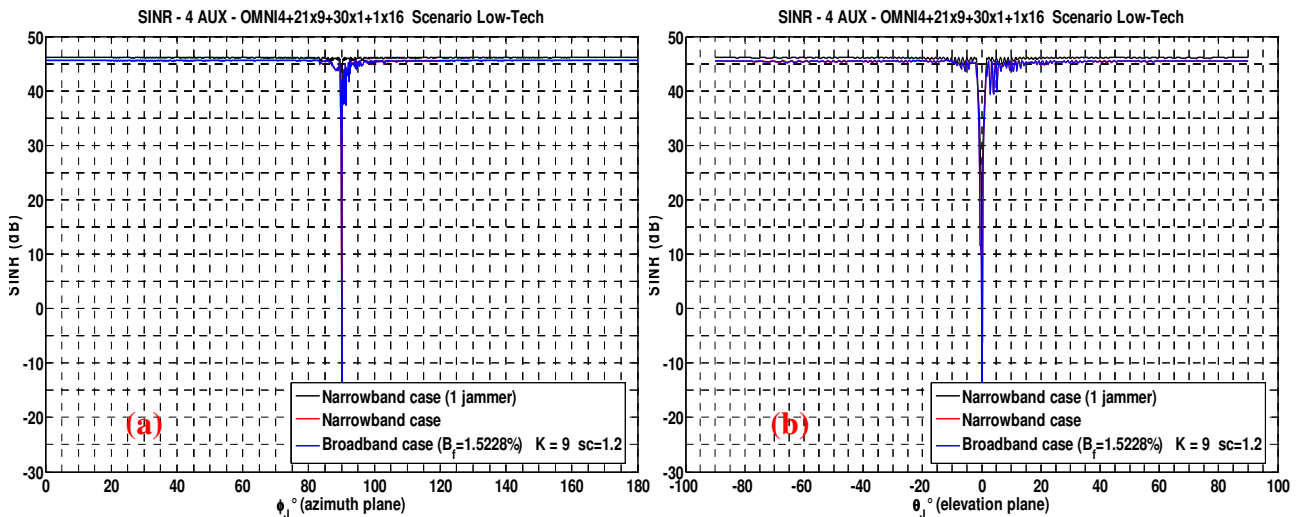


Fig. II-56 SINR vs DOAs in azimuth (a) e in elevazione (b) in modalita Stripmap, con interferenze Low-Tech, configurazione 4AUX e $K=9$. DOA del jammer fisso $\phi_j=89.28^\circ$ e $\theta_j=-3.06^\circ$.

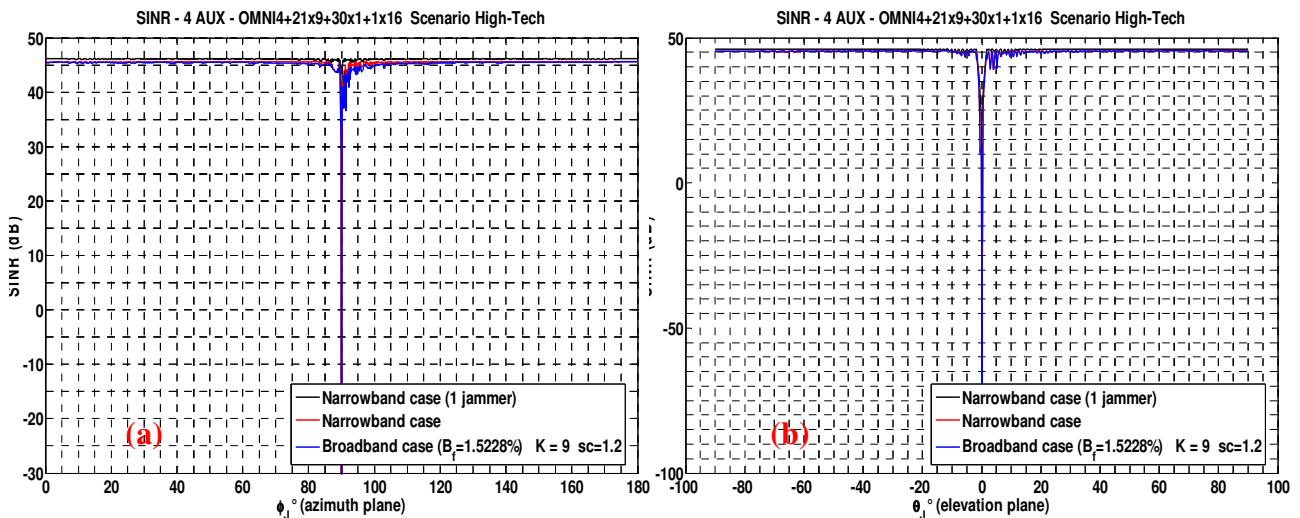


Fig. II-57 SINR vs DOA in azimuth (a) e in elevazione (b) in modalita Stripmap, con interferenze High-Tech, configurazione 4AUX e $K=9$. DOA del jammer fisso $\phi_j=89.28^\circ$ e $\theta_j=-3.06^\circ$.

Nella Fig. II-58 sono riportati gli andamenti del SINR in funzione della direzione di arrivo di un jammer variabile rispettivamente sul piano azimuthale e di elevazione, quando si supponga che altri due segnali interferenti incidano sull'antenna. Per tali segnali si è considerata una tecnologia di basso profilo; si può vedere che supponendo che due dei tre segnali interferenti provengano da direzioni vicine al puntamento (caso peggiore) non si ottengono livelli di cancellazione accettabili. In questo caso si sono considerate DOAs simmetriche e corrispondenti all'incirca ai primi lobi laterali del pattern di antenna relativo al main sul piano di azimuth (-89.28° e 90.72°) e di elevazione ($\pm 3.06^\circ$).

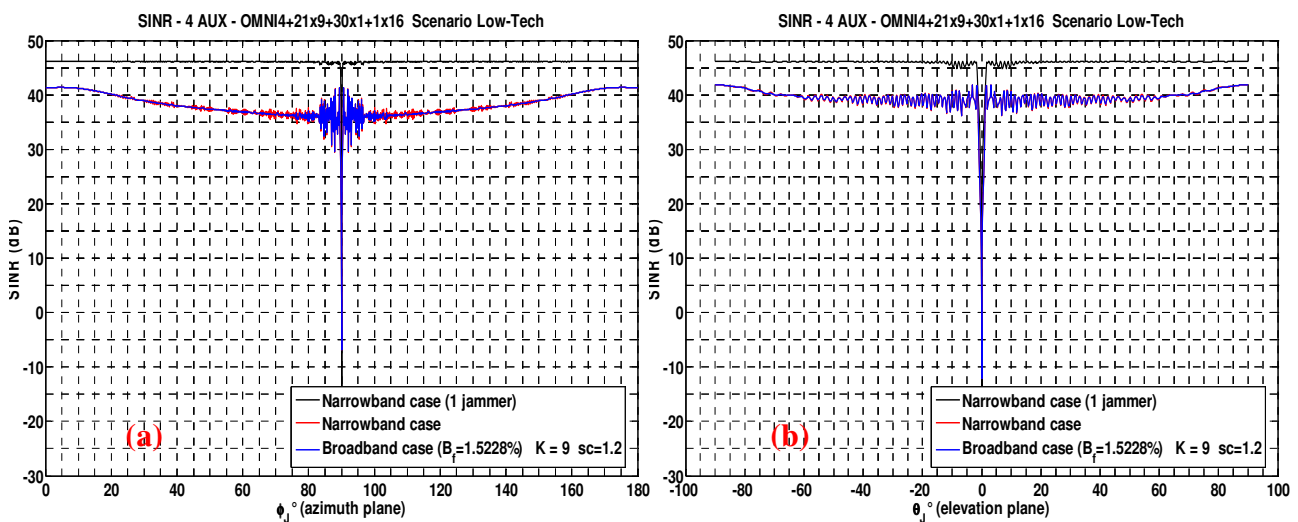


Fig. II-58 SINR vs DOAs in azimuth (a) e in elevazione (b) in modalit  Stripmap, con interferenze Low-Tech, configurazione 4AUX e $K=9$. DOA dei jammer fissi $\phi_{j1}=89.28^\circ$, $\phi_{j2}=90.72^\circ$ e $\theta_{j1/2}=\pm 3.06^\circ$.

II.6.3 Massimo livello di cancellazione della tecnica WB-frequency nulling

Le considerazioni esposte nei paragrafi precedenti in relazione al massimo livello di cancellazione raggiungibile per l'algorithmo di nulling a banda larga nel dominio del tempo sono valide anche per quello in frequenza: esso   in grado di arrivare ai livelli di cancellazione che si avrebbero in presenza di un interferente a banda stretta, come verificato nella prima fase dello studio in relazione alle tecniche di nulling a banda larga.

L'analisi riportata in seguito riguarda la modalit  di imaging Stripmap; in questo caso, il numero di campioni su cui effettuare l'elaborazione, calcolato a partire dallo swath in range S di 40 Km,

l'angolo di off-nadir α di 37.5° , la durata dell'impulso τ di $40 \mu\text{s}$ e la frequenza di campionamento B , vale

$$L = \left\lceil \left(\frac{S \sin \alpha}{c} + \tau \right) B \right\rceil = 17713 \quad \text{Eq. II-156}$$

I risultati, riportati nelle Fig. II-59 - Fig. II-62, confermano che il numero di gradi di libertà a disposizione è talmente elevato da consentire che il nulling a banda larga venga effettuato correttamente sia per uno scenario di interferenza Low-Tech che High-Tech.

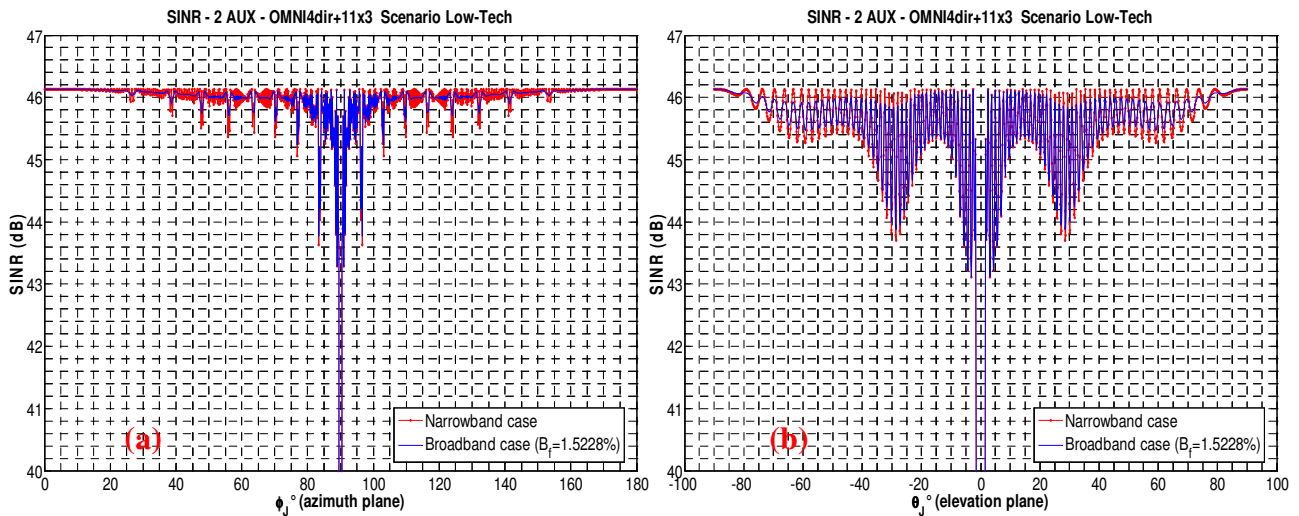


Fig. II-59 SINR vs DOAs in azimuth (a) e in elevazione (b) in modalità Stripmap, con un'interferenza Low-Tech, configurazione 2 AUX.

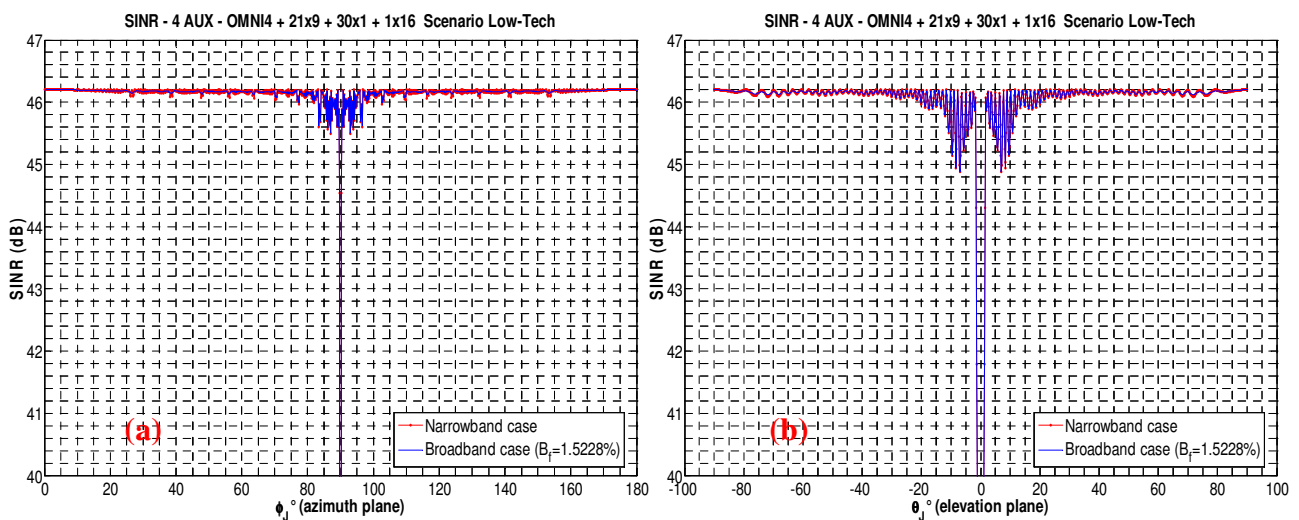


Fig. II-60 SINR vs DOAs in azimuth (a) e in elevazione (b) in modalità Stripmap, con un'interferenza Low-Tech, configurazione 4 AUX.

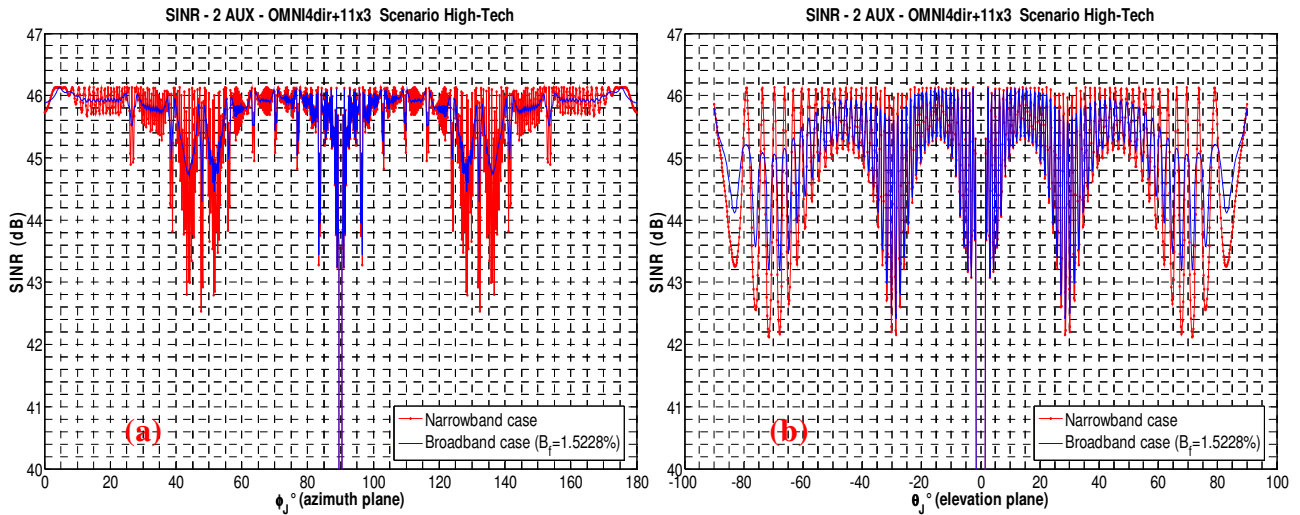


Fig. II-61 SINR vs DOAs in azimuth (a) e in elevazione (b) in modalità Stripmap, con un'interferenza High-Tech, configurazione 2 AUX.

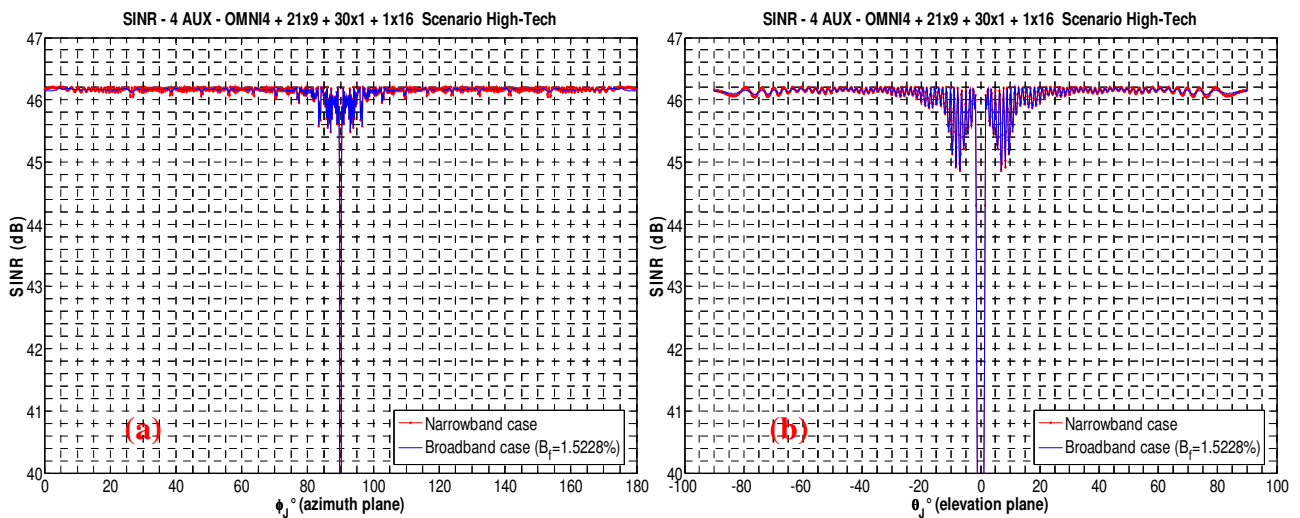


Fig. II-62 SINR vs DOAs in azimuth (a) e in elevazione (b) in modalità Stripmap, con un'interferenza High-Tech, configurazione 4 AUX.

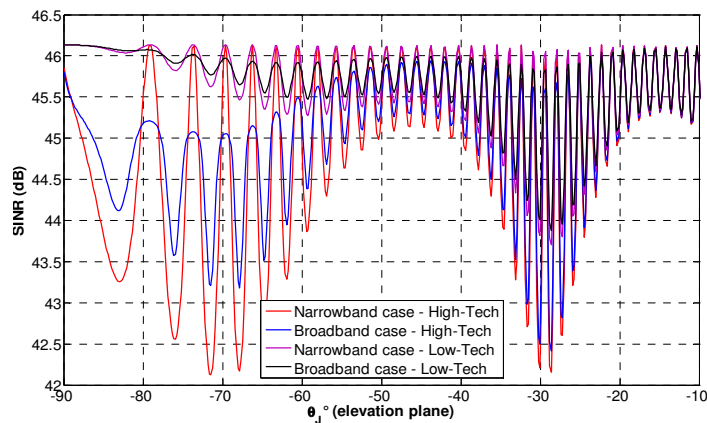


Fig. II-63 Confronto tra gli andamenti del SINR negli scenari Low-Tech e High-Tech a banda stretta e banda larga in elevazione per la configurazione 2 AUX.

Le curve di SINR a banda stretta e a banda larga suggeriscono livelli di cancellazione congruenti; l'unica differenza è il fatto che le seconde sembrano essere una media delle prime (Fig. II-63). La possibile spiegazione di questo fenomeno è da ritrovarsi nella natura a banda larga del segnale interferente e nella tecnica di cancellazione, che utilizza un numero estremamente elevato di gradi di libertà. In precedenza si è sottolineato che un jammer a banda larga con una certa direzione di arrivo corrisponde ad infiniti jammer a banda stretta di potenza infinitesima provenienti da altrettante direzioni di arrivo adiacenti a quella nominale, contenute in un intervallo angolare che è tanto più grande quanto maggiore è la banda frazionale e quanto più lontana dal puntamento è la direzione di arrivo del segnale interferente. Imporre un nullo a banda larga nel pattern vuole dire in questo senso imporre uno per ciascuna componente spettrale nella direzione di arrivo nominale, ovvero uno per ciascuno degli infiniti jammer a banda stretta equivalenti nelle altrettante direzioni adiacenti; ciascuno di questi nulli sarà tanto meno profondo dell'unico che a banda stretta si imporrebbe nella direzione nominale, quanto maggiore è il loro numero. La potenza del segnale interferente in uscita sarà la somma delle potenze di output degli infiniti jammer equivalenti. Adattando questa trattazione teorica ad un caso reale, in cui si considerino L (e non infiniti) jammer equivalenti, si ha

$$JNR_{out}(\theta_j) = \sum_{i=1}^N JNR/L \cdot E^2(\theta_j + \delta\theta_i) = \left(\sum_{i=1}^N JNR \cdot E^2(\theta_j + \delta\theta_i) \right) / L \quad \text{Eq. II-157}$$

in cui $E(\theta)$ rappresenta il pattern adattato. A parità di banda frazionale quanto più la DOA del jammer è lontana dal puntamento tanto più è grande l'intervallo angolare da considerare intorno ad essa, mentre per le direzioni vicine accade l'esatto contrario; in quest'ultimo caso i nulli imposti sono più vicini e più profondi e il pattern adattato sarà più simile a quello che si avrebbe per segnali a banda stretta. Come conseguenza si ha che nel caso di DOA vicine al puntamento le curve di SINR a banda larga tenderanno a seguire quelle a banda stretta, mentre per le direzioni lontane in un certo senso le medieranno.

Tutte le considerazioni relative alla caso Stripmap sono estendibili al caso Spotlight.

II.6.4 Massimo numero di interferenti cancellabili della tecnica WB-frequency nulling

Anche per la valutazione del massimo numero di interferenti cancellabili valgono le stesse considerazioni esposte per la tecnica di nulling nel dominio del tempo, dato che, nel caso in cui si raggiunga il livello di cancellazione che si avrebbe a banda stretta, l'esito del nulling principalmente dipende dalle configurazioni dei beam dei canali ricevuti considerati.

Anche in questo caso quindi la configurazione 2AUX garantisce il nulling di un unico interferente, proveniente da una direzione qualunque, mentre per il caso di 2 jammer incidenti sull'antenna l'esito della cancellazione dipende dalle reciproche direzioni di arrivo (Fig. II-64).

La configurazione a 4 canali ausiliari (4AUX) invece è in grado di garantire buoni livelli di cancellazione quando al massimo 2 segnali interferenti incidano sull'antenna, qualunque sia la loro direzione di arrivo (Fig. II-65, Fig. II-66), mentre un numero superiore è cancellabile solo per particolari DOA (Fig. II-67). Per le simulazioni effettuate nella modalità di imaging Stripmap, le direzioni di arrivo dei jammer fissi sono quelle utilizzate per le simulazioni in tempo, ovvero corrispondenti alle DOA relative ai primi lobi laterali dell'antenna del canale MAIN sul piano di azimuth ed elevazione. La verifica dell'inadeguatezza delle diverse configurazioni di antenna proposte, a seconda del numero di interferenti considerati, è stata realizzata supponendo per i jammer la tecnologia meno evoluta.

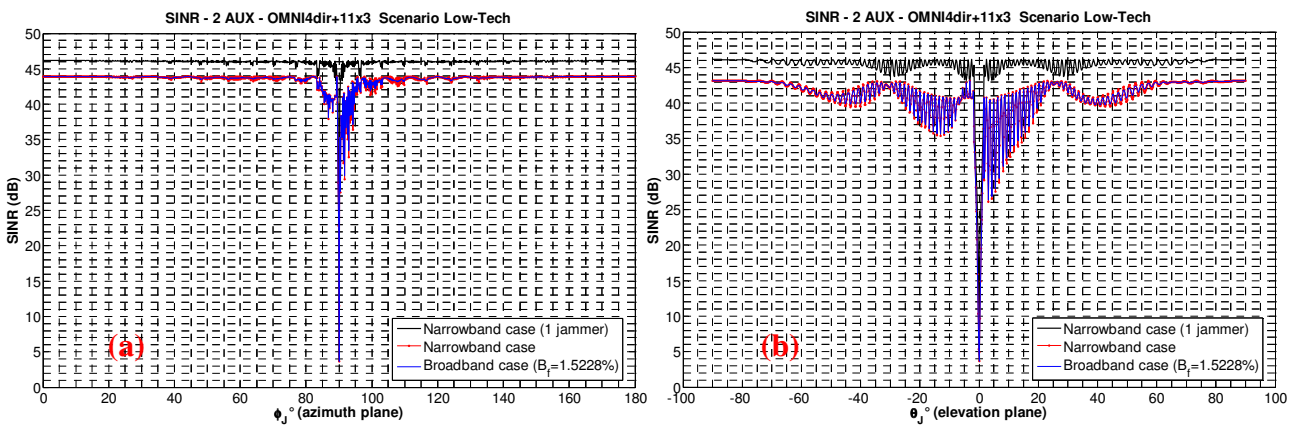


Fig. II-64 SINR in funzionale delle DOA in azimuth (a) e in elevazione (b) per la modalità di Imaging Stripmap, scenario di interferenza Low-Tech, configurazione 2 AUX e DOA del jammer fisso pari a 89.28° in azimuth e -3.06° in elevazione.

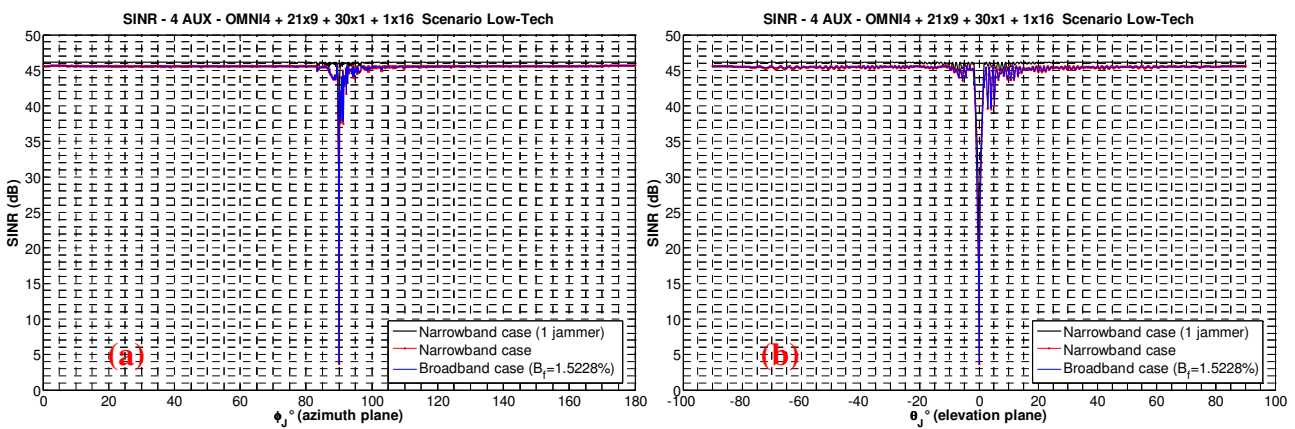


Fig. II-65 SINR in funzionale delle DOAs in azimuth (a) ed elevazione (b) per la modalità di Imaging Stripmap, scenario di interferenza Low-Tech, configurazione 4 AUX con e DOA del jammer fisso pari a 89.28° in azimuth e -3.06° in elevazione.

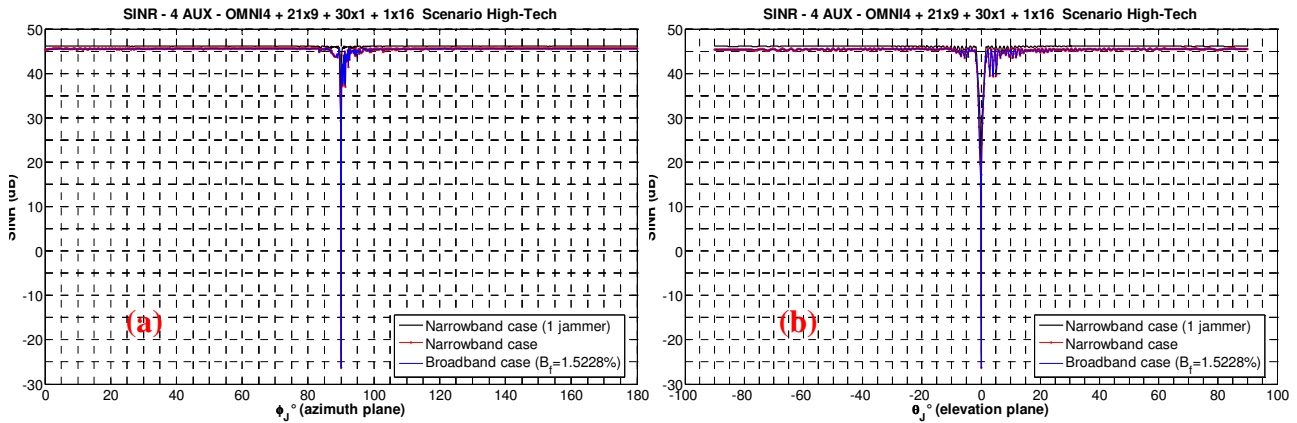


Fig. II-66 SINR in funzionale delle DOAs in azimuth (a) e in elevazione (b) per la modalità di Imaging Stripmap, scenario di interferenza High-Tech, configurazione 4 AUX e con DOA del jammer fisso pari a 89.28° in azimuth e -3.06° in elevazione.

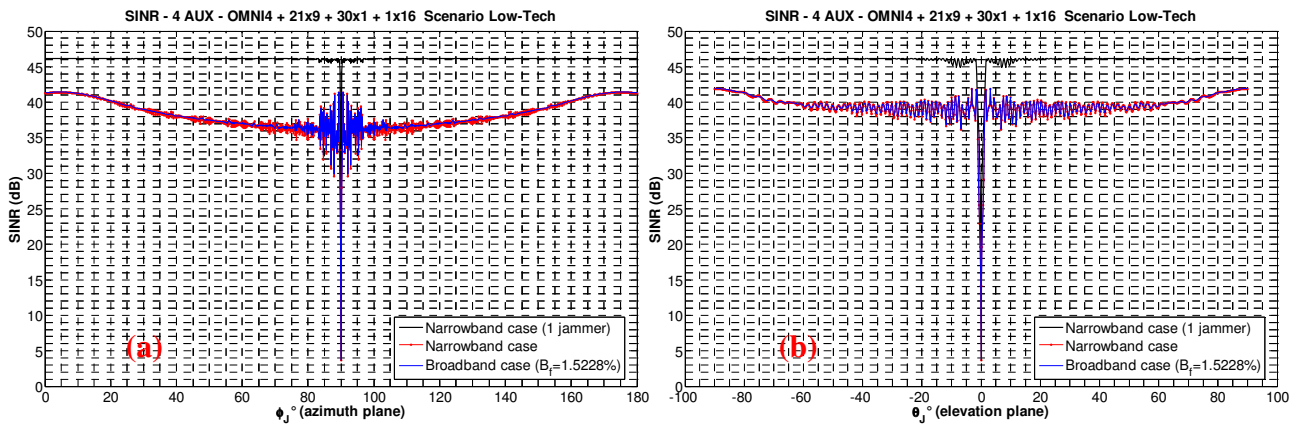


Fig. II-67 SINR in funzionale delle DOAs in azimuth (a) e in elevazione (b) per la modalità di Imaging Stripmap, scenario di interferenza Low-Tech, configurazione 4 AUX e DOA dei jammer fissi pari a 89.28° e 90.72° in azimuth e -3.06° e 3.06° in elevazione.

II.6.5 Numero di elementi ausiliari necessari per cancellare fino a tre segnali interferenti

Nei paragrafi II.6.2 e II.6.4 si è valutato il massimo numero di interferenti cancellabili a seconda della configurazione di ausiliari scelta tra quelle ottenute in seguito all'ottimizzazione a banda stretta per la modalità di imaging Stripmap; si è concluso che, a patto di essere in grado di dimensionare il numero di campioni per i canali ausiliari tale da consentire il recupero delle prestazioni di cancellazione a banda stretta, il numero di interferenti cancellabili dipende da come sono stati scelti i beam per i canali ausiliari. La filosofia che sta alla base di questa scelta è stata quella di utilizzare almeno due canali ausiliari, uno dei quali con un beam sufficientemente largo da

avere guadagni superiori a quelli del MAIN pattern per le direzioni lontane al puntamento, l'altro invece con un beam stretto, in modo da avere lobi laterali almeno al livello di quelli del pattern principale per consentire una buona cancellazione nelle direzioni vicine al puntamento. Si è concluso quindi che per le configurazioni a due canali ausiliari riceventi la cancellazione di un unico jammer è garantita per tutte le direzioni di arrivo del segnale interferente, mentre, estendendo le considerazioni effettuate, per quella a 4 ausiliari è garantita la cancellazione di due segnali interferenti con DOA qualunque.

La variazione della banda frazionale considerata ha impatto sul dimensionamento dell'algoritmo, ovvero sarà necessario utilizzare più o meno campioni di segnale per canale ricevente, ma non inficia il risultato per cui è possibile recuperare con la tecnica di nulling a banda larga nel dominio del tempo le prestazioni che si avrebbero in presenza di segnali a banda stretta; quindi il massimo numero di interferenti provenienti da direzioni qualunque al variare della banda frazionale continua a dipendere principalmente dalla scelta fatta per i beam dei canali ausiliari.

E' evidente quindi che, per estensione delle considerazioni fatte in precedenza sui principi di scelta dei beam ausiliari, il numero di canali ausiliari da considerare al fine di garantire la cancellazione di 3 segnali interferenti provenienti da direzioni qualunque è almeno 6.

II.6.6 Selezione della tecnica di cancellazione

Le analisi svolte in precedenza sugli algoritmi di nulling SLC e in Frequenza consentono di concludere che è possibile raggiungere le prestazioni che equivalentemente si avrebbero con segnali di interferenza a banda stretta; a patto di considerare accettabili determinati livelli di perdita, è possibile raggiungere i livelli di cancellazione desiderati anche utilizzando un numero contenuto di gradi di libertà, ovvero applicando l'algoritmo in tempo piuttosto che quello in frequenza. Inoltre è evidente che, dei due approcci considerati, al fine del solo calcolo dei pesi, sicuramente quello che opera nel dominio della frequenza ha il costo computazionale superiore; per la determinazione del vettore dei pesi infatti (Eq. II-115) è necessario conoscere e invertire le K matrici spettrali del jammer. A seguito di queste considerazioni si sceglie come tecnica di nulling a banda larga quella nel dominio temporale, considerando che il ridotto costo computazionale rende la cancellazione potenzialmente applicabile on-board, in modo da inviare a terra dati "interference free" adatti ai tradizionali processing di focalizzazione; tutte le analisi svolte nei successivi paragrafi faranno ad essa riferimento.

Dopo aver individuato l'algoritmo di nulling tra quelli in grado di fornire a banda larga i livelli di cancellazione che si avrebbero per segnali a banda stretta, è necessario affrontare il problema della stima, a partire dai dati stessi, dei coefficienti da cui le tecniche dipendono. Ciò è necessario per rendere la cancellazione adattiva e quindi essere in grado di operare autonomamente identificando segnali di disturbo ed adattando il pattern di antenna di conseguenza. Pensando ad un'elaborazione da effettuare a terra, è necessario che fra i campioni raccolti dal radar siano memorizzati dati sufficienti ed adeguati per la stima di tali coefficienti. Le alternative che sono state investigate in [II-11] in cui si prevede che i dati secondari per la stima della matrice di covarianza del disturbo con cui calcolare i pesi per il nulling siano ottenuti a partire dai ritorni in range, saltando delle trasmissioni o realizzando diagonal loading.

La stima della matrice di covarianza del disturbo effettuata a massima verosimiglianza vale

$$\hat{\mathbf{Q}}_d = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{Q}}_{dm} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M E\{\mathbf{x}_m \mathbf{x}_m^H\} \quad \text{Eq. II-158}$$

in cui \mathbf{x}_m è l' m -esimo vettore di dati secondari, di dimensioni $1+KC_{AUX}$ per l'algoritmo in tempo, dato che si suppone di utilizzare un unico campione dal canale principale e K , tra anticipi e ritardi, da ciascuno degli C_{AUX} canale ausiliari.

Come è noto da [II-18], affinché il SINR ottenuto a partire da $\hat{\mathbf{Q}}_d$ mantenga perdite inferiori a 3 dB rispetto a quello teorico, è necessario che M , ovvero il numero di vettori di dati secondari da utilizzare per la stima di $\hat{\mathbf{Q}}_d$, sia almeno il doppio della dimensione del vettore \mathbf{x}_m , ovvero almeno pari a $2x(1+KC_{AUX})$.

Ovviamente tale relazione è stata ricavata facendo riferimento ad un array processing adattivo nel caso di disturbi a banda stretta, ma, supponendo che l'algoritmo di nulling SLC ottimizzato per operare a banda larga sia in grado di raggiungere i livelli di cancellazione a banda stretta, si suppone che tale risultato continui a valere.

Come già detto in precedenza si suppone che, ogni volta in cui sia necessario realizzare l'aggiornamento dei pesi e quindi la stima della matrice di covarianza del disturbo, si abbiano a disposizione i dati corrispondenti ad un intervallo utile di acquisizione, per cui sembra possibile avere a disposizione il numero di dati secondari necessario.



II.7 *Valutazione delle prestazioni per la tecnica di WB-SLC in uno scenario spaceborne*

Con riferimento alla tecnica di nulling a banda larga selezionata, ovvero quella che opera nel dominio temporale utilizzando l'approssimazione SLC, nei successivi paragrafi si valuterà il livello di potenza massimo del disturbatore che si riesce a cancellare, assumendo la presenza di un singolo segnale interferente, in funzione della larghezza di banda, ovvero per tutte le modalità di imaging considerate. Verranno realizzate per i diversi valori di banda frazionale delle curve di perdita massima dei SINR a banda larga rispetto ai corrispondenti a banda stretta in funzione di diversi valori di JNR nell'intervallo [-10 dB, 47 dB], considerando come massimo JNR per cui si sia in grado di realizzare correttamente la cancellazione quello per cui le perdite massime siano inferiori a 3 dB. Si sottolinea che l'intervallo di JNR considerato comprende tutti i valori che per le diverse modalità operative sono stati ricavati nel paragrafo II.6.

II.7.1 *Livello massimo di potenza del disturbatore cancellabile*

Sono state analizzate le perdite massime di SINR rispetto a quello ottenibile a banda stretta al variare del valore di JNR su singolo elemento radiante, per le diverse modalità di imaging e configurazioni di beam per i canali ausiliari considerate; ovviamente si deve considerare che le prestazioni in termini di massimo JNR per cui si riescono ad avere prestazioni accettabili, ovvero perdite inferiori ai 3 dB, dipendono dal valore di K scelto, ovvero dal numero di campioni da bufferizzare per ciascun canale ricevente. Le simulazioni effettuate fanno riferimento ad un sovracampionamento del 20%.

□ Modalità STRIPMAP

Nella Tabella II-4 sono riportati i valori di JNR su singolo elemento, corrispondenti agli scenari di disturbo Low-Tech e High-Tech; le analisi sul livello di perdite massime al variare del JNR sono state realizzate considerando due diversi valori di K, ovvero 5 e 7, al fine di valutare se con questi valori, o con quale dei due, il massimo JNR cancellabile sia superiore a quello High-Tech.

	Banda	JNR Low-tech	JNR High-tech
Stripmap	146.2 MHz	-3.6942 dB	26.3058 dB

Tabella II-4 Valori di JNR negli scenari Low-Tech e High-Tech per la modalità di imaging STRIPMAP

Vengono di seguito riepilogati i livelli di JNR massimi indicati nelle figure che consentono di ottenere perdite inferiori ai 3 dB (Tabella II-5); a parità di configurazione per i canali ausiliari verrà scelto il valore di JNR minimo tra quelli indicati per i piani in azimuth e in elevazione.

Stripmap	Configurazione	JNR (dB) (Perdite<3 dB)	
		K=5	K=7
	2 AUX	24.4	31.02
	4 AUX	23.12	40

Tabella II-5 Valori di JNR massimo per le diverse configurazioni dei beam per i canali ausiliari e per i valori di K considerati per la modalità di imaging STRIPMAP.

Si verifica che per realizzare il nulling di antenna a banda larga ottenendo perdite di SINR inferiori a 3 dB, considerando il valore di JNR ottenuto nello scenario di disturbo High-Tech serve bufferizzare almeno 7 campioni di segnale per canale ausiliario ricevente per tutte le configurazioni considerate.

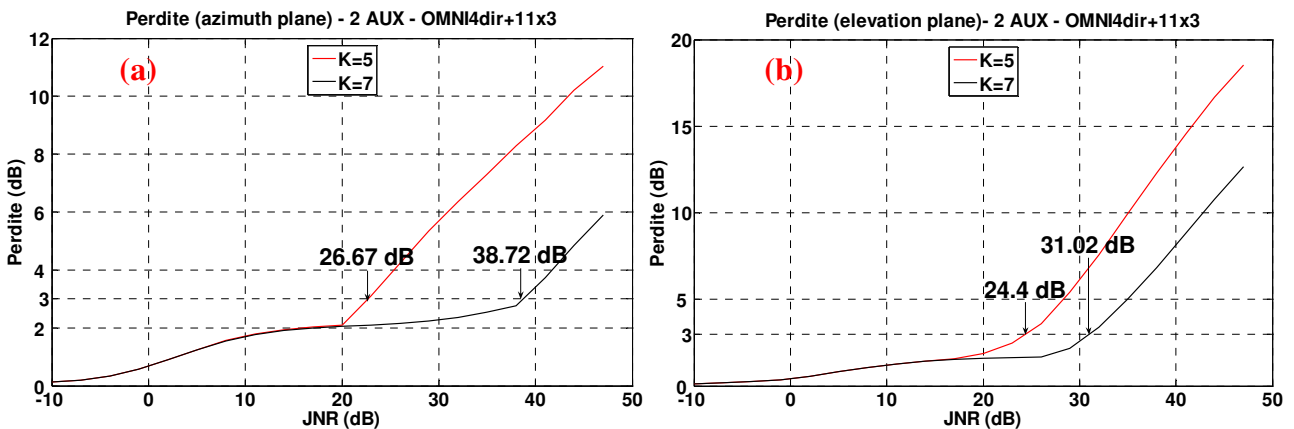


Fig.II-68 Perdite massime del SINR vs JNR per K=5 e K=7 nel piano azimuthale (a) e di elevazione (b) in modalità STRIPMAP e la configurazione di ausiliari 2AUX.

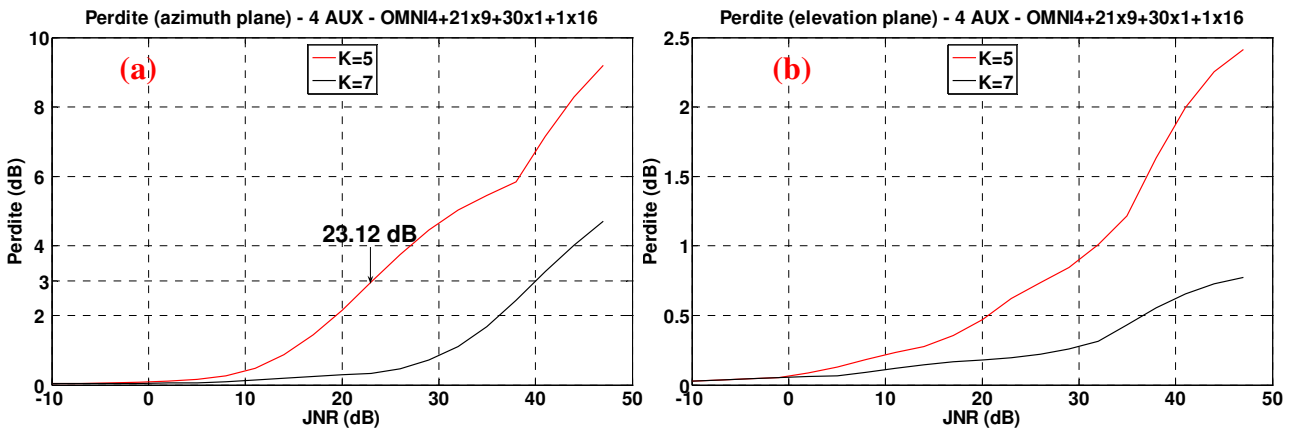


Fig.II-69 Perdite massime del SINR vs JNR per K=5 e K=7 nel piano azimuthale (a) e di elevazione (b) in modalità STRIPMAP e la configurazione di ausiliari 4AUX.

□ Modalità SPOTLIGHT

Nella Tabella II-6 sono riportati i valori di JNR su singolo elemento corrispondenti agli scenari di disturbo Low-Tech e High-Tech; le analisi sul livello di perdite massime al variare del JNR sono state realizzate considerando due diversi valori di K, ovvero 7 e 15, al fine di valutare se con questi valori, o con quale dei due, il massimo JNR cancellabile sia superiore a quello High-Tech.

	Banda	JNR Low-tech	JNR High-tech
Spotlight	400 MHz	-8.0656 dB	21.9344 dB

Tabella II-6 Valori di JNR negli scenari Low-Tech e High-Tech per la modalità di imaging SPOTLIGHT

Vengono di seguito riepilogati i livelli di JNR massimi indicati nelle figure che consentono di ottenere perdite inferiori ai 3 dB (Tabella II-7); a parità di configurazione per i canali ausiliari verrà scelto il valore di JNR minimo tra quelli indicati per i piani in azimuth e in elevazione.

Spotlight	Configurazione	JNR (dB) (Perdite < 3 dB)	
		K=7	K=15
	2 AUX	11.8	31.57
	4 AUX	18.46	>47

Tabella II-7 Valori di JNR massimo per le diverse configurazioni dei beam per i canali ausiliari e per i valori di K considerati per la modalità di imaging SPOTLIGHT.

Dei due valori di K considerati si verifica che quello che consente di realizzare il nulling di antenna a banda larga con perdite di SINR inferiori a 3 dB per valori di JNR superiori a quello calcolato per lo scenario di disturbo High-Tech è 15 per tutte le configurazioni considerate.

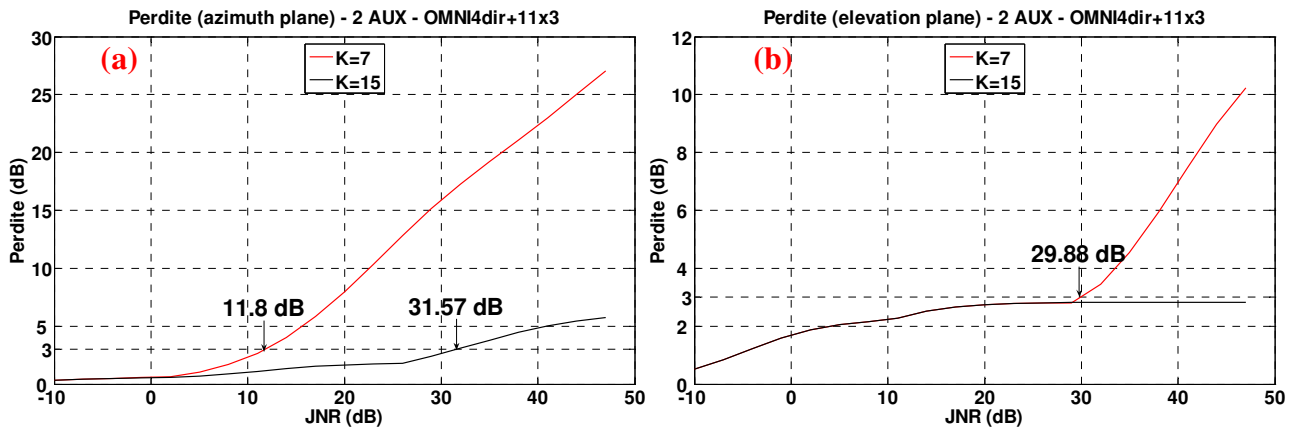


Fig.II-70 Perdite massime del SINR vs JNR per K=7, 15 nel piano azimuthale (a) e di elevazione (b) in modalità SPOTLIGHT e la configurazione di ausiliari OMNI4dir + 11x3.

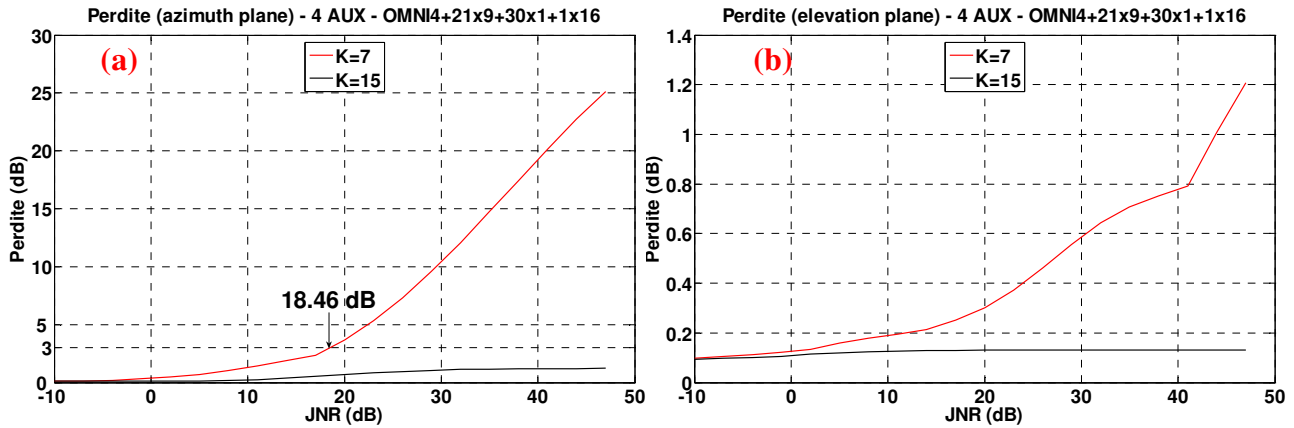


Fig.II-71 Perdite massime del SINR vs JNR per K=7, 15 nel piano di azimuth (a) e di elevazione (b) in modalità SPOTLIGHT e la configurazione di ausiliari OMNI4 + 21x9 + 30x1 + 11x3.

II.7.2 Assessment delle prestazioni ottenibili con la tecnica prescelta negli scenari di riferimento

La valutazione complessiva delle prestazioni ottenibili attraverso l'utilizzo della tecnica di nulling a banda larga nel dominio temporale è stata effettuata andando ad identificare il numero di campioni per canale ausiliario da utilizzare nei vari scenari di disturbo per avere perdite di SINR al di sotto di valori prefissati.

Al fine di identificare tali valori è stato prima realizzato l'assessment delle prestazioni che si ottengono utilizzando, in presenza di segnali a banda larga, l'algoritmo di nulling a banda stretta (paragrafo II.7.2.1); analizzando il livello di perdite raggiunto per i due scenari di disturbo considerati sono stati scelti i requisiti minimi da applicare per il dimensionamento dell'algoritmo di nulling a banda larga.

II.7.2.1 Assessment delle prestazioni ottenibili con la tecnica di nulling a banda stretta con i beam ausiliari ottimizzati

Le tecniche di nulling a banda stretta prevedono che i pesi vengano calcolati a partire dalla matrice di correlazione \mathbf{Q} del segnale di disturbo complessivo, ovvero il segnale interferente a cui si somma il rumore termico, e dallo steering vector \mathbf{s} utilizzato per il rifasamento nella direzione di puntamento dell'antenna (Eq. III-33).

Si supponga che il segnale interferente sia a banda larga, ovvero si considerino segnali di disturbo a spettro piatto intorno alla frequenza portante di 9.6 GHz di banda diversa a seconda delle diverse modalità di imaging viste in precedenza (Eq. II-155); il segnale interferente presente sui diversi canali riceventi è parzialmente correlato e l'elemento (h, l) della matrice di covarianza del disturbo $\mathbf{d}(t)$ può essere calcolato come segue

$$\mathbf{Q}_{h,i} = [E\{d_h(t)d_i^H(t)\}] = [E\{j_h(t)j_i^H(t)\}] + \sigma_n^2 \delta(h,i) \quad \text{Eq. II-159}$$

dove $j_h(t)$ e $j_i(t)$ sono, rispettivamente, il segnale interferente ricevuto sull'h-esimo e sull'i-esimo canale ricevente e $\delta(h,i)$ è il delta di Kronecker.

I vettori dei dati ricevuti e gli steering vector a livello di canale sono costruiti a partire da quelli costruiti a livello di singolo elemento radiante attraverso delle opportune matrici di trasformazione.

Di seguito sono riportate le prestazioni del nulling di antenna a banda stretta nel caso di segnali a banda larga per le diverse modalità di acquisizione dell'immagine, gli scenari di interferenza e le configurazioni di antenna selezionate.

□ Modalità operativa STRIPMAP

La modalità operativa Stripmap è caratterizzata dai parametri riportati nella Tabella II-8: la banda massima che per tale modalità operativa deve essere gestita è quella corrispondente al minore angolo di incidenza possibile.

Dimensione Swath (Km)	Area di Accesso (Km)	Angolo di incidenza (deg)	Banda a 20° di angolo di incidenza (MHz)	Banda Frazionale (B_f) (%)
40	~ 630	20 ÷ 59.5	146,19	1,52

Tabella II-8 Caratteristiche della modalità di Imaging Stripmap

- *Scenario Low-Tech:* nello scenario Low-Tech si considera un segnale interferente, la cui direzione di arrivo vari tra -90° e 90° in elevazione e tra 0° e 180° in azimuth, con un EIRP di 50 dBW, tale per cui sul singolo elemento radiante a meno del guadagno in ricezione si considera un JNR di -3.6942 dB.
- *Scenario High-Tech:* Nello scenario High-Tech si considera un segnale interferente, la cui direzione di arrivo vari tra -90° e 90° in elevazione e tra 0° e 180° in azimuth, con un EIRP di 80 dBW, tale per cui sul singolo elemento radiante a meno del guadagno in ricezione si considera un JNR di 26.3058 dB.



□ Modalità operativa SPOTLIGHT

La modalità operativa Spotlight è caratterizzata dai parametri riportati nella Tabella II-9: la banda massima che per tale modalità operativa deve essere gestita è quella corrispondente al minore angolo di incidenza possibile.

Dimensione Swath (Km)	Area di Accesso (Km)	Angolo di incidenza (deg)	Banda (MHz)	Banda Frazionale (B_f) (%)
10	~ 630 Km	20 ÷ 59.5	400	4,17

Tabella II-9 Caratteristiche della modalità di Imaging Spotlight

- *Scenario Low-Tech:* nello scenario Low-Tech si considera un segnale interferente, la cui direzione di arrivo vari tra -90° e 90° in elevazione e tra 0° e 180° in azimuth, con un EIRP di 50 dBW, tale per cui sul singolo elemento radiante a meno del guadagno in ricezione si considera un JNR di -8.0656 dB.
- *Scenario High-Tech:* nello scenario High-Tech si considera un segnale interferente, la cui direzione di arrivo vari tra -90° e 90° in elevazione e tra 0° e 180° in azimuth, con un EIRP di 80 dBW, tale per cui sul singolo elemento radiante a meno del guadagno in ricezione si considera un JNR di 21.9344 dB.

Nella Tabella II-10 sono riportati i risultati delle valutazioni delle prestazioni del nulling a banda stretta nel caso di un segnale interferente a banda larga per le configurazioni dei beam dei canali ausiliari analizzate.

Nel caso in cui l'EIRP associato all'interferente sia 50 dBW, ovvero si consideri lo scenario a bassa tecnologia per il segnale interferente, il nulling a banda stretta consente di ottenere le prestazioni desiderate, ovvero al massimo peggiori di 3 dB rispetto a quelle ottenibili con segnali a banda stretta.

Nel caso in cui invece si consideri uno scenario High-Tech per il jammer, ovvero un EIRP per il disturbatore di 80 dBW, in nessuna modalità di imaging e per nessuna configurazione di canali considerata si ottengono delle prestazioni accettabili, rendendo necessario l'utilizzo di tecniche di nulling a banda larga.

Modalità di imaging	Banda (Mhz)	B_f (%)	Configurazione beam ausiliari	Scenario per l'interferente	Perdite
STRIPMAP	146,19	1,52	2 AUX	Low-Tech	< 3 dB
				High-Tech	>> 3 dB
			4 AUX	Low-Tech	< 3 dB
				High-Tech	>> 3 dB
SPOTLIGHT	400	4,17	2 AUX	Low-Tech	< 3 dB
				High-Tech	>> 3 dB
			4 AUX	Low-Tech	< 3 dB
				High-Tech	>> 3 dB

Tabella II-10 Valutazione delle prestazioni del nulling a banda stretta per jammer a banda larga.

A valle di questa analisi sembra ragionevole imporre che l'utilizzo della tecnica di nulling a banda larga consenta di raggiungere per un disturbatore ad alta tecnologia livelli massimi di perdite inferiori ai 3 dB, fino a scendere ad un valore inferiore, per esempio 1 dB, nel caso in cui si consideri lo scenario di interferenza Low-Tech, per cui le curve di SINR si mantengono a meno di 3 dB da quelle a banda stretta già utilizzando le usuali tecniche di nulling a banda stretta.

II.7.2.2 *Assessment delle prestazioni ottenibili con la tecnica di nulling a banda larga nel dominio temporale con i beam ausiliari ottimizzati*

La tecnica di nulling a banda larga scelta è quella che opera nel dominio temporale e utilizza l'approccio SLC per il calcolo dei pesi. Si suppone di poter considerare più campioni di segnale ricevuto sui canali ausiliari ed uno solo sul canale principale; per il calcolo della matrice di covarianza del disturbo complessivo (jammer + rumore termico) tutti questi campioni saranno necessari, mentre si suppone che il guadagno che il segnale utile ha sul canale principale nella direzione di puntamento sia molto maggiore di quello che lo stesso segnale ha sui canali ausiliari. I pesi saranno quindi calcolabili come nell'Eq. II-80.

Si faccia riferimento alle configurazioni per i canali riceventi utilizzate nel paragrafo precedente; i vettori dei dati ricevuti e gli steering vector a livello di canale sono costruiti a partire da quelli costruiti a livello di singolo elemento radiante attraverso delle opportune matrici di trasformazione.

Di seguito sono riportate le prestazioni del WB-SLC per le diverse modalità di acquisizione dell'immagine, gli scenari di interferenza e le configurazioni di antenna selezionate.

□ Modalità operativa STRIPMAP

I parametri che caratterizzano tale modalità di imaging sono riportati nella Tabella II-8; si sottolinea che la banda frazionale massima che deve essere gestita in tale modalità è dell'1.52%.



- *Scenario Low-Tech*: nello scenario Low-Tech si considera un segnale interferente, la cui direzione di arrivo vari tra -90° e 90° in elevazione e tra 0° e 180° in azimuth, con un EIRP di 50 dBW, tale per cui sul singolo elemento radiante a meno del guadagno in ricezione si considera un JNR di -3.6942 dB. Sono stati analizzati gli andamenti del rapporto SINR tra potenza di segnale utile e potenza del segnale di disturbo complessivo per le configurazioni ottimizzate per i beam dei canali ausiliari ricavati dagli studi precedenti; anche in questo caso, avendo verificato che per un tale scenario il processing a banda stretta in presenza di un segnale interferente a banda larga consente di ottenere perdite inferiori ai 3 dB, si definisce 1 dB come perdita massima accettabile di SINR, rispetto a quello che si otterrebbe con il processing a banda stretta per segnali a banda stretta.
- *Scenario High-Tech*: nello scenario High-Tech si considera un segnale interferente, la cui direzione di arrivo vari tra -90° e 90° in elevazione e tra 0° e 180° in azimuth, con un EIRP di 80 dBW, tale per cui sul singolo elemento radiante a meno del guadagno in ricezione si considera un JNR di 26.3058 dB. Sono stati analizzati gli andamenti del rapporto SINR tra potenza di segnale utile e potenza del segnale di disturbo complessivo per le configurazioni ottimizzate per i beam dei canali ausiliari ricavati dagli studi precedenti e per il valore di K tale per cui le perdite si mantengono al di sotto dei 3 dB tollerabili; si confrontano inoltre i risultati ottenibili con diversi valori di sovracampionamento, ovvero il 20%, il 25%, il 35 e il 100%, al fine di valutarne l'impatto sulle prestazioni.

□ Modalità operativa SPOTLIGHT

I parametri che caratterizzano tale modalità di imaging sono riportati nella Tabella II-9; in particolare si sottolinea che la banda frazionale massima che deve essere gestita in tale modalità è del 4,17%.

- *Scenario Low-Tech*: nello scenario Low-Tech si considera un segnale interferente, la cui direzione di arrivo vari tra -90° e 90° in elevazione e tra 0° e 180° in azimuth, con un EIRP di 50 dBW, tale per cui sul singolo elemento radiante a meno del guadagno in ricezione si considera un JNR di -8.0656 dB. Come fatto per le modalità di imaging studiate nei paragrafi precedenti, sono stati analizzati gli andamenti del rapporto SINR tra potenza di segnale utile e potenza del segnale di disturbo complessivo per le configurazioni ottimizzate per i beam dei canali ausiliari ricavati dagli studi precedenti; anche in questo caso, avendo verificato che per un tale scenario il processing a banda stretta in presenza di un segnale interferente a banda larga consente di ottenere perdite inferiori ai 3 dB, si

definisce 1 dB come perdita massima accettabile di SINR, rispetto a quello che si otterrebbe con il processing a banda stretta per segnali a banda stretta.

- *Scenario High-Tech:* nello scenario High-Tech si considera un segnale interferente, la cui direzione di arrivo vari tra -90° e 90° in elevazione e tra 0° e 180° in azimuth, con un EIRP di 80 dBW, tale per cui sul singolo elemento radiante a meno del guadagno in ricezione si considera un JNR di 21.9344 dB. Sono stati analizzati gli andamenti del rapporto SINR tra potenza di segnale utile e potenza del segnale di disturbo complessivo per le configurazioni ottimizzate per i beam dei canali ausiliari ricavati dagli studi precedenti e per il valore di K tale per cui le perdite si mantengono al di sotto dei 3 dB tollerabili; si confrontano inoltre i risultati ottenibili con diversi valori di sovracampionamento, il 20%, il 25%, il 35 e il 100%, al fine di valutarne l'impatto sulle prestazioni.

Di seguito viene riportata una tabella (Tabella II-11) in cui sono riassunti i risultati ottenuti dalle analisi svolte; in particolare in questa tabella sono riportati i valori di K, ovvero il numero di campioni che deve essere considerato su ciascun canale ausiliario al fine di ottenere le prestazioni di cancellazione desiderate, per tutte le modalità di imaging studiate, nei due scenari di disturbo Low-Tech e High-Tech e al variare della frequenza di campionamento in range.

Modalità di imaging	Banda (Mhz)	Configurazione beam ausiliari	Scenario per l'interferente	K			
				sc=1.20	sc=1.25	sc=1.35	sc=2
STRIPMAP	146,19	2 AUX	Low-Tech (Perdite < 1 dB)	1			
			High-Tech (Perdite < 3 dB)	7	7	7	7
		4 AUX	Low-Tech (Perdite < 1 dB)	1			
			High-Tech (Perdite < 3 dB)	7	7	7	7
SPOTLIGHT	400	2 AUX	Low-Tech (Perdite < 1 dB)	3	3	3	3
			High-Tech (Perdite < 3 dB)	15	15	15	15
		4 AUX	Low-Tech (Perdite < 1 dB)	3	3	3	3
			High-Tech (Perdite < 3 dB)	13	13	13	15

Tabella II-11 Valori di K per le diverse modalità di Imaging, gli scenari di disturbo Low-Tech e High-Tech e i valori di sovracampionamento

Prima di tutto si deve sottolineare che, una volta stabiliti i requisiti desiderati per quanto riguarda il livello di cancellazione e utilizzando per i canali ausiliari i beam ottimizzati a banda stretta, è possibile trovare un valore di K per cui le prestazioni della cancellazione a banda stretta in presenza di segnali a banda stretta siano recuperate; si ricorda che si è studiato il caso in cui questo sia vero a meno di un dB per tutte le direzioni di arrivo del segnale interferente nello scenario di disturbo Low-Tech e a meno di 3 dB in quello High-Tech.

Nel caso di un segnale interferente di tipo LowTech si è verificato che per la modalità di imaging STRIPMAP le prestazioni a banda stretta sono sempre raggiunte a meno di un dB per ogni direzione di arrivo del segnale interferente sia sul piano di elevazione che su quello azimuthale utilizzando un unico campione di segnale su ciascun canale ausiliario; non si esclude che con altre configurazioni dei beam ausiliari si possa ottenere un diverso risultato. Se si vuole realizzare un'immagine SPOTLIGHT nessuna delle configurazioni proposte per i canali ausiliari consente che nel caso di un interferente Low-Tech sia sufficiente l'algoritmo di cancellazione a banda stretta per avere perdite di SINR inferiori a 1 dB; per tutti i casi studiati almeno 3 campioni di segnale per canale ausiliario devono essere processati, qualunque sia la frequenza di campionamento utilizzata.

Nel caso in cui invece si consideri un disturbatore di tipo High-Tech si possono identificare diversi comportamenti dell'algoritmo di nulling, a seconda della banda frazionale che si considera e della frequenza di campionamento. Per la modalità di imaging STRIPMAP, il numero di campioni da utilizzare non varia al variare della frequenza di campionamento utilizzata, ovvero alla distanza temporale a cui i campioni di segnale ricevuto vengono presi sui canali ausiliari; in particolare nei casi analizzati, al fine di ottenere perdite inferiori al dB per ogni direzione di arrivo del segnale interferente in azimuth ed elevazione, si rende necessario l'utilizzo di 7 campioni di segnale su ciascun canale ausiliario, qualunque sia la frequenza di campionamento che si scelga tra quelle considerate per lo studio e la configurazione dei canali ausiliari considerata. Per la modalità di imaging SPOTLIGHT, si sono osservati diversi comportamenti al variare della configurazione per i beam ausiliari; per la configurazione 2AUX, 15 campioni sembrano necessari per ottenere il livello di cancellazione desiderato, mentre nel caso 4AUX i campioni sono 15 o 13 a seconda del sovracampionamento considerato.

All'aumentare della banda frazionale il numero di campioni da considerare per ciascun canale ausiliario aumenta, a parità di configurazione dei beam ausiliari e della frequenza di campionamento; questo non è un risultato inaspettato se si pensa che l'aumento della banda frazionale comporta un aumento della decorrelazione dei segnali ricevuti sui vari canali.



E' da sottolineare che per la stessa modalità di imaging le variazioni del numero di campioni per canale ausiliario con la configurazione dei beam e la frequenza di campionamento sono molto contenute, ovvero utilizzare 4 canali riceventi ausiliari invece di due e una frequenza di campionamento piuttosto che un'altra non sembra, dal punto di vista della cancellazione, cambiare in maniera rilevante il valore di K

II.8 *Tecnica di antenna nulling e focalizzazione integrate per SAR multicanale*

Come accennato in precedenza per i radar di immagine l'effetto di un'interferenza noise-like a banda larga è di mascherare la scena visibile nell'area di cui si realizza un'immagine con un livello elevato di rumore uniforme. Abbiamo visto come un SAR multicanale, che utilizzi una tecnica adattiva di nulling di antenna, sia capace di eliminare l'effetto di interferenze ad onda continua a banda larga sui dati SAR collezionati, permettendo una normale operatività. Dato che i sistemi SAR utilizzano bande larghe per fornire immagini ad alta risoluzione, la tecnica ECCM deve tenere conto della presenza di interferenti a banda larga. Abbiamo visto inoltre come le tecniche di nulling di antenna a banda stretta potrebbero non essere efficaci per neutralizzare gli effetti di interferenze a banda larga in dipendenza della potenza del segnale di disturbo, per cui specifiche tecniche di cancellazione a banda larga sono state studiate. In particolare 2 tecniche sono state identificate come adatte ad una successiva elaborazione SAR e si è concluso come la tecnica WB-SLC, avendo un costo computazionale inferiore rispetto alla tecnica WB-frequency nulling, sia ad essa preferibile e potenzialmente adatta per una elaborazione on-board. Si deve osservare però che la tecnica WB-frequency nulling opera una trasformata di Fourier (FFT) su ciascun insieme di campioni nel tempo veloce, collezionati su canali ricevitori disponibili, realizzando quindi un'elaborazione adattiva nel dominio dello spazio e della frequenza. Allo stesso modo alcuni algoritmi di focalizzazione lavorano nel dominio della forma d'onda, come ad esempio il Range Migration Algorithm (RMA), [II-20]. Di conseguenza l'idea principale è di applicare l'algoritmo di cancellazione all'intero set di campioni collezionati nel dominio di range durante la finestra di acquisizione, permettendo così un'integrazione tra l'antenna nulling e l'algoritmo di focalizzazione. Ci si aspetta che questo consenta un'efficace cancellazione dell'interferenza a banda larga, con un impatto sul costo computazionale, dato che la trasformazione di Fourier nel dominio di range è richiesta sia dall'algoritmo di nulling a banda larga sia da quello di focalizzazione. In ogni caso non si può pensare ad un approccio di questo tipo per elaborazioni on-board a causa dell'elevato costo computazionale.

II.8.1 *Modello di segnale*

Lo scopo di questa sezione è di mostrare come l'integrazione del WB-frequency nulling con un algoritmo di focalizzazione come l'RMA consenta di ottenere immagini prive dell'effetto indesiderato di un'interferenza noise-like a banda larga, che maschera la scena visualizzata; a tale

scopo un'elaborazione di tipo batch è realizzata su un insieme di dati grezzi, che simula i campioni del segnale ricevuto durante l'apertura sintetica. Nel seguito le descrizioni del segnale radar simulato (considerando la scena formata da scatteratori puntiformi) e del segnale di interferenza vengono fornite.

Al fine di realizzare l'antenna nulling per cancellare un singolo segnale interferente con direzione di arrivo (θ_j, ϕ_j) , variabile durante l'apertura sintetica, consideriamo un sistema che fornisce C canali riceventi, ognuno dei quali connesso ad un differente beam. In prima approssimazione si descriva la struttura del segnale come ricevuto da un phased array di N elementi, come se ciascun elemento radiante nell'array fosse connesso ad un canale ricevente, considerando il fatto che il caso di più elementi radianti afferenti allo stesso canale in ricezione può essere ottenuto semplicemente applicando un'opportuna matrice di trasformazione \mathbf{T} .

Per ciascun impulso p nel tempo lento ($p=1, \dots, N_{\text{PRT}}$) durante il tempo di acquisizione, il segnale ricevuto può essere scritto come

$$\mathbf{x}_{el}(p) = \mathbf{s}_{\text{RX-el}}(p) + \mathbf{x}_{\text{d-el}}(p) \quad \text{Eq. II-160}$$

in cui $\mathbf{s}_{\text{RX-el}}(p)$ è la componente di segnale utile e $\mathbf{x}_{\text{d-el}}(p)$ tiene conto dei termini di interferenza e di rumore termico. Essi vengono organizzati come vettori colonna di dimensione $N \cdot L \times 1$, in cui si ricorda che L è la dimensione dei dati nel tempo veloce, ovvero il numero di campioni bufferizzati per ciascuno degli N elementi dell'array.

$$\mathbf{s}_{\text{RX-el}}(p) = [\mathbf{s}_{\text{RX-el},0}(p) \ \mathbf{s}_{\text{RX-el},1}(p) \ \cdots \ \mathbf{s}_{\text{RX-el},k}(p) \ \cdots \ \mathbf{s}_{\text{RX-el},L-2}(p) \ \mathbf{s}_{\text{RX-el},L-1}(p)]^T \quad \text{Eq. II-161}$$

$$\text{con } \mathbf{s}_{\text{RX-el},k}(p) = \begin{bmatrix} s_{\text{RX-el}}(p, \hat{t}_k - T_{s,0}) \\ \vdots \\ s_{\text{RX-el}}(p, \hat{t}_k - T_{s,N-1}) \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{x}_{\text{d-el}}(p) = [\mathbf{x}_{\text{j-el},0}(p) \ \mathbf{x}_{\text{j-el},1}(p) \ \cdots \ \mathbf{x}_{\text{j-el},k}(p) \ \cdots \ \mathbf{x}_{\text{j-el},L-2}(p) \ \mathbf{x}_{\text{j-el},L-1}(p)]^T + \mathbf{x}_{\text{n-el}} \quad \text{Eq. II-162}$$

$$\text{con } \mathbf{x}_{\text{j-el},k}(p) = \begin{bmatrix} x_{\text{j-el}}(p, \hat{t}_k - T_{j,0}) \\ \vdots \\ x_{\text{j-el}}(p, \hat{t}_k - T_{j,N-1}) \end{bmatrix}^T$$

Si definiscono $T_{s,0}, \dots, T_{s,N-1}$ e $T_{j,0}, \dots, T_{j,N-1}$ i ritardi del segnale utile e del jammer rispettivamente per gli elementi $0, \dots, N-1$ da un elemento di riferimento all'interno dell'apertura dell'antenna.

La matrice di trasformazione \mathbf{T} viene definita come una matrice di dimensioni $N \cdot L \times C \cdot L$

$$\mathbf{T} = \text{diag}\{\mathbf{T}_0, \dots, \mathbf{T}_{L-1}\} \quad \text{dove} \quad \mathbf{T}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_{1,k} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{s}_{C-1,k} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{s}_{C,k} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-163}$$

\mathbf{T}_k ha dimensioni $N \times C$, $\mathbf{s}_{ch,k}$ per $ch=1, \dots, C$ è lo steering vector relativo al ch -esimo canale ricevente e $\mathbf{0}$ è un vettore di zeri delle dimensioni opportune.

Il segnale ricevuto a livello di canale diventa

$$\mathbf{x}(p) = \mathbf{s}_{\text{RX}}(p) + \mathbf{x}_d(p) = \mathbf{T}^H \mathbf{s}_{\text{RX-el}}(p) + \mathbf{T}^H \mathbf{x}_{d-el}(p) \quad \text{Eq. II-164}$$

in cui i vettori \mathbf{x} , \mathbf{s}_{RX} e \mathbf{x}_d hanno dimensione $C \cdot L \times 1$.

Brevemente viene riportato il modello per il segnale utile e per quello interferente, ovvero vengono definiti $\mathbf{s}_{\text{RX}}(p, \hat{t}_k)$ e $\mathbf{x}_d(p, \hat{t}_k)$.

□ Segnale radar

Il sistema radar considerato trasmette impulsi di durata T_p di una forma d'onda a banda larga ogni Pulse Repetition Time (PRT) durante la finestra di acquisizione. Un intervallo temporale, in cui il sensore riceve solamente gli echi dalla scena segue ogni impulso trasmesso. Il segnale trasmesso è scritto come

$$s_{\text{TX}}^{\text{RF}}(t) = s_{\text{TX}}(t) e^{j2\pi f_c t} \cdot G_{\text{TX}}(\theta, \phi) \quad \text{Eq. II-165}$$

in cui f_c è la frequenza portante. Si ricorda che, nonostante il segnale sia a banda larga, è possibile considerare il pattern di antenna sintetizzato in trasmissione come indipendente dalla frequenza, pensando all'utilizzo di True Delay Lines per l'allineamento dei segnali nella direzione di puntamento. $s_{\text{TX}}(t)$ è il segnale in banda base, definito come un treno di impulsi, in cui il generico è $s(t)$

$$s_{\text{TX}}(t) = \sum_{p=1}^{N_{\text{PRT}}} s(t - (p-1)PRT) = \sum_{p=1}^{N_{\text{PRT}}} \text{rect}_{T_p} \left(t - T_p/2 - (p-1)PRT \right) e^{j\pi \gamma_r (t - T_p/2 - (p-1)PRT)^2} \quad \text{Eq. II-166}$$

Il generico impulso $s(t)$ è una forma d'onda chirp; è un impulso rettangolare di durata T_p , centrato intorno a $T_p/2$ e linearmente modulato in frequenza con un chirp rate $\gamma_r = B/T_p$, dove B è la banda del segnale.

Il segnale a radio frequenza ricevuto dall'*l*-esimo scatteratore nella scena è un'eco del segnale trasmesso ritardato di $t_d = R_l^{(l)}(t)/c$ in cui $R_l^{(l)}(t)$ è la distanza due vie dello scatteratore dal sensore al tempo t . Dopo demodulazione il segnale ricevuto è scritto come

$$\begin{aligned} s_{RX-ch}^{(l)}(t) &= A_l \cdot G_{TX}(\theta, \varphi) \cdot G_{RX-ch}(\theta, \varphi) \cdot s_{TX}^{RF} \left(t - \frac{1}{c} R_l^{(l)}(t) \right) e^{-j2\pi f_c t} = \\ &= A_l \cdot G_{TX}(\theta, \varphi) \cdot G_{RX-ch}(\theta, \varphi) \cdot s_{TX} \left(t - \frac{1}{c} R_l^{(l)}(t) \right) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} R_l^{(l)}(t)} \end{aligned} \quad \text{Eq. II-167}$$

in cui A_l tiene in conto il link-budget per l'*l*-esimo scatteratore, mentre $G_{RX-ch}(\theta, \varphi)$ è il pattern relativo al *ch*-esimo canale in ricezione nella direzione (θ, φ) dell'*l*-esimo scatteratore, per il quale valgono le stesse considerazioni fatte per il guadagno in trasmissione.

È possibile quindi definire il segnale come una funzione del tempo lento e del tempo veloce, definendo l'indice dell'impulso trasmesso $p = \lfloor t/PRT \rfloor + 1$ e il tempo veloce $\hat{t} = t - (p-1) \cdot PRT$.

Il segnale ricevuto è allora scritto come

$$s_{RX-ch}(p, \hat{t}) = A_l \cdot G_{TX}(\theta, \varphi) \cdot G_{RX-ch}(\theta, \varphi) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} R_l(p)} \cdot \sum_{m=1}^{N_{PRT}} s(\hat{t} + (m-p)PRT - \frac{1}{c} R_l^{(l)}(p)) \quad \text{Eq. II-168}$$

con $0 \leq \hat{t} \leq PRT$

in cui la distanza R_l varia solo nel tempo lento, rimanendo costante nello sweep, dato che abbiamo considerato un modello semplificato per il moto del radar, chiamato "stop & go".

Considerando il numero di ambiguità n_a tipico dei radar, la relazione $n_a \cdot c \cdot PRT \leq R_l^{(l)}(p) \leq (n_a + 1) \cdot c \cdot PRT$ implica che

$$s(\hat{t} + (m-p)PRT - \frac{1}{c} R_l^{(l)}(p)) = 0 \quad \text{quando } m \neq p - n_a \quad \text{con } 0 \leq \hat{t} \leq PRT \quad \text{Eq. II-169}$$

da cui segue che Eq. II-168 diventa, all'istante \hat{t}_k in tempo veloce

$$\mathbf{s}_{\mathbf{RX}}(p, \hat{t}_k) = A_l \cdot G_{TX}(\theta, \varphi) \cdot G_{RX-ch}(\theta, \varphi) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} R_l(p)} \cdot s(\hat{t}_k + n_a PRT - \frac{1}{c} R_l^{(l)}(p)) \quad \text{Eq. II-170}$$

con $ch=1, \dots, C$

□ Segnale di disturbo

Il segnale di disturbo viene costruito direttamente in frequenza, come nell'Eq. II-91; per ciascun impulso nel tempo lento, dopo la definizione degli steering vectors per il jammer ξ_{CH-k} a livello di canale per ciascuna componente spettrale $k=0, \dots, L-1$ partendo dagli steering vectors a livello di elemento ξ_k come nell'Eq. II-109, mediate la trasformazione

$$\xi_{CH-k} = T_k^H \xi_k \quad \text{Eq. III-108}$$

la matrice spettrale $\mathbf{Q}_{df,k}$ del disturbo complessivo (jammer + rumore termico) è scritta come nell'Eq. II-110, qui riportata per comodità

$$\mathbf{Q}_{df,k} = \frac{P_j}{\mathbf{B}} \xi_{CH-k} \xi_{CH-k}^H + \frac{\sigma_n^2}{\mathbf{B}} \mathbf{I} \quad -\frac{B}{2} \leq f_k \leq \frac{B}{2} \quad \text{Eq. III-108}$$

Mediante la decomposizione di Choleski ([II-21]) dell'Eq. II-110, ovvero

$$\mathbf{Q}_{df,k} = \mathbf{A} \mathbf{A}^H \quad \text{Eq. III-108}$$

è infine scritto il segnale di disturbo per la k-esima componente spettrale del p-esimo impulso nel tempo lento, ovvero

$$\mathbf{x}_d(p, f_k) = \mathbf{A}^H \mathbf{v} \quad \text{Eq. III-108}$$

essendo \mathbf{v} il vettore di dimensioni $C \times 1$ che rappresenta le realizzazioni indipendenti di una variabile aleatoria gaussiana a valor medio nullo e deviazione standard unitaria.

II.8.2 Algoritmo integrato

Come visto in precedenza, un sistema SAR tipicamente lavora con bande elevate per ottenere immagini ad alta risoluzione nella dimensione di range e quindi anche lo schema di protezione deve tenere conto della potenza di possibili segnali interferenti a banda larga. Un modo di elaborare il segnale ricevuto, al fine di recuperare le normali capacità di imaging nonostante la presenza del disturbo, è quello di realizzare una procedura di antenna nulling a banda larga, per esempio il WB-SLC, seguita da un algoritmo di focalizzazione standard.

D'altra parte le caratteristiche del WB-frequency nulling (si veda il paragrafo II.5.4) suggeriscono un altro modo di procedere, che è l'integrazione dell'algoritmo di nulling e della focalizzazione. In questo senso la caratteristica a batch del WB-frequency nulling non è uno svantaggio, dato che tipicamente un'immagine SAR è formata dopo che tutti gli impulsi siano stati ricevuti.

Dato che la tecnica di nulling proposta opera una FFT su ciascun insieme di campioni in tempo veloce collezionati sui canali ricevuti disponibili, ovvero realizza un'elaborazione adattiva nei domini dello spazio e della frequenza, l'idea principale è quella di applicare l'algoritmo di cancellazione all'intero insieme di dati SAR nel dominio di range ad ogni PRT, consentendo l'integrazione tra l'antenna nulling e un algoritmo di focalizzazione come l'RMA. Più precisamente viene proposto di applicare una FFT a ciascun insieme di L campioni collezionati con un periodo di campionamento pari all'inverso del doppio della banda (condizione di Nyquist) per ogni canale ricevente durante ciascuna PRT; a questo livello il WB-frequency nulling è applicato e successivamente, ricombinando i dati dai differenti canali, è possibile ottenere un data set equivalente a singolo canale privo dell'interferenza. Da questo punto in poi l'elaborazione standard dell'RMA segue. La Fig. II-72 mostra lo schema a blocchi dell'algoritmo integrato risultante.

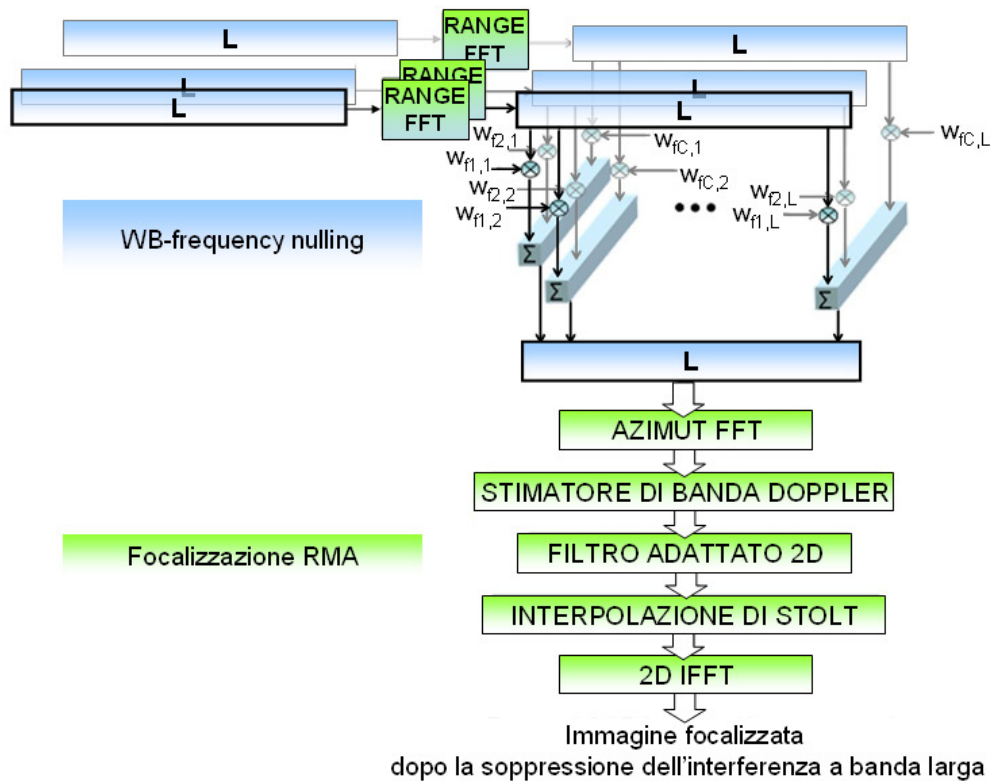


Fig. II-72 Integrazione tra il WB-frequency nulling e l'algoritmo di focalizzazione RMA

Per provare l'efficacia della tecnica proposta, si è considerato il seguente scenario: un M-SAR airborne in banda X trasportato da una piattaforma che vola con velocità 120 m/s opera in modalità Stripmap per fare un'immagine di una scena di dimensioni $2 \text{ km} \times 100 \text{ m}$ (azimuth \times ground range). In questa scena sono stati simulati tre scatteratori puntiformi, con le stesse caratteristiche di backscattering, ma con differenti posizioni nella scena, come riportato nella Tabella II-12.

Scatterer	Azimuth (m)	Ground Range (m)
Bottom-Left	-900	45
Centro Scena	0	0
Top-Right	900	-45

Tabella II-12 Posizione degli scatteratori nella scena

Per contrastare un segnale di interferenza a banda larga, il sistema fornisce due differenti canali in ricezione, connessi a due differenti beam, ovvero il main beam e il beam ausiliario (Fig. II-73).

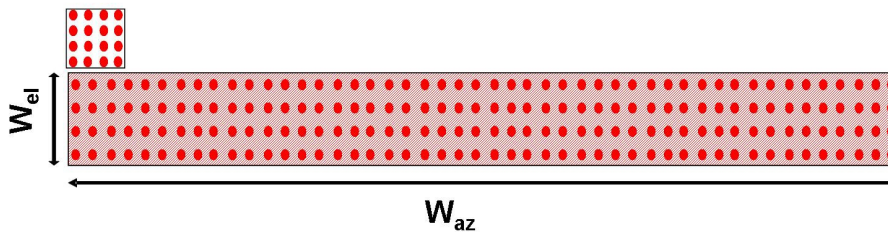


Fig. II-73 Configurazione di antenna

Il main beam è sintetizzato utilizzando un phased array di dimensioni $1 \text{ m} \times 0.1 \text{ m}$ (azimuth \times elevazione); esso è formato da 192 elementi direttivi, organizzati in 48 elementi (12 sub-array da 4 elementi) in azimuth e 4 elementi in elevazione. Una rete di pesatura è applicata a livello di sub-array per garantire un PSLR di 20 dB sia in azimuth che in elevazione. Il beam ausiliario è costituito da un array quadrato di 16 elementi direttivi, 4 in azimuth e 4 in elevazione, spaziate tra loro a 0.5λ . I principali parametri di sistema sono riportati nella Tabella II-13.

Frequenza portante	9.6 GHz	Numero di campioni in range	0.5 m
Potenza trasmessa	0.3 kW	Angolo di Grazing	5.7°
Guadagno del pattern quiescente	27.7 dB	Quota della piattaforma	3 km
Pesatura del pattern (Taylor)	20 dB	PRF	360 Hz
RCS del target	3 dB	Figura di rumore	5 dB
Durata dell'impulso	5 μs	Numero di campioni in range (K)	1706

Tabella II-13 Principali parametri di sistema

In questo studio ci si è riferiti ad una interferenza a banda larga di tipo noise-like, cioè un barrage jamming, il cui effetto è quello di mascherare la scena con un livello di rumore uniforme, impedendo che target e caratteristiche della scena vengano rivelati. Vengono definiti due diversi scenari di jamming, al fine di valutare la capacità dell'algoritmo integrato di focalizzare correttamente l'immagine eliminando il contributo dell'interferenza. Tali scenari vengono chiamati High-Technology Jamming Scenario (HTJS) e Low-Technology Jamming Scenario (LTJS); essi

sono caratterizzati dalla stessa geometria e differiscono per i parametri di sistema. Un'interferenza a banda larga di tipo noise-like è localizzata al range bin del centro scena, posizionata a 3.2 km nella direzione azimuthale e incidente dal secondo al quarto lobo laterale del main beam in azimuth durante l'acquisizione (Fig. II-74). La banda del segnale dell'interferente è scelta coincidente con la banda del segnale trasmesso. Il differente livello di tecnologia è rappresentato dall'Equivalent Isotropic Radiated Power (EIRP), dato che esso dipende dalla dimensione dell'antenna e dalla potenza trasmessa. Un'antenna di piccole dimensioni che trasmette un segnale a bassa potenza, avendo quindi un basso EIRP, può disturbare il SAR senza bisogno di inseguire il sensore durante il suo movimento, data la larga apertura del fascio, al contrario del caso di un jammer con un'antenna più larga (e quindi un fascio più stretto) che trasmette una potenza maggiore. In questo studio si è considerato un EIRP di 50 dBW per il caso LTJS e 80 dBW per il caso HTJS.

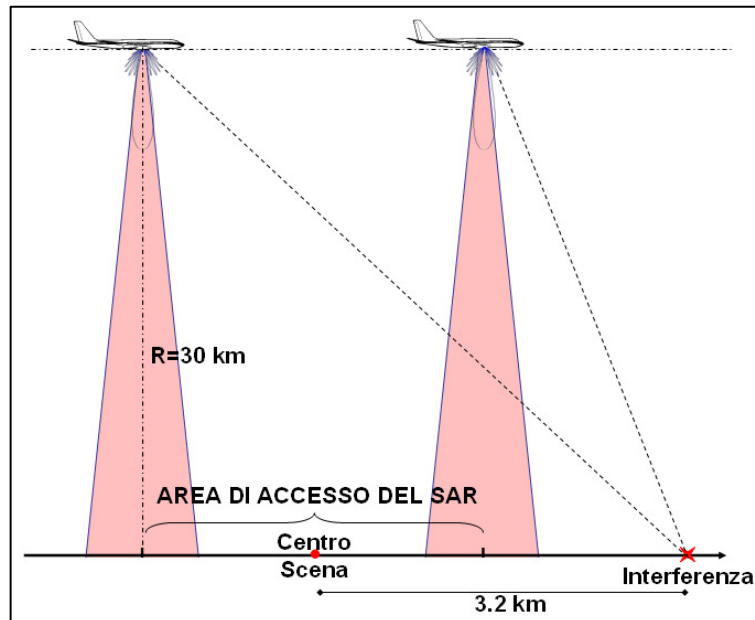


Fig. II-74 Scenario del Jammer

Al fine di valutare le prestazioni dell'algoritmo integrato proposto, c'è bisogno di definire un parametro di performance ed uno scenario di riferimento. Il parametro di performance scelto, come nei casi precedenti, è il Signal to Interference plus Noise Ratio (SINR) stimato dalla figura. La potenza di segnale è definita come il valore di picco in potenza quando solo il contributo utile del segnale ricevuto è elaborato senza adattamento, mentre la potenza dell'interferenza sommata al rumore termico è stimata come il valor medio dell'immagine disturbata dove sia presente solo disturbo. Riguardo allo scenario di riferimento, è lo stesso del caso di studio, ma solo il rumore termico contribuisce a degradare l'immagine. Fig. II-75 mostra l'immagine focalizzata con l'RMA

quando il solo rumore termico è presente, senza che quindi alcuna tecnica di ECCM venga realizzata; i tre scatteratori sono visibili nell'immagine, sebbene piuttosto disturbati dal rumore introdotto, e il valore di SINR stimato è di 15.3 dB. Nel seguito si assumerà che valori inferiori a 10 dB non consentano di garantire le capacità di acquisizione e l'affidabilità nella rivelazione dei target [II-2].

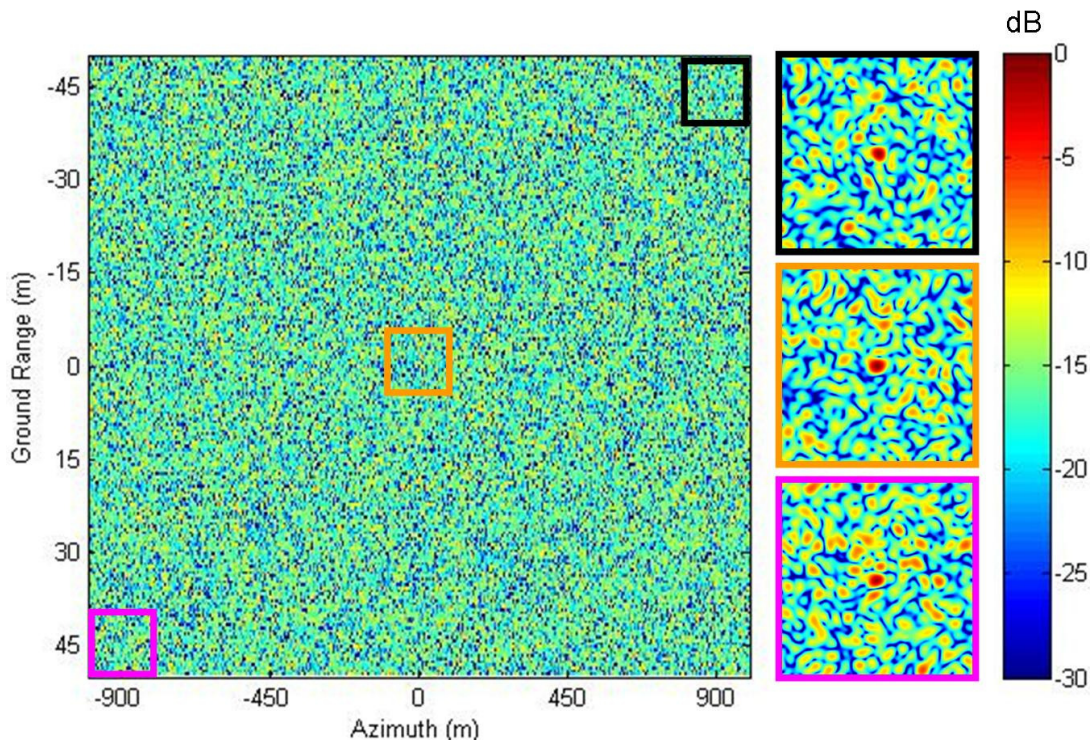


Fig. II-75 Immagine focalizzata: caso “noise & no jammer”

II.8.3 *Analisi delle prestazioni dell’algoritmo integrato per uno scenario airborne*

L’impatto dell’interferenza sull’immagine focalizzata dipende dalla banda frazionale del sistema e dalla Potenza trasmessa dal jammer. Nel caso HTJS, se nessuna tecnica di nulling viene applicata, un valore di SINR di -41.15 dB è stimato (caso nominato come “noise & jammer / no ECCM”); inoltre una cancellazione solo spaziale, ovvero a banda stretta (Narrow Band - NB), non cancella un quantitativo sufficiente di interferenza, non permettendo che gli scatteratori vengano correttamente rivelati dato che il valore stimato di SINR è circa -23.33 dB (caso nominato come “noise & jammer / NB ECCM”) Quando è applicato l’algoritmo integrato (caso nominato “noise & jammer / WB ECCM”), il jammer è completamente cancellato e un valore di SINR di 15.28 dB è ottenuto; come è evidente dalla Fig. II-76, tutti gli scatteratori sono focalizzati e correttamente posizionati nell’immagine finale.

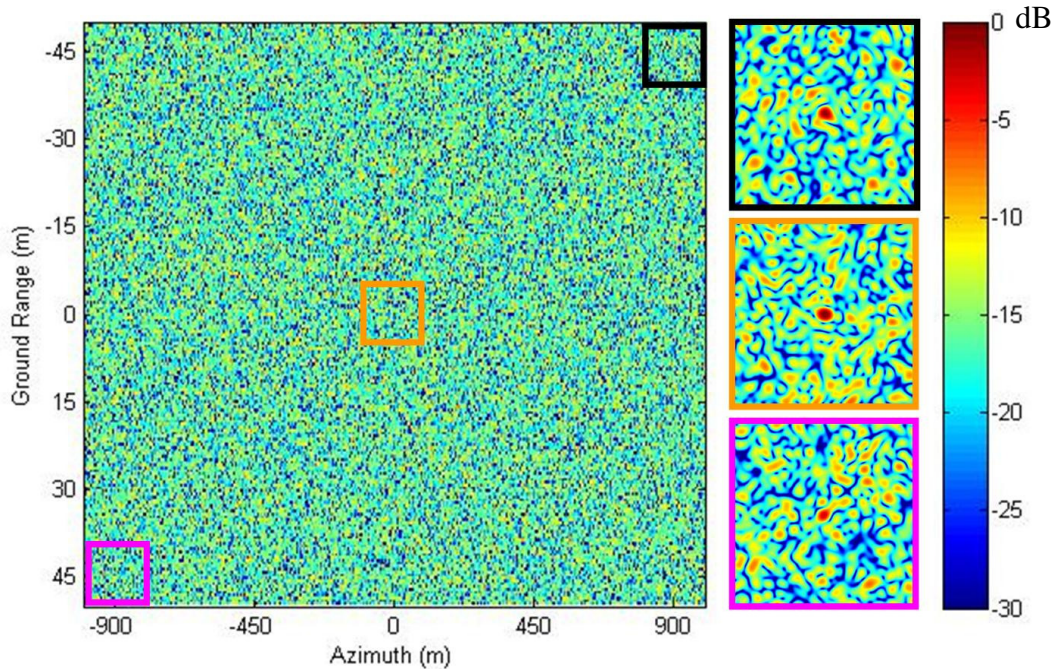


Fig. II-76 Immagine focalizzata: caso “noise & high-tech jammer / WB ECCM”

Quando il SAR opera in uno scenario LTJS, se nessuna tecnica ECCM è applicata si ha un SINR di -11.16 dB; l’antenna nulling a banda stretta non consente di rivelare correttamente gli scatteratori, dato che un valore di SINR inferiore a 10 dB, ovvero 7.2 dB, è stimato. Come è evidente dalla Fig. II-77, il SINR è completamente recuperato usando l’algoritmo integrato e l’immagine è correttamente focalizzata, con i tre scatteratori ben visibili sopra il livello di rumore.

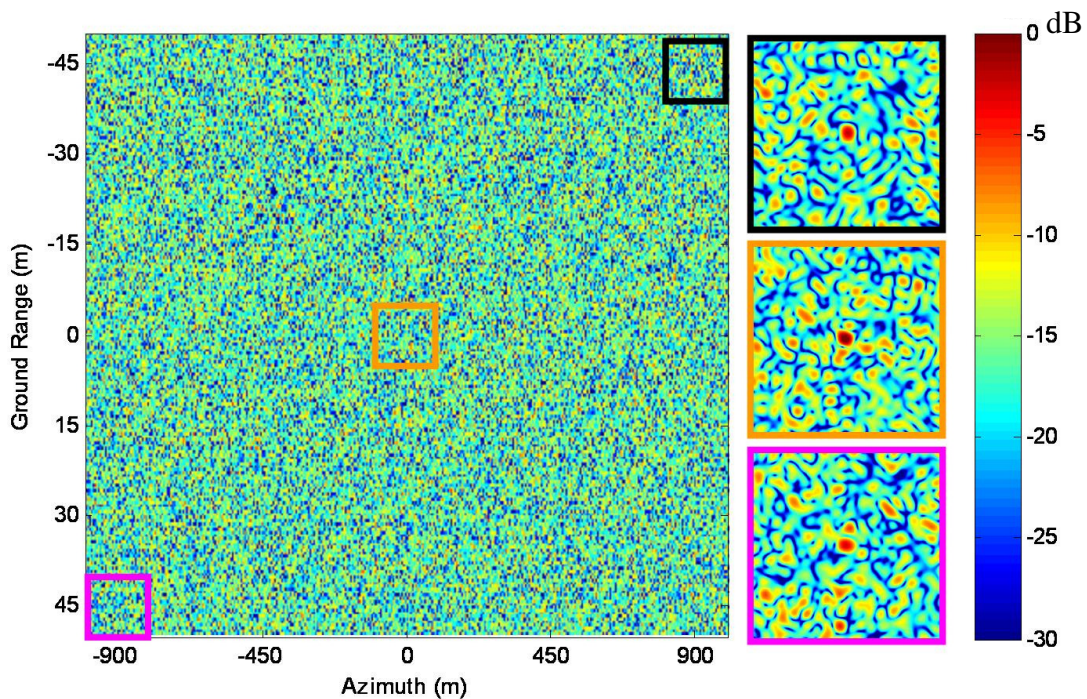


Fig. II-77 Immagine focalizzata: caso “noise & low-tech jammer / WB ECCM”

La Tabella II-14 mostra I valori di SINR stimati dalle immagini focalizzate; si può vedere come il nulling a banda stretta non è del tutto efficace negli scenari di interferenza a banda larga considerati, dato che si ottengono all'incirca solo 19 dB di cancellazione del jammer. Al contrario l'algoritmo integrato consente di recuperare circa il valore di SINR nominale, preservando quindi la normale operatività del SAR.

Scenario / tecnica di nulling	SINR [dB]	
	HTJS	LTJS
noise & no jammer	15.3	15.3
noise & jammer / no ECCM	-41.15	-11.16
noise & jammer / NB ECCM	-22.33	7.2
noise & jammer / WB ECCM	15.28	15.28

Tabella II-14 Valori di SINR stimati per i casi HTJS e LTJS

Infine sono state analizzate le caratteristiche della risposta impulsive del SAR quando l'algoritmo integrato di focalizzazione e cancellazione a banda larga (Wide Band adaptation - WBad) viene utilizzato, comparate alle caratteristiche della risposta impulsiva nel caso non adattato (Nad). A tale proposito abbiamo considerato il caso HTJS a conseguentemente elaborato solo il contributo utile del segnale ricevuto, al fine di non considerare le distorsioni introdotte dai campioni di rumore e jammer simulati; la Tabella II-15 mostra che l'impatto sulla risposta impulsiva è limitato sia in azimuth che in elevazione. Possiamo notare che i valori di PSLR e risoluzione in azimuth ($PSLR_{AZ}$ e r_{AZ}) per il caso non adattato sono diversi da quelli che nominalmente ci si aspetta, ovvero 13 dB e 0.5 m circa; questo è dovuto però all'andamento del pattern in azimuth e non all'algoritmo di cancellazione a banda larga utilizzato. Il WB-frequency nulling invece tende a diminuire il valore di $PSLR_{AZ}$ rispetto al caso non adattato, il che dipende dalle caratteristiche del pattern adattato sintetizzato per cancellare le interferenze.

Target	Top Right		Centro Scena		Bottom Left	
	NA	WBad	NA	WBad	NA	WBad
r_{AZ} [m]	0.56	0.56	0.56	0.56	0.56	0.56
SLR_{AZ} [dB]	18.32	17.21	18.33	17.14	18.35	17.29
r_{RG} [m]	0.51	0.51	0.505	0.51	0.51	0.51
SLR_{RG} [dB]	12.95	12.95	13.12	13.12	13.25	13.24

Tabella II-15 Parametri di qualità della risposta impulsive del SAR nel caso HTJS

II.8.4 Implementazione subottima

Per ridurre il carico computazionale richiesto dalla tecnica di cancellazione WB-frequency nulling, implementazioni sub ottime (SO), sia in range che in azimuth, vengono studiate in contrasto con la tecnica ottima (OPT) descritta precedentemente. Questa implementazione subottima potrebbe essere particolarmente utile quando si deve stimare la matrice spettrale dai dati secondari, ovvero dati privi del segnale utile. Dato che la stima della matrice deve essere realizzata per ciascuna sotto-banda ogni dato numero di PRT, l'approccio subottimo permette di ridurre le dimensioni di dati secondari richiesti. Il caso di una disponibilità limitata di dati secondari, ovvero privi del contributo del segnale utile, è di particolare interesse per sistemi SAR, in cui gli echi dell'area di interesse tendono ad occupare quasi tutta la finestra di acquisizione disponibile.

II.8.4.1 Implementazione subottima nella dimensione di range

Secondo la tecnica di WB nulling subottima proposta, l'intera banda del segnale è divisa in N_s sottobande ($N_s \leq L$) e un singolo vettore di pesi è applicato a tutte le componenti spettrali all'interno della medesima sotto-banda. Nel caso limite $N_s=1$ si ha la tecnica a banda stretta, mentre nel caso $N_s=L$ si ha la tecnica ottima WB-frequency nulling. I valori di SNR ottenuti in funzione di N_s sono riportati nella Tabella II-16 e nella Fig. II-78 per i casi HTJS e LTJS. Si può osservare che, quando l'interferenza è forte, un numero ridotto di 246 sottobande, ovvero una riduzione di un fattore 7 nel costo computazionale per il calcolo dei coefficienti di cancellazione, permette di recuperare le prestazioni della tecnica di cancellazione a banda larga ottimale, con perdite inferiori ad 1 dB; lo stesso risultato è stato ottenuto nel caso LTJS, utilizzando un numero ancora inferiore di sottobande, in particolare 5, con una riduzione di un fattore 340 del costo computazionale per il calcolo dei coefficienti di nulling.

Ns		1	2	3	4	5	8	16	32	64	128	246	1706
SINR (dB)	HTJS	-22.33	-16.33	-	-10.32	-	-4.36	1.44	7.05	11.3	13.96	14.76	15.28
	LTJS	7.20	11.54	13.20	13.99	14.36	14.89	15.14	-	-	-	-	15.28

Tabella II-16 Approccio sub-ottimo in range per la tecnica WB-frequency: SINR vs. N_s

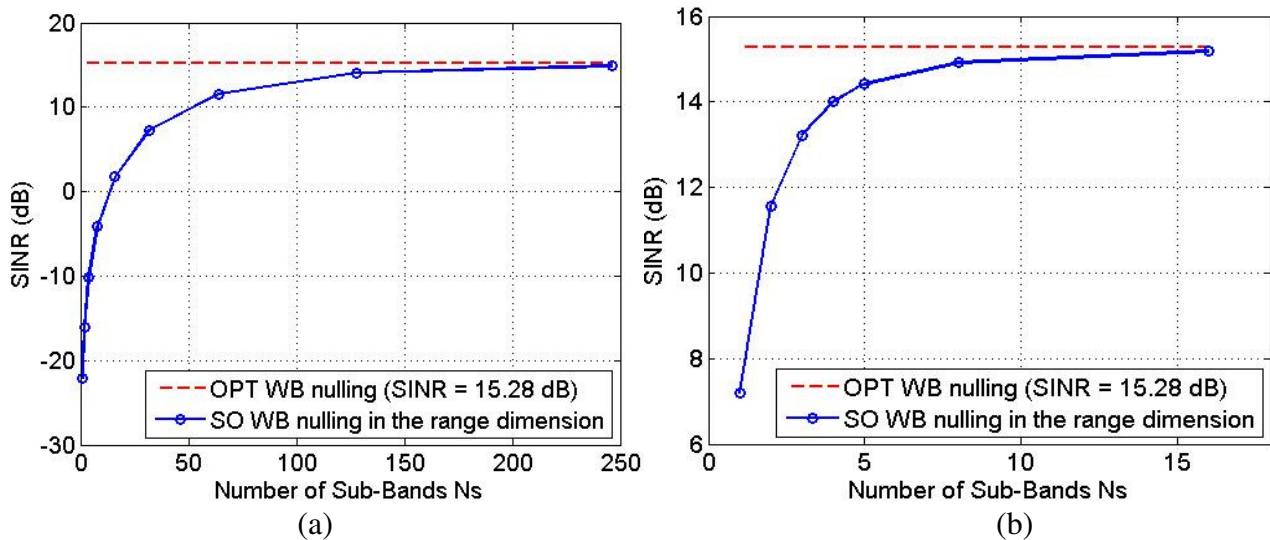


Fig. II-78 Approccio sub-ottimo in range per la tecnica WB-frequency: SINR vs. N_s per il caso HTJS (a) e LTJS (b)

II.8.4.1.1 Impatto sulla risposta impulsiva del SAR nella dimensione di range

La tecnica di nulling proposta realizza un'operazione di filtraggio nel dominio di tempo veloce del segnale ricevuto; questo potrebbe comportare una deformazione della risposta impulsiva in range. Nel caso di uno scenario HTJS, che è il più difficile a cui far fronte, le Fig. II-79 (a) e (b) mostrano come non ci siano deformazioni, anche quando una funzione di pesatura in ampiezza che abbate molto i lobi laterali, come ad esempio quella di Hamming, venga applicata in range sul segnale utile. Si può notare come gli echi appaiati, che nascono dal filtraggio nel tempo veloce dovuto al nulling, determinino un piccolo incremento dei primi lobi laterali, il che non rappresenta una effettiva degradazione quando il disturbo è presente, dato che il suo livello è all'incirca 40 dB al di sotto del picco del target. Inoltre è possibile vedere come utilizzare l'approccio subottimo per il calcolo dei coefficienti di nulling invece che quello ottimo non comporti deformazioni ulteriori sulla risposta impulsiva. Come è evidente dalla Fig. II-79 (b) le risposte impulsive del SAR nella dimensione di range relativa all'approccio subottimo per $N_s=2$ e $N_s=4$ sono leggermente differenti dalle altre e che, all'aumentare del numero di sottobande considerato, gli effetti del filtraggio in tempo veloce tendono a conformarsi con quelli dell'approccio ottimo WB-frequency nulling. La Fig. II-80 mostra questo effetto attraverso la differenza in ampiezza tra le risposte impulsive in range per diversi valori di N_s e quella ottenuta con la tecnica ottima; questa differenza è dell'ordine dei centesimi di dB per il caso $N_s=8$ e diminuisce all'aumentare del numero di sotto-bande.

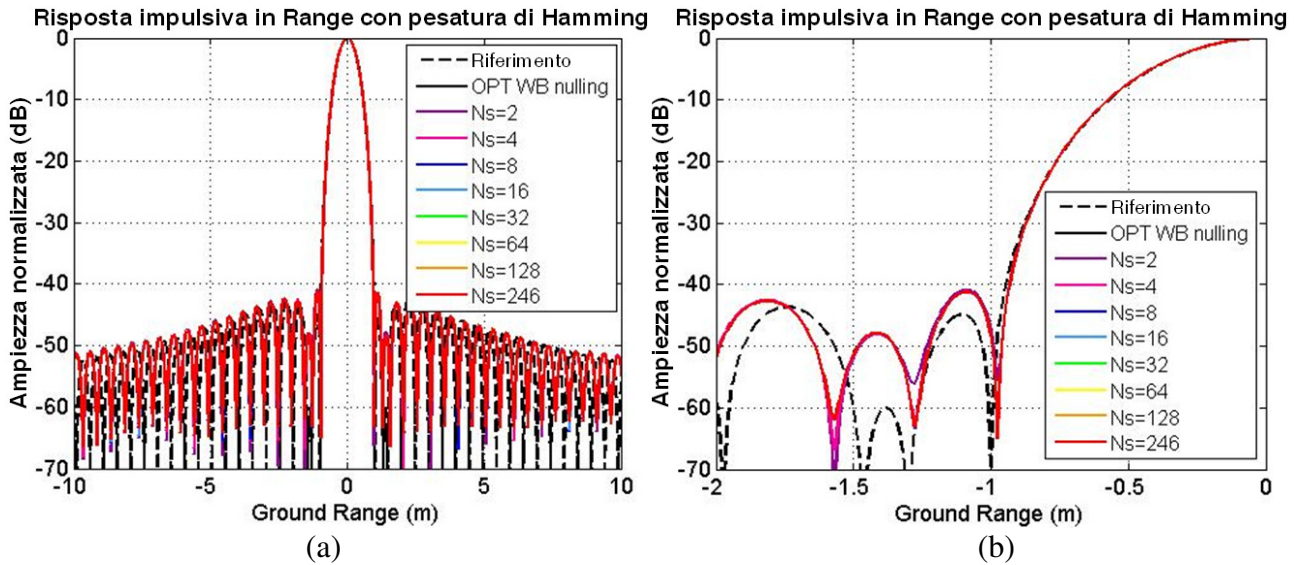


Fig. II-79 (a) Risposta impulsive con pesatura di Hamming (HTJS) and (b) suo ingrandimento

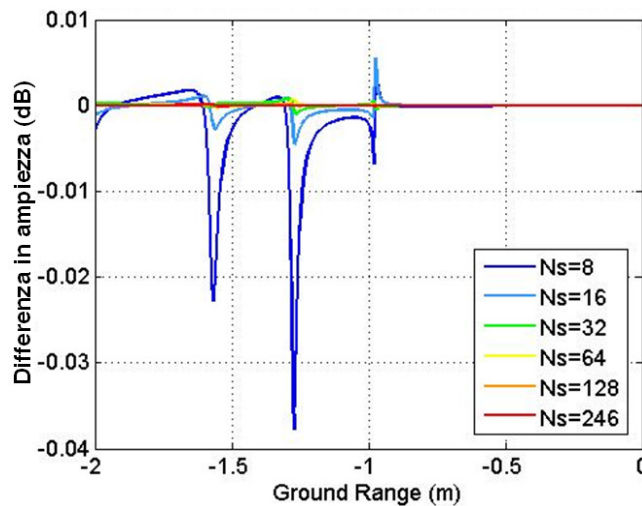


Fig. II-80 Differenza in ampiezza (dB) dalla risposta impulsive in range ottenuta con la tecnica ottima WB-frequency nulling

II.8.4.2 Implementazione subottima nella dimensione di azimuth

Nella tecnica WB-frequency nulling i coefficienti del vettore di peso variano nel tempo lento; per ogni campione nel tempo lento durante la finestra di acquisizione, il vettore di pesi applicati per cancellare l'interferenza cambia, cambiando la direzione di arrivo dell'interferenza rispetto all'antenna del SAR. Questo implica che, a livello teorico, i coefficienti di nulling vengano aggiornati per ogni impulso nel tempo lento. L'approccio subottimo nella dimensione azimuthale mira a ridurre il numero di aggiornamenti del vettore dei pesi. In questo caso il numero totale di impulsi nel tempo lento N_{PRT} è diviso in N_u blocchi ($N_u \leq N_{PRT}$) e il processo di aggiornamento viene realizzato N_u volte invece che N_{PRT} . Ovviamente nel caso del WB-frequency nulling ottimo si avrà $N_u = N_{PRT}$.

Nel caso HTJS è stata considerata la possibilità di calcolare i coefficienti di nulling in corrispondenza del primo impulso nel blocco o nel centrale; tali coefficienti vengono poi utilizzati per tutti gli impulsi all'interno del blocco. Come risulta evidente dalla Fig. II-81 (a) e dalla Tabella II-17, aggiornare il set dei coefficienti al primo impulso nel tempo lento per ciascun blocco dà risultati peggiori rispetto a realizzare l'aggiornamento relativamente all'impulso centrale. Inoltre si può vedere come il numero di aggiornamenti che garantisce che prestazioni ragionevoli è leggermente inferiore a N_{PRT} ; come detto precedentemente la direzione di arrivo dell'interferente varia durante l'acquisizione e l'uso dello stesso set di coefficienti per annullare il pattern in direzioni adiacenti sembra non essere efficace. Questo comportamento sembra suggerire che la procedura di nulling è più sensibile alle variazioni dei coefficienti nel tempo lento che a quelle nel tempo veloce, portando quindi ad una degradazione delle prestazioni quando l'approccio subottimo è applicato nella dimensione azimuthale rispetto a quando è applicato nel dominio di range. Si deve inoltre dire che questo è strettamente legato alle caratteristiche dell'interferenza a banda larga, specialmente in termini di EIRP; ragionevolmente un valore inferiore di EIRP potrebbe consentire di ridurre la degradazione delle prestazioni quando l'approccio subottimo è applicato in azimuth. Questo è confermato dallo studio del caso LTJS; dalla Fig. II-81 (b) e dalla Tabella II-18 si nota come 173 aggiornamenti su 8816, che corrisponde ad una dimensione del blocco di 51 impulsi nel tempo lento, garantiscano prestazioni ragionevoli con perdite inferiori a 1 dB rispetto all'approccio ottimo.

Nu		383	464	588	801	1260	1763	2939	8816
(Dimensione del blocco)		(23)	(19)	(15)	(11)	(7)	(5)	(3)	(1)
SINR (dB)	Primo impulso	-5.59	-3.91	-1.78	0.98	5.02	7.93	11.79	15.28
	Impulso centrale	0.03	1.61	3.58	6.03	9.31	11.33	13.54	15.28

Tabella II-17 Approccio subottimo nella dimensione di azimuth: SINR vs. Nu (la dimensione del blocco) nel caso HTJS

Nu		3	9	15	45	93	173	285	464	8823
(Dimensione del blocco)		(2939)	(979)	(587)	(195)	(95)	(51)	(31)	(19)	(1)
SINR (dB)	Impulso centrale	-9.51	-2-27	1.90	10.06	13.36	14.64	15.03	15.18	15.28

Tabella II-18 Approccio subottimo nella dimensione di azimuth: SINR vs. Nu (la dimensione del blocco) nel caso LTJS

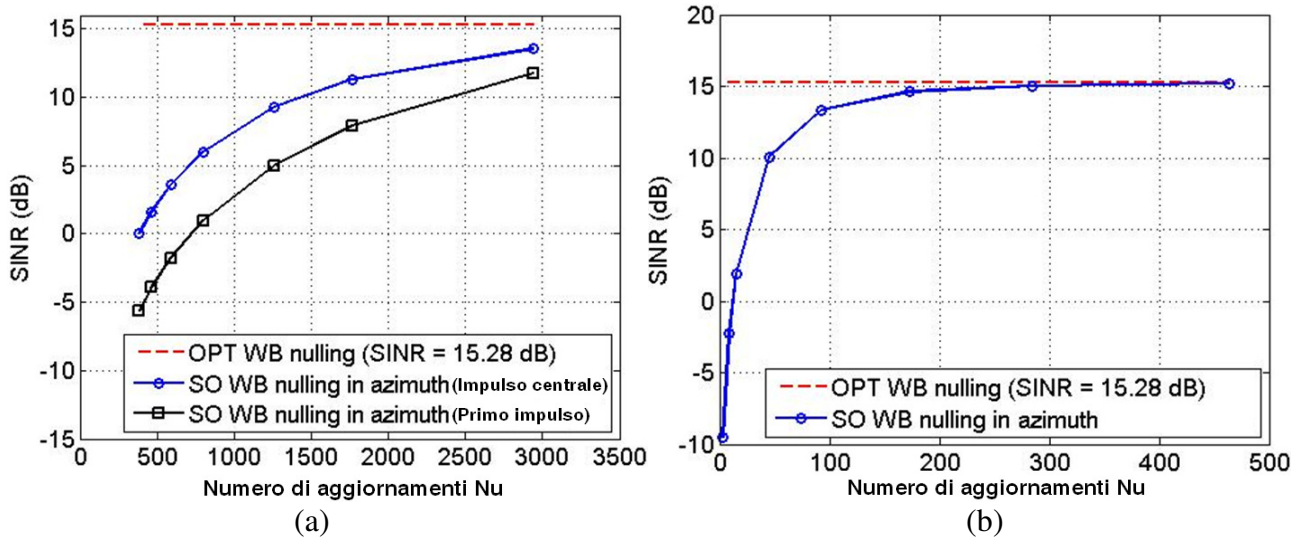


Fig. II-81 Approccio subottimo nella dimensione di azimuth: SINR vs. Nu per il caso HTJS (a) e il caso LTJS (b)

II.8.4.3 Implementazione subottima sia nella dimensione di range sia di azimuth

Per ridurre ulteriormente il costo computazionale è possibile operare in maniera subottima diminuendo il numero di aggiornamenti di un numero di coefficienti di nulling inferiore a quello ottimale, realizzando un approccio subottimo sia nella dimensione di azimuth che di range.

Per i casi HTJS e LTJS si può osservare lo stesso comportamento; quando si riduce il numero dei coefficienti di nulling che devono essere calcolati e il numero di aggiornamenti che devono essere realizzati, le prestazioni ottenibili in termini di SINR hanno un limite superiore dato dal valore inferiore tra i SINR ottenuti con l'approccio subottimo solo in azimuth e solo in range. I risultati sono mostrati nella Tabella II-19 e nella Tabella II-20.

Come esempio, per il caso HTJS con $N_s=128$ e $N_u=8816$ (implementazione subottima nel solo dominio di range) si ha un SINR di 13.96 dB, mentre per $N_s=1706$ e $N_u=1260$ (implementazione subottima nel solo dominio di azimuth) si ha un SINR di 9.31 dB; l'approccio subottimo bidimensionale con $N_s=128$ e $N_u=1260$ comporta un SINR di 9.01 dB, che è limitato dalle prestazioni dell'approccio subottimo in azimuth. Al contrario nel caso di $N_s=32$ e $N_u=2939$, il valore di SINR 6.74 dB è limitato dalle prestazioni dell'approccio subottimo nella dimensione di range (SINR=7.05), che sono peggiori delle prestazioni dell'approccio subottimo nella dimensione di azimuth (SINR=13.54 dB).

		Nu (Impulso centrale)		
		801 (block size = 11) (SINR = 6.03 dB)	1260 (block size = 7) (SINR = 9.31 dB)	2939 (block size = 3) (SINR = 13.54 dB)
Ns	32 (SINR=7.05 dB)	3.89	5.6	6.74
	64 (SINR=11.3 dB)	5.46	7.97	10.57
	128 (SINR=13.96 dB)	6.00	9.01	12.7

Tabella II-19 Approccio subottimo sia in range che in azimuth: SINR (dB) vs. Nu e Ns per il caso HTJS

		Nu (Impulso centrale)		
		464 (block size = 19) (SINR = 15.18 dB)	93 (block size = 95) (SINR = 13.36 dB)	45 (block size = 195) (SINR = 10.06 dB)
Ns	2 (SINR=11.54dB)	11.51	10.67	8.68
	3 (SINR=13.20 dB)	13.15	11.95	9.41
	8 (SINR=14.89 dB)	14.81	13.16	10.05

Tabella II-20 Approccio subottimo sia in range che in azimuth: SINR (dB) vs. Nu e Ns per il caso LTJS

II.9 Confronto tra il costo computazionale dell'algoritmo integrato e del processing tradizionale di cancellazione e focalizzazione in sequenza

Nelle sezioni precedenti è stata provata l'efficacia dell'algoritmo integrato di realizzare la cancellazione a banda larga e la focalizzazione dell'immagine; in questa sezione si vuole valutare il carico computazionale di questa tecnica rispetto all'elaborazione più tradizionale, che prevede che la cancellazione a banda larga con il WB-SLC e la focalizzazione vengano realizzate in modo sequenziale. Nella Tabella II-21, per entrambi i casi, la descrizione schematica degli step dell'elaborazione è riportata; il costo computazionale verrà dettagliatamente calcolato nel seguito. Nel seguito con L si indicherà il numero di campioni in tempo veloce in tutta la finestra di acquisizione, mentre con K si indicherà la lunghezza dei filtri da utilizzare nella cancellazione WB-SLC.

	RMA e WB-frequency nulling integrati		WB-SLC e RMA in sequenza	
Calcolo dei coefficienti di nulling	1	Stima della matrice spettrale di dimensione $C \times C$ per L componenti spettrali per N_{PRT} impulsi in tempo lento	1	Stima della matrice di covarianza di dimensione $[1+(C-1)K] \times [1+(C-1)K]$ per L campioni in tempo veloce e per N_{PRT} impulsi in tempo lento
	2	Inversione della matrice e calcolo dei coefficienti	2	Inversione della matrice e calcolo dei coefficienti
WB nulling	1	Range FFT su L campioni in tempo veloce per N_{PRT} impulsi in tempo lento per C canali ricevuti	1	Filtraggio spazio-temporale per L campioni di segnale per N_{PRT} impulsi nel tempo lento: filtri di lunghezza K per $C-1$ canali ricevuti.
	2	Filtraggio spaziale per L campioni di segnale per N_{PRT} impulsi nel tempo lento		
RMA	1	Azimuth FFT su N_{PRT} impulsi nel tempo lento per L campioni	1	Azimuth FFT su N_{PRT} impulsi nel tempo lento per L campioni
	2	Filtro passa-banda (da N_{PRT} a N_p impulsi nel tempo lento)	2	Filtro passa-banda (da N_{PRT} a N_p impulsi nel tempo lento)
	3	Filtro adattato 2D	3	Filtro adattato 2D
	4	Interpolazione di Stolt (da L a NY campioni in tempo veloce)	4	Interpolazione di Stolt (da M a NY campioni in tempo veloce)
	5	Range IFFT su NY componenti spettrali per N_p impulsi in azimuth	5	Range IFFT su NY componenti spettrali per N_p impulsi in azimuth
	6	Azimuth IFFT con zero-padding su N_{PRT} componenti spettrali in azimuth per NY campioni in tempo veloce	6	Azimuth IFFT con zero-padding su N_{PRT} componenti spettrali in azimuth per NY campioni in tempo veloce

Tabella II-21 Algoritmo integrato e tradizionale per in nulling a banda larga e la focalizzazione.

II.9.1 Costo computazionale delle tecniche di nulling a banda larga

Di seguito il numero di operazioni richieste per realizzare alcuni step dei precedenti algoritmi è calcolato.

- ❑ **FFT/IFFT**: ci sono molti algoritmi che consentono di calcolare la trasformata di Fourier nel dominio discreto riducendo il carico computazionale. Per fornire un valore approssimativo del numero di operazioni richieste si consideri il caso di L campioni, in cui L sia una potenza di 2. Applicando la strategia di decimazione in tempo per calcolare la FFT c'è bisogno di calcolare $\frac{L}{2} \cdot \log_2(L)$ operazioni "butterfly" [II-21]; dato che esse richiedono un unico prodotto tra numeri complessi, il numero totale di prodotti complessi è

$$N_{FFT-P} = \frac{L}{2} \cdot \log_2(L)$$

Eq. II-171

□ **Filtraggio:** per tutte le tecniche proposte, un set di dati multicanale deve essere filtro per ottenere un set di dati singolo canale.

- **WB-frequency nulling;** in questo caso un numero L di prodotti tra numeri complessi deve essere realizzato per ciascun canale. Per tutti i L campioni in tempo veloce il numero di prodotti complessi è

$$N_{F-P} = C \cdot L \quad \text{Eq. II-172}$$

- **WB-SLC;** in questo caso un numero K (K è la lunghezza del filtro) di prodotti tra numeri complessi deve essere realizzato per ciascun canale ausiliario e solo uno per il canale principale. Per tutti gli L campioni nel tempo veloce, il numero di prodotti complessi è

$$N_{F-P} = L \cdot [1 + (C-1) \cdot K] \quad \text{Eq. II-173}$$

La rappresentazione schematica del numero totale di prodotti complessi per PRT richiesti al fine di realizzare il nulling è mostrata nella Tabella II-22.

	RMA e WB-frequency nulling integrati		WB-SLC e RMA in sequenza	
WB nulling	1	Range FFT su L campioni in tempo veloce per C canali riceventi ogni PRT. $N_{FFT-P} = C \cdot \frac{L}{2} \cdot \log_2(L)$	1	Filtraggio spazio-temporale per L campioni di segnale ogni PRT: filtri di lunghezza K per $C-1$ canali riceventi. $N_{F-P} = L \cdot [1 + (C-1) \cdot K]$
	2	Filtraggio spaziale per L componenti spettrali ogni PRT. $N_{F-P} = C \cdot L$	2	Range FFT su L campioni in tempo veloce per ogni PRT. $N_{FFT-P} = \frac{L}{2} \cdot \log_2(L)$
	Numero totale di moltiplicazioni complesse per ogni PRT $N_{FWBnull} = C \cdot \left(\frac{L}{2} \cdot \log_2(L) + L \right)$		Numero totale di moltiplicazioni complesse per ogni PRT $N_{TWBnull} = \frac{L}{2} \cdot \log_2(L) + [1 + (C-1) \cdot K] \cdot L$	

Tabella II-22 Costo computazionale della tecnica di nulling nel dominio della frequenza ($N_{FWBnull}$) e del tempo ($N_{TWBnull}$)

È possibile verificare quando la tecnica WB-frequency nulling diventi meno pesante dal punto di vista computazionale della tecnica WB-SLC, valutando la differenza tra $N_{FWBnull}$ e $N_{TWBnull}$ e trovando la relazione tra i valori di K e L , che consentano che la differenza sia minore di zero.

$$\Delta_{WBnull} = C \cdot \frac{L}{2} \cdot \log_2(L) + C \cdot L - \frac{L}{2} \cdot \log_2(L) - [1 + (C-1) \cdot K] \cdot L = (C-1) \cdot L \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot \log_2(L) - (K-1) \right] \quad \text{Eq. II-174}$$

$$\Delta_{WBnull} < 0 \Rightarrow K > \frac{1}{2} \cdot \log_2(L) + 1 \quad \text{Eq. II-175}$$

Dato che nello studio si è investigato il caso di un Numero di campioni in tempo veloce nella scena di cui fare l'immagine pari a $1706 < 2^{11}$, è possibile trovare per il valore di K la relazione

$$K > \left\lceil \frac{1}{2} \cdot 11 + 1 \right\rceil = 7.$$

Si può verificare che, quando l'EIRP del jammer e la banda del sistema aumentano, anche la lunghezza dei filtri su ciascun canale ausiliario aumenta, e K raggiunge valori superiori a 7. La Fig. II-85 mostra il costo computazionale del WB-SLC per diversi valori di K e C, confrontato con il valore del costo computazionale della tecnica WB-frequency nulling per gli stessi valori di C: come è evidente quando $K > 7$ la tecnica nel dominio della frequenza diventa meno onerosa, indipendentemente dal numero di canali riceventi.

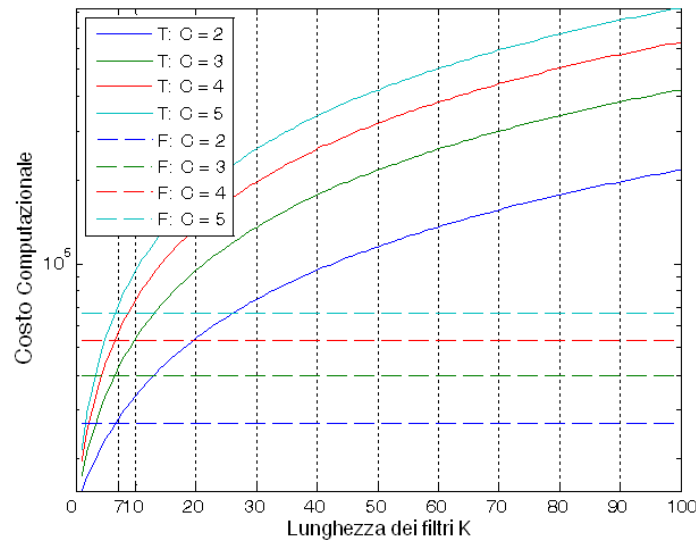


Fig. II-82 Costo computazionale del WB-SLC confrontato con quello del WB-frequency nulling per gli stessi valori di C.

II.9.2 Costo del calcolo dei coefficienti di nulling

Al fine di cancellare un'interferenza a banda larga, un vettore di pesi deve essere calcolato: le espressioni per il WB-SLC e per il WB-frequency nulling sono rispettivamente

$$\mathbf{w}_{WB-FREQ} = \mathbf{Q}_{dk}^{-1} \mathbf{e}_1 \quad \text{con } k=1, \dots, L \quad \text{Eq. II-176}$$

$$\mathbf{w}_{WB-SLC} = \mathbf{Q}_d^{-1} \mathbf{e}_1 \quad \text{Eq. II-177}$$

\mathbf{Q}_d nell'Eq. II-177 è la matrice di covarianza del segnale di disturbo di dimensioni $[1+(C-1) \cdot K] \times [1+(C-1) \cdot K]$, mentre \mathbf{Q}_{dk} nell'Eq. II-176 è la matrice spettrale della k-esima componente spettrale del segnale di disturbo di dimensioni $C \times C$ e $\mathbf{e}_1 = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$

Dalle equazioni precedenti è possibile identificare 2 step per il calcolo dei coefficienti di nulling:

- Stima della matrice di covarianza (o matrice spettrale) da un insieme di dati secondari;
- Inversione della matrice e calcolo dei coefficienti.

Nel seguito i costi di queste operazioni vengono calcolati sia per il WB-frequency nulling sia per il WB-SLC.

II.9.2.1 Stima della matrice

□ **WB-frequency nulling:** per ciascuna componente spettrale la seguente operazione deve essere realizzata.

$$\hat{\mathbf{Q}}_{dk} = \frac{1}{N_{SDF}} \sum_{i=1}^{N_{SDF}} \mathbf{x}_{ki} \mathbf{x}_{ki}^H \quad \text{Eq. II-178}$$

\mathbf{x}_{ki} è l'i-esimo vettore dei dati secondari di dimensione $C \times 1$; l'insieme di dati secondari richiesto per realizzare la stima ha dimensioni N_{SDF} ed è noto che la relazione $N_{SDF} \geq 2 \cdot C$ deve essere verificata per ottenere perdite inferiori a 3 dB [II-18]. In questo caso la k-esima matrice spettrale ha la seguente struttura:

$$\mathbf{Q}_{dk} = \begin{bmatrix} q_{Mk} & \mathbf{q}_{MAk} \\ \mathbf{q}_{MAk}^H & \mathbf{Q}_{Ak} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-179}$$

in cui q_{Mk} è uno scalare, \mathbf{q}_{MAk} è un vettore di dimensioni $(C-1) \times 1$ e \mathbf{Q}_{Ak} è la matrice spettrale per i canali ausiliari di dimensioni $(C-1) \times (C-1)$. Dato che la k-esima matrice spettrale è hermitiana, il numero di prodotti complessi richiesto è

$$N_{FMAT} = L \cdot N_{SDF} \cdot \frac{C \cdot (C+1)}{2} \quad \text{Eq. II-180}$$

□ **WB-SLC**: la stima della matrice di covarianza è realizzata come segue.

$$\hat{\mathbf{Q}}_d = \frac{1}{N_{SDF}} \sum_{i=1}^{N_{SDF}} \mathbf{x}_i \mathbf{x}_i^H \quad \text{Eq. II-181}$$

\mathbf{x}_i è l'i-esimo vettore dei dati secondari di dimensione $[1+(C-1) \cdot K] \times 1$; l'insieme di dati secondari richiesto per realizzare la stima ha dimensioni N_{SDF} ed è noto che la relazione $N_{SDF} \geq 2 \cdot C$ deve essere verificata per ottenere perdite inferiori a 3 dB [II-18].

Nel caso del WB-SLC la matrice di covarianza del disturbo ha la seguente struttura:

$$\mathbf{Q}_d = \begin{bmatrix} q_M & \mathbf{q}_{MA} \\ \mathbf{q}_{MA}^H & \mathbf{Q}_A \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-182}$$

in cui q_M è uno scalare, \mathbf{q}_{MA} è un vettore di dimensioni $(C-1) \cdot K \times 1$ e \mathbf{Q}_A è la matrice di covarianza per i canali ausiliari di dimensioni $(C-1) \cdot K \times (C-1) \cdot K$. In particolare \mathbf{Q}_A è una matrice di Toeplitz hermitiano a blocchi; da queste considerazioni segue che solo la prima riga di \mathbf{Q}_d e la prima riga di blocchi di \mathbf{Q}_A devono essere stimate (il primo di questi blocchi è il blocco sulla diagonale principale, che a sua volta è hermitiano). Se \mathbf{x}_i ha la seguente struttura

$$\mathbf{x}_i = [x_{iM} \mid x_{iA11} \cdots x_{iA1(C-1)} \mid \cdots \mid x_{iA(C-1)1} \cdots x_{iAK(C-1)}]^T = [x_{iM} \mid \mathbf{x}_{iA1}^T \mid \cdots \mid \mathbf{x}_{iAK}^T]^T \quad \text{Eq. II-183}$$

le operazioni richieste sono:

- Stima della prima riga di \mathbf{Q}_d : per realizzare $x_{iM} \mathbf{x}_i^H$, $[1+(C-1) \cdot K]$ prodotti complessi devono essere calcolati.
- Stima del blocco della diagonale principale di \mathbf{Q}_A : per realizzare $\mathbf{x}_{iA1} \mathbf{x}_{iA1}^T$ $\frac{C \cdot (C-1)}{2}$ prodotti complessi devono essere calcolati.
- Stima degli altri $(K-1)$ blocchi di \mathbf{Q}_A : per realizzare $\mathbf{x}_{iA1} \mathbf{x}_{iAk}^T$ per $k=2, \dots, K$ un numero totale di $(K-1) \cdot (C-1)^2$ moltiplicazioni complesse devono essere realizzate.

Il numero totale di moltiplicazioni complesse richieste per la stima della matrice di covarianza è

$$N_{TMAT} = N_{SDF} \cdot \left[(K-1) \cdot (C-1)^2 + \left(\frac{C}{2} + K \right) \cdot (C-1) + 1 \right] \quad \text{Eq. II-184}$$

Per confrontare N_{FMAT} e N_{TMAT} , si considerino il valore di L come nel caso di studio ($L=1706$) e il numero di canali riceventi variabili da 2 a 5, con K variabile tra 1 e 100; la dimensione dei dati secondari è fissata alla minima possibile sia per il WB-frequency nulling che per il WB-SLC. Come si può vedere dalla Fig. II-83, se C aumenta, il valore di K che consente che N_{FMAT} sia inferiore a N_{TMAT} diminuisce, ma è comunque un valore alto. Se filtri reali di lunghezza limitata vengono utilizzati per il WB-SLC, il costo computazionale della stima della matrice per la tecnica nel dominio temporale è inferiore di quello della tecnica nel dominio della frequenza.

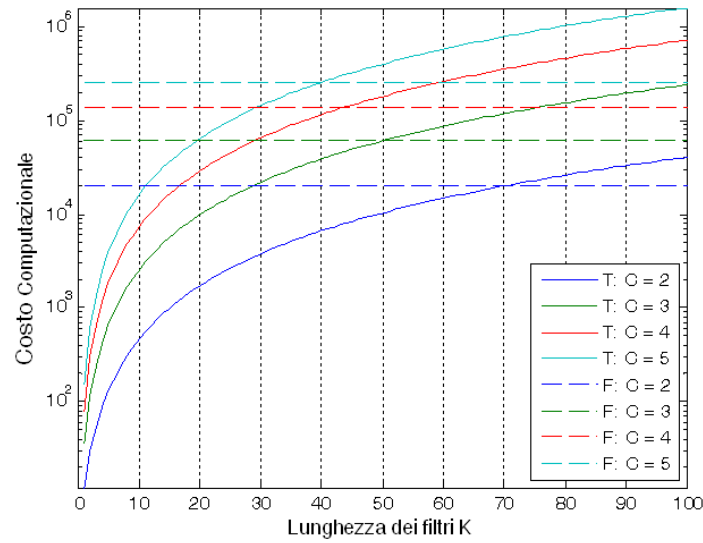


Fig. II-83 Costo computazionale della stima della matrice nel WB-SLC per diversi valori di K e C confrontato con il costo computazionale della stessa operazione nel WB-frequency nulling per gli stessi valori di C .

II.9.2.2 Inversione della matrice e stima dei coefficienti

□ **WB-frequency nulling:** per ciascuna componente spettrale l'inversa della k -esima matrice spettrale $\hat{\mathbf{Q}}_{dk}$ di dimensione $C \times C$ deve essere calcolata e il vettore dei pesi è la prima colonna della matrice. L'inversa della matrice nell'Eq. II-179 può essere scritta come

$$\mathbf{Q}_{dk}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{Q}_{Ak}^{-1} \mathbf{q}_{MAk}^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\mathbf{q}_{MAk} \mathbf{Q}_{Ak}^{-1} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Q}_{Ak} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-185}$$

e il vettore dei pesi è

$$\mathbf{w}_k = \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{Q}_{Ak}^{-1} \mathbf{q}_{MAk}^H \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-186}$$

L'inversa della matrice \mathbf{Q}_{Ak} di dimensioni $(C-1) \times (C-1)$ e il prodotto tra questa inversa e il vettore \mathbf{q}_{MAk}^H di dimensione $(C-1) \times 1$ devono essere calcolati. Quindi il numero totale di prodotti tra numeri complessi è

$$N_{FW} = L \cdot (C-1)^2 \cdot [(C-1)+1] \quad \text{Eq. II-187}$$

□ **WB-SLC**: il vettore dei pesi è la prima colonna dell'inversa della matrice di covarianza del segnale di disturbo. L'inversa della matrice nell'Eq. II-182 può essere scritta come

$$\mathbf{Q}_d^{-1} = \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{Q}_A^{-1} \mathbf{q}_{MA}^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\mathbf{q}_{MA} \mathbf{Q}_A^{-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Q}_A \end{bmatrix} \quad \text{(II-188)}$$

e il vettore dei pesi è

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{Q}_A^{-1} \mathbf{q}_{MA}^H \end{bmatrix} \quad \text{(II-189)}$$

In questo caso l'inversa della matrice \mathbf{Q}_A di dimensioni $(C-1) \cdot K \times (C-1) \cdot K$ e il prodotto tra questa inverse e il vettore \mathbf{q}_{MA}^H di dimensione $(C-1) \cdot K \times 1$ devono essere calcolati. Il numero totale di prodotti tra numeri complessi richiesto è

$$N_{TW} = [(C-1) \cdot K]^2 \cdot [(C-1) \cdot K + 1] \quad \text{(II-190)}$$

Come si può vedere dalla Fig. II-84, se C aumenta il valore di K che consente che N_{FW} sia inferiore a N_{TW} diminuisce; tali lunghezze dei filtri per il WB-SLC sono comparabili con i valori richiesti in caso di alte bande frazionali e alti valori di EIRP del jammer, e in questo caso l'uso del WB-frequency nulling diventa ragionevole.

La rappresentazione schematica del numero totale di operazioni complesse per PRT richieste per il calcolo dei coefficienti di nulling è mostrata nella Tabella II-23.

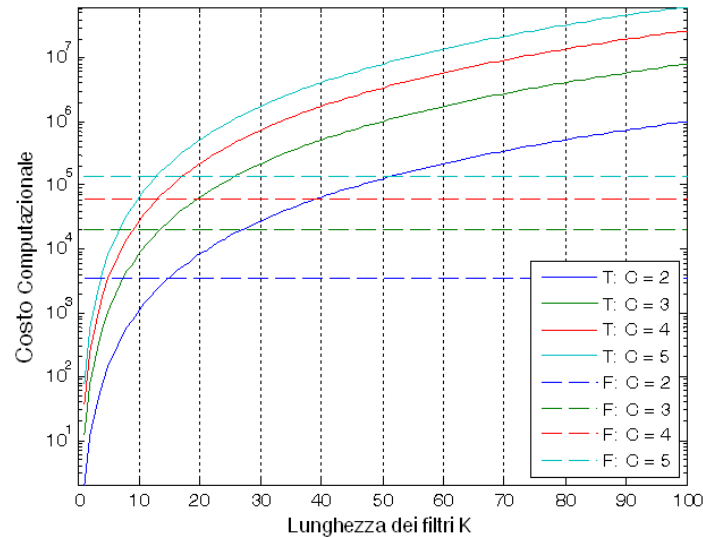


Fig. II-84 Costo computazionale per l'inversione della matrice e dei coefficienti di nulling del WB-SLC per diversi valori di K e C confrontato con il costo computazionale della stessa operazione nel WB-frequency nulling per gli stessi valori di C

		RMA e WB-frequency nulling integrati	WB-SLC e RMA in sequenza
Calcolo dei coefficienti di nulling	1	Stima della matrice spettrale di dimensione C x C per L componenti spettrali per N _{PRT} impulsi in tempo lento $N_{FMAT} = L \cdot N_{SDF} \cdot \frac{C \cdot (C+1)}{2}$	Stima della matrice di covarianza di dimensioni [1+(C-1)K]x[1+(C-1)K] per L campioni in tempo veloce per N _{PRT} impulsi in tempo lento $N_{TMAT} = N_{SDT} \cdot \left[(K-1) \cdot (C-1)^2 + \left(\frac{C}{2} + K \right) \cdot (C-1) + 1 \right]$
	2	Inversione della matrice e calcolo dei coefficienti $N_{FW} = L \cdot (C-1)^2 \cdot C$	Inversione della matrice e calcolo dei coefficienti $N_{TW} = [(C-1) \cdot K]^2 \cdot [(C-1) \cdot K + 1]$

Tabella II-23 Costo computazionale del calcolo dei coefficienti di nulling per le tecniche di nulling a banda larga nel dominio della frequenza e del tempo.

II.9.3 Costo computazionale del Range Migration Algorithm

Di seguito il numero di moltiplicazioni tra numeri complessi, richieste per le varie operazioni che compongono la tecnica di focalizzazione RMA, è derivato, tranne che per le FFT o le IFFT, il cui costo computazionale è stato descritto precedentemente.

- ❑ **Filtraggio passa banda:** tale filtraggio produce una riduzione del numero di campioni che devono essere processati nel dominio azimuthale. In particolare il numero di campioni in

tempo lento diventa N_p invece che N_{PRT} , con un fattore di sottocampionamento pari $DSR_{ST} = N_p/N$.

- ❑ **Filtro adattato 2D:** questa operazione può essere realizzata come una moltiplicazione elemento per elemento di due matrici, tipicamente di dimensioni $L \times N_p$, con un costo in termini di moltiplicazioni tra numeri complessi pari a

$$N_{2DMF} = L \cdot N_p \quad \text{Eq. II-191}$$

- ❑ **Interpolazione di Stolt.** L'implementazione di questa operazione richiede N_{PRT} iterazioni del ciclo di interpolazione, per il quale N_Y iterazioni sono realizzate. N_Y rappresenta il numero di campioni del nuovo asse di range sul quale l'asse originale viene mappato dall'interpolazione di Stolt. Definendo DSR_{FT} come il fattore di sottocampionamento nel tempo veloce, il numero N_Y può essere calcolato come $N_Y = DSR_{FT} \cdot L$. Se il filtro di interpolazione usato ha I prese, il costo computazionale di questo step in termini di moltiplicazioni tra numeri complessi vale

$$N_{STOLT} = N_{PRT} \cdot L \cdot DSR_{FT} \cdot 4I \quad \text{Eq. II-192}$$

La rappresentazione schematica del Numero totale di prodotti complessi richiesto dalla tecnica RMA è mostrata nella Tabella II-24.

RMA	1	Azimuth FFT su N_{PRT} campioni in tempo lento per L campioni in tempo veloce $N_{FFT-AZ} = L \cdot \frac{N_{PRT}}{2} \cdot \log_2(N_{PRT})$
	2	Filtro passa banda (da N_{PRT} a N_p campioni in tempo lento)
	3	Filtro adattato 2D: $N_{2DMF} = L \cdot N_p$
	4	Interpolazione di Stolt (da L a N_Y campioni in tempo veloce): $N_{STOLT} = N_{PRT} \cdot L \cdot DSR_{FT} \cdot 4I$
	5	Range IFFT su N_Y componenti spettrali in range per N_p componenti spettrali in azimuth: $N_{IFFT-RG} = N_{PRT} \cdot DSR_{ST} \cdot \frac{L \cdot DSR_{FT}}{2} \log_2(L \cdot DSR_{FT})$
	6	Azimuth IFFT con zero-padding su N_{PRT} componenti spettrali in azimuth per N_Y campioni in tempo veloce: $N_{IFFT-AZ} = L \cdot DSR_{FT} \cdot \frac{N_{PRT}}{2} \log_2(N_{PRT})$
	Numero totale di moltiplicazioni tra numeri complessi	
$N_{RMA} = N_{PRT} \cdot L \cdot \left[\frac{1}{2} \log_2 \left(N_{PRT}^{DSR_{FT}+1} \cdot (L \cdot DSR_{FT})^{DSR_{FT} \cdot DSR_{ST}} \right) + DSR_{ST} + DSR_{FT} \cdot 4 \cdot I \right]$		

Tabella II-24 Numero totale di moltiplicazioni tra numeri complessi per la tecnica di Focalizzazione RMA

La Fig. II-85 mostra il confronto tra il costo della tecnica di Focalizzazione RMA e il costo complessivo delle tecniche di nulling nel dominio della frequenza e del tempo, N_F e N_T rispettivamente.

$$N_F = [N_{FWBnull} + N_{FMAT} + N_{FW}] \cdot N_{PRT} \quad \text{Eq. II-193}$$

$$N_T = [N_{TWBnull} + N_{TMAT} + N_{TW}] \cdot N_{PRT} \quad \text{Eq. II-194}$$

Come si può notare, nel caso di studio considerato il carico computazionale dell'algoritmo di Focalizzazione è inferiore a quello delle altre operazioni. Inoltre possiamo vedere che è possibile identificare un valore di K , consistente con la lunghezza dei filtri in tempo veloce necessari al WB-SLC al crescere della banda e dell'EIRP dell'interferenza, che consentano che il costo computazionale totale del WB-frequency nulling sia comparabile con il costo totale del WB-SLC.

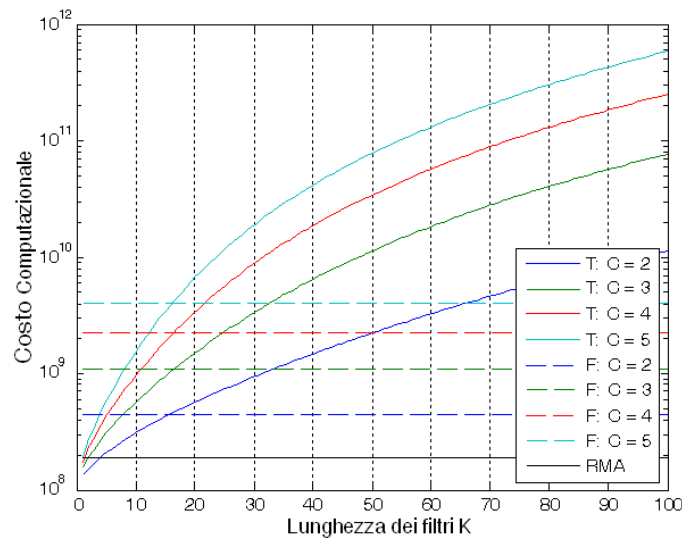


Fig. II-85 Confronto tra il costo della tecnica di Focalizzazione RMA e il costo complessivo delle tecniche WB-frequency nulling e WB-SLC

II.10 Conclusioni

I SAR sono sensori attivi in grado di produrre, attraverso tecniche di scansione, “mappe” di parametri radiativi ad alta risoluzione, grazie all’utilizzo di bande elevate; a tal fine sfruttano il backscattering dalla superficie, che subisce un’attenuazione a due vie, nel caso di applicazioni satellitari di grande entità.

E' di estrema importanza che sistemi di questo tipo siano in grado di proteggersi dalle interferenze elettromagnetiche (intenzionali, dovute al Jamming, oppure dovute alle spurie di altri sistemi a radiofrequenza, ovvero Radio Frequency Interference - RFI), che subiscono attenuazioni ad una via e possono essere caratterizzate da potenze molto più elevate di quelle del segnale utile anche se ricevute dai lobi laterali del pattern di antenna. In particolare per i radar di immagine le interferenze a banda larga di tipo noise-like sono particolarmente dannose; il loro effetto è quello di mascherare la scena di cui realizzare l'immagine con un alto e uniforme livello di rumore.

Un SAR multicanale (M-SAR), che realizzi operazioni di antenna nulling, può essere in grado di cancellare gli effetti dell'interferenza sui dati SAR, garantendo una normale operatività nonostante la presenza del disturbo. Un sistema SAR tipicamente lavora con alte bande per ottenere un'alta risoluzione nella dimensione di range; di conseguenza anche lo schema di protezione deve tenere conto della banda larga del segnale interferente. L'utilizzo di tecniche di nulling di antenna ottimizzate per lavorare a banda stretta, quindi, non può garantire la protezione da interferenze di tipo Noise-Like a banda larga, per questo sono state studiate tecniche apposite, che prevedano l'aumento di gradi di libertà a disposizione, sia spaziali, nel senso di un numero maggiore di canali riceventi, che temporali, ovvero considerando la possibilità di elaborare più campioni di segnale per ciascun canale ricevente.

Delle tre tecniche analizzate, ovvero l'estensione a banda larga del Side Lobe Canceller (WB-SLC), la tecnica WB-frequency nulling, e l'antenna nulling a banda stretta con vincoli aggiuntivi, solo le prime due consentono di ottenere prestazioni soddisfacenti in termini di cancellazione del segnale interferente, quando si considerano le bande frazionali tipiche per modalità di imaging Stripmap e Spotlight, e si dimostrano di conseguenza adatte ad una successiva elaborazione SAR.

Queste due tecniche sono state ulteriormente confrontate in uno scenario spaceborne, utilizzando un'antenna planare per il canale principale e valutando le prestazioni ottenibili utilizzando diverse configurazioni di antenna per i canali riceventi ausiliari. Le prestazioni sono analizzate considerando due diversi livelli di disturbo possibili, definendo quindi uno scenario Low-Tech ed uno High-Tech per il jammer. A patto di considerare un numero di gradi di libertà sufficiente, ovvero un numero di prese delle linee di ritardo sui canali riceventi ausiliari, il WB-SLC consente di ricostruire le prestazioni che si avrebbero con la cancellazione a banda stretta di un interferente a banda stretta. Allo stesso modo, applicare il frequency sub-banding e la cancellazione a banda stretta su ciascuna sotto-banda consente al WB-frequency nulling di recuperare completamente le prestazioni. In entrambi i casi si è verificato che il numero di interferenti cancellabili dipende dalle

configurazioni dei canali ausiliari e dalla particolare geometria dell'interferenza; nello specifico, per proteggersi da jammer che incidono sull'antenna da direzioni lontane al puntamento, si ha la necessità di un beam ausiliario sufficientemente ampio, mentre per jammer vicini al lobo principale è necessario un ausiliario ad alto guadagno, almeno superiore al livello dei primi lobi laterali.

La tecnica WB-frequency nulling sembra essere però più dispendiosa dal punto di vista del costo computazionale e assolutamente non adatta ad un'applicazione on-board in uno scenario spaceborne. Per questo motivo, per il WB-SLC è stato effettuato un'assessment più estensivo delle prestazioni.

In uno scenario airborne, in cui le operazioni di cancellazione vengano effettuate off-line al pari della focalizzazione delle immagini, è possibile pensare all'integrazione dell'algoritmo di cancellazione WB-frequency nulling con una tecnica di focalizzazione come il Range Migration Algorithm, che operi nel dominio della frequenza. Le analisi sono state effettuate simulando uno scenario di acquisizione in cui il segnale utile debba competere con rumore termico e jammer a bassa ed alta tecnologia. Nei casi di studio considerati si è verificato come la cancellazione a banda stretta non sia in grado di recuperare le prestazioni desiderate (nello specifico un rapporto segnale a rumore di almeno 10 dB), a differenza della cancellazione a banda larga. Inoltre si è investigata la possibilità di applicare una cancellazione sub-ottima, diminuendo il numero di sotto-bande e il numero di aggiornamenti per il vettore dei pesi, per diminuire il carico computazionale; l'analisi effettuata mostra come sia possibile applicare tecniche di cancellazione sub-ottime, a patto di accettare un determinato livello di perdite rispetto al caso ideale, e che la diminuzione delle sottobande, in cui la banda complessiva è divisa, ha un impatto minore sulle prestazioni della diminuzione del numero di aggiornamenti richiesti per il vettore dei pesi nel tempo lento.

Infine è stata realizzata un'analisi approfondita sul costo computazionale dell'algoritmo integrato WB-frequency nulling e RMA, in confronto con quello della successione della tecnica WB-SLC e RMA. Tale analisi ha condotto alla conclusione per cui è possibile identificare un valore di K , consistente con la lunghezza dei filtri in tempo veloce necessari al WB-SLC al crescere della banda e dell'EIRP dell'interferenza, che consentano che il costo computazionale totale del WB-frequency nulling sia comparabile con il costo totale del WB-SLC.

Riferimenti

- [II-1] G. Picardi: “Elaborazione del segnale radar” , Franco Angeli , 1988
- [II-2] W.W. Goj, “Synthetic Aperture Radar and Electronic Warfare,” Artech House, 1989.
- [II-3] K. Dumper, P.S. Cooper, A.F. Wons, C.J. Condley and P. Tully, “Spaceborne Synthetic Aperture Radar and Noise Jamming,” Systems Eng. & Assessment Ltd, UK, 1997.
- [II-4] A. Farina, “Antenna-Based Signal Processing Techniques for Radar Systems,” Artech House, 1992
- [II-5] H.L. Van Trees, “Optimum Array Processing,” John Wiley & Sons, 2002.
- [II-6] C.E. Cook , M. Bernfeld: “Radar signals: an introduction to theory and application” , Electrical science , 1967
- [II-7] R. T. Compton Jr., “Adaptive antennas Concepts and performance”, Prentice Hall, USA 1988.
- [II-8] M. Sedehi, D. Cristallini, J. Marini, P. Lombardo, “Impact of an Electromagnetic Interference on Imaging Capability of a Synthetic Aperture Radar”, IEEE Aerospace Conference, March 2007, Big Sky USA.
- [II-9] Matteo Sedehi, Diego Cristallini, Fabiola Colone, Marta Bucciarelli, Pierfrancesco Lombardo, “A Study for a Space-Based Passive Multi-Channel SAR”, GTTI Riunione Annuale 2007 - Roma, 18-20 giugno 2007.
- [II-10] M. Sedehi, D. Cristallini, M. Bucciarelli, P. Lombardo, “Constrained adaptive beamforming for electromagnetic interference cancellation for a synthetic aperture radar”, IET International Radar Conference, Edinburgh (UK), October 2007.
- [II-11] Matteo Sedehi, Marta Bucciarelli, Diego Cristallini, Simona Scolamiero, Pierfrancesco Lombardo, “Interference covariance matrix estimation for a Multi-Channel Synthetic Aperture Radar”, EUSAR 2008, Friedrichshafen (Germany), June 2-5 2008

- [II-12]P. Lombardo, M. Sedehi, F. Colone, M. Bucciarelli, D. Cristallini, “Dual channel adaptive antenna nulling with auxiliary selection for spaceborne radar”, 2008 IEEE Aerospace Conference, 1-8 March 2008, Big Sky (MT), USA.
- [II-13]M. Sedehi, F. Colone, D. Cristallini, P. Lombardo, “A reduced order jammer cancellation scheme based on double adaptivity”, 2008 IEEE Radar Conference, 26-30 May 2008, Rome, Italy.
- [II-14]W. D. White, “Wideband Interference Cancellation in Adaptive Sidelobe Cancellers”, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-19, no.6, 1983.
- [II-15]R. L. Fante, R. M. Davis, T. P. Guella, “Wideband cancellation of multiple mainbeam jammers”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 44, 1996.
- [II-16]J. T. Mayhan, A. J. Simmons, W. C. Cummings, (1981), “Wide-band adaptive antenna nulling using Tapped Delay-Lines”, IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 29, no.6, November 1981.
- [II-17]R. T. Compton, Jr., “The relationship between Tapped Delay-Line and FFT processing in adaptive arrays”, IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol 36, No. 1, 1988.
- [II-18]J. H. G. Ender, “Space-time processing for multichannel synthetic aperture radar”, Electronics & Communication Engineering Journal, vol 11, Issue 1, pp 29-38, Feb 1999.
- [II-19]I.S. Reed, J.D. Mallett, and L.E. Brennan, “Rapid convergence rate in adaptive arrays,” IEEE Transactions AES, Vol. 10, No. 6, November 1974, pp. 853-863.
- [II-20]C. Cafforio, C. Prati, F. Rocca, “SAR Data Focusing Using Seismic Migration Techniques”, IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol 27, No. 2, pp 194-206, March 1991.
- [II-21]G. H. Golub, C. F. Van Loan, “Matrix Computations”. Johns Hopkins University Press, Baltimore, second edition, 1989.

III ISAR DISTRIBUITO

III.1 *Introduzione*

Come noto, i Radar ad Apertura Sintetica Inversa (ISAR) utilizzano il moto rotazionale di un target intorno al suo centro di rotazione rispetto a un sensore, assunto stazionario, al fine di fornire immagini ad alta risoluzione del target stesso, [III-1]. Questo è il caso di sistemi airborne o spaceborne (ad esempio elicotteri, Unmanned Aerial Vehicles – UAV o satelliti geostazionari) che producono immagini di target navali interessati da moti di yaw, pitch e roll causati dal mare.

Dato che la risoluzione raggiungibile nel dominio cross-range dipende dalle caratteristiche intrinseche del moto del bersaglio (e nello specifico dal cambiamento complessivo del suo angolo di aspetto), non c'è modo di assegnare a-priori il valore desiderato di risoluzione in cross-range, [III-1] e [III-2], a differenza di quello che succede per la risoluzione nel dominio di slant range, che, dipendendo dalla banda del segnale trasmesso, può essere considerata come un parametro di sistema. Di conseguenza, dipendentemente dalle particolari condizioni, la risoluzione ottenibile nel dominio di cross-range può essere molto scarsa; riferendosi al caso di bersagli navali, questa condizione può verificarsi in presenza di mare particolarmente calmo, il quale induca rotazioni del bersaglio estremamente limitate, e di conseguenza comporti la formazione di immagini con risoluzione in cross-range molto scarsa. Questo problema diviene ancora più grave dato che in genere è richiesto un intervallo di elaborazione coerente (Coherent Processing Interval - CPI) di breve durata, a causa del vincolo di considerare fisso l'asse di rotazione del bersaglio. Queste circostanze possono avere implicazioni particolarmente negative, dato che le immagini ISAR vengono generalmente utilizzate come input per le procedure NCTR (Non Cooperative Target Recognition), [III-3]. Per contrastare questo effetto e per incrementare la risoluzione in cross-range delle immagini ISAR (specialmente nel caso di cambiamenti estremamente contenuti nell'angolo di aspetto del bersaglio), viene introdotta la possibilità di sfruttare i dati acquisiti da sensori radar multipli, trasportati da altrettante piattaforme aeree. Se i sensori vengono opportunamente posizionati, allora ciascuno scatteratore del bersaglio può essere globalmente osservato per un angolo di osservazione molto più grande che per una singola apertura e quindi si può ottenere un'immagine ISAR con una risoluzione in cross-range maggiore.

Nel corso di questo studio sono stati identificati due scenari di riferimento per i sensori appartenenti a una formazione di S piattaforme; nel primo scenario, che chiameremo ISAR

distribuito (D-ISAR) multistatico, solo una piattaforma trasporta un sistema radar attivo in grado di trasmettere e le altre (S-1) trasportano dispositivi passivi in grado solo di ricevere, mentre nel secondo caso, a cui ci riferiremo come D-ISAR MIMO (Multiple Input Multiple Output), tutte le S piattaforme aeree trasportano sistemi radar attivi che autonomamente trasmettono e ricevono le forme d'onda radar. In quest'ultimo caso si considera che i sensori attivi siano in grado di ricevere separatamente gli echi alle trasmissioni degli altri sensori. A tal riguardo si deve sottolineare che ogni dispositivo di ricezione nella formazione riceverà gli echi a tutte le trasmissioni, una nel caso multistatico e S nel caso MIMO; questo richiederà l'uso di appropriate forme d'onda in trasmissione, al fine di consentire la separazione degli echi in ricezione. Allo scopo di una maggiore chiarezza nella Fig. III-1 viene riportata una rappresentazione schematica degli scenari di riferimento; nella Fig. III-1a il caso di D-ISAR multistatico è rappresentato, in quanto si considera un elicottero che trasporta un dispositivo per la trasmissione/ricezione e un insieme di UAV piccoli e leggeri per il trasporto di dispositivi passivi per la sola ricezione, mentre nella Fig. III-1b si rappresenta il caso di D-ISAR MIMO, dato che si considerano alcuni elicotteri, ciascuno dei quali dotato di un dispositivo attivo.

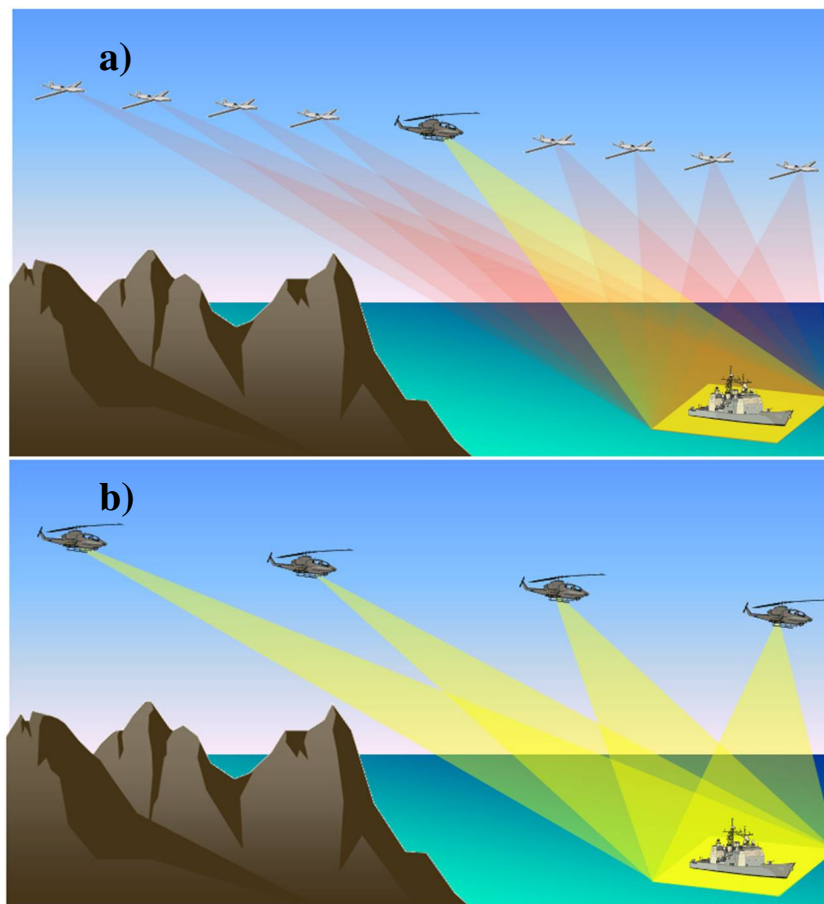


Fig. III-1 Scenari di ISAR distribuito nel caso (a) multistatico e (b) MIMO

Si noti che in passato si è già considerato l'utilizzo di una molteplicità di sensori per l'ISAR imaging, ma solo per aggiungere capacità interferometriche, [III-4], [III-5]. Anche il caso di ISAR bistatico è stato considerato, [III-6], [III-7], al fine di ottenere immagini separate dello stesso target, prese con differenti angoli di aspetto, per di incrementare le capacità di riconoscimento. Comunque, in nessuno di questi casi, i sensori multipli sono stati utilizzati per incrementare la risoluzione in cross-range.

Si sottolinea inoltre esplicitamente che l'uso di sensori multipli è stato studiato per applicazioni SAR. In questo caso lo sfruttamento di più sensori mira a rimuovere o ridurre le ambiguità in range e/o in azimuth. Si è dimostrato che questo permette di superare la fondamentale limitazione dell'ambiguità di un SAR monostatico, specialmente quando si consideri la modalità operativa stripmap, per la quale la risoluzione in azimuth pone requisiti di sistema contraddittori con l'ampiezza dello swath non ambiguo, [III-8], [III-9], [III-10]. Il caso di un SAR stripmap che abbia a che fare con la fondamentale limitazione dell'ambiguità è tipicamente il più impegnativo, dato che nel caso di un SAR spotlight (ulteriormente analizzato in [III-11],[III-12]) l'incremento di risoluzione in cross-range tipicamente è ottenuto con un'unica piattaforma considerando un maggiore tempo di acquisizione. Nel caso ISAR la risoluzione dipende dal moto intrinseco del target e spesso non è possibile incrementare la risoluzione semplicemente estendendo il tempo di acquisizione. Quindi lo sfruttamento di sensori multipli, per mezzo dell'approccio di D-ISAR proposto, sembra essere la soluzione appropriata che consenta di ottenere immagini ISAR con la risoluzione desiderata, e infine le prestazioni di NCTR desiderate.

Con una prova di concetto semplificata, si dimostrerà come, in entrambi gli scenari, l'utilizzo dei dati acquisiti dai sensori radar multipli consenta di ottenere un'immagine del target con una risoluzione in cross-range maggiore, con un incremento che dipende dal numero di piattaforme, dalla loro posizione relativa e dalle loro caratteristiche di sensori attivi/passivi. Quindi il confronto generale delle due configurazioni, il D-ISAR multistatico e il D-ISAR MIMO, includerà la valutazione del numero e del tipo di piattaforme/sensori (se attivi o passivi) richiesti al fine di ottenere un dato incremento di risoluzione in cross-range. In alcune applicazioni si potrebbe preferire di incrementare il numero di canali di trasmissione e di ricezione disponibile usando solo sensori attivi nella formazione, mantenendo limitato però il numero di piattaforme (ovvero sensori trasportati) nella formazione, come nel D-ISAR MIMO. In altre applicazioni si potrebbe preferire di avere un singolo sensore attivo trasportato da una piattaforma sufficientemente grande, accompagnato da un insieme di piattaforme leggere con a bordo dispositivi per la sola ricezione, a

prescindere dall'incremento del loro numero, considerando che sono a costo più basso, caratterizzati da una minore potenza, come nel caso D-ISAR multistatico.

Per realizzare la prova di concetto e l'analisi delle prestazioni, si considereranno due casi di studio, con due e quattro piattaforme rispettivamente. Nel primo caso due sensori sono in grado di osservare tutti gli scatteratori del target di cui si vuole fare l'immagine da differenti angoli di vista. Si dimostrerà come sia ottenibile un incremento massimo della risoluzione in cross-range rispetto al caso di ISAR singolo sensore di un fattore due nel caso multistatico, invece fino a un fattore tre nel caso MIMO, quando i dati collezionati nelle due acquisizioni monostatiche e nella risultante apertura bistatica sono utilizzati insieme. Nel secondo caso con quattro piattaforme aeree, si otterrà un incremento massimo di risoluzione in cross-range di un fattore 4 nel caso multistatico e fino a un fattore nove nel caso MIMO. L'estensione al caso di un numero maggiore di sensori verrà inoltre presentata.

Come si può notare, per sfruttare in modo appropriato i dati acquisiti dalla formazione bisogna conoscere non solo lo scenario distribuito e il numero di piattaforme aeree, ma anche l'esatta geometria di acquisizione e le caratteristiche del moto del target. Ci si aspetta che ogni inaccuratezza nella conoscenza di questi parametri comporti una degradazione della qualità finale dell'immagine. Per affrontare il problema dell'implementazione pratica del D-ISAR e fornire una stima preliminare dei requisiti di accuratezza sulla conoscenza dei vari parametri, si analizzerà l'effetto di errori nella conoscenza della posizione delle piattaforme e dei parametri di moto del target, considerando le degradazioni indotte nell'immagine, come l'errato posizionamento degli scatteratori, l'aumento del Peak to Side-Lobe Ratio (PSLR) e la degradazione della risoluzione in cross-range.

Come già accennato il corretto utilizzo dei dati distribuiti richiede la conoscenza delle caratteristiche del moto del target. Dato che esse non sono note, devono essere stimate direttamente dal segnale ricevuto. Numerose tecniche per la stima del moto rotatorio del target possono essere trovate in letteratura per l'ISAR convenzionale singolo sensore, [III-19]-[III-21], sebbene non si trovi alcun contributo che riguardi il D-ISAR con sensori multipli. In questo studio si prenderanno in considerazione bersagli con una rotazione dominante intorno all'asse verticale e si svilupperà una nuova tecnica di stima multi - sensore del moto di rotazione del target utilizzando dati D-ISAR. Questa tecnica si baserà sul criterio di massima verosimiglianza (Maximum Likelihood - ML), che è stato già considerato in [III-19] per il caso di singolo sensore. Le prestazioni dell'algoritmo

proposto verranno approfonditamente investigate e si dimostrerà il guadagno in termini di accuratezza rispetto al caso singolo sensore.

Il capitolo III è organizzato come segue. Dopo la definizione del modello per la geometria e per i dati acquisiti nel paragrafo III.2, il concetto di D-ISAR viene introdotto nel paragrafo III.3 in cui si determina e dimostra l'incremento di risoluzione in cross-range massimo raggiungibile per il caso multistatico e per il caso MIMO. La catena di elaborazione proposta per focalizzare le immagini di D-ISAR è mostrata nel paragrafo III.4, in cui sono presentati sia un approccio centralizzato che decentralizzato, mentre nel paragrafo III.5 vengono analizzate le prestazioni, discutendo i risultati ottenuti con dati ISAR simulati. Le degradazioni delle immagini dovute a errori nella conoscenza del moto del target e della geometria di acquisizione vengono analizzate nel paragrafo III.6. In III.7 si emula uno schema di D-ISAR sulla base di un data set di dati sperimentali acquisiti da un radar statico ground-based, che realizza immagini di target di terra su una turntable. Nel paragrafo III.8 la procedura di stima di moto multi - sensore basata sul criterio di massima verosimiglianza viene presentata. Infine le conclusioni verranno riportate nel paragrafo III.9.

III.2 Geometria dell'ISAR distribuito e modello del segnale

In questo paragrafo è presentata la geometria di osservazione per il D-ISAR e si definisce il modello per il segnale ricevuto dai ricevitori multipli.

La geometria considerata per il D-ISAR è costituita essenzialmente da un insieme di S piattaforme aeree, ciascuna dotata di un sensore, caratterizzato da capacità: (i) di trasmissione, o (ii) di ricezione, (iii) o entrambe. Si suppone che tutti i sensori trasportino un'antenna opportunamente puntata verso il bersaglio in movimento di cui si voglia fare un'immagine, sfruttandone il moto rotatorio. Inoltre, per semplicità, si considerano le piattaforme stazionarie, come per esempio elicotteri (come mostrato nella Fig. III-1) o palloni aerostatici, o piattaforme simili per cui non sia necessaria la presenza umana.

Come di consueto nella letteratura relativa all'ISAR, viene identificato un punto di riferimento arbitrario nel bersaglio, chiamato fulcro, e se ne decompone il moto in una traslazione del fulcro e una rotazione del corpo del bersaglio intorno a tale punto (nell'ipotesi che il bersaglio sia un corpo rigido). Assumendo il moto di traslazione precedentemente compensato, ci si può focalizzare sul moto di rotazione. In questo studio l'interesse risiede principalmente in bersagli con una rotazione

dominante intorno all'asse verticale (il che risulta in un'immagine piana [III-2]), in altre parole si considerano i moti di pitch e roll trascurabili rispetto alla componente di yaw del moto. Di conseguenza l'origine del sistema di riferimento è posizionata nel fulcro del target (si veda la Fig. III-2) e si assume che il target ruoti con velocità ω intorno all'asse Z. Comunque, come sarà dimostrato in seguito, sebbene il principio del D-ISAR e il modello per il segnale vengano introdotti per il caso di un bersaglio interessato da un moto rotazionale intorno all'asse verticale, lo stesso concetto può essere facilmente generalizzato per considerare bersagli dal moto tridimensionale.

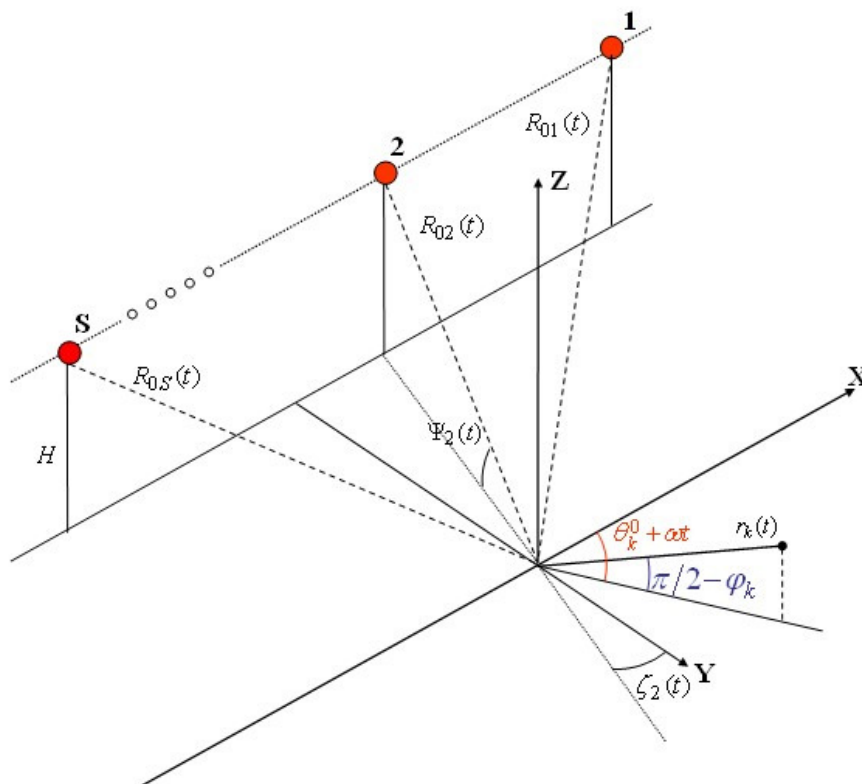


Fig. III-2 Descrizione della geometria di acquisizione.

Il target distribuito (per esempio una nave) è schematizzato come un corpo rigido costituito da K scatteratori caratterizzati da un vettore di posizione $\mathbf{r}_k(t) = r_k \cdot \hat{\mathbf{r}}_k(t)$, $k=1, \dots, K$, in cui la lunghezza del vettore $r_k = \|\mathbf{r}_k(t)\|$ e l'angolo di elevazione ϕ_k sono costanti, mentre il vettore unitario è caratterizzato da una rotazione intorno all'asse Z con una velocità angolare ω costante e un angolo

di azimuth iniziale θ_k^0 misurato in direzione oraria a partire dall'asse Z (cioè $\theta_k(t) = \theta_k(0) + \omega t = \theta_k^0 + \omega t$), ovvero:

$$\mathbf{r}_k(t) = \begin{bmatrix} r_k \sin \phi_k \cos(\theta_k^0 + \omega t) \\ r_k \sin \phi_k \sin(\theta_k^0 + \omega t) \\ r_k \cos \phi_k \end{bmatrix} \quad \text{Eq. III-1}$$

La riflettività complessa dei K scatteratori è assunta costante durante il tempo di osservazione T e indipendente dall'angolo di osservazione. Sebbene questa assunzione sia generalmente molto forte, è sufficientemente ragionevole nei casi in cui la risoluzione non sia estremamente elevata, ovvero il cambiamento dell'angolo di vista e il tempo di osservazione siano limitati. Si nota esplicitamente che questo è in linea con le nostre assunzioni, infatti si ricorda che si sta tentando di migliorare una risoluzione scarsa, dovuta a un moto intrinseco del target insufficiente, sfruttando angoli di osservazione multipli.

Il grafico nella Fig. III-2 definisce anche il vettore posizione dell'i-esima piattaforma (più precisamente dei centri di fase delle corrispondenti antenne) $\mathbf{R}_{0i}(t)$ per $i=1, \dots, S$; si assume che le piattaforme siano allineate nella direzione X e si trovino alla medesima altezza H. Viene esplicitamente sottolineato che quest'ultima assunzione, ovvero che le piattaforme volino alla stessa quota, non è strettamente richiesta: come sarà più chiaro in seguito, la tecnica D-ISAR può essere applicata anche in presenza di piattaforme a differenti altezze, a patto che osservino il bersaglio con lo stesso angolo di grazing.

Come per il target, il vettore di posizione della piattaforma $\mathbf{R}_{0i}(t) = R_{0i}(t) \cdot \hat{\mathbf{r}}_{0i}(t)$ è scritto mediante il vettore unitario $\hat{\mathbf{r}}_{0i}(t) = \mathbf{R}_{0i}(t) / |\mathbf{R}_{0i}(t)|$:

$$\hat{\mathbf{r}}_{0i}(t) = \begin{bmatrix} + \cos(\psi_i(t)) \sin(\zeta_i(t)) \\ - \cos(\psi_i(t)) \cos(\zeta_i(t)) \\ \sin(\psi_i(t)) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. III-2}$$

in cui $\psi_i(t)$ è l'angolo di grazing dell'i-esima piattaforma al tempo t, e $\zeta_i(t)$ è l'angolo di azimuth misurato in senso orario dall'asse Y.

Utilizzando i vettori di posizione e le definizioni di cui sopra e assumendo che la distanza delle piattaforme dal centro scena siano molto maggiori delle dimensioni del bersaglio stesso (ovvero

$R_{0i}(t) \gg r_k$ per $i=1, \dots, S$, $k=1, \dots, K$, la distanza tra l' i -esima piattaforma e il k -esimo scatteratore può essere scritta come

$$|\mathbf{R}_{0i}(t) - \mathbf{r}_k(t)| \approx |\mathbf{R}_{0i}(t)| - \hat{\mathbf{r}}_{0i}(t) \cdot \mathbf{r}_k(t) \quad \text{Eq. III-3}$$

A sua volta questo implica che l'eco riflessa dal k -esimo scatteratore, quando la forma d'onda radar sia trasmessa dall' i -esima piattaforma e ricevuta dalla j -esima piattaforma, si propaghi ad una distanza uguale a

$$|\mathbf{R}_{0i}(t) - \mathbf{r}_k(t)| + |\mathbf{R}_{0j}(t) - \mathbf{r}_k(t)| = 2(R_{i,j}(t) - \Delta R_{ij,k}(t)) \quad \text{Eq. III-4}$$

in cui

$$R_{i,j}(t) = \frac{|\mathbf{R}_{0i}(t)| + |\mathbf{R}_{0j}(t)|}{2} \quad \text{Eq. III-5}$$

$$\Delta R_{ij,k}(t) = \frac{[\hat{\mathbf{r}}_{0i}(t) + \hat{\mathbf{r}}_{0j}(t)] \cdot \mathbf{r}_k(t)}{2} \quad \text{Eq. III-6}$$

La somma dei vettori unitari può essere espressa come:

$$\mathbf{r}_{0i,j}(t) = \frac{\hat{\mathbf{r}}_{0i}(t) + \hat{\mathbf{r}}_{0j}(t)}{2} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} +\cos(\psi_i(t))\sin(\zeta_i(t)) + \cos(\psi_j(t))\sin(\zeta_j(t)) \\ -\cos(\psi_i(t))\cos(\zeta_i(t)) - \cos(\psi_j(t))\cos(\zeta_j(t)) \\ \sin(\psi_i(t)) + \sin(\psi_j(t)) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. III-7}$$

Se consideriamo l'angolo di grazing all'incirca uguale per tutte le piattaforme ($\psi_i(t) \approx \psi_0(t)$ $i=1, \dots, S$), si ha:

$$\mathbf{r}_{0i,j}(t) = \frac{\hat{\mathbf{r}}_{0i}(t) + \hat{\mathbf{r}}_{0j}(t)}{2} = \begin{bmatrix} \frac{\cos(\psi_0(t))}{2} [\sin(\zeta_i(t)) + \sin(\zeta_j(t))] \\ -\frac{\cos(\psi_0(t))}{2} [\cos(\zeta_i(t)) + \cos(\zeta_j(t))] \\ \sin(\psi_0(t)) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +\cos(\psi_0(t))\sin(\alpha_{i,j}(t))\cos(\beta_{i,j}(t)) \\ -\cos(\psi_0(t))\cos(\alpha_{i,j}(t))\cos(\beta_{i,j}(t)) \\ \sin(\psi_0(t)) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. III-8}$$

in cui l'angolo medio $\alpha_{i,j}$ e l'angolo della semi-differenza $\beta_{i,j}$ sono stati definiti come:

$$\alpha_{i,j}(t) = \frac{\zeta_i(t) + \zeta_j(t)}{2} \quad \beta_{i,j}(t) = \frac{\zeta_i(t) - \zeta_j(t)}{2} \quad \text{Eq. III-9}$$

Si noti esplicitamente che per le acquisizioni monostatiche (ovvero per cui la stessa piattaforma è utilizzata sia per la trasmissione che per la ricezione della forma d'onda radar) si ha $i=j$, e quindi $\beta_{i,j}(t)=\beta_{i,i}(t)=0$ e l'angolo medio è esattamente uguale all'angolo di azimuth dell' i -esima piattaforma, ovvero $\alpha_{i,j}(t)=\alpha_{i,i}(t)=\zeta_i(t)$, cosicché $\mathbf{r}_{0i,j}(t)=\hat{\mathbf{r}}_{0i}(t)$.

Assumendo che le piattaforme siano stazionarie, o che il loro moto sia stato compensato, la dipendenza dal tempo nelle Eq. III-5, Eq. III-7 e Eq. III-8 può essere trascurata e lo shift di fase del segnale ricevuto per il caso generico in cui si usi la coppia di sensori (i,j) per la trasmissione e la ricezione rispettivamente può essere scritta come:

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_{i,j}(t) &= -j \frac{4\pi}{\lambda} [R_{i,j} - \mathbf{r}_{0i,j} \cdot \mathbf{r}_k(t)] = \\ &= -j \frac{4\pi}{\lambda} [R_{i,j} - r_k \cos \varphi_k \sin \psi_0 + r_k \sin \varphi_k \cos \psi_0 \sin(\theta_k^0 - \alpha_{i,j} + \omega t) \cos \beta_{i,j}] \end{aligned} \quad \text{Eq. III-10}$$

Questo termine di fase dipende dal tempo solo per mezzo del moto rotatorio del target intorno all'asse Z. In particolare, l'angolo medio $\alpha_{i,j}$ e l'angolo della semi-differenza $\beta_{i,j}$ determinano le caratteristiche di modulazione di fase, insieme con la velocità di rotazione ω . Si richiama il fatto che il termine $\beta_{i,j}$ tiene conto della distorsione bistatica, ed è zero nel caso dell'acquisizione monostatica. Ad ogni modo, assumendo che la separazione angolare in azimuth delle differenti piattaforme sia limitata, $\beta_{i,j}$ è un numero piccolo e quindi $\cos(\beta_{i,j})$ è circa pari all'unità. In questo caso la configurazione relativa ad un'acquisizione bistatica è approssimata da una configurazione monostatica il cui vettore unitario sia

$$\hat{\mathbf{r}}_{0i,j} = \begin{bmatrix} + \cos(\psi_0) \sin(\alpha_{i,j}) \\ - \cos(\psi_0) \cos(\alpha_{i,j}) \\ \sin(\psi_0) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. III-11}$$

Questo corrisponde ad un'acquisizione monostatica equivalente con un sensore fittizio all'angolo azimuthale $\alpha_{i,j}$, ovvero l'angolo medio tra il trasmettitore ed il ricevitore reali. Il vettore posizione equivalente del sensore fittizio è completamente caratterizzato dallo stesso angolo di grazing, ψ_0 , dei sensori reali ed da una lunghezza equivalente pari a $R_{i,j} = (|\mathbf{R}_{0i}| + |\mathbf{R}_{0j}|) / 2$, ovvero la media delle lunghezze dei vettori posizione dei due sensori reali.

Questa equivalenza permette di utilizzare una notazione unificata in grado di esprimere congiuntamente gli shift di fase per il caso monostatico, multistatico e MIMO. Ciò si ottiene

evitando il riferimento esplicito alla reale coppia trasmettitore/ricevitore (i,j) e riferendosi invece direttamente l'n-esimo sensore equivalente, che indica una posizione reale nel caso di un'acquisizione monostatica, ovvero la coppia (i,j), e una posizione fittizia per la coppia bistatica (i,j) con $i \neq j$. Quindi è possibile definire lo scenario riferendosi direttamente ai sensori equivalenti, come mostrato nella Fig. III-3, in cui è stato considerato trascurabile l'angolo di grazing. Lo shift di fase corrispondente alla posizione n, con $n=1, \dots, N$ essendo N il numero delle differenti acquisizioni (ovvero i differenti angoli di vista del target), può essere scritto come nell'Eq. III-10 imponendo $R_n = (|\mathbf{R}_{0i}| + |\mathbf{R}_{0j}|)/2$, $\alpha_n = \alpha_{i,j}$, e $\beta_n = \beta_{i,j}$. Quindi l'espressione del segnale ricevuto diventa

$$s_n(t) = e^{-j \frac{4\pi}{\lambda} [R_n - r_k \cos \varphi_k \sin \psi_0 + r_k \sin \varphi_k \cos \psi_0 \sin(\theta_k^0 - \alpha_n + \omega t) \cos \beta_n]} \text{rect}_T(t) \quad \text{Eq. III-12}$$

È facile osservare che la variazione dell'angolo di aspetto durante il tempo di osservazione è lineare nel tempo lento con la stessa pendenza per tutti i sensori equivalenti, ma con differenti angoli di partenza α_n . Ciò verrà utilizzato nei paragrafi seguenti per mostrare che un'appropriata elaborazione può sfruttare l'angolo di osservazione complessivo fornito dalle posizioni multiple dei sensori equivalenti (sia che corrispondano ad acquisizioni monostatiche, bistatiche o MIMO) per incrementare la risoluzione in cross-range.

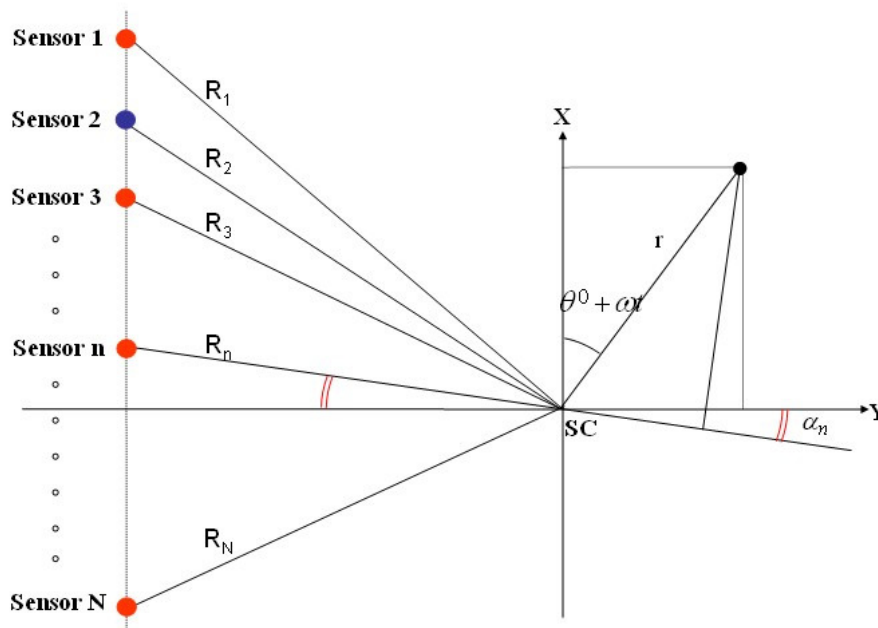


Fig. III-3 Descrizione della geometria di acquisizione usando N sensori equivalenti.

III.3 Principio di ISAR distribuito (D-ISAR)

Prima di introdurre il concetto di ISAR distribuito (D-ISAR), è utile richiamare le prestazioni attese nel caso di ISAR standard, ottenuto considerando un singolo sensore equivalente, ovvero una singola coppia trasmettitore/ricevitore (eventualmente coincidenti). Si assume che il tempo totale di acquisizione T per l'ISAR sia limitato dal periodo di rotazione del target intorno all'asse Z (moto di yaw). Nell'esempio di applicazione dell'elaborazione ISAR ad un bersaglio navale, il massimo tempo di acquisizione T è definito dal periodo della componente del moto di yaw della nave, impresso dalle condizioni istantanee del mare. Come noto, [III-1]-[III-2], la risoluzione in cross-range ottenibile con l'elaborazione ISAR convenzionale monostatica è pari a $\Delta cr = \frac{\lambda}{2\Delta\theta}$, essendo $\Delta\theta$ la variazione globale dell'angolo di vista del singolo scatteratore puntiforme. Utilizzando il modello di segnale introdotto nel paragrafo III.2, questo angolo è l'argomento dell'ultima componente sinusoidale della fase dell'Eq. III-12. Questo angolo chiaramente varia nel tempo lento con un rate ω a causa della rotazione dello scatteratore. Assumendo che l'intervallo di osservazione sia centrato intorno a $t=0$, ovvero sia $[-T/2, T/2]$, la variazione globale dell'angolo di osservazione per il generico k -esimo scatteratore, per il caso del singolo n -esimo sensore, è data da

$$\Delta\theta = \theta_k^n(t) \Big|_{t=T/2} - \theta_k^n(t) \Big|_{t=-T/2} = [\theta_k^0 - \alpha_n + \omega(T/2)] - [\theta_k^0 - \alpha_n + \omega(-T/2)] = \omega T \quad \text{Eq. III-13}$$

Questo si può direttamente verificare notando che, per il sensore equivalente n , l'asse di range è allineato con l'angolo α_n , e la direzione di cross-range è ad esso ortogonale. Quindi, le posizioni in range e cross-range dello scatteratore nel piano di proiezione dell'immagine (Image Projection Plane - IPP) sono rispettivamente $x_r^{k(n)} = r_k \sin \varphi_k \cos \psi_0 \sin(\theta_k^0 - \alpha_n)$ e $x_{cr}^{k(n)} = r_k \sin \varphi_k \cos \psi_0 \cos(\theta_k^0 - \alpha_n)$, cosicché, assumendo un angolo $\Delta\theta$ piccolo, il segnale si può riscrivere come

$$s_n(t) \cong e^{-j \frac{4\pi}{\lambda} [R_n - r_k \cos \varphi_k \sin \psi_0 + (x_r^{k(n)} - x_{cr}^{k(n)} \omega t) \cos \beta_n]} \text{rect}_T(t) \quad \text{Eq. III-14}$$

Assumendo che l'eco dallo scatteratore non sia affetto da Range Cell Migration (RCM), l'operazione di focalizzazione nel dominio di cross-range può essere approssimata dalla

Trasformata Di Fourier calcolata per $f = -\frac{2\omega}{\lambda} \cos \beta_n x_{cr}$, ovvero

$$I_n(x_{cr}) = S_n(f) \Big|_{f = -\frac{2\omega}{\lambda} \cos \beta_n x_{cr}} =$$

$$\cong e^{-j \frac{4\pi}{\lambda} [R_n - r_k \cos \phi_k \sin \psi_0 + x_r^{k(n)} \cos \beta_n]} T \operatorname{sinc} \left[\pi \frac{2\omega}{\lambda} T \cos \beta_n (x_{cr} - x_{cr}^{k(n)}) \right] \quad \text{Eq. III-15}$$

Questo mostra chiaramente che l'eco dallo scatteratore viene correttamente posizionata nell'immagine nella posizione $x_{cr}^{k(n)}$. La risoluzione in cross-range si può inoltre chiaramente ottenere dal primo nullo della funzione $\operatorname{sinc}(x)$ ed è pari a $\Delta cr^{(n)} = \lambda / (2\omega T \cos \beta_n)$.

Nel seguito si introduce il principio di ISAR distribuito per migliorare la risoluzione in cross-range, sfruttando sensori equivalenti multipli per aumentare la variazione globale dell'angolo di aspetto. Per dimostrare questo concetto si faccia riferimento al caso di due sensori equivalenti adiacenti, ovvero il sensore n e il sensore $n-1$. Mentre ciascun sensore osserva indipendentemente il k -esimo scatteratore con un angolo $\Delta\theta = \omega T$, i due angoli di osservazione non sono totalmente sovrapposti, essendo i valori tempo-variabili degli angoli di osservazione per i sensori n e $n-1$ esprimibili come:

$$\theta_k^n(t) = \theta_k^0 - \alpha_n + \omega t \quad -T/2 \leq t \leq T/2$$

$$\theta_k^{n-1}(t) = \theta_k^0 - \alpha_{n-1} + \omega t \quad -T/2 \leq t \leq T/2$$

Eq. III-16

Questo è mostrato nella Fig. III-4, da cui è semplice verificare che la variazione globale dell'angolo di vista per il k -esimo scatteratore è data da (si richiami che dalla geometria in Fig. III-3 $\alpha_{n-1} \geq \alpha_n$):

$$\Delta \theta_{eff}^{(n,n-1)} = \theta_k^n(T/2) - \theta_k^{n-1}(-T/2) = [\theta_k^0 - \alpha_n + \omega T/2] - [\theta_k^0 - \alpha_{n-1} - \omega T/2] = \omega T + \alpha_{n-1} - \alpha_n \quad \text{Eq. III-17}$$

Assumendo che nell'angolo di aspetto globale non ci siano intervalli angolari non interessati da alcuna osservazione, l'angolo di aspetto globale nell'Eq. III-17, se propriamente utilizzato per il processing ISAR, ha la potenzialità di risultare in una risoluzione migliorata. Al fine di evitare che ci siano intervalli privi di osservazione, è richiesto che $\theta_k^n(-T/2) \leq \theta_k^{n-1}(T/2)$, ovvero

$$\alpha_{n-1} - \alpha_n \leq \omega T \quad \text{Eq. III-18}$$

Quindi l'effettivo angolo di aspetto con due sensori equivalenti è limitato dalla disuguaglianza $\Delta\theta \leq \Delta\theta_{eff}^{(n,n-1)} \leq 2\Delta\theta$. Di conseguenza, la risoluzione in cross-range diventa

$$\Delta cr^{(n,n-1)} = \frac{\lambda}{2\Delta\theta_{eff}^{(n,n-1)}} = \frac{\lambda}{2(\omega T + \alpha_{n-1} - \alpha_n)} \geq \frac{\lambda}{4\Delta\theta} \quad \text{Eq. III-19}$$

in cui l'uguaglianza vale solo nel caso del massimo angolo consentito $\alpha_{n-1} - \alpha_n = \omega T = \Delta\theta$.

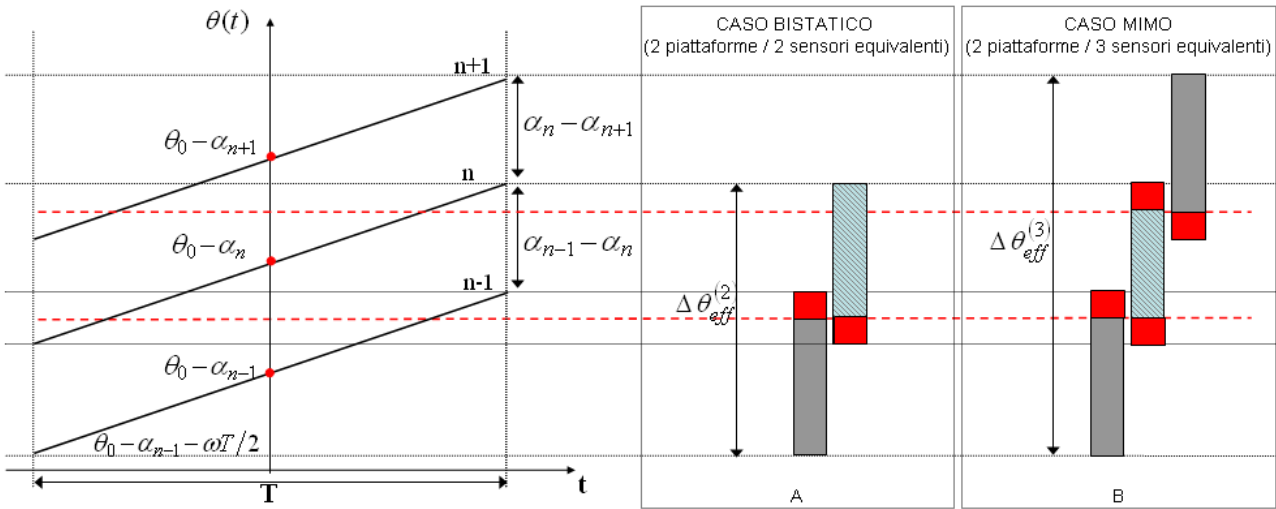


Fig. III-4 Principio di ISAR distribuito (D-ISAR) per il miglioramento della risoluzione in cross-range.

. Per ottenere una risoluzione in cross-range incrementata, il segnale ricevuto dai due sensori equivalenti può essere combinato come

$$s_{comb}(t) = e^{j\frac{4\pi}{\lambda}R_{n-1}} s_{n-1}(t+t'_n) \text{rect}_{T'_n}(t+T'_n/2) + e^{j\frac{4\pi}{\lambda}R_n} s_n(t-t'_n) \text{rect}_{T'_n}(t-T'_n/2) \quad \text{Eq. III-20}$$

in cui $T'_n = \frac{T}{2} + \frac{\alpha_{n-1} - \alpha_n}{2\omega}$ e $t'_n = \frac{\alpha_{n-1} - \alpha_n}{2\omega}$. Questo implica:

$$s_{comb}(t) = e^{-j\frac{4\pi}{\lambda} \left[-r_k \cos\phi_k \sin\psi_0 + r_k \sin\phi_k \cos\psi_0 \sin(\theta_k^0 + \omega t - \frac{\alpha_{n-1} + \alpha_n}{2}) \cos\beta_{n-1} \right]} \text{rect}_{T'}(t+t'_n) \text{rect}_{T'_n}(t+T'_n/2) + e^{-j\frac{4\pi}{\lambda} \left[-r_k \cos\phi_k \sin\psi_0 + r_k \sin\phi_k \cos\psi_0 \sin(\theta_k^0 + \omega t - \frac{\alpha_{n-1} + \alpha_n}{2}) \cos\beta_n \right]} \text{rect}_{T'}(t-t'_n) \text{rect}_{T'_n}(t-T'_n/2) \quad \text{Eq. III-21}$$

e in conclusione, assumendo costante $\beta_{n-1} = \beta_n = \beta_0$ (ovvero trascurando le differenze bistatiche):

$$s_{comb}(t) = e^{-j\frac{4\pi}{\lambda} \left[-r_k \cos \varphi_k \sin \psi_0 + r_k \sin \varphi_k \cos \psi_0 \sin \left(\theta_k^0 - \frac{\alpha_{n-1} + \alpha_n}{2} + \alpha \right) \cos \beta_0 \right]} \text{rect}_{2T_n}'(t) \quad \text{Eq. III-22}$$

Si osservi che le direzioni di cross-range complessiva è ora definita dall'angolo $(\alpha_{n-1} + \alpha_n)/2$, e quindi le posizioni in range e cross-range dello scatteratore sono rispettivamente $x_r^k = r_k \sin \varphi_k \cos \psi_0 \sin(\theta_k^0 - (\alpha_{n-1} + \alpha_n)/2)$ e $x_{cr}^k = r_k \sin \varphi_k \cos \psi_0 \cos(\theta_k^0 - (\alpha_{n-1} + \alpha_n)/2)$. Comparando l'Eq. III-22 con l'Eq. III-12 risulta chiaro che esattamente la stessa procedura indicata dalle Eq. III-14 – Eq. III-15 può essere applicata, il che comporta che lo scatteratore sia correttamente posizionato con una risoluzione in cross-range $\Delta cr^{(n,n-1)} = \lambda / (2\omega \cdot 2T_n \cos \beta_0)$. Questo mostra uno schema di principio per ottenere una risoluzione incrementata, corrispondente a un angolo complessivo $\omega T + \alpha_{n-1} - \alpha_n$. L'assunzione di $\beta_{n-1} = \beta_n = \beta_0$ è chiaramente verificata solo in specifiche situazioni; comunque trascurare le differenze, o addirittura assumere $\beta_{n-1} = \beta_n = 0$, non implica errori significativi, finché non si raggiunge una risoluzione molto alta. Questo punto verrà trattato in maggior dettaglio nel paragrafo III.4.3.

Come si nota dalla Fig. III-4, l'incremento della risoluzione può essere ottenuto sia nel caso multistatico che nel caso MIMO. Nello specifico, nel D-ISAR multistatico il primo sensore è monostatico, mentre il secondo è un dispositivo in grado solo di ricevere, con un'appropriata variazione dell'angolo di vista (ovvero $\alpha_{n-1} - \alpha_n$). Quindi il massimo incremento nell'angolo di osservazione, e di conseguenza in risoluzione, è di un fattore 2, semplicemente imponendo che $\alpha_{n-1} - \alpha_n = \omega T = \Delta \theta$, come mostrato in Fig. III-4A.

Un commento sul comportamento elettromagnetico del target è necessario, dato che si è assunto nella derivazione del principio del D-ISAR che tutti gli scatteratori nell'immagine si comportino come perfetti scatteratori puntiformi, con la stessa ampiezza e fase per tutti gli angoli di osservazione monostatici e bistatici. Un gran numero di studi dettagliati ha affrontato questo argomento in dettaglio, con particolare attenzione alle differenze tra lo scattering monostatico e bistatico, tra i quali, per esempio, [III-13] e [III-14]. Come è ovvio, questa ipotesi non è sempre verificata, specialmente quando si lavora ad alte risoluzioni e c'è un'ampia variazione nell'angolo di vista. Comunque, nel nostro caso, si mira a raggiungere risoluzioni moderate (lo scopo è quello di “rimediare” ad uno stato del mare insufficiente a garantire buoni livelli di risoluzione, rimanendo i valori di risoluzione tipicamente molto più grandi della lunghezza d'onda), e di conseguenza la

variazione dell'angolo bistatico β_n è abbastanza limitata nel set delle N acquisizioni (sicuramente minore di $\Delta\theta_{eff}^{(N)}$). Per esempio in una tipica applicazione in banda X, anche se si volesse ottenere una risoluzione abbastanza elevata come 0.5 m, il limite superiore per l'angolo bistatico sarebbe 0.03 radianti. In un caso del genere, anche per target complessi come le navi, gli aeromobili o veicoli terrestri, si può assumere che ci si trovi nella regione di Radar Cross Section (RCS) quasi-monostatica, [III-23]. Sotto questa ipotesi si può assumere la RCS bistatica del bersaglio pari a quella monostatica, misurata sulla bisettrice dell'angolo bistatico. Ovviamente una piccola degradazione della qualità finale dell'immagine sarà presente, qualora la condizione operativa non rispetti le precedenti assunzioni, ovvero in presenza di un ampio angolo di vista.

L'estensione al caso di N sensori è semplice, e conduce ad una variazione dell'angolo di osservazione complessiva pari a:

$$\Delta\theta_{eff}^{(N)} = \theta_k^N(T/2) - \theta_k^1(-T/2) = [\theta_k^0 - \alpha_N + \omega T/2] - [\theta_k^0 - \alpha_1 - \omega T/2] = \omega T + \alpha_1 - \alpha_N \quad \text{Eq. III-23}$$

Il requisito che l'angolo di osservazione totale sia tale per cui non ci siano intervalli angolari privi di acquisizione richiede che la disuguaglianza nell'Eq. III-18 sia verificata per ogni valore di n . Questo impone un limite superiore per l'angolo di osservazione globale e sulla risoluzione in cross-range raggiungibile, corrispondente al numero di sensori equivalenti N :

$$\Delta\theta_{eff}^{(N)} = \Delta\theta + (N-1)\omega T = \Delta\theta + (N-1)\Delta\theta = N\Delta\theta \quad \text{Eq. III-24}$$

$$\Delta cr^{(N)} = \frac{\lambda}{2\Delta\theta_{eff}^{(N)}} = \frac{\lambda}{2(\omega T + \alpha_1 - \alpha_N)} \geq \frac{\lambda}{2N\Delta\theta} \quad \text{Eq. III-25}$$

Come per il semplice caso $N=2$ sensori equivalenti, si può ottenere in via di principio il miglioramento di cui sopra combinando appropriatamente i segnali

$$s_{comb}(t) = \sum_{n=1}^N e^{j\frac{4\pi}{\lambda}R_n} s_n(t-t_n) \text{rect}_{T_n}(t-t_n + \Delta t_n) \quad \text{Eq. III-26}$$

in cui $t_n = \frac{\alpha_1 + \alpha_N}{2\omega} - \frac{\alpha_n}{\omega}$, $T_n = \frac{\alpha_{n-1} - \alpha_{n+1}}{2\omega}$, e $\Delta t_n = \frac{\alpha_{n-1} + \alpha_{n+1}}{4\omega} - \frac{\alpha_n}{2\omega}$, con $\alpha_0 = \alpha_1 + \omega T$ e $\alpha_{N+1} = \alpha_N - \omega T$. Questo implica, assumendo β_n costante, ovvero trascurando le differenze dovute alle acquisizioni bistatiche:

$$\begin{aligned}
 s_{comb}(t) &= \sum_{n=1}^N e^{-j\frac{4\pi}{\lambda} \left[-r_k \cos\varphi_k \sin\psi_0 + r_k \sin\varphi_k \cos\psi_0 \sin(\theta_k^0 + \alpha - \frac{\alpha_1 + \alpha_N}{2\omega}) \cos\beta_n \right]} \text{rect}_T(t-t_n) \text{rect}_{T_n}(t-t_n + \Delta t_n) = \\
 &= e^{-j\frac{4\pi}{\lambda} \left[-r_k \cos\varphi_k \sin\psi_0 + r_k \sin\varphi_k \cos\psi_0 \sin(\theta_k^0 + \alpha - \frac{\alpha_1 + \alpha_N}{2\omega}) \cos\beta_0 \right]} \sum_{n=1}^N \text{rect}_T(t-t_n) \text{rect}_{T_n}(t-t_n + \Delta t_n) = \text{Eq. III-27} \\
 &= e^{-j\frac{4\pi}{\lambda} \left[-r_k \cos\varphi_k \sin\psi_0 + r_k \sin\varphi_k \cos\psi_0 \sin(\theta_k^0 + \alpha - \frac{\alpha_1 + \alpha_N}{2\omega}) \cos\beta_0 \right]} \text{rect}_{T + \frac{\alpha_1 - \alpha_N}{\omega}}(t)
 \end{aligned}$$

Si osservi che la direzione di cross-range complessiva è ora definita dall'angolo $(\alpha_1 + \alpha_N)/2$, cosicché le posizioni in range e cross-range dello scatteratore sono rispettivamente $x_r^k = r_k \sin\varphi_k \cos\psi_0 \sin(\theta_k^0 - (\alpha_1 + \alpha_N)/2)$ e $x_{cr}^k = r_k \sin\varphi_k \cos\psi_0 \cos(\theta_k^0 - (\alpha_1 + \alpha_N)/2)$. Confrontano l'Eq. III-27 con l'Eq. III-12 si può notare come la stessa procedura descritta dall'Eq. III-14 e dall'Eq. III-15 può essere applicata, il che implica che lo scatteratore sia correttamente posizionato in cross-range con risoluzione $\Delta cr^{(N)} = \lambda/[2(\omega T + \alpha_1 - \alpha_N) \cos\beta_0]$. Questo mostra il principio per ottenere la risoluzione incrementata corrispondente all'angolo complessivo $\omega T + \alpha_1 - \alpha_N$. Il corrispondente schema di principio per il D-ISAR è mostrato nella Fig. III-5.

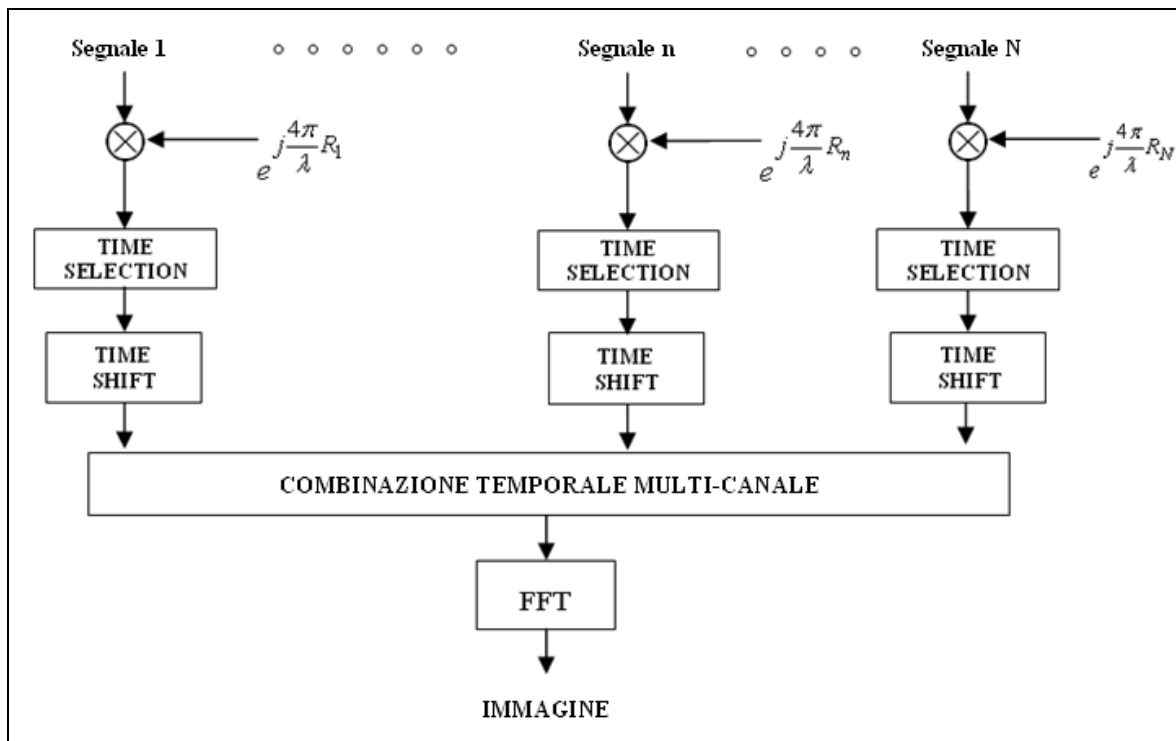


Fig. III-5 Schema di principio del D-ISAR con N sensori equivalenti.

Per quantificare il miglioramento della risoluzione in una applicazione pratica, si definisce il parametro γ come il rapporto tra la variazione globale sintetizzata dell'angolo di osservazione e la variazione dell'angolo di osservazione del singolo sensore:

$$\gamma = \frac{\Delta\theta_{eff}^{(N)}}{\Delta\theta} = \frac{\Delta cr}{\Delta cr^{(N)}} \leq N \quad \text{Eq. III-28}$$

Come si può vedere, questo parametro ha come limite superiore il numero di sensori equivalenti N .

Nella configurazione multistatica il numero di sensori equivalenti N è coincidente con il numero di sensori reali S , quindi il limite superiore per il miglioramento della risoluzione è dato da $\gamma \leq S$. In riferimento all'esempio nella Fig. III-4A, la risoluzione ottenibile con la configurazione multistatica con più di due sensori è chiaramente ottenibile aggiungendo più sensori passivi ($N-1$ nello specifico). Si verifica semplicemente dalla Fig. III-4 che il caso di un sensore TX/RX più due sensori RX fornisca un miglioramento della risoluzione in cross-range massimo pari ad un fattore $\gamma = 3$. La configurazione monostatica è specialmente interessante per applicazioni pratiche nei casi in cui un'unica piattaforma "pesante" sia disponibile per trasportare il sensore TX/RX, ma un certo numero di piattaforme "leggere" può essere aggiunto, ad esempio UAV.

La Fig. III-4B mostra il caso MIMO nella sua configurazione base, ovvero in cui ci sono due sensori TX/RX ($S=2$). Questo comporta che ci siano tre sensori equivalenti ($N=3$), i due sistemi radar monostatici (che trasmettano e ricevano le forme d'onda opportune) più il sensore equivalente relativo all'acquisizione bistatica (quando cioè la forma d'onda è trasmessa da un radar e ricevuta da un altro). Questo caso è schematizzato attraverso i due angoli di vista dei sensori monostatici, α_{n-1} e α_{n+1} , e dalla loro semisomma $\alpha_n = (\alpha_{n-1} + \alpha_{n+1})/2$, come si può facilmente verificare dall'Eq. III-9. In questo caso il massimo incremento dell'angolo di osservazione è di un fattore 3, come si può facilmente ottenere imponendo $\alpha_{n-1} - \alpha_{n+1} = 2\omega T = 2\Delta\theta$ per i sensori reali. La configurazione MIMO è particolarmente interessante, dato che consente di ottenere un incremento della risoluzione in cross-range maggiore del numero di piattaforme disponibili. Questo è possibile perché il numero di sensori equivalenti è sicuramente maggiore del numero di piattaforme reali S . Le posizioni ottime di un insieme di sensori per fornire la massima copertura angolare senza che ci siano intervalli privi di acquisizioni sono state ricavate come in [III-12]. Per un numero di sensori reali S da 2 a 14 la Tabella III-1 riporta il numero di sensori equivalenti N per una copertura continua senza interruzione nell'acquisizione.

Per ottenere il massimo valore di $\Delta\theta_{eff}^{(N)} = N\Delta\theta_0$, utilizzando S sensori per l'applicazione D-ISAR MIMO, è necessario disporre in maniera appropriate i sensori reali. In particolare, la spaziatura angolare richiesta tra ciascuna coppia di sensori reali adiacenti è riportata nella terza colonna della Tabella III-1, espresso in numeri interi di $\Delta\theta_0$. Questo deriva dalla diretta applicazione dei risultati di [III-12] al caso D-ISAR MIMO. Come esempio, per ottenere la spaziatura angolare complessiva $\Delta\theta_{eff}^{(N)} = 9\Delta\theta_0$ con S=4 sensori reali, le spaziature angolari devono essere assegnate come segue: $2\Delta\theta_0$ tra il sensore #1 e il sensore #2, $4\Delta\theta_0$ tra il sensore #2 e il sensore #3, $2\Delta\theta_0$ tra il sensore #3 e il sensore #4. Come si può notare, la scelta della spaziatura in angolo base $\Delta\theta_0$ è essenziale sia per evitare "buchi" nell'osservazione globale ($\Delta\theta_0 \leq \omega T = \Delta\theta$), e per ottenere il massimo incremento di risoluzione (ovvero il maggior valore possibile di $\Delta\theta_0$). Come è evidente, il valore ottimo si ha per $\Delta\theta_0 = \omega T = \Delta\theta$.

S	N	Sequenza di spaziature angolari	N/S
2	3	2	1.5
3	5	2,2	1.6667
4	9	2,4,2	2.2500
5	13	2,4,4,2	2.6000
6	17	2,4,4,4,2	2.8333
7	21	2,4,4,4,4,2 2,2,6,6,2,2	3.0000
8	27	2,2,6,6,6,2,2 2,4,2,10,2,4,2	3.3750
9	33	2,2,6,6,6,6,2,2	3.6667
10	41	2,4,2,10,4,10,2,4,2	4.1000
11	45	2,2,2,8,8,8,2,2,2 2,2,6,4,8,8,4,6,2,2 2,2,6,6,6,6,6,6,2,2 2,4,2,10,4,4,10,2,4,2	4.0909
12	55	2,4,4,2,14,2,14,2,4,4,2 2,4,2,10,4,10,4,10,2,4,2	4.5833
13	65	2,4,2,10,4,10,10,4,10,2,4,2	5.0000
14	73	2,4,2,10,4,10,8,10,4,10,2,4,2	5.2143

Tabella III-1– Ottimizzazione delle configurazioni MIMO.

La Fig. III-6 mostra l'estensione del caso D-ISAR MIMO a valori maggiori di S, fino a S=10, utilizzando le configurazioni nella Tabella III-1. In particolare, i quadrati rossi e bianchi rappresentano rispettivamente le aperture angolari reali e fittizie utilizzate nella configurazione

distribuita, in cui l'espressione "apertura reale" indica la variazione dell'angolo di osservazione dovuta al moto rotatorio del target come visto da un sensore reale monostatico, mentre "apertura fittizia" indica la variazione dell'angolo di apertura dovuta al moto rotatorio del target utilizzando una configurazione bistatica basata su differenti trasmettitori e ricevitori.

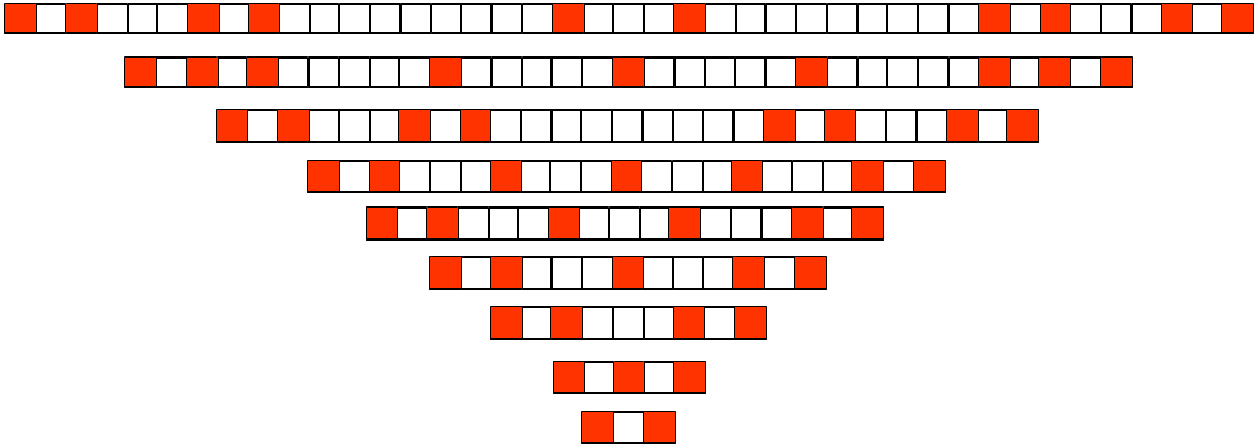


Fig. III-6 Mappa delle aperture reali e fittizie nel caso D-ISAR MIMO.

Nella Fig. III-7 il valore massimo dell'incremento della risoluzione in cross-range viene mostrato sia per il caso multistatico che per il caso MIMO. Come si può vedere, nel caso multistatico il massimo valore raggiungibile di incremento γ aumenta linearmente con il numero di piattaforme S , dato che $N=S$. Nel caso MIMO invece il valore massimo γ può essere considerevolmente maggiore rispetto al numero di piattaforme S , dato che il guadagno N della configurazione MIMO cresce all'aumentare del numero di piattaforme. La quantificazione dell'incremento reso disponibile dalla configurazione MIMO rispetto al caso multistatico è fornita dal rapporto N/S , che è riportato nell'ultima colonna della Tabella III-1. Si può vedere che per valori maggiori di S l'incremento aumenta. È interessante notare che il risultato di [III-12] mostra che nel limite per $S \rightarrow \infty$ il valore di $N \rightarrow S^2$, cosicché l'incremento del caso MIMO tende ad essere quadraticamente legato al numero di sensori S ed il rapporto N/S tende asintoticamente ad S .

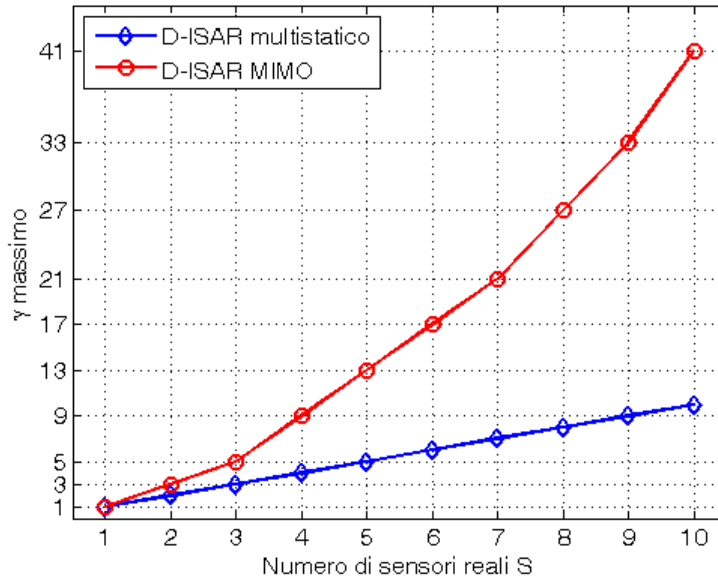


Fig. III-7 Massimo valore di incremento della risoluzione in cross-range γ nei casi multistatico e MIMO.

Vale la pena notare che il concetto di D-ISAR ed il corrispondente incremento della risoluzione in cross-range sono stati introdotti riferendosi ad un bersaglio interessato da un moto di rotazione verticale. Se il bersaglio fosse interessato da un moto 3D (come spesso accade per i bersagli navali in presenza di mare mosso), il vettore di velocità di rotazione potrebbe sempre essere decomposto nelle sue componenti verticale ed orizzontale (rotazioni intorno alla Line Of Sight – LOS vengono trascurate dato che il radar non è ad esse sensibile), [III-20]. In questo caso l'Eq. III-28 riguarderebbe la componente piana dell'immagine (originata dalla rotazione intorno al piano verticale), mentre nessun miglioramento della risoluzione nel dominio cross-range si otterrebbe per la componente di profilo dell'immagine (generata dalla rotazione intorno all'asse orizzontale) utilizzando una formazione orizzontale di piattaforme. Quindi l'incremento globale della risoluzione in cross-range ottenuto per l'immagine D-ISAR può scriversi come segue:

$$\gamma_{hv} = \frac{\sqrt{\gamma_v^2 \omega_v^2 + \omega_h^2}}{\sqrt{\omega_v^2 + \omega_h^2}} = \gamma_v \frac{\sqrt{1 + \rho_{hv}^2 / \gamma_v^2}}{\sqrt{1 + \rho_{hv}^2}} \quad \text{Eq. III-29}$$

in cui $\rho_{hv} = \omega_h / \omega_v$ essendo ω_h la componente orizzontale del vettore di rotazione, ω_v la componente verticale (chiamata semplicemente ω dovunque nel documento) e γ_v l'incremento della risoluzione in cross-range relativo alla componente piana (chiamato γ nell'Eq. III-28e dovunque nel documento). Dall'Eq. III-29 si osserva che $\gamma_{hv} \leq \gamma_v \leq N$ quando $\rho_{hv} \neq 0$, mentre $\gamma_{hv} \rightarrow \gamma_v$ quando $\rho_{hv} \rightarrow 0$, ovvero la componente verticale del moto è dominante.

III.4 *Tecniche di Focalizzazione per il D-ISAR*

La focalizzazione dell'immagine di un bersaglio migliorata in termini di risoluzione in cross-range grazie all'ISAR distribuito richiede una tecnica di elaborazione bi-dimensionale (2D) ad hoc, in grado di combinare opportunamente i segnali radar acquisiti dai sensori multipli. Nello schema di elaborazione 1D nella dimensione azimuthale mostrato nella Fig. III-5 si assume che la storia azimuthale dello stesso range bin sia disponibile per tutte le acquisizioni multiple e si mostrano i passi concettuali richiesti per combinare coerentemente i dati multi-canale al fine di ottenere l'incremento della risoluzione in cross-range.

Lo scopo di questo paragrafo è quello di descrivere le tecniche di Focalizzazione 2D per il D-ISAR, che possano essere utilizzate per ottenere immagini con una migliore risoluzione in cross-range partendo da dati grezzi disponibili ai sensori multipli. Come per l'ISAR convenzionale, si assume che vengano trasmesse forme d'onda radar chirp a che in ricezione l'approccio di dechirping venga utilizzato per la compressione in range. Quindi, in ogni caso, il dechirping con la corrispondente operazione di rimozione della Residual Video Phase, ovvero di Range Deskew, per ciascun sensore equivalente è il primo step della tecnica.

Il dechirping in range e il corrispondente deskew sono operazioni standard per il caso di ISAR multistatico (si considerino ad esempio [III-1],[III-2], [III-15]). Al contrario, nel caso MIMO, la procedura è leggermente più complicata, dato che si devono tenere in conto le differenti forme d'onda trasmesse dai differenti sensori attivi e l'interallacciamento delle acquisizioni attive e passive. Nello specifico, con S piattaforme, S forme d'onda ortogonali sono necessarie: nello studio si considera $S \leq 4$ e si selezionano le forme d'onda i cui andamenti tempo-frequenza sono raffigurati nella Fig. III-8a, che mostra un up-chirp, un down-chirp e due forme d'onda triangolari modulate il frequenza, [III-16]. I dati collezionati da ciascun sensore equivalente dovrebbero quindi essere processati in accordo alla specifica forma d'onda usata dal corrispondente trasmettitore; assumendo che nel caso multistatico venga utilizzato un up-chirp, nel caso MIMO

- il dechirping e il range deskewing relativi al sensore che utilizza l'up-chirp non vengono modificati rispetto al caso multistatico;
- si aggiunge un'operazione di inversione dell'asse temporale dopo il dechirping e il range deskewing per il sensore che utilizza un down-chirp;

- la catena di elaborazione mostrata in Fig. III-8b sostituisce le operazioni di dechirping e range deskewing per quei sensori che utilizzano le forme d'onda triangolari; l'operazione di scalatura temporale è richiesta al fine di fornire un segnale di uscita con una durata τ (invece che $\tau/2$), al pari dei sensori che utilizzano un up-chirp o un down-chirp.

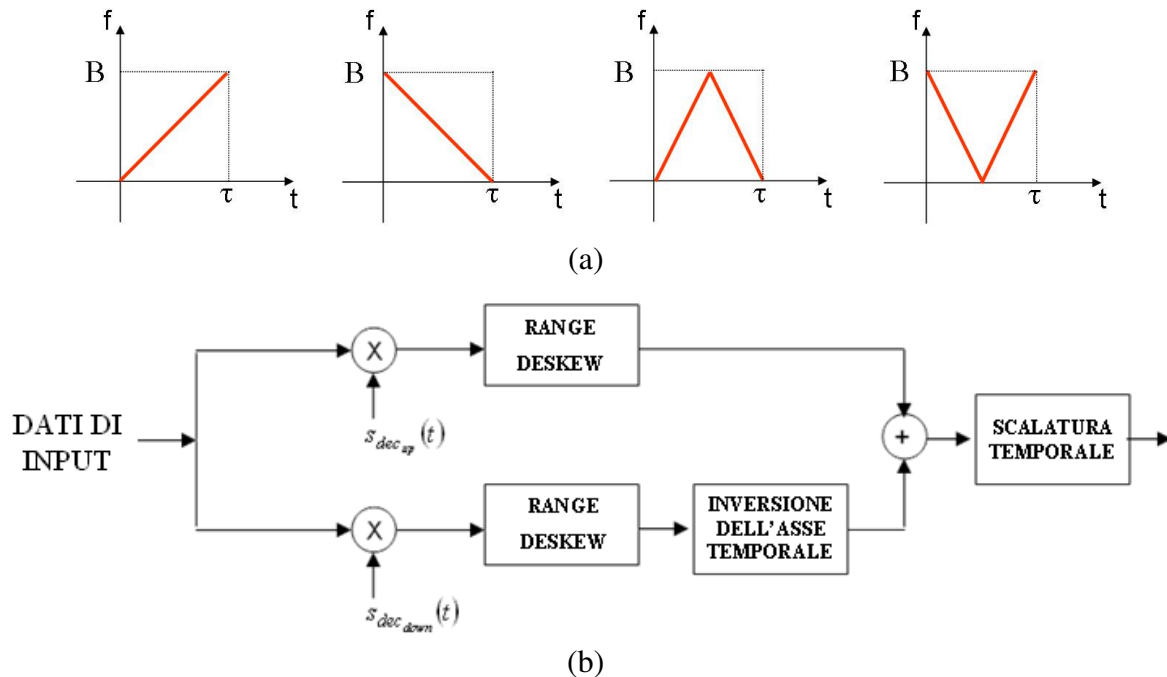


Fig. III-8 (a) Forme d'onda (in frequenza) per il D-ISAR MIMO con $S=4$ piattaforme; (b) dechirping e range deskewing per le forme d'onda triangolari linearmente modulate in frequenza.

A valle del pre-processing rappresentato dalle operazioni di dechirping e range deskew, due differenti approcci possono essere seguiti per ottenere uno schema per la focalizzazione di un'immagine D-ISAR 2D:

(i) Tecnica centralizzata per la Focalizzazione D-ISAR (CT-DISAR): questa è l'implementazione più diretta dello schema della prova di concetto che conduce ad uno schema di focalizzazione, in cui i dati radar dagli N sensori equivalenti devono essere pre-processati in modo opportuno, combinati in modo coerente ed infine focalizzati utilizzando uno schema di focalizzazione 2D.

(ii) Tecnica decentralizzata per la Focalizzazione D-ISAR (DT-DISAR): questo è un approccio alternativo, in cui prima vengono focalizzate N immagini ISAR a bassa risoluzione, come collezionate da ciascun sensore equivalente, le quali vengono poi combinate coerentemente per ottenere un'immagine ad alta risoluzione.

I due approcci vengono separatamente dettagliati nei seguenti paragrafi.

III.4.1 *Tecnica Centralizzata per la Focalizzazione D-ISAR (CT-DISAR)*

Lo schema di elaborazione del CT-DISAR è mostrato nella Fig. III-9. Il passo principale è contenuto nel primo blocco (nella cornice rossa tratteggiata), chiamato “Pre-elaborazione e combinazione coerente”. Lo scopo della pre-elaborazione è quello di combinare in maniera opportuna i dati multi-canale, in modo che successivamente possa essere applicata la convenzionale tecnica di focalizzazione ISAR singolo canale.

La parte di pre-processing ha un numero di rami pari al numero N di sensori equivalenti nella formazione; l' n -esimo ramo riceve in input i dati grezzi (nel dominio tempo veloce – tempo lento) dall' n -esimo sensore e consta delle seguenti operazioni:

- Range dechirping e deskewing per rimuovere la Residual Video Phase;
- Compensazione della fase del fulcro del target;
- Selezione temporale, realizzata al fine di garantire un'acquisizione complessiva del bersaglio con moto rotatorio continua e senza sovrapposizioni, come spiegato nel paragrafo III.3;
- Shift temporale (nel tempo lento) per allineare correttamente gli echi collezionati dai sensori multipli;
- Combinazione temporale delle versioni shiftate del segnale al fine di sintetizzare un segnale combinato, come dallo schema nel paragrafo III.3.

È interessante notare che gli ultimi 4 step sono la diretta applicazione della combinazione relativa al D-ISAR presentata nel paragrafo III.3

A questo punto della procedura, il segnale combinato è ricostruito e può essere focalizzato utilizzando una tecnica di Focalizzazione standard. Come si può vedere, a causa della geometria ISAR, i dati combinati sembrano seguire la motion compensation relativamente ad un punto, [III-15], quindi ogni tecnica di focalizzazione 2D per radar ad aperture sintetica (in grado di considerare e compensare la Range Cell Migration), che operi su dati dopo la motion compensation, può ritenersi adeguata per realizzare l'appropriata focalizzazione 2D. Una scelta naturale sarebbe certamente il Polar Format Algorithm (PFA), che viene tipicamente utilizzato nelle elaborazioni ISAR. D'altra parte anche tecniche basate sulla motion compensation rispetto ad una linea potrebbero essere applicate, qualora venga introdotto un adeguato stadio di conversione per

correggere l'insieme dei dati a disposizione. In questo caso sia l'RMA che il Frequency Scaling Algorithm potrebbero essere sfruttati per focalizzare l'immagine ISAR combinata.

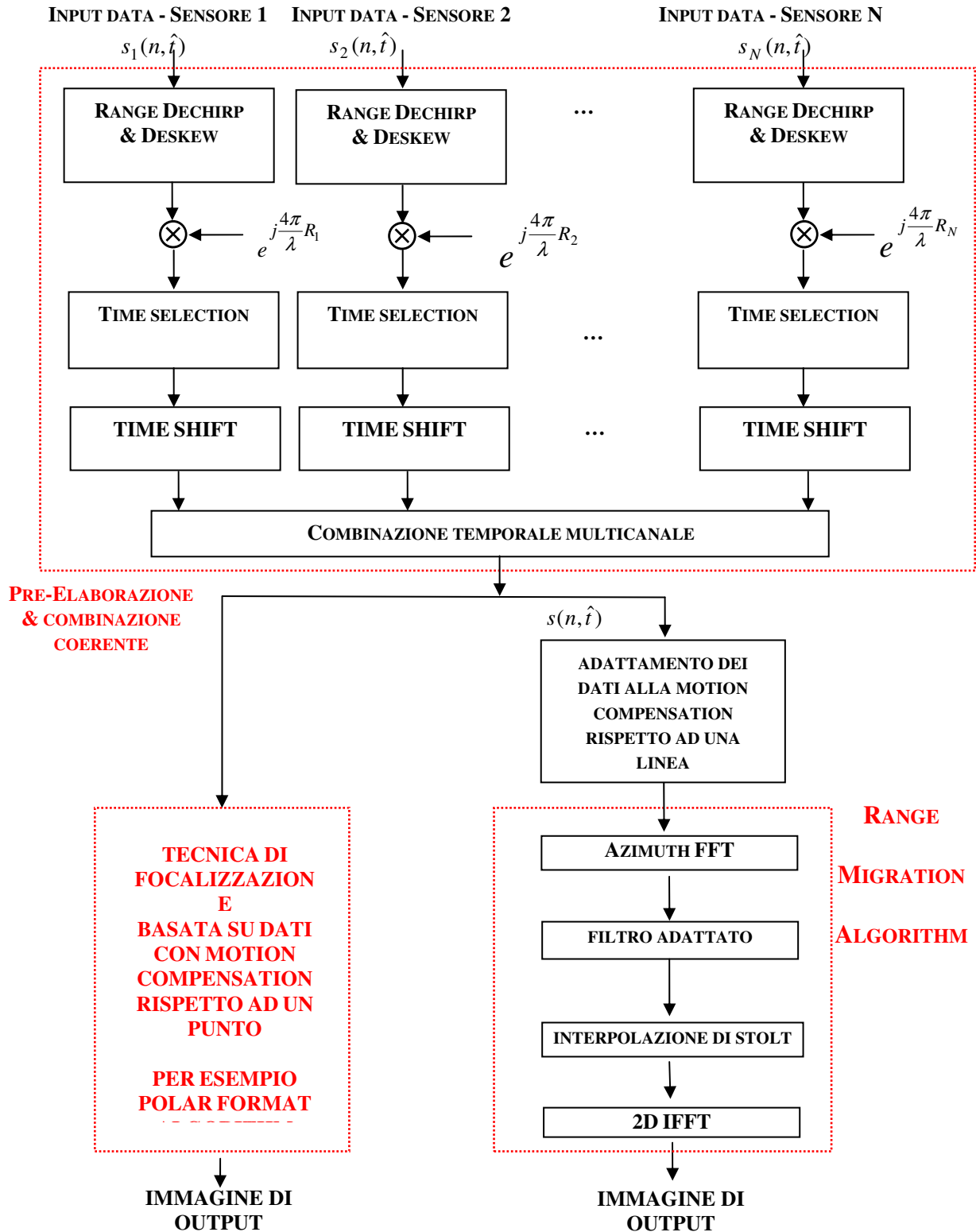


Fig. III-9 Catena di processing della la tecnica centralizzata per ISAR Distribuito.

Come esempio di applicazione, in questo studio viene utilizzato il Range Migration Algorithm, RMA, che è una tecnica ben nota comunemente utilizzata per focalizzare le scene SAR, [III-17], ed inoltre applicata nel SAR bistatico, [III-28]. Sebbene altre tecniche, come il PFA già menzionato, rappresentino una scelta più comune in ambito ISAR, l'uso di una tecnica basata sul RMA può consentire facilmente lo sfruttamento simultaneo del moto sia delle piattaforme sia del target per un imaging ibrido SAR/ISAR. Sebbene l'uso dell'RMA (come anche del Frequency Scaling) permetta la semplice estensione al caso SAR/ISAR in presenza di una componente di moto delle piattaforme, qui si accenna solamente ad una tale possibilità senza indagare ulteriormente, al fine di favorire la comprensibilità del principio dell'ISAR distribuito.

Dato che l'imaging ISAR può essere associato all'imaging SAR in modalità Spotlight e dato che tipicamente si utilizzano forme d'onda linearmente modulate in frequenza di tipo chirp, la focalizzazione basata sull'algoritmo RMA per D-ISAR viene sviluppata considerando che la compressione della forma d'onda in range venga realizzata mediante la tecnica del dechirping. Di conseguenza, dopo il riallineamento temporale dei segnali di output degli N rami realizzato al fine di sintetizzare i dati ISAR a singolo canale, la tecnica RMA viene applicata nella sua versione standard, composta da una trasformata di Fourier nel dominio azimuthale, l'interpolazione di Stolt e una trasformazione di Fourier inversa 2D per produrre l'immagine focalizzata.

Come è stato già detto, l'applicazione della focalizzazione RMA richiede l'introduzione di uno stadio di conversione per modificare i dati, ovvero per renderli tali da essere equivalenti a quelli che si potrebbero registrare applicando la motion compensation rispetto ad una linea. Questo allo scopo di effettuare un adattamento da ISAR a SAR, in modo tale che i dati ISAR acquisiti da un target con moto rotatorio possano emulare i dati SAR acquisiti da una piattaforma con moto rettilineo uniforme per un target stazionario.

La Fig. III-10 mostra il concetto di adattamento per il caso ISAR multistatico con due piattaforme. La rotazione del bersaglio intorno al suo fulcro può essere equivalentemente vista come una rotazione opposta del sistema radar intorno allo stesso punto, essendo però il target stazionario; conseguentemente i dati ISAR sono del tutto equivalenti a dati acquisiti da un SAR che si muova di moto circolare uniforme, essendo la traiettoria del sensore 1 (assunto attivo e quindi in grado di trasmettere il segnale radar) indicata dall'arco di circonferenza rosso di raggio R_1 e la traiettoria del sensore 2 (che viene generata dall'acquisizione bistatica del sensore passivo che si trova a distanza R_2 dal fulcro del target) rappresentata dall'arco di circonferenza rosso con raggio

$(R_1+R_2)/2$. Queste traiettorie circolari sono successivamente riportate alle traiettorie rettilinee del SAR convenzionale semplicemente aggiungendo ai dati acquisiti dal sensore 1 un termine di fase relativo alla differenza tra la traiettoria circolare e l'equivalente traiettoria rettilinea in blu, che osservi la stessa apertura, e facendo lo stesso per il sensore 2. Dopo l'operazione di selezione temporale, ove sia necessario a causa della parziale sovrapposizione delle acquisizioni, le due osservazioni possono essere allineate per emulare dei dati SAR acquisiti da un singolo sensore trasportato da una piattaforma la cui traiettoria sia rappresentata dalla linea rossa.

L'adattamento dei dati da ISAR a SAR per il caso MIMO è mostrato invece nella Fig. III-11, per il caso di due piattaforme con sensori attivi, uno dei quali in grado di separare e ricevere anche la forma d'onda trasmessa dall'altro sensore, dando quindi origine ad un'osservazione bistatica che va ad aggiungersi alle due osservazioni monostatiche pertinenti a ciascun sensore. L'adattamento è concettualmente equivalente a quello realizzato per il caso multistatico; i dati ISAR sono equivalenti ai dati SAR in cui la piattaforma abbia un moto circolare uniforme acquisiti mediante il sensore 1 (assunto attivo), che si muove lungo la circonferenza in rosso di raggio R_1 , dal sensore 2 (che riceve a distanza R_3 il segnale corrispondente alla trasmissione dalla piattaforma a distanza R_1), che si muove lungo la circonferenza in rosso di raggio $R_2=(R_1+R_3)/2$, ed infine dal sensore 3 (assunto attivo), che si muove lungo la circonferenza in rosso di raggio R_3 (nella Fig. III-11 $R_1=R_3$).

Queste traiettorie circolari vengono quindi riportate a traiettorie rettilinee, convenzionali per le acquisizioni SAR, semplicemente aggiungendo ai dati relativi al sensore 1 il termine di fase relativo alla differenza tra la sua traiettoria circolare e l'equivalente traiettoria rettilinea in blu, che osservi la medesima apertura angolare, e applicando quindi lo stesso procedimento per i sensori 2 e 3. Anche in questo caso, dopo aver realizzato una selezione temporale eventualmente necessaria, le tre osservazioni possono essere allineate per ottenerne una equivalente in grado di emulare dati SAR acquisiti da un singolo sensore che si muova di moto rettilineo uniforme lungo la retta rossa.

I dati SAR sintetizzati, equivalenti a quelli di un sistema SAR a singolo canale, vengono successivamente elaborati con un algoritmo di focalizzazione tradizionale come il Range Migration Algorithm per ottenere l'immagine focalizzata del bersaglio, ma con una risoluzione nel dominio di cross-range incrementata dipendentemente dalla lunghezza dell'apertura sintetica equivalente sintetizzata mediante il D-ISAR.

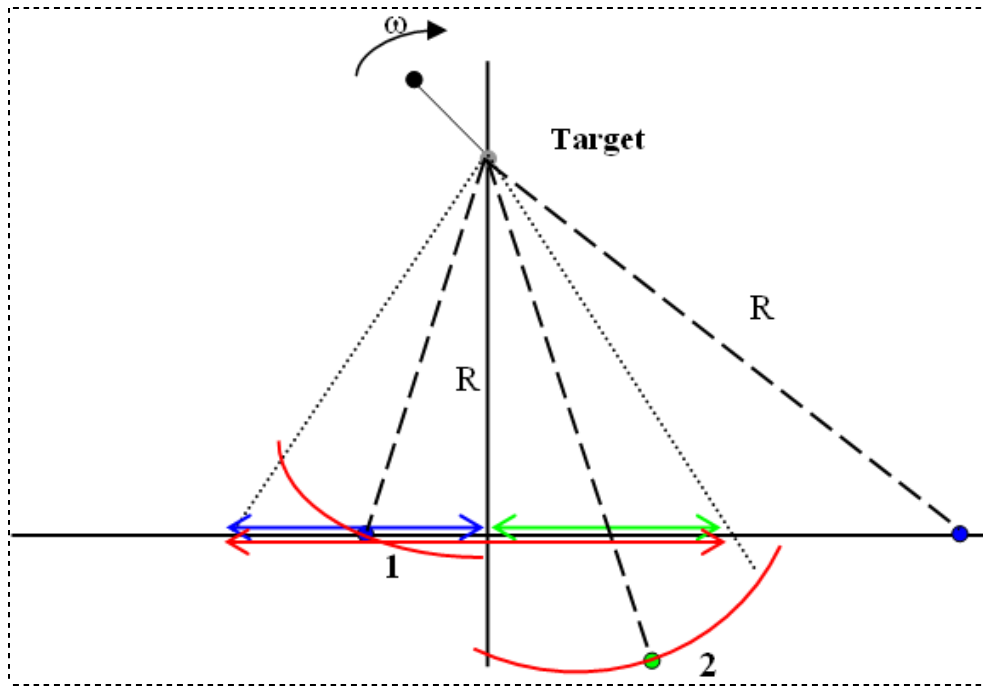


Fig. III-10 Adattamento congiunto alla motion compensation rispetto ad una linea nel caso multistatico.

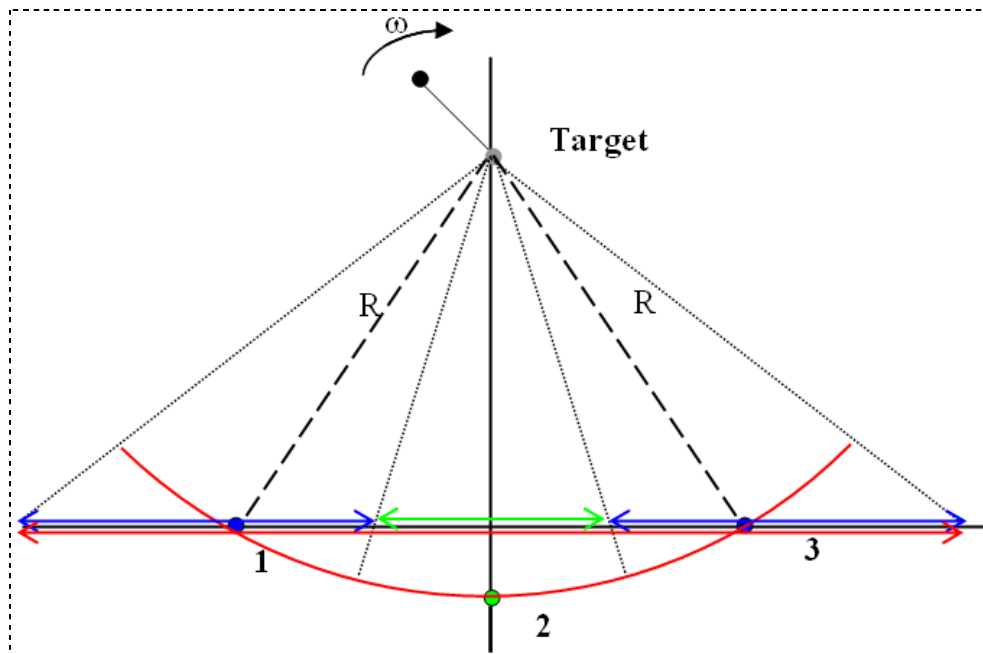


Fig. III-11 Adattamento congiunto alla motion compensation rispetto ad una linea nel caso MIMO.

III.4.2 Tecnica Decentralizzata per la Focalizzazione D-ISAR (DT-DISAR)

L'espressione nell'Eq. III-26 per il segnale combinato richiede che vengano effettuati uno shift ed una limitazione in tempo, prima della combinazione coerente. L'implementazione di appropriati spostamenti temporali (specialmente se corrispondenti ad un numero non intero di campioni) può essere realizzata più facilmente nel dominio della frequenza, mediante la moltiplicazione di termini lineari di fase a valle dell'applicazione di una trasformata di Fourier nel tempo lento. La ricombinazione dopo la trasformata di Fourier è particolarmente interessante, dato che conduce direttamente ad uno schema di combinazione da utilizzare dopo la formazione delle singole immagini ISAR da ciascuno degli N sensori equivalenti. In questo caso, prima di tutto si ottiene un'immagine ISAR a bassa risoluzione per ogni sensore equivalente, successivamente l'immagine con la risoluzione incrementata viene sintetizzata attraverso una opportuna operazione di combinazione.

Per derivare la procedura esatta, si consideri nuovamente l'Eq. III-26 e si assuma che la migrazione in range sia trascurabile. Come nel paragrafo II.3, la focalizzazione approssimata di un'immagine ISAR è ottenuta mediante una trasformata di Fourier calcolata per

$$f = -\frac{2\omega}{\lambda} \cos \beta_0 x_{cr}, \text{ ovvero}$$

$$\begin{aligned} S_{comb}(f) \Big|_{f = -\frac{2\omega}{\lambda} x_{cr} \cos \beta_0} &= \sum_{n=1}^N e^{j\frac{4\pi}{\lambda} R_n} \mathfrak{F} \left\{ s_n(t-t_n) \text{rect}_{T_n}(t-t_n+\Delta t_n) \right\} \Big|_{f = -\frac{2\omega}{\lambda} x_{cr} \cos \beta_0} = \\ &= \sum_{n=1}^N e^{j\frac{4\pi}{\lambda} R_n} e^{-j2\pi f t_n} \mathfrak{F} \left\{ s_n(t) \text{rect}_{T_n}(t+\Delta t_n) \right\} \Big|_{f = -\frac{2\omega}{\lambda} x_{cr} \cos \beta_0} \end{aligned} \quad \text{Eq. III-30}$$

Come ci si può aspettare, l'Eq. III-30 mostra che la ricombinazione nel dominio della frequenza corrispondente al cross-range si ottiene semplicemente applicando un opportuno shift lineare alla trasformata di Fourier, calcolata in specifici punti, dei dati acquisiti dal singolo sensore equivalente.

Per operare dopo la focalizzazione delle singole immagini, si richiama il fatto che, basandosi sull'Eq. III-15, l'immagine focalizzata a bassa risoluzione per l'n-esimo sensore equivalente è data dalla trasformata di Fourier del corrispondente segnale (se necessario dopo la selezione temporale

su di un intervallo T_n) calcolata in $f = -\frac{2\omega}{\lambda} \cos \beta_n x_{cr}^{(n)}$. Si noti che la direzione cross-range del k-

esimo scatteratore per l'acquisizione globale è differente dalla direzione cross-range per l'n-esimo sensore:



$$\begin{aligned}
 x_{cr}^k &= r_k \sin \varphi_k \cos \psi_0 \cos(\theta_k^0 - (\alpha_1 + \alpha_N)/2) = \\
 &= r_k \sin \varphi_k \cos \psi_0 \cos(\theta_k^0 - \alpha_n + \alpha_n - (\alpha_1 + \alpha_N)/2) = \\
 &= r_k \sin \varphi_k \cos \psi_0 \left[\cos(\theta_k^0 - \alpha_n) \cos(\alpha_n - (\alpha_1 + \alpha_N)/2) - \sin(\theta_k^0 - \alpha_n) \sin(\alpha_n - (\alpha_1 + \alpha_N)/2) \right] = \\
 &= x_{cr}^{k(n)} \cos(\alpha_n - (\alpha_1 + \alpha_N)/2) - x_r^{k(n)} \sin(\alpha_n - (\alpha_1 + \alpha_N)/2)
 \end{aligned}$$

Eq. III-31

In particolare essa dipende sia nella posizione in cross range che in slant range nel sistema di coordinate dell'n-esima immagine attraverso una rotazione di un angolo pari a $\alpha_n - (\alpha_1 + \alpha_N)/2$. Dato che per ottenere l'immagine bisogna calcolare la trasformata di Fourier in $f = -\frac{2\omega}{\lambda} \cos \beta_0 x_{cr}$, la trasformata di Fourier effettuata per i dati acquisiti dall'n-esimo singolo sensore (o meglio l'n-esima immagine ISAR a bassa risoluzione) deve essere ruotata di un angolo pari a $\alpha_n - (\alpha_1 + \alpha_N)/2$ prima della combinazione coerente nel dominio delle frequenze azimuthali.

Lo schema di principio dell'elaborazione D-ISAR è mostrato nella Fig. III-12 per il caso di N sensori equivalenti, corrispondenti a S sistemi radar reali. Tale schema è organizzato in 5 step:

STEP 1: Quando le osservazioni da differenti sensori sono parzialmente sovrapposte, ($\alpha_n - \alpha_{n-1} < \omega T$), è necessario ridurre il tempo di acquisizione per il singolo sensore, scartando la parte dei dati acquisiti nel tempo T ma non compresi nell'intervallo T_n , cosicché $\omega T_n = \alpha_n - \alpha_{n-1}$. L'operazione di Time Selection ha come risultato:

$$s_{n_1}(t) = s_n(t) \cdot \text{rect}_{T_n}(t + \Delta t_n) \quad \text{Eq. III-32}$$

in cui Δt_n è lo shift dell'istante centrale quando la procedura di finestrazione scarta asimmetricamente porzioni dell'n-esima acquisizione, cosa che accade sempre per $s_1(t)$ e $s_N(t)$.

STEP 2: Si calcola la Trasformata di Fourier sugli N canali.

STEP 3: Si interpola l'output della trasformata di Fourier per implementare la rotazione dell'immagine.

STEP 4: Si compensano tutti i termini di fase del segnale ricevuto dovuti alla differenti distanze in slant-range dei sensori dal fulcro del target.

STEP 5: L'ultimo step consiste nella combinazione temporale delle N acquisizioni.

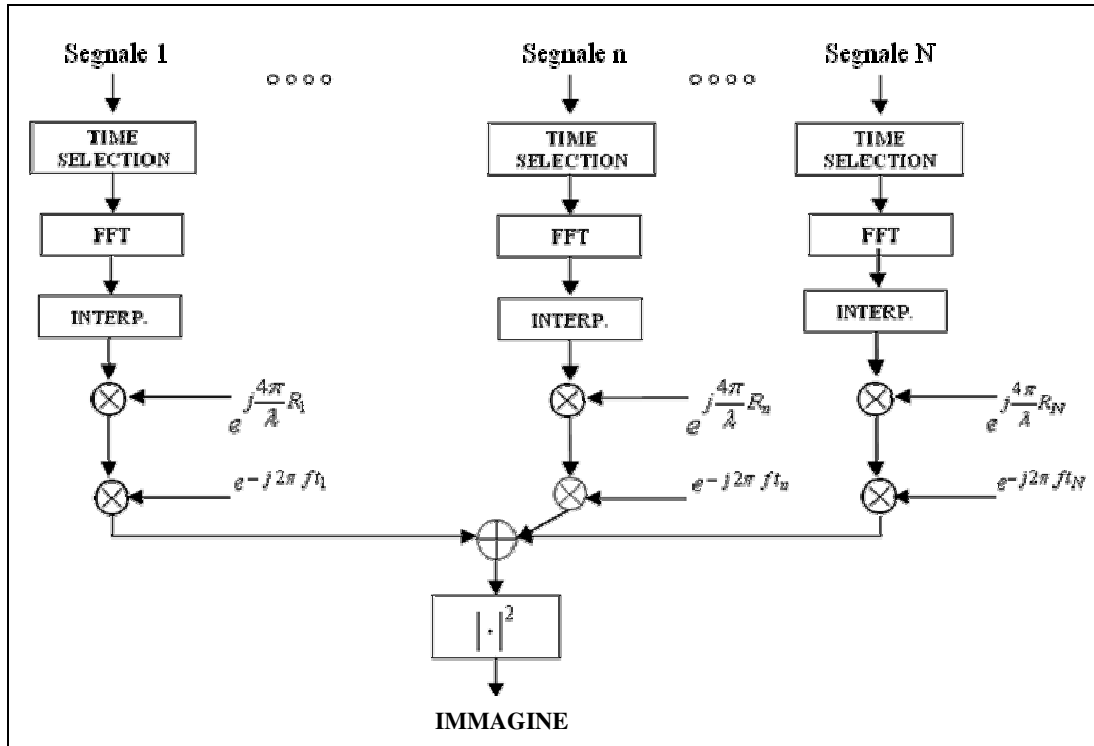


Fig. III-12 Schema di principio nel dominio di Fourier per il D-ISAR con N sensori equivalenti.

Seguendo questo schema di principio, si può ottenere una tecnica di focalizzazione 2D decentralizzata per ISAR distribuito sostituendo la FFT sul singolo sensore equivalente con una tecnica di focalizzazione 2D. La tecnica è mostrata nella Fig. III-13, assumendo che la tecnica RMA venga utilizzata indipendentemente per ciascun sensore equivalente. Come detto per il caso centralizzato, la scelta della tecnica RMA è solo un esempio, e ogni altro algoritmo di focalizzazione 2D può essere utilizzato. Il vantaggio dell'RMA è una semplice estensione al caso di elaborazione SAR/ISAR ibrida, se le piattaforme sono caratterizzate da una componente di moto non trascurabile. Ad ogni modo il Polar Format potrebbe essere utilizzato per evitare il bisogno di uno stadio di adattamento per trasformare i dati acquisiti in un data set caratterizzato dalla motion compensation rispetto ad una linea. Le immagine SAR individuali vengono quindi ricombinate mediante interpolazione e compensazione della fase, basata sia sul riallineamento della fase del fulcro, sia sulla compensazione di un termine lineare di fase.

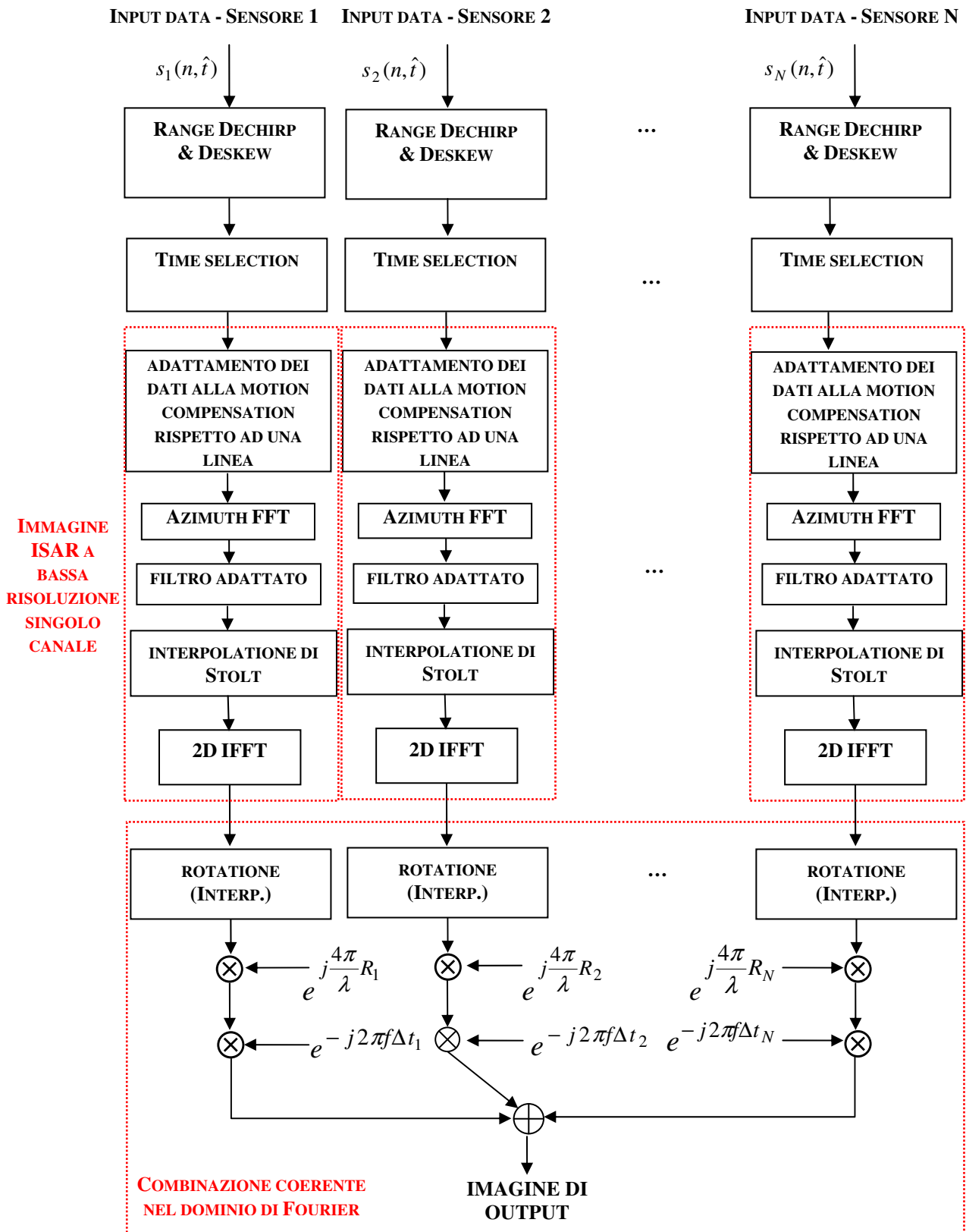


Fig. III-13 Catena di processing della la tecnica centralizzata per l'ISAR Distribuito.

Si osserva nello specifico che in questo caso si assume che l'adattamento alla motion compensation rispetto ad una linea venga realizzato indipendentemente per ciascun sensore equivalente. In questo caso è ragionevole assumere che la linea scelta sia ortogonale alla direzione in range del singolo sensore equivalente, essendo questa la scelta più naturale per un sensore indipendente. Questo principio è illustrato nella Fig. III-14 e nella Fig. III-15.

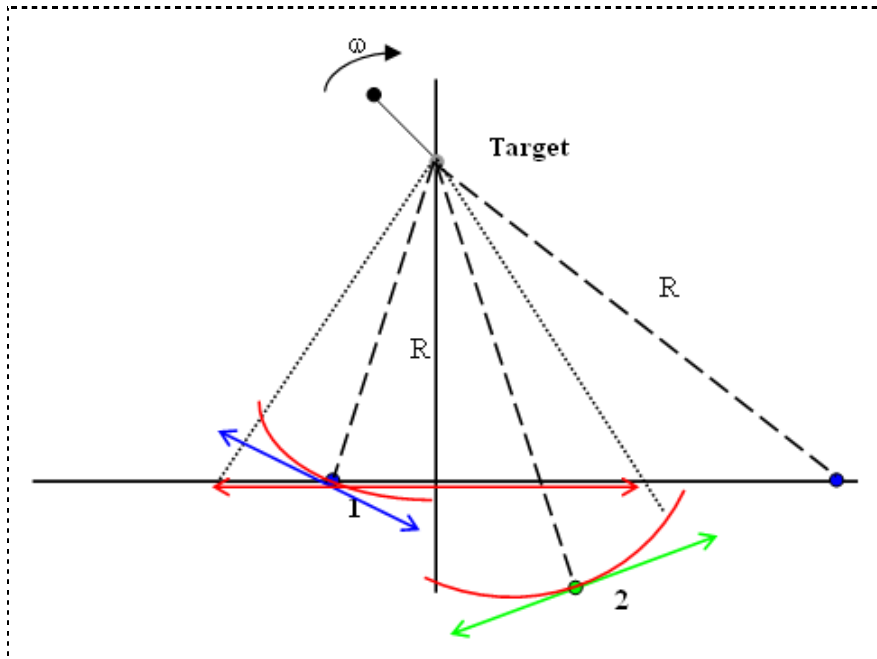


Fig. III-14 Adattamento indipendente alla motion compensation rispetto ad una linea nel caso multistatico.

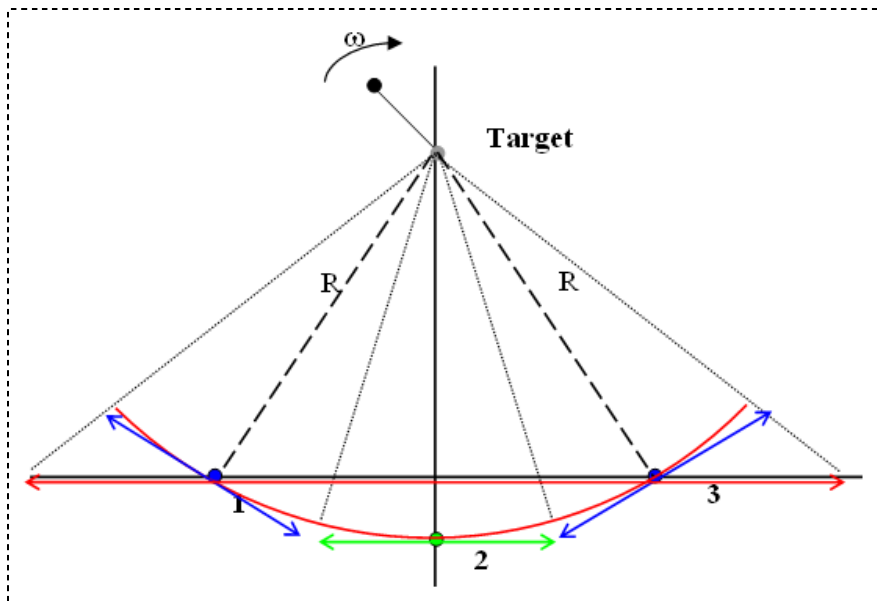


Fig. III-15 Adattamento indipendente alla motion compensation rispetto ad una linea nel caso MIMO.

In ogni caso, questa scelta richiede uno stadio di interpolazione. Una soluzione alternativa per il DT-DISAR è quella di produrre le immagini indipendenti con differenti angoli di vista (ovvero già ruotate), in modo da evitare il bisogno dello stadio di interpolazione per ricombinare i segnali. A tale scopo, si noti che la direzione in cross-range del k-esimo scatteratore per l'acquisizione globale nell'Eq. III-31 può essere approssimata, per piccoli angoli di vista, come segue:

$$\begin{aligned} x_{cr}^k &= x_{cr}^{k(n)} \cos(\alpha_n - (\alpha_1 + \alpha_N)/2) - x_r^{k(n)} \sin(\alpha_n - (\alpha_1 + \alpha_N)/2) \cong \\ &\cong x_{cr}^{k(n)} - x_r^{k(n)} \sin(\alpha_n - (\alpha_1 + \alpha_N)/2) \end{aligned} \quad \text{Eq. III-33}$$

Nello specifico, la direzione in cross-range è corretta utilizzando anche la direzione in cross-range per l'n-esimo sensore, e quindi la frequenza può essere decomposta come $f = f' + \Delta f_n$, in cui $f' \cong -\frac{2\omega}{\lambda} \cos \beta_n x_{cr}^{k(n)}$ è la frequenza che corrisponde direttamente alla coordinata in cross-range locale (ovvero corrispondente all'n-esimo sensore equivalente), e il termine di correzione, che dipende dal range locale dello scatteratore, è dato da

$$\Delta f_n = -\frac{2\omega}{\lambda} \cos \beta_n x_r^{k(n)} \sin(\alpha_n - (\alpha_1 + \alpha_N)/2) \quad \text{Eq. III-34}$$

Questo permette di riscrivere il segnale combinato come:

$$S_{comb}(f) \Big|_{f = -\frac{2\omega}{\lambda} x_{cr} \cos \beta_0} = \sum_{n=1}^N e^{j\frac{4\pi}{\lambda} R_n} e^{-j2\pi f t_n} \mathfrak{S} \left\{ s_n(t) \text{rect}_{T_n}(t + \Delta t_n) e^{-j\Delta f_n t} \right\} \Big|_{f' = -\frac{2\omega}{\lambda} x_{cr}^{k(n)} \cos \beta_n} \quad \text{Eq. III-35}$$

Tale elaborazione viene implementata come nello schema di Fig. III-16, che è formato da cinque chiari passaggi. La differenza rispetto allo schema nella Fig. III-12 è principalmente nella presenza dello Step 2, invece dell'interpolazione. Per una implementazione pratica dentro ad uno schema bidimensionale, è chiaro che la compensazione della frequenza dipendente dal range del secondo step può essere applicata ai dati insieme all'adattamento alla motion compensation rispetto ad una linea. In pratica questo viene automaticamente effettuato se le acquisizioni dai differenti sensori equivalenti sono realizzate rispetto alla stessa linea, che è ortogonale alla direzione in range dell'acquisizione globale, in altre parole se la linea è selezionata nello stesso modo fatto per il CT-DISAR (Fig. III-10 e Fig. III-11). Quindi, l'implementazione pratica alternativa della tecnica DT-ISAR può essere ottenuta sfruttando lo stesso schema della Fig. III-13, in cui l'adattamento alla

motion compensation rispetto ad una linea viene effettuato allo stesso modo che per il caso CT-DISAR e l'interpolazione è omessa.

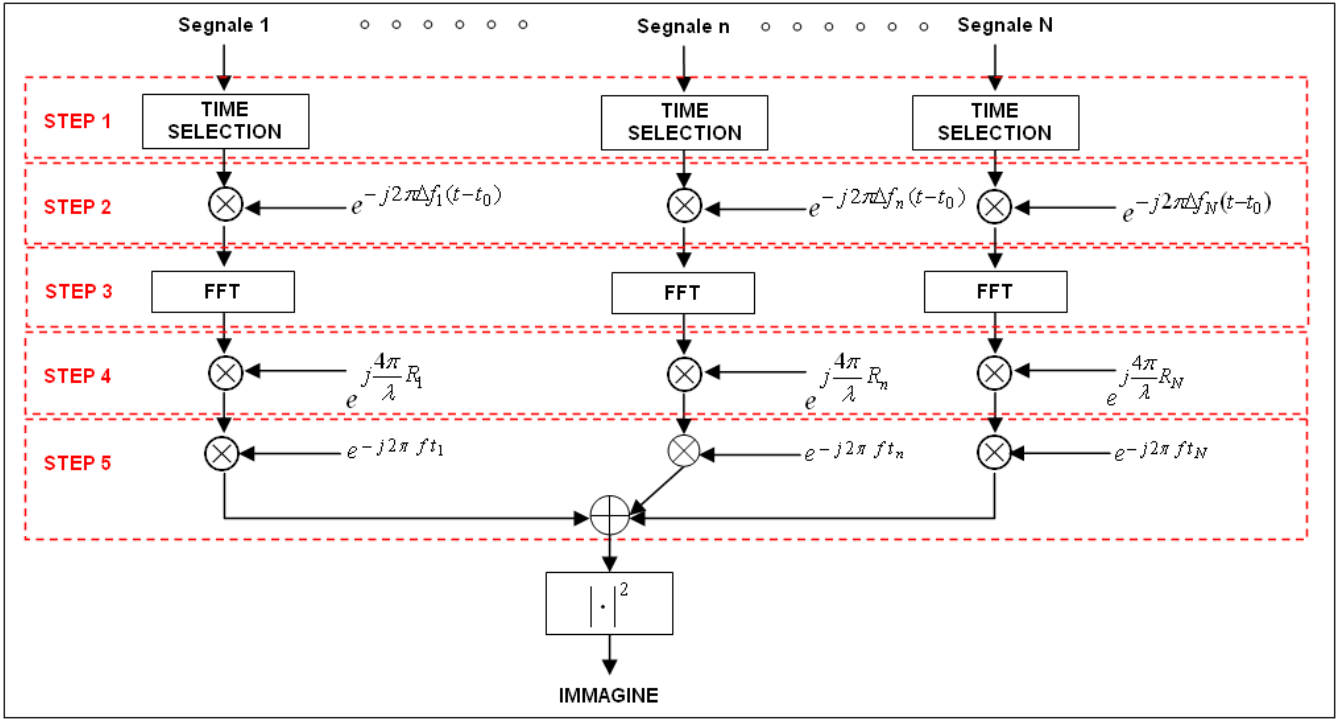


Fig. III-16 Schema di principio alternative dell'ISAR distribuito nel dominio di Fourier con N sensori equivalenti.

III.4.2.1 Prova di concetto per il D-ISAR utilizzando lo schema di elaborazione approssimato

In questo paragrafo viene dimostrato che, sotto opportune ipotesi semplificative, lo schema nella Fig. III-16 consente di ottenere l'incremento di risoluzione in cross-range desiderato.

Prima di entrare nel dettaglio dello schema di elaborazione, riassumiamo i risultati ottenuti nei paragrafi precedenti, al fine di capire quanti e quali termini di fase debbano essere tenuti in considerazione e compensati; questi risultati giustificano lo schema di elaborazione cross-range in Fig. III-16, dimostrandone la validità per via analitica.

Nel paragrafo III.2, l'espressione del segnale ricevuto è stata esplicitata (Eq. III-12); qui se ne riporta una versione per $\Psi_n = \Psi_0 = 0$ e $\phi_n = \frac{\pi}{2}$, secondo le ipotesi per cui l'angolo di grazing per

ciascun sensore sia trascurabile e che lo scatteratore ruoti sul piano XY, a cui appartiene anche la LOS:

$$s_n(t) = e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}[R_n + r_k \sin(\theta_k^0 - \alpha_n + \omega t) \cos \beta_n]} \text{rect}_T(t) \quad \text{Eq. III-36}$$

In sostanza, la fase è data da un primo termine costante, che dipende dalla distanza R_n che separa l' n -esimo radar dal centro scena, e da un secondo termine variabile nel tempo di tipo sinusoidale.

Si realizzi uno sviluppo in serie di Taylor intorno a $t = 0$ troncato al primo ordine dei termini di fase dei due segnali; si ottiene

$$s_n(t) = e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}[R_n + r_k \sin(\theta_k^0 - \alpha_n) \cos \beta_n + r_k \omega t \cos(\theta_k^0 - \alpha_n) \cos \beta_n]} \text{rect}_T(t) \quad \text{Eq. III-37}$$

A partire dalla precedente espressione è possibile definire la frequenza doppler del bersaglio, come vista da ciascuno degli n sensori equivalenti nella formazione considerata, imponendo che essa sia pari alla derivata rispetto al tempo della fase del segnale ricevuto:

$$\begin{aligned} f_n &= -\frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \left\{ \frac{4\pi}{\lambda} [R_n + r_k \sin(\theta_k^0 - \alpha_n) \cos \beta_n + r_k \omega t \cos(\theta_k^0 - \alpha_n) \cos \beta_n] \right\} = \\ &= -\frac{2}{\lambda} r_k \omega \cos(\theta_k^0 - \alpha_n) \cos \beta_n \end{aligned} \quad \text{Eq. III-38}$$

Al fine di definire le grandezze di interesse per l'elaborazione distribuita, è necessario identificare la frequenza doppler centrale per l'intera acquisizione equivalente, corrispondente al piano di proiezione dell'immagine IPP dell'immagine D-ISAR. Nel caso in cui il numero di sensori N sia dispari, si identifica come frequenza centrale per l'intera osservazione equivalente quella dell'osservazione centrale, ovvero si definisce

$$f_0 = f_{\frac{N+1}{2}} \quad \text{Eq. III-39}$$

Differentemente, se il numero di sensori N è pari si dovranno fare le seguenti considerazioni; le frequenze doppler associate alle 2 acquisizioni centrali valgono

$$f_{\frac{N}{2}} = -\frac{2}{\lambda} r_k \omega \cos(\theta_k^0 - \alpha_{\frac{N}{2}}) \cos[\beta_{\frac{N}{2}}] \quad \text{Eq. III-40}$$

$$f_{\frac{N}{2}+1} = -\frac{2}{\lambda} r_k \omega \cos(\theta_k^0 - \alpha_{\frac{N}{2}+1}) \cos[\beta_{\frac{N}{2}+1}] \quad \text{Eq. III-41}$$

Da queste espressioni, sommando e sottraendo $\alpha_{\frac{N}{2}+1}/2$ e $\alpha_{\frac{N}{2}}/2$ all'Eq. III-40 e all'Eq. III-41

rispettivamente, si ottiene

$$f_{\frac{N}{2}} = -\frac{2}{\lambda} r_k \omega \cos \left[\theta_k^0 - \frac{1}{2} \left(\alpha_{\frac{N}{2}} + \alpha_{\frac{N}{2}+1} \right) - \frac{1}{2} \left(\alpha_{\frac{N}{2}} - \alpha_{\frac{N}{2}+1} \right) \right] \cos \left[\beta_{\frac{N}{2}} \right] \quad \text{Eq. III-42}$$

$$f_{\frac{N}{2}+1} = -\frac{2}{\lambda} r_k \omega \cos \left[\theta_k^0 - \frac{1}{2} \left(\alpha_{\frac{N}{2}} + \alpha_{\frac{N}{2}+1} \right) + \frac{1}{2} \left(\alpha_{\frac{N}{2}} - \alpha_{\frac{N}{2}+1} \right) \right] \cos \left[\beta_{\frac{N}{2}+1} \right] \quad \text{Eq. III-43}$$

A questo punto, definendo per comodità $\frac{1}{2} \left(\alpha_{\frac{N}{2}} + \alpha_{\frac{N}{2}+1} \right) = \alpha_0$ e $\frac{1}{2} \left(\alpha_{\frac{N}{2}} - \alpha_{\frac{N}{2}+1} \right) = \beta_0$ si

ottengono le seguenti espressioni per le frequenze doppler associate alle due acquisizioni centrali

$$f_{\frac{N}{2}} = -\frac{2}{\lambda} r_k \omega \cos \left[\theta_k^0 - \alpha_0 \right] \cos \left[\beta_0 \right] \cos \left[\beta_{\frac{N}{2}} \right] + \frac{2}{\lambda} r_k \omega \sin \left[\theta_k^0 - \alpha_0 \right] \sin \left[\beta_0 \right] \cos \left[\beta_{\frac{N}{2}} \right] \quad \text{Eq. III-44}$$

$$f_{\frac{N}{2}+1} = -\frac{2}{\lambda} r_k \omega \cos \left[\theta_k^0 - \alpha_0 \right] \cos \left[\beta_0 \right] \cos \left[\beta_{\frac{N}{2}+1} \right] - \frac{2}{\lambda} r_k \omega \sin \left[\theta_k^0 - \alpha_0 \right] \sin \left[\beta_0 \right] \cos \left[\beta_{\frac{N}{2}+1} \right] \quad \text{Eq. III-45}$$

E' possibile quindi definire la frequenza doppler del target associata all'acquisizione distribuita, ovvero l'IPP del D-ISAR, come

$$f_0 = -\frac{2}{\lambda} r_k \omega \cos \left[\theta_k^0 - \alpha_0 \right] \cos \left[\beta_0 \right] \quad \text{Eq. III-46}$$

e di conseguenza ciascuna frequenza doppler f_n è esprimibile in funzione della frequenza centrale f_0 e dello shift in frequenza Δf_n associato all'n-esima acquisizione come segue

$$f_n = f_0 + \Delta f_n \quad \text{Eq. III-47}$$

Si consideri ora il termine di grado zero dello sviluppo in serie della fase del segnale ricevuto nell'Eq. III-37; a meno del termine dovuto alla distanza tra l'n-esimo sensore e il centro-scena

$e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}R_n}$ e trascurando l'eventuale termine dovuto alla distorsione bistatica $\cos \beta_n$, definendo inoltre l'offset in azimuth dell'n-esimo sensore $\alpha_n = \alpha_0 + \Delta_n$, si ha

$$\begin{aligned} \frac{4\pi}{\lambda} r_k \sin[\theta_k^0 - \alpha_n] &= \frac{4\pi}{\lambda} r \sin[\theta_k^0 - \alpha_0 + \Delta_n] = \\ &= \frac{4\pi}{\lambda} r_k \sin[\theta_k^0 - \alpha_0] \cos[\Delta_n] + \frac{4\pi}{\lambda} r_k \omega \cos[\theta_k^0 - \alpha_0] \sin[\Delta_n] \end{aligned} \quad \text{Eq. III-48}$$

Nell'ipotesi in cui Δ_n e β_0 siano piccoli e definendo $\Delta_n = \omega t_n$ l'Eq. III-48 diventa

$$\frac{4\pi}{\lambda} r_k \sin[\theta_k^0 - \alpha_n] \approx \frac{4\pi}{\lambda} r_k \sin[\theta_k^0 - \alpha_0] - 2\pi f_0 t_n \quad \text{Eq. III-49}$$

La Fig. III-16 presenta in forma schematica l'elaborazione del segnale ricevuto; si lavora in parallelo sui segnali ricevuti dai diversi sensori, per poi ricombinarli nel dominio della frequenza. Nella figura sono evidenziati i blocchi che svolgono le varie operazioni, ovvero selezione dell'intervallo temporale, compensazione dei termini di fase, calcolo della trasformata di Fourier mediante FFT che permette di rappresentare il segnale nel dominio della frequenza doppler (dominio immagine) ed eventuale zero padding, moltiplicazione per il segnale rampa, somma coerente dei contributi dai diversi canali e infine calcolo del modulo quadro.

Viene di seguito riportata la descrizione dettagliata dei vari passi dell'elaborazione, con i corrispondenti sviluppi analitici:

- PASSO 1: viene realizzata la Time Selection, per evitare di avere ritorni sovrapposti. Tale operazione è effettuata mediante una semplice finestatura, diversa per ciascuno degli n sensori, tale per cui il segnale a valle di questa operazione ha durata T_n ed è centrato intorno all'istante Δt_n .

$$s_{n1} = s_n(t) \cdot \text{rect}_{T_n}(t - \Delta t_n) \quad \text{Eq. III-50}$$

Gli intervalli temporali delle acquisizioni relative agli N sensori dopo l'operazione di Time Selection sono

$$\begin{aligned} -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{2\omega} & \text{ per il sensore 1} \\ -\frac{\alpha_{N-1} - \alpha_N}{2\omega} \leq t \leq \frac{T}{2} & \text{ per il sensore N} \\ -\frac{\alpha_n - \alpha_{n+1}}{2\omega} \leq t \leq \frac{\alpha_{n-1} - \alpha_n}{2\omega} & \end{aligned} \quad \text{Eq. III-51}$$



- PASSO 2: compensazione dello shift in frequenza doppler Δf_n , necessaria per traslare il segnale dalla frequenza Doppler associata all'n-esimo sensore $f_n = f_0 + \Delta f_n$ intorno alla stessa Doppler f_0 associata all'acquisizione D-ISAR. Questa seconda operazione consiste quindi nella moltiplicazione del segnale dopo Time Selection per la quantità $e^{-j2\pi\Delta f_n t}$. Per il sensore n quindi si ha:

$$s_{n2}(t) = s_{n1}(t) e^{-j2\pi\Delta f_n t} \quad \text{Eq. III-52}$$

- PASSO 3: Trasformata di Fourier dei segnali a valle del PASSO 2. Per il sensore n la trasformata di Fourier viene calcolata sfruttando la proprietà per cui la trasformata di un prodotto di segnali corrisponde alla convoluzione delle trasformate degli stessi. Di conseguenza la trasformata di Fourier di $s_{n2}(t)$, chiamata nel seguito $S_{n3}(f)$, è data dalla convoluzione della trasformata di $s_n(t) e^{-j2\pi\Delta f_n t}$ con la trasformata di $rect_{T_n}(t - \Delta t_n)$, ovvero

$$\begin{aligned} S_{n3}(f) &= e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}[R_n + r_k \sin(\theta_k^0 - \alpha_n) \cos(\beta_n)]} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j2\pi\left(f + \frac{2}{\lambda} r_k \omega \cos(\theta_k^0 - \alpha_n) \cos(\beta_n) - \Delta f_n\right)t} dt * \\ &\quad * T_n \text{sinc}(\pi f T_n) e^{-j2\pi f \Delta t_n} = \\ &= e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}[R_n + r_k \sin(\theta_k^0 - \alpha_n) \cos(\beta_n)]} \delta(f - f_0) * T_n \text{sinc}(\pi f T_n) e^{-j2\pi f \Delta t_n} = \\ &= e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}[R_n + r_k \sin(\theta_k^0 - \alpha_n) \cos(\beta_n)]} T_n \text{sinc}(\pi(f - f_0) T_n) e^{-j2\pi(f - f_0) \Delta t_n} \end{aligned}$$

Infine, data l'Eq. III-48, considerando trascurabili i termini dovuti alla distorsione bistatica eventualmente presenti, si ottiene,

$$S_{n3}(f) = e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}[R_n + r_k \sin(\theta_k^0 - \alpha_0)]} \cdot T_n \cdot e^{+j2\pi f_0 t_n} e^{-j2\pi(f - f_0) \Delta t_n} \text{sinc}(\pi(f - f_0) T_n) \quad \text{Eq. III-53}$$

- PASSO 4: compensazione del termine di fase relativo alla distanza sensore-centro scena attraverso la moltiplicazione dei segnali ricevuti per le quantità $e^{j\frac{4\pi}{\lambda} R_n}$.

$$S_{n4}(f) = S_{n3}(f) \cdot e^{j\frac{4\pi}{\lambda} R_n} \quad \text{Eq. III-54}$$

- PASSO 5 : combinazione coerente delle immagini ottenute dagli N sensori, che vengono sommate dopo essere state opportunamente sfasate, il che corrisponde alla giustapposizione dei dati nel dominio temporale per ottenere un'apertura sintetica equivalente maggiore.

$$\begin{aligned}
 S_5(f) &= \sum_{n=1}^N S_{n4}(f) e^{-j2\pi f t_n} = \\
 &= e^{-j\frac{4\pi}{\lambda} r_k \sin[\theta_k^0 - \alpha_0]} \cdot \sum_{n=1}^N T_n \cdot e^{-j2\pi(f-f_0)(t_n + \Delta t_n)} \text{sinc}(\pi(f-f_0)T_n)
 \end{aligned}
 \tag{Eq. III-55}$$

Dall'Eq. III-55 si ottiene

$$\begin{aligned}
 S_5(f) &= e^{-j\frac{4\pi}{\lambda} r_k \sin[\theta_k^0 - \alpha_0]} \left[T_1 \cdot e^{-j2\pi(f-f_0)(t_1 + \Delta t_1)} \text{sinc}(\pi(f-f_0)T_1) + \right. \\
 &\quad \left. + T_N \cdot e^{-j2\pi(f-f_0)(t_N + \Delta t_N)} \text{sinc}(\pi(f-f_0)T_N) + \right. \\
 &\quad \left. + \sum_{n=2}^{N-1} T_n \cdot e^{-j2\pi(f-f_0)(t_n + \Delta t_n)} \text{sinc}(\pi(f-f_0)T_n) \right]
 \end{aligned}
 \tag{Eq. III-56}$$

Si consideri il caso di N sensori equivalenti uniformemente spazati e simmetrici rispetto all'asse Y; in questo caso valgono le seguenti relazioni.

$$\alpha_n = \left(n - \frac{N+1}{2} \right) \alpha
 \tag{Eq. III-57}$$

$$\alpha_0 = 0
 \tag{Eq. III-58}$$

$$T_{out} = T_1 = T_N = \frac{T}{2} + \frac{\alpha}{2\omega}
 \tag{Eq. III-59}$$

$$T_{in} = T_n = \frac{\alpha}{\omega}
 \tag{Eq. III-60}$$

$$\Delta t_1 = -\Delta t_N = -\frac{T}{4} + \frac{\alpha}{4\omega}
 \tag{Eq. III-61}$$

$$\Delta t_n = 0 \text{ per } n=2, \dots, N-1
 \tag{Eq. III-62}$$

$$t_n = \frac{\alpha_n}{\omega} = \left(\frac{1-N}{2} \right) \frac{\alpha}{\omega}
 \tag{Eq. III-63}$$

Considerando queste relazioni l'Eq. III-56 diventa

$$\begin{aligned}
 S_5(f) &= \frac{e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}r_k \sin[\theta_k^0 - \alpha_0]}}{(f - f_0)} \cdot \sin(\pi(f - f_0)T_{out}) \cdot \cos(2\pi(f - f_0)(t_1 + \Delta t_1)) + \\
 &+ \frac{e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}r_k \sin[\theta_k^0 - \alpha_0]}}{(f - f_0)} \cdot \sin(\pi(f - f_0)T_{in}) \cdot \sum_{n=2}^{N-1} e^{-j2\pi(f - f_0)t_n} = \\
 &= \frac{e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}r_k \sin[\theta_k^0 - \alpha_0]}}{(f - f_0)} \cdot \left[\sin\left(2\pi(f - f_0)\left(\frac{\alpha}{\omega} - \frac{N\alpha}{2\omega}\right)\right) + \sin\left(2\pi(f - f_0)\left(\frac{T}{2} - \frac{(1-N)\alpha}{2\omega}\right)\right) \right] + \\
 &+ \frac{e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}r_k \sin[\theta_k^0 - \alpha_0]}}{(f - f_0)} \cdot \sin\left(2\pi(f - f_0)\frac{\alpha}{2\omega}\right) \cdot \frac{\sin\left(2\pi(f - f_0)\left(\frac{N\alpha}{2\omega} - \frac{\alpha}{\omega}\right)\right)}{\sin\left(2\pi(f - f_0)\frac{\alpha}{2\omega}\right)} = \\
 &= e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}r_k \sin[\theta_k^0 - \alpha_0]} \cdot \left(\frac{T}{2} - \frac{(1-N)\alpha}{2\omega}\right) \text{sinc}\left(\pi(f - f_0)\left(T - \frac{(1-N)\alpha}{\omega}\right)\right)
 \end{aligned} \tag{Eq. III-64}$$

In precedenza è stato definito l'intervallo di valori assumibili dall'angolo α , ovvero $0 \leq \alpha \leq \omega T$; si analizzi adesso come si trasforma $S_5(f)$ per i casi limite di α .

1. $\alpha = 0$. In questo caso tutto va come se ci fosse un unico sensore, dato che tutti i sensori sono sovrapposti e vedono lo stesso segnale.

$$S_5(f) = e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}r_k \sin[\theta_k^0 - \alpha_0]} \cdot T \cdot \text{sinc}[\pi(f - f_0)T] \tag{Eq. III-65}$$

2. $\alpha = \omega T$. In questo caso si verifica un incremento di un fattore N della risoluzione cross-range; si noti inoltre che anche l'ampiezza dello spettro del segnale a valle del PASSO 5 aumenta di un fattore N.

$$S_5(f) = N \cdot e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}r_k \sin[\theta_k^0 - \alpha_0]} \cdot T \cdot \text{sinc}[\pi(f - f_0)NT] \tag{Eq. III-66}$$

Nel caso in cui non venga formulata nessuna ipotesi sulla spaziatura dei sensori, si può dire che il segnale in tempo corrispondente all'Eq. III-55 vale



$$\begin{aligned}
 s_5(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}r_k \sin[\theta_k^0 - \alpha_0]} \cdot \sum_{n=1}^N T_n \cdot e^{-j2\pi(f-f_0)(t_n + \Delta t_n)} \text{sinc}(\pi(f-f_0)T_n) \cdot e^{j2\pi ft} dt = \\
 &= e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}r_k \sin[\theta_k^0 - \alpha_0]} \cdot e^{-j2\pi f_0 t} \sum_{n=1}^N \text{rect}_{T_n}(t - t_n - \Delta t_n)
 \end{aligned}$$

Eq. III-67

Dato che è stata effettuata la selezione temporale, i rettangoli sono tutti adiacenti, l'Eq. III-67 può essere riscritta come

$$s_5(t) = e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}r_k \sin[\theta_k^0 - \alpha_0]} \cdot e^{-j2\pi f_0 t} \text{rect}_{T_{TOT}}(t)$$

Eq. III-68

in cui T_{TOT} vale

$$\begin{aligned}
 T_{TOT} &= T_1 + T_N + \sum_{n=2}^{N-1} T_n = T + \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{2\omega} + \frac{\alpha_{N-1} - \alpha_N}{2\omega} + \sum_{n=2}^{N-1} \frac{\alpha_{n-1} - \alpha_{n+1}}{2\omega} = \\
 &= T + \sum_{n=1}^{N-1} \frac{\alpha_n - \alpha_{n+1}}{2\omega} + \sum_{n=2}^N \frac{\alpha_{n-1} - \alpha_n}{2\omega} = T + \sum_{n=1}^{N-1} \frac{\alpha_n - \alpha_{n+1}}{\omega}
 \end{aligned}$$

Eq. III-69

Tornando nel dominio immagine si ha

$$S_5(f) = e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}r_k \sin[\theta_k^0 - \alpha_0]} \cdot \left(T + \sum_{n=1}^{N-1} \frac{\alpha_n - \alpha_{n+1}}{\omega} \right) \text{sinc} \left(\pi(f-f_0) \left(T + \sum_{n=1}^{N-1} \frac{\alpha_n - \alpha_{n+1}}{\omega} \right) \right)$$

Eq. III-70

In precedenza è stato definito l'intervallo di valori assumibili dall'angolo α , ovvero $0 \leq \alpha_{n-1} - \alpha_n \leq \omega T$; si analizzi adesso come si trasforma $S_5(f)$ per i casi limite.

1. $\alpha_{n-1} - \alpha_n = 0$. In questo caso tutto va come se ci fosse un unico sensore, dato che tutti i sensori sono sovrapposti e vedono lo stesso segnale.

$$S_5(f) = e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}r_k \sin[\theta_k^0 - \alpha_0]} \cdot T \cdot \text{sinc}[\pi(f-f_0)T]$$

Eq. III-71

2. $\alpha_{n-1} - \alpha_n = \omega T$. In questo caso si verifica un incremento di un fattore N della risoluzione cross-range; si noti inoltre che anche l'ampiezza dello spettro del segnale a valle del PASSO 5 aumenta di un fattore N.

$$S_5(f) = N \cdot e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}r_k \sin[\theta_k^0 - \alpha_0]} \cdot T \cdot \text{sinc}[\pi(f-f_0)NT]$$

Eq. III-72

III.4.3 Compensazione dei termini bistatici per l'ISAR Distribuito

Come si evince dall'analisi precedente, gli schemi di elaborazione proposti assumono che l'angolo bistatico β_n sia considerato approssimativamente costante per le N acquisizioni. Come è evidente, sia per la configurazione multistatica che per quella MIMO la massima differenza di angolo bistatico è limitata superiormente dall'apertura angolare globale $\Delta\theta_{eff}^{(N)}$. Quindi, a meno che non si provi a focalizzare le immagini a risoluzioni molto alte, l'effetto dell'angolo bistatico può essere trascurato. Per esempio, in una tipica applicazione in banda X, anche se si desidera una risoluzione abbastanza alta come 0.5 m, l'angolo globale è 0.03 rad, per cui $\sin(0.03) \cong 0.03$ e $1 - \cos(0.03) \cong 4.5 \cdot 10^{-4}$. L'impatto di differenti valori di β_n di scalare le frequenze azimuthali quando si considerano insieme sia acquisizioni monostatiche che bistatiche, è quello di generare un errore sull'asse di cross-range esattamente proporzionale a $(1 - \cos \beta_n)$. Per un'immagine dalle dimensioni di 300 m (± 150 m) intorno al fulcro, l'errore ai bordi è di 0.0675 m, che è molto più piccolo della cella di risoluzione.

Dato che l'effetto principale dell'angolo bistatico sull'espressione del segnale è solo quello di un errore di posizionamento dell'asse di cross-range proporzionale a $(1 - \cos \beta_n)$ nell'immagine dell' n -esimo sensore equivalente, solo questo deve essere compensato, quando esso non sia trascurabile, ad esempio quando si lavora a frequenza più basse e/o con risoluzioni più alte. Si nota esplicitamente che la scalatura ha impatto sulla risoluzione in cross-range, che a sua volta ha una relazione monostatica con il valore di $\Delta\theta$ effettivo equivalente ottenuto con la coppia bistatica di sensori reali, e si reduce al valore di $\omega T \cos \beta_n$. Questo suggerisce che, quando si desideri il massimo incremento della risoluzione attraverso l'uso di sensori equivalenti multipli, il limite superiore della separazione angolare consentita tra i sensori equivalenti sia $\Delta\theta \leq \omega T \cos \beta_n$ al fine di evitare zone prive di acquisizioni nell'osservazione angolare.

Assumendo che non ci siano dati mancanti nell'acquisizione equivalente complessiva (o che si accetti un impatto trascurabile sulla qualità desiderata dell'immagine in termini di lobi laterali), la compensazione di questo termine può essere facilmente realizzata sia nell'approccio centralizzato che in quello decentralizzato per l'ISAR distribuito. L'approccio centralizzato richiede un'interpolazione temporale del segnale corrispondente alla coppia bistatica trasmettitore/ricevitore prima che il segnale combinato sia costruito. Al contrario, l'approccio decentralizzato richiede un'interpolazione nel dominio immagine, dopo che le immagini a bassa risoluzione corrispondenti a ciascun sensore siano state formate. Questa operazione può realizzarsi congiuntamente

all'interpolazione richiesta per implementare la rotazione dell'asse, se il primo approccio discusso nel paragrafo III.4.2 è considerato.

III.5 *Analisi delle prestazioni teoriche*

L'efficacia della tecnica proposta per il D-ISAR è provata prima di tutto mediante bersagli simulati. Due tipi differenti di target sono considerati: il primo consiste in un singolo scatteratore puntiforme (cosicché la Point Spread Function - PSF - dell'ISAR distribuito può essere analizzata) e il secondo consiste in un bersaglio complesso esteso, una nave costituita da una molteplicità di scatteratori, al fine di testare la tecnica di focalizzazione proposta per il D-ISAR.

Nello specifico, si considera dapprima un bersaglio puntiforme alla distanza $r=4m$ dal centro scena, con azimuth $\theta^0 = \pi/4$ e che ruota con una velocità $\omega = 0.36^\circ/\text{sec}$. Si considera inoltre una formazione di due piattaforme A e B, che trasportano due sistemi radar a banda X (Sistemi radar A e B) che acquisiscono gli echi dallo scatteratore per un'apertura sintetica $T=1.59$ sec (per raggiungere circa 1.5 m di risoluzione in cross-range, quando un singolo sensore viene utilizzato).

Si definisce il parametro α_{AB} come la separazione angolare tra le due piattaforme e si analizzano entrambi i casi di D-ISAR multistatico e MIMO. Quando si considera il caso multistatico, si suppone che la piattaforma A trasporti il sistema radar attivo e la piattaforma B trasporti il dispositivo passivo. Utilizzando la notazione dei precedenti paragrafi e ricordando che $\alpha_1 - \alpha_2$ è la separazione tra il sensore 1 che trasmette (piattaforma A) e il sensore fittizio 2 (corrispondente all'acquisizione bistatica dal sensore B), vale la seguente relazione tra α_{AB} e $\alpha_1 - \alpha_2$: $\alpha_1 - \alpha_2 = \alpha_{AB}/2$. Nel caso MIMO si suppone che la piattaforma A trasporti un sistema radar attivo che trasmette e riceve un up-chirp, e che la piattaforma B sia equipaggiata con un sistema radar che trasmette un down-chirp con due canali riceventi: il primo è adattato alla propria trasmissione, mentre il secondo è adattato alla trasmissione del sensore A. Utilizzando di nuovo la notazione dei precedenti paragrafi, la separazione angolare tra i due trasmettitori 1 (sulla piattaforma A) e 3 (sulla piattaforma B) è $\alpha_1 - \alpha_3 = \alpha_{AB}$, mentre l'acquisizione bistatica del sensore B fornisce il sensore fittizio 2, per cui vale la relazione $\alpha_1 - \alpha_2 = \alpha_{AB}/2$.

La Fig. III-17 mostra l'immagine dello scatteratore nel dominio della frequenza doppler/ delle coordinate cross-range per l'ISAR convenzionale (a singolo sensore) e per il D-ISAR sia

multistatico che MIMO, per i casi $\alpha_{AB}=2\omega T$ e $\alpha_{AB}=\omega T$. Le PSF in cross-range sono ottenute applicando lo schema di principio della Fig. III-16. Come si può vedere, in accordo con la teoria, quando $\alpha_{AB}=2\omega T$ si ottiene un incremento della risoluzione in cross-range $\gamma=2$ nel caso multistatico: lo sfruttamento dei dati acquisiti dai due sistemi radar permette di passare dalla risoluzione in cross-range di 1.5 m dell'immagine ottenuta con l'ISAR convenzionale a quella di 0.75 m dell'immagine D-ISAR nel caso multistatico. Con la stessa geometria di acquisizione, ma aggiungendo un secondo sistema attivo, e ricorrendo alla strategia MIMO, si ottiene $\gamma=3$ arrivando ad una risoluzione in cross-range di 0.5 m. Quando le due piattaforme sono più vicine, $\alpha_{AB}=\omega T$, si ha $\gamma=1.5$ nel caso multistatico, ottenendo quindi una risoluzione di 1 m, e $\gamma=2$ nel caso MIMO, il che comporta una risoluzione in cross-range di 0.75m.

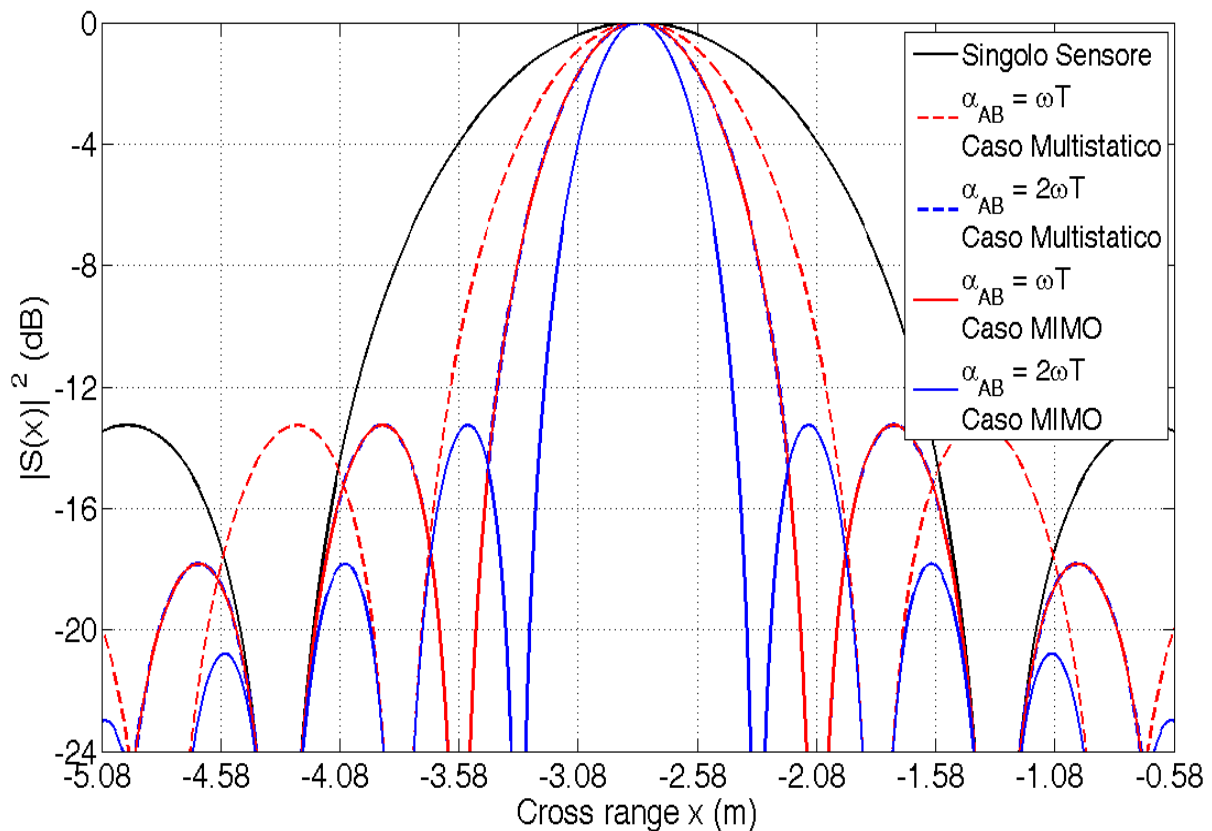


Fig. III-17 PSF in cross-range per ISAR convenzionale e distribuito.

La dipendenza delle PSF in cross-range dal valore α_{AB} viene analizzata per il caso MIMO nella Fig. III-18 e nella Fig. III-19 nelle condizioni $\alpha_{AB} \leq 2\omega T$ e $\alpha_{AB} \geq 2\omega T$ rispettivamente; la PSF

dell'ISAR convenzionale viene sempre mostrata per confronto. Come si può notare dalla Fig. III-18, in accordo con la teoria, l'incremento della risoluzione in cross-range progressivamente aumenta (fino a $\gamma=3$) per valori della separazione angolare α_{AB} che tendono al massimo consentito pari a $2\omega T$. Inoltre la Fig. III-19 mostra l'effetto di zone prive di acquisizione nell'osservazione globale complessiva, dovute a valori di α_{AB} maggiori del massimo consentito: considerando "gap" minori o uguali al 10% della singola apertura, si osserva che l'incremento di risoluzione sostanzialmente si mantiene e che l'effetto principale riguarda il livello dei lobi laterali. Ad ogni modo, si nota che il livello dei primi lobi laterali si mantiene all'incirca 12.6 dB sotto al lobo principale, cosicché si può asserire che la presenza di zone prive di acquisizione nell'osservazione complessiva risulta in una degradazione molto limitata e comunque accettabile. Ovviamente un ulteriore incremento di α_{AB} degraderebbe progressivamente le prestazioni e originerebbe artefatti: una possibile soluzione per opporsi a questo effetto potrebbe essere lo sviluppo e l'applicazione di tecniche di analisi spettrale per "gapped data", come quella presentata in [III-24].

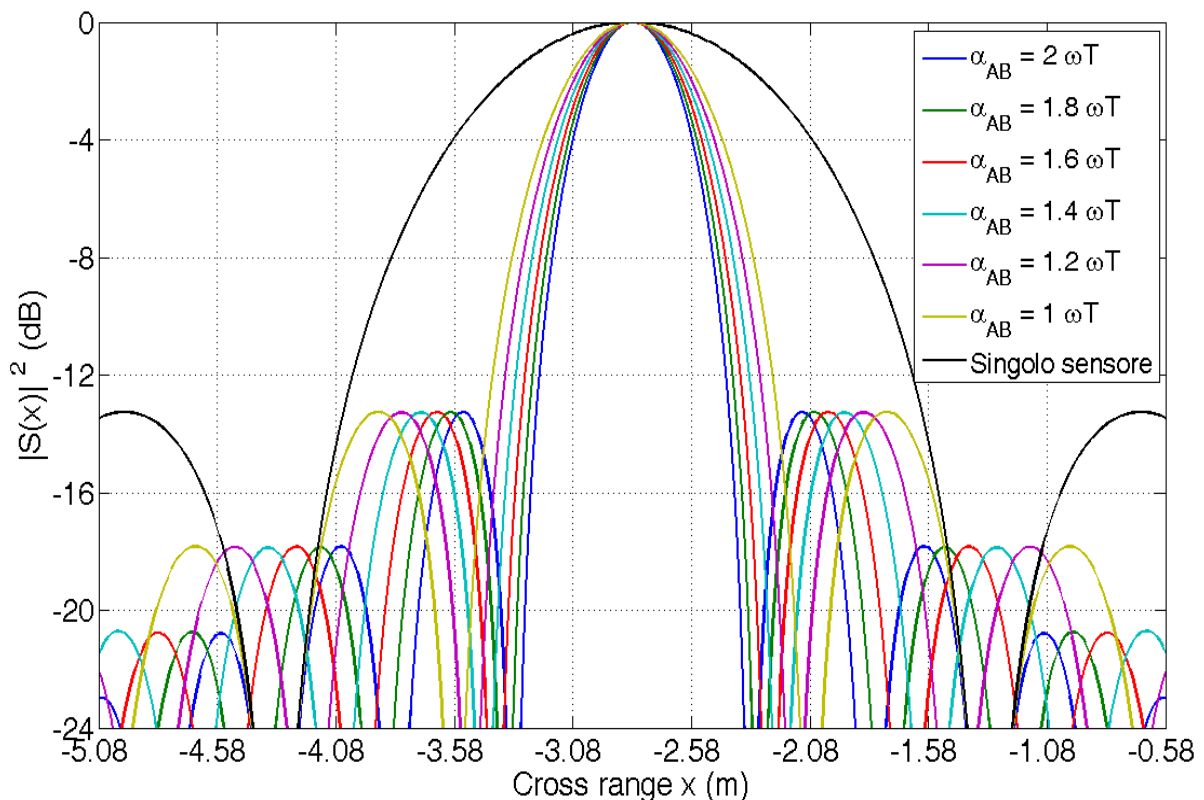


Fig. III-18 PSF in cross-range per ISAR convenzionale e distribuito MIMO con $\alpha_{AB} \leq 2\omega T$.

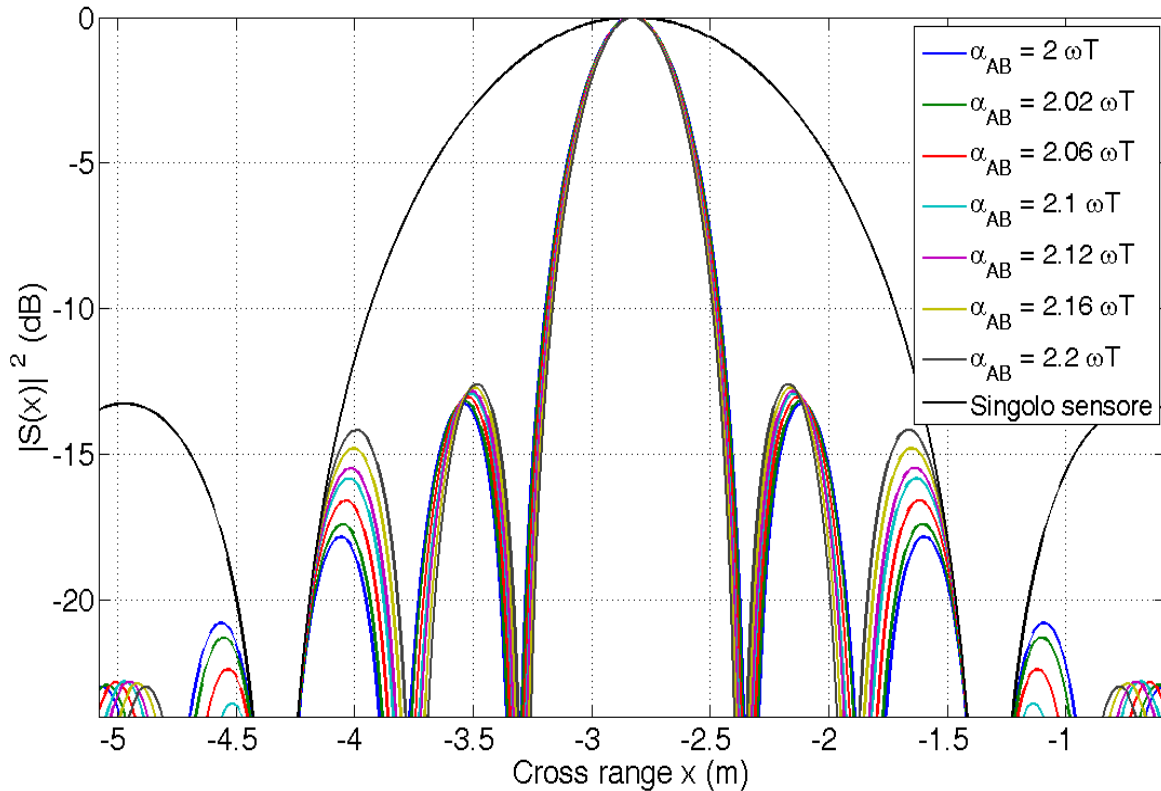


Fig. III-19 PSF in cross-range per ISAR convenzionale e distribuito MIMO con $\alpha_{AB} \geq 2\omega T$.

Per provare ulteriormente la tecnica, è stato simulato un target distribuito rappresentante una nave con circa 20m scatteratori, di lunghezza 30 m; la nave ruota intorno all'asse verticale con una velocità $\omega = 0.36^\circ/\text{sec}$. Sono state testate le tecniche di D-ISAR sia nel caso multistatico sia nel caso MIMO, considerando una formazione di S=2 e S=4 piattaforme aeree, utilizzando la tecnica di focalizzazione centralizzata mostrata nel paragrafo III.4.1. Come precedentemente spiegato, nel caso MIMO con due piattaforme sono stati considerati un up-chirp e un down-chirp, mentre con 4 piattaforme è stato utilizzato tutto il set di forme d'onda mostrato nella Fig. III-8a. Ovviamente l'utilizzo di forme d'onda non ortogonali introduce effetti di non idealità nell'immagine finale, dovuti alla presenza di un sottofondo di segnale residuo non compresso. Comunque questi effetti di disturbo saranno presumibilmente insufficienti a degradare la qualità dell'immagine in termini di Peak to Side Lobe Ratio (PSLR) e risoluzione in slant-range.

La Fig. III-20 e la Fig. III-21 mostrano le immagini del bersaglio navale considerato, utilizzando le tecniche di ISAR convenzionale e distribuito (nei casi multistatico e MIMO) con due e quattro piattaforme rispettivamente. I risultati nella Fig. III-20 sono ottenuti con $\alpha_{AB} = 2\omega T$, mentre i risultati nella Fig. III-21 sono ottenuti imponendo che la separazione angolare tra le piattaforme 1 e

2 e le piattaforme 3 e 4 sia pari a $2\omega T$ e quella tra le piattaforme 2 e 3 sia $4\omega T$. In entrambe le figure la risoluzione in slant range è stata fissata a 50 cm utilizzando una banda di 300 MHz. Un'apertura angolare $T=1.59$ s viene utilizzata per il caso nella Fig. III-20, risultando in una risoluzione in cross-range di 1.5 m quando viene utilizzato l'ISAR convenzionale (Fig. III-20a), mentre un'acquisizione di $T=0.53$ s è usata nella Fig. III-21, fornendo una risoluzione in cross-range di 4.5 m per il caso singolo sensore (Fig. III-21a). Per la configurazione della geometria di acquisizione considerata, il D-ISAR multistatico permette di ottenere un incremento $\gamma=N=S$; quando si hanno due piattaforme ($\gamma=N=S=2$), si ottiene una risoluzione in cross-range di 0,75 m (Fig. III-20b) invece degli 1.5 m forniti dal caso singolo canale. Per una risoluzione più bassa per l'immagine ISAR a singolo sensore, 4.5 m nella Fig. III-21a, quando il numero di sensori cresce fino a 4 si ha $\gamma=N=S=4$, cosicché si ottiene una risoluzione di 1.125 m (Fig. III-21b). Per la stessa geometria di acquisizione, il D-ISAR MIMO consente di ottenere un incremento di risoluzione $\gamma=N>S$; nel caso di due piattaforme aeree, secondo la Fig. III-7, si ottiene $\gamma=N=3$ e quindi un'immagine con una risoluzione cross-range di 0.5 m (Fig. III-20c) invece che 1.5 m per il singolo sensore e 0.75 m per il caso multistatico. Aumentando il numero di piattaforme a quattro, si ha $\gamma=N=9$ e si ottiene una risoluzione in cross-range di 0.5 m invece che 4.5 m per il singolo sensore e 1.125 m per il caso multistatico.

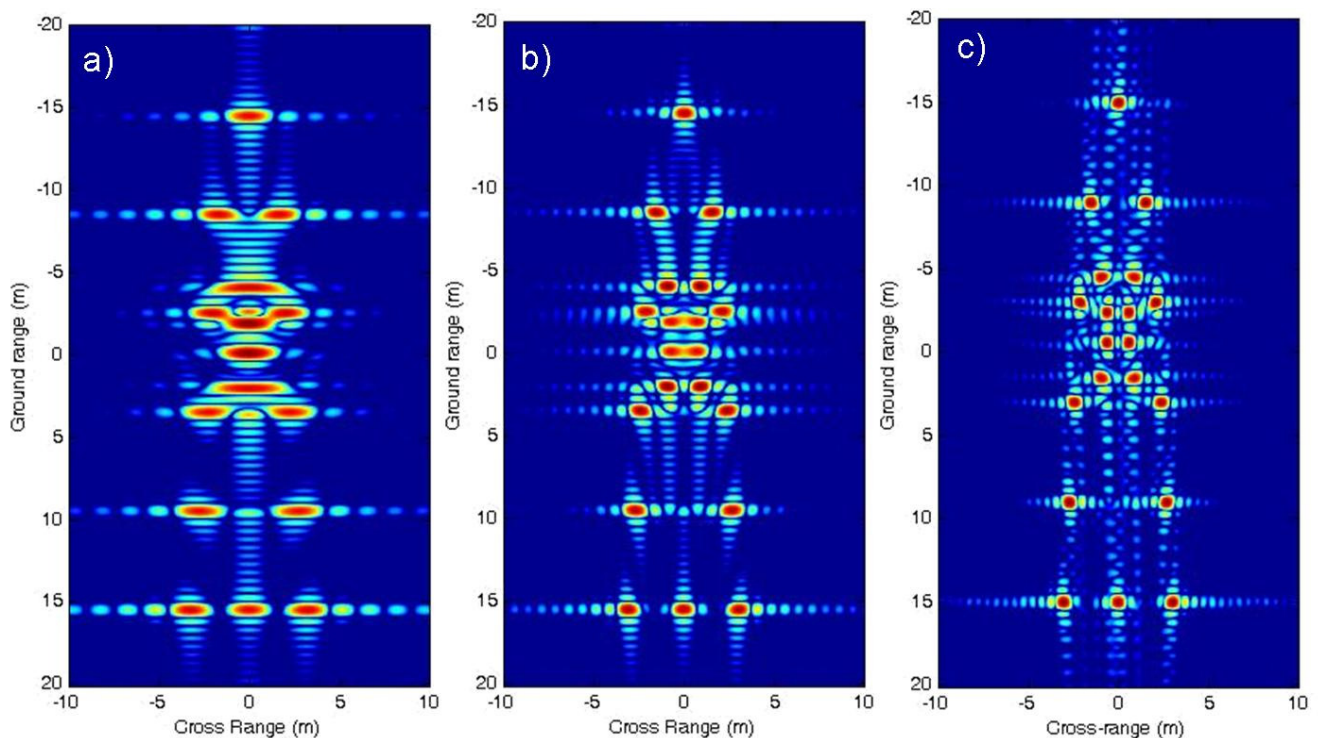


Fig. III-20 Immagini ISAR di una nave nel caso convenzionale (risoluzione in cross range = 1.5 m) (a), distribuito – caso bistatico (risoluzione in cross range = 0.75 m) (b) e distribuito – caso MIMO (due piattaforme, tre sensori equivalenti, risoluzione in cross range = 0.5 m) (c).

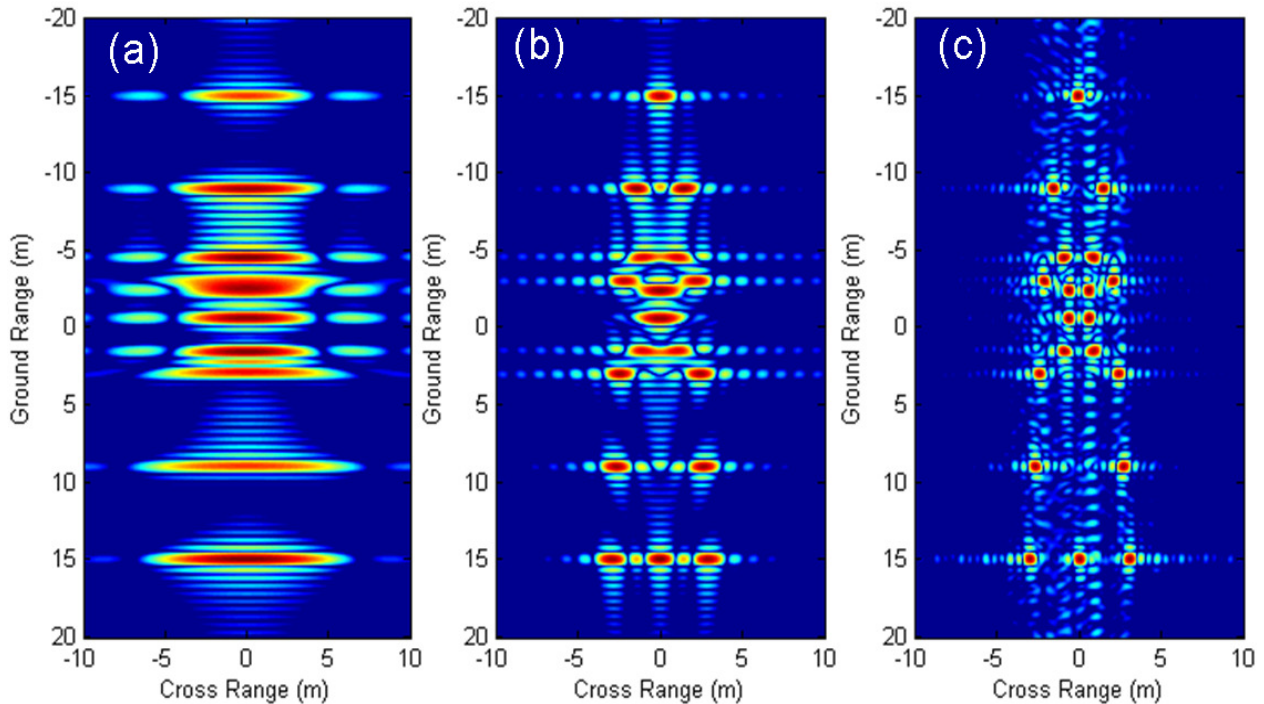


Fig. III-21 Immagini ISAR di una nave nel caso convenzionale (risoluzione in cross range = 4.5 m) (a), distribuito – caso multistatico (quattro piattaforme, risoluzione in cross range = 1.125 m) (b) e distribuito – caso MIMO (quattro piattaforme, nove sensori equivalenti, risoluzione in cross range = 0.5 m) (c).

III.6 *Analisi delle prestazioni in condizioni non ideali*

Si deve notare che tutte le tecniche di focalizzazione proposte nel paragrafo III.4 richiedono la conoscenza della velocità di rotazione del target e della geometria di acquisizione. Dato che il moto del target non è noto a priori, esso può essere stimato direttamente dai dati ISAR acquisiti dai differenti sensori, applicando per esempio le tecniche in [III-18],[III-19],[III-20] e [III-21]. L'informazione relativa alla geometria di acquisizione, in altre parole la separazione angolare tra le piattaforme, può essere derivata da dati di navigazione. Per supportare la pratica applicazione delle tecniche proposte di D-ISAR, in questo paragrafo si analizzano le degradazioni delle prestazioni dovute ad errori nella conoscenza del moto di rotazione del target e della geometria di acquisizione. Più precisamente, si considera l'impatto di una non esatta conoscenza della velocità di rotazione del target e/o della separazione angolare tra due piattaforme successive (assunte come equamente spaziate in angolo) nella catena di processing nella Fig. III-16. La degradazione della PSF in azimuth dell'ISAR distribuito è valutata in termini di:

- allargamento del lobo principale (perdita nella risoluzione in cross-range), quantificato considerando il parametro ρ_{res} , ovvero il rapporto della risoluzione in cross-range ottenuta nelle condizioni non ideali rispetto alla risoluzione cross-range ideale;
- shift della posizione del picco (ovvero l'errato posizionamento dello scatteratore puntiforme), quantificato considerando ρ_{pos} , cioè il rapporto tra lo shift in cross-range dalla posizione ideale e la risoluzione in cross-range;
- diminuzione del PSLR.

Questa analisi di prestazioni è realizzata nell'ipotesi di errori random nella conoscenza del parametro. In particolare, se ci si occupa della velocità di rotazione, si considera il valore del parametro utilizzato nella catena di elaborazione della Fig. III-16 pari a $\hat{\omega} = \omega_0 + \varepsilon_\omega$, in cui ω_0 è il valore vero della velocità di rotazione e ε_ω è una variabile aleatoria Gaussiana a valor medio nullo con deviazione standard pari a $\eta_\omega \omega_0$, cosicché η_ω rappresenta l'accuratezza relativa nella conoscenza del moto del target. Similmente, per la separazione angolare tra due piattaforme adiacenti, si considera $\hat{\alpha}_{AB} = \alpha_{AB} + \varepsilon_{\alpha_{AB}}$ in cui α_{AB} è il valore vero e $\varepsilon_{\alpha_{AB}}$ è una variabile aleatoria Gaussiana a valore medio nullo con deviazione standard pari a $\eta_{\alpha_{AB}} \alpha_{AB}$. Nell'analisi di prestazioni effettuata si considerano sia η_ω che $\eta_{\alpha_{AB}}$ nell'intervallo [0.01, 0.1], quindi con una accuratezza relative richiesta che varia dall'1% al 10%, il che dovrebbe essere ragionevole in applicazioni pratiche.

Partendo dal D-ISAR multistatico con $S=N=2$ e con gli stessi parametri utilizzati per la Fig. III-17, nella Tabella III-2a, sono mostrati il valor medio e la deviazione standard dell'allargamento del lobo principale (ρ_{res}), dell'errato posizionamento del picco (ρ_{pos}) e del PSLR come funzioni di η_ω per $\alpha_{AB} = \omega T$ e $\alpha_{AB} = 2\omega T$, ottenuti dalla media di 1000 realizzazioni indipendenti di $\hat{\omega}$. Risultati di una simile analisi per il caso D-ISAR multistatico con $S=N=3$ e per il caso MIMO con $S=2$ e $N=3$ sono riportati nella Tabella III-2b e nella Tabella III-2c rispettivamente. Come si può notare, l'incremento della risoluzione in cross-range generalmente si mantiene anche in condizioni non ideali, mentre le prestazioni in termini sia di PSLR sia di posizionamento dello scatteratore peggiorano all'aumentare del moto di rotazione del bersaglio. Più in particolare, il caso $\alpha_{AB} = \omega T$ mostra di essere più robusto rispetto al caso $\alpha_{AB} = 2\omega T$, dato che in questo secondo si sta cercando di ottenere il massimo incremento possibile di risoluzione in cross-range. Tuttavia si può osservare che, anche nel caso peggiore ($\alpha_{AB} = 2\omega T$), le degradazioni delle prestazioni sono contenute, a patto

che la rotazione del bersaglio sia stimata con un'accuratezza accettabile. Inoltre si possono confrontare le prestazioni dei casi differenti da due diverse prospettive:

1. stesso numero di piattaforme aeree, differente numero di sensori equivalenti e stesso valore finale di risoluzione in cross-range: si confronta il caso multistatico $S=N=2$ e $\alpha_{AB}=2\omega T$ e il caso MIMO $\alpha_{AB}=\omega T$.
2. differente numero di piattaforme aeree, stesso numero di sensori equivalenti e stesso valore finale di risoluzione in cross-range: si confronta il caso multistatico $S=N=3$ e $\alpha_{AB}=2\omega T$ e il caso MIMO $\alpha_{AB}=2\omega T$.

Relativamente al punto 1, si può notare dalla Tabella III-2a e dalla Tabella III-2c che il caso D-ISAR MIMO con due piattaforme è più robusto del caso D-ISAR multistatico quando si desidera lo stesso incremento di risoluzione, ad esempio $\gamma=2$, dato che una minore apertura angolare tra i sistemi radar reali è richiesta per il MIMO rispetto al caso bistatico. Relativamente al punto 2, la Tabella III-2b e la Tabella III-2c mostrano come le prestazioni in termini di peggioramento della risoluzione, spostamento della posizione del lobo principale e degradazione del PSLR siano all'incirca le stesse, quando lo stesso numero di sensori equivalenti è considerato per sintetizzare l'apertura globale, indipendentemente dall'incremento di risoluzione ottenuto come nel caso multistatico e nel caso MIMO con 3 e 2 piattaforme rispettivamente.

La stessa analisi è stata condotta supponendo un'errata conoscenza della spaziatura angolare delle piattaforme aeree (errori su α_{AB}), ottenendo risultati analoghi, come mostrato nelle Tabella III-3. In conclusione è stata considerata una combinazione degli errori su ω e α_{AB} (Tabella III-4); come ci si aspetta, dai confronti dei risultati nella Tabella III-4 con i risultati relativi ai casi precedenti, in cui veniva considerata una singola sorgente di errore, si può notare un peggioramento più veloce delle prestazioni all'aumentare della deviazione standard degli errori. Ad ogni modo, anche nel caso peggiore, si osserva una degradazione limitata della PSF azimuthale dell'ISAR, a patto che il moto del target e la geometria di acquisizione siano conosciuti con un'accuratezza accettabile.



(a) MULTISTATIC S=N=2		η_ω				
		0.02	0.04	0.06	0.08	0.1
$m_{\rho_{res}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	1.0067	1.0068	1.0043	1.0059	1.0075
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.9859	0.9826	0.9892	1.036	1.1129
$\sigma_{\rho_{res}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.0101	0.0145	0.023	0.0289	0.0936
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.0165	0.0275	0.1195	0.2437	0.3703
$m_{\rho_{pos}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	-0.0048	-0.0036	0.0031	-0.0078	0.0144
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	-0.0058	-0.0049	0.0068	-0.0211	-0.0022
$\sigma_{\rho_{pos}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.0294	0.0552	0.0882	0.1134	0.1529
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.0575	0.1083	0.173	0.2197	0.2824
m_{PSLR}	$\alpha_{AB} = \omega T$	12.7902	12.3622	11.7961	11.434	10.7643
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	12.1231	11.2106	10.0403	9.421	8.2347
σ_{PSLR}	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.3823	0.7216	1.102	1.4181	1.9072
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.8818	1.5915	2.2884	2.7364	3.2689

(b) MULTISTATIC S=N=3		η_ω				
		0.02	0.04	0.06	0.08	0.1
$m_{\rho_{res}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.9887	0.9884	0.9857	0.9896	0.9891
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.9866	0.9844	0.9974	1.0515	1.1679
$\sigma_{\rho_{res}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.0145	0.0218	0.0325	0.042	0.1287
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.0219	0.0345	0.195	0.3743	0.5969
$m_{\rho_{pos}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	-0.0059	-0.0056	0.0055	-0.0152	0.0223
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	-0.008	-0.008	0.0099	-0.0436	-0.0123
$\sigma_{\rho_{pos}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.054	0.1018	0.1623	0.2091	0.2791
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.1037	0.1947	0.3097	0.395	0.5054
m_{PSLR}	$\alpha_{AB} = \omega T$	12.7619	12.3329	11.7887	11.4371	10.8486
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	12.7365	12.2067	11.2982	10.6975	9.5101
σ_{PSLR}	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.3942	0.7167	1.0436	1.3236	1.6967
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.4061	1.0153	1.9498	2.5695	3.3655

(c) MIMO S=2 & N=3		η_{ω}				
		0.02	0.04	0.06	0.08	0.1
$m_{\rho_{res}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.9886	0.9883	0.9857	0.9896	0.9891
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.9865	0.9846	0.9976	1.0516	1.168
$\sigma_{\rho_{res}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.0145	0.0218	0.0325	0.042	0.1287
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.0217	0.0343	0.195	0.3742	0.5972
$m_{\rho_{pos}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	-0.0059	-0.0057	0.0055	-0.0152	0.0223
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	-0.008	-0.0089	0.0099	-0.043	-0.0127
$\sigma_{\rho_{pos}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.054	0.1018	0.1623	0.2091	0.2791
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.1037	0.1948	0.3096	0.395	0.5054
m_{PSLR}	$\alpha_{AB} = \omega T$	12.7619	12.3329	11.7887	11.437	10.8486
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	12.7364	12.2066	11.2986	10.6974	9.5101
σ_{PSLR}	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.3943	0.7167	1.0436	1.3236	1.6967
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.4058	1.0142	1.9486	2.5688	3.3649

Tabella III-2– Degradazione delle prestazioni dovuta a errori su ω nel (a) caso multistatico con S=N=2; (b) caso multistatico con S=N=3; (c) caso MIMO con S=2 & N=3.

(a) BISTATIC S=N=2		$\eta_{\alpha_{AB}}$				
		0.02	0.04	0.06	0.08	0.1
$m_{\rho_{res}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	1.0076	1.0071	1.0075	1.0042	1.0074
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.9862	0.9827	0.9917	1.0252	1.1229
$\sigma_{\rho_{res}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.0104	0.0149	0.0221	0.0281	0.0361
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.0164	0.0265	0.1105	0.2411	0.4066
$m_{\rho_{pos}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	-0.0054	-0.0054	-0.0109	0.0004	-0.0194
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	-0.0074	-0.009	-0.0205	0.0011	-0.0324
$\sigma_{\rho_{pos}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.0291	0.0546	0.0871	0.1126	0.1497
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.0572	0.1071	0.1709	0.2199	0.2921
m_{PSLR}	$\alpha_{AB} = \omega T$	12.7944	12.3689	11.8183	11.442	10.8406
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	12.14	11.234	10.1429	9.3775	8.335
σ_{PSLR}	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.3832	0.71	1.0656	1.3905	1.7303
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.8708	1.524	2.1596	2.7268	3.2052



(b) MULTISTATIC S=N=3		$\eta_{\alpha_{AB}}$				
		0.02	0.04	0.06	0.08	0.1
$m_{\rho_{res}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.9889	0.9886	0.9908	0.9863	0.993
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.9868	0.9853	0.9929	1.0481	1.1913
$\sigma_{\rho_{res}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.0146	0.0222	0.0323	0.0404	0.053
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.0221	0.0345	0.1298	0.3979	0.6995
$m_{\rho_{pos}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	-0.0074	-0.009	-0.02	-0.0005	-0.0397
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	-0.0117	-0.0155	-0.0401	-0.0039	-0.0689
$\sigma_{\rho_{pos}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.0539	0.1017	0.1626	0.2093	0.2811
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.1033	0.1958	0.312	0.4012	0.5375
m_{PSLR}	$\alpha_{AB} = \omega T$	12.7633	12.3307	11.7814	11.4389	10.8392
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	12.735	12.2214	11.383	10.6417	9.5943
σ_{PSLR}	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.3957	0.7212	1.0574	1.3287	1.6881
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.4216	0.9361	1.8006	2.5761	3.2674

(c) MIMO S=2 N=3		$\eta_{\alpha_{AB}}$				
		0.02	0.04	0.06	0.08	0.1
$m_{\rho_{res}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.9889	0.9886	0.9908	0.9863	0.993
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.9869	0.9851	0.993	1.0482	1.1914
$\sigma_{\rho_{res}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.0146	0.0222	0.0323	0.0404	0.053
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.0223	0.0346	0.1293	0.3979	0.6994
$m_{\rho_{pos}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	-0.0075	-0.009	-0.02	-0.0006	-0.0397
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	-0.0118	-0.0156	-0.0402	-0.0041	-0.0693
$\sigma_{\rho_{pos}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.0538	0.1017	0.1626	0.2094	0.2811
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.1034	0.1957	0.3123	0.4011	0.5374
m_{PSLR}	$\alpha_{AB} = \omega T$	12.7633	12.3308	11.7816	11.4392	10.8396
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	12.7353	12.2225	11.3842	10.6432	9.5953
σ_{PSLR}	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.3956	0.7211	1.0573	1.3285	1.6877
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.4208	0.935	1.7997	2.5753	3.2671

Tabella III-3– Degradazione delle prestazioni dovuta a errori su α_{AB} nel (a) caso multistatico con S=N=2; (b) caso multistatico con S=N=3; (c) caso MIMO con S=2 & N=3.



(a) BISTATIC S=N=2		$\eta_\omega & \eta_{\alpha_{AB}}$				
		0.02	0.04	0.06	0.08	0.1
$m_{\rho_{res}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	1.007	1.0073	1.0033	1.0065	1.0115
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.9847	0.9862	1.0549	1.1431	1.2608
$\sigma_{\rho_{res}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.0118	0.0204	0.0324	0.0654	0.1174
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.0208	0.0848	0.3009	0.4309	0.539
$m_{\rho_{pos}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	-0.0054	-0.0083	-0.0005	-0.0066	0.0025
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	-0.0075	-0.0147	-0.0079	-0.0345	-0.0417
$\sigma_{\rho_{pos}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.0397	0.0823	0.1284	0.1627	0.2008
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.0784	0.1612	0.2505	0.306	0.3517
m_{PSLR}	$\alpha_{AB} = \omega T$	12.6004	11.9067	11.1443	10.6308	10.0783
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	11.7188	10.2983	8.8239	7.9816	7.2327
σ_{PSLR}	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.5086	1.0119	1.5174	1.8858	2.3726
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	1.1468	2.0654	2.9237	3.3326	3.6859

(b) MULTISTATIC S=N=3		$\eta_\omega & \eta_{\alpha_{AB}}$				
		0.02	0.04	0.06	0.08	0.1
$m_{\rho_{res}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.9887	0.9901	0.9873	0.9906	1.0092
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.9859	0.9913	1.0822	1.2269	1.4186
$\sigma_{\rho_{res}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.0168	0.0303	0.0471	0.0829	0.2163
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.0269	0.1329	0.4699	0.7368	0.9576
$m_{\rho_{pos}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	-0.0071	-0.015	-0.003	-0.0169	-0.0048
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	-0.0126	-0.0285	-0.022	-0.0745	-0.0854
$\sigma_{\rho_{pos}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.0741	0.1523	0.2376	0.3007	0.3721
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.1413	0.2934	0.4536	0.5567	0.6402
m_{PSLR}	$\alpha_{AB} = \omega T$	12.5665	11.8732	11.1636	10.6774	10.1905
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	12.5248	11.5324	10.1298	9.2293	8.4092
σ_{PSLR}	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.5193	1.0051	1.4212	1.7577	2.1797
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.5871	1.6479	2.8805	3.4299	3.9555

(c) MIMO S=2 N=3		$\eta_{\omega} \& \eta_{\alpha_{AB}}$				
		0.02	0.04	0.06	0.08	0.1
$m_{\rho_{res}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.9887	0.9901	0.9873	0.9907	1.0092
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.9859	0.9913	1.0821	1.227	1.4158
$\sigma_{\rho_{res}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.0168	0.0303	0.0471	0.0829	0.2163
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.0269	0.1329	0.4698	0.7366	0.9537
$m_{\rho_{pos}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	-0.0071	-0.015	-0.003	-0.017	-0.0048
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	-0.0129	-0.0287	-0.0221	-0.0747	-0.0856
$\sigma_{\rho_{pos}}$	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.0742	0.1523	0.2376	0.3007	0.3721
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.1414	0.2934	0.4535	0.5566	0.6403
m_{PSLR}	$\alpha_{AB} = \omega T$	12.5665	11.8733	11.1638	10.6775	10.1908
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	12.525	11.5333	10.131	9.2303	8.4106
σ_{PSLR}	$\alpha_{AB} = \omega T$	0.5193	1.0051	1.4211	1.7576	2.1797
	$\alpha_{AB} = 2\omega T$	0.5863	1.6472	2.8802	3.4303	3.9567

Tabella III-4 Degradazione delle prestazioni dovuta a errori su ω e α_{AB} nel (a) caso multistatico con S=N=2; (b) caso multistatico con S=N=3; (c) caso MIMO con S=2 & N=3.

III.7 Applicazione a dati ISAR reali

La tecnica descritta precedentemente è stata applicata a dati ISAR reali (forniti dalla ex DERA all'università "La Sapienza") acquisiti dal sistema in banda X ad alta risoluzione Mobile Instrumented Data Acquisition System (MIDAS), relativi ad un target su una piattaforma rotante (Fig. III-22). Il target viene illuminato con una sequenza coerente di impulsi a banda larga (forme d'onda stepped chirp, formata da sotto-chirp con una banda di 250 MHz e con una lunghezza d'onda di 0.03 m). La banda dell'impulso e la rotazione della piattaforma creano il potenziale per ottenere un'elevata risoluzione in entrambe le direzioni.

La Fig. III-23 mostra un esempio di profili in range ad alta risoluzione (6.6 cm) acquisiti relativamente ad un target durante una rotazione completa della piattaforma. Dato che questi dati reali sono singolo sensore, è necessario emulare l'acquisizione D-ISAR con due sensori. A questo scopo si selezionano gli intervalli di elaborazione coerente per i sensori A e B al fine di garantire un'osservazione continua della rotazione del target, essendo però tali intervalli separati da una completa rotazione della piattaforma; la Fig. III-23 mostra i Coherent Processing Interval (CPI) selezionati per i sensori A e B. Ovviamente, agendo in questo modo, si emula un'acquisizione D-

ISAR costituita da due osservazioni monostatiche: quindi ci si aspetta un incremento massimo della risoluzione in cross-range pari a due.

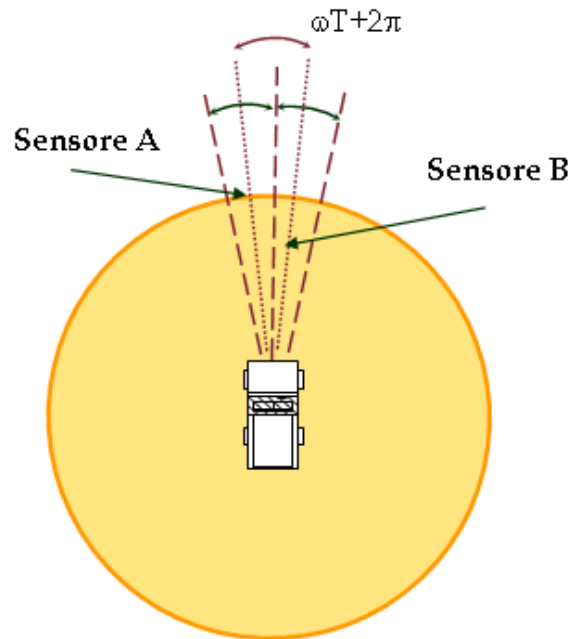


Fig. III-22 Ground target su una piattaforma rotante e D-ISAR emulato.

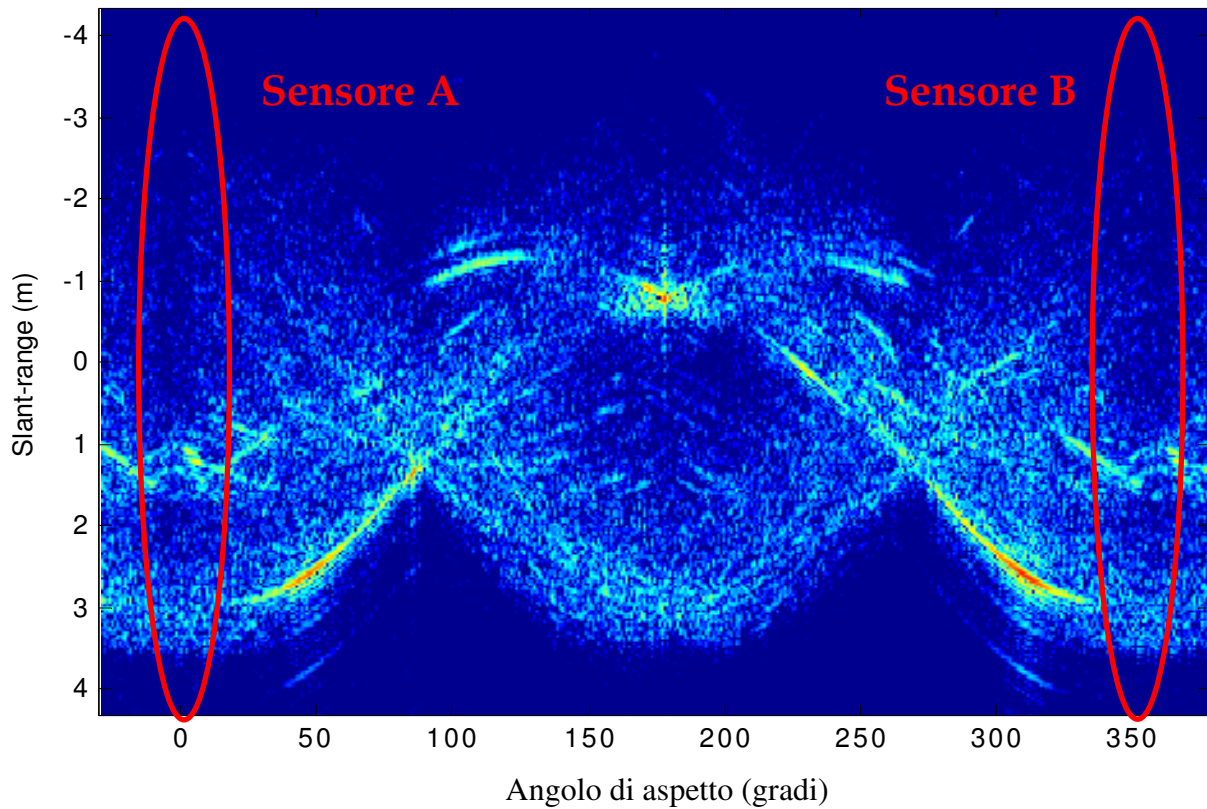


Fig. III-23 Profili in range ad alta risoluzione (6.6 cm di risoluzione in range) acquisiti da un camion durante una rotazione completa della piattaforma e D-ISAR emulato.

Sono stati considerati due diversi set di dati: il primo è costituito da due corner reflector allineati lungo la stessa radiale a 1.5 m (target 1) e a 1 m (target 2) dal centro della piattaforma, mentre il secondo è costituito da un camion a 9° di angolo di grazing. Le Fig. III-24a-b mostrano l'immagine dei riflettori nel piano slant-range cross-range ottenute utilizzando rispettivamente l'ISAR convenzionale (una singola apertura di circa 0.86°) e distribuito (due aperture non sovrapposte ciascuna di 0.86°). Si può notare come entrambe le immagini abbiano la stessa risoluzione in slant-range (circa 60 cm), mentre la risoluzione in cross-range aumenti da 1 m a 50 cm, andando dall'ISAR convenzionale (Fig. III-24a) a quello distribuito (Fig. III-24b), come è chiaro dall'ispezione delle sezioni nella Fig. III-25.

Le Fig. III-26 a-b e la Fig. III-27 mostrano gli stessi risultati per il camion; le sue immagini nel piano slant-rane e cross-range, ottenute utilizzando l'ISAR convenzionale (una singola apertura di circa 4.3°) e distribuito (due aperture non sovrapposte ciascuna di 4.3°), mostrano un incremento della risoluzione in cross-range da 0.2 m a 0.1 m, andando dall'ISAR convenzionale a quello distribuito, come è chiaro dall'ispezione delle sezioni nella Fig. III-27, mentre la risoluzione in slant range è fissata a 6.6 cm in entrambi i casi.

L'accordo tra la teoria e i risultati sui dati reali supporta la pratica applicazione della tecnica di D-ISAR proposta.

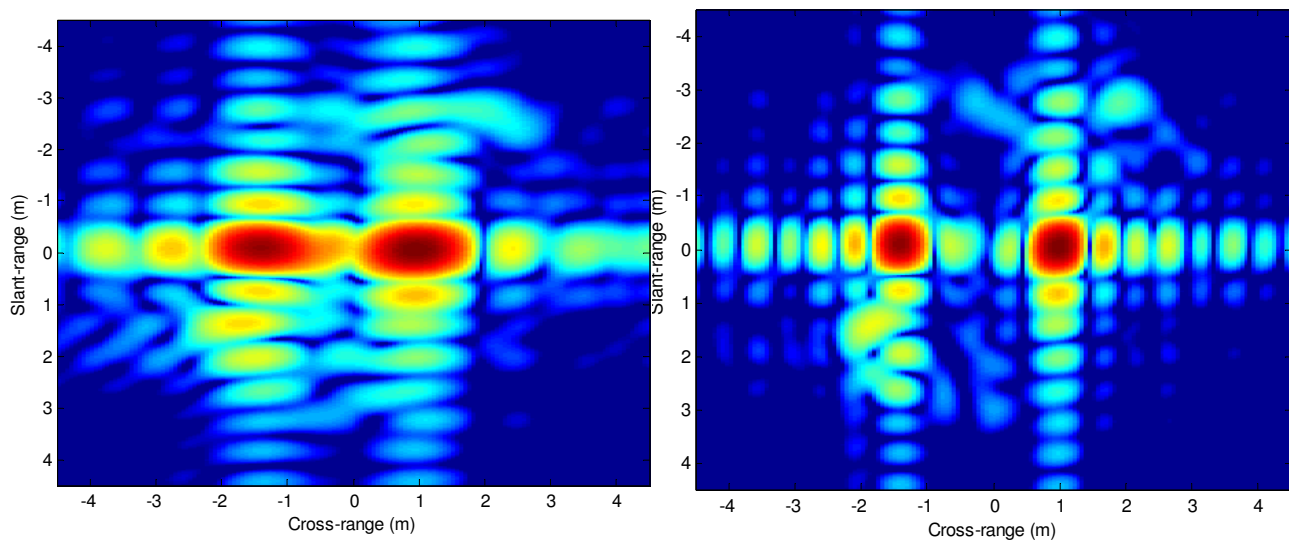


Fig. III-24 (a) Immagine di due Corner Reflectors con ISAR convenzionale; (b) Immagine di due Corner Reflectors con ISAR distribuito.

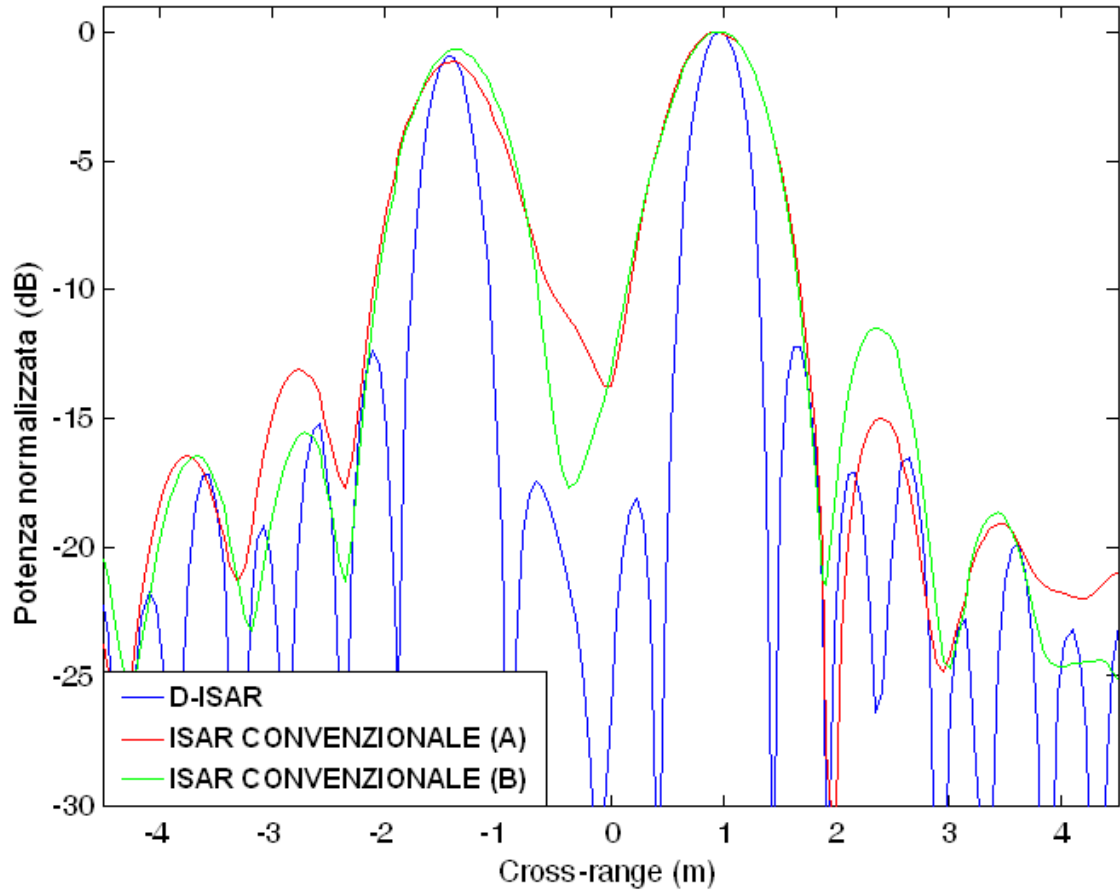


Fig. III-25 Sezioni in Cross range per entrambi i Corner Reflector

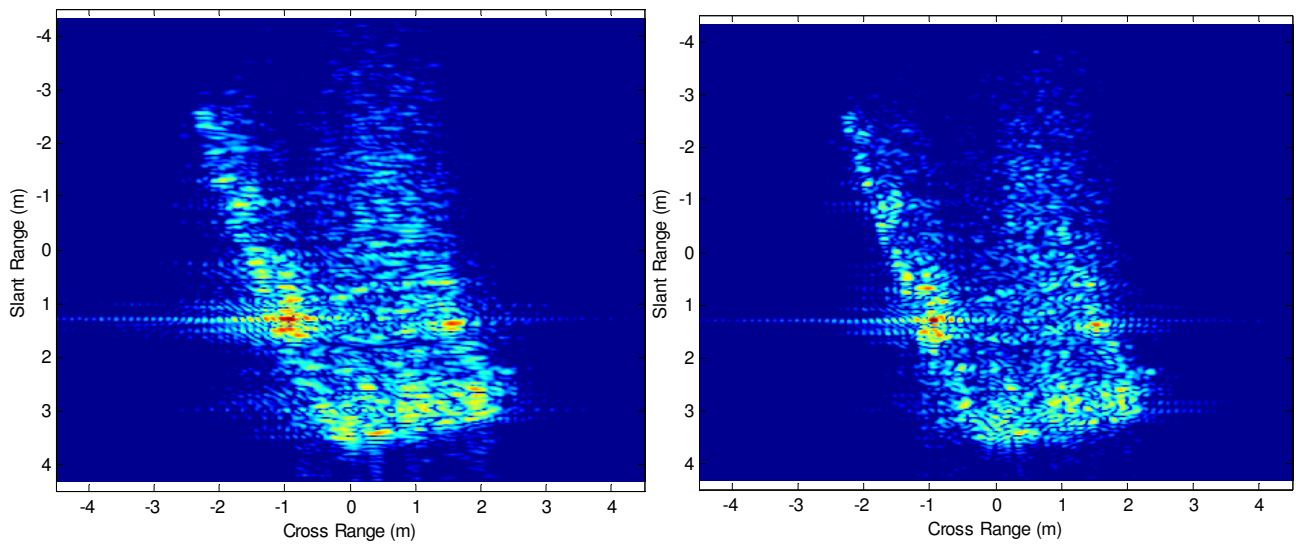


Fig. III-26 (a) Immagine del camion con ISAR convenzionale; (b) Immagine del camion con ISAR distribuito.

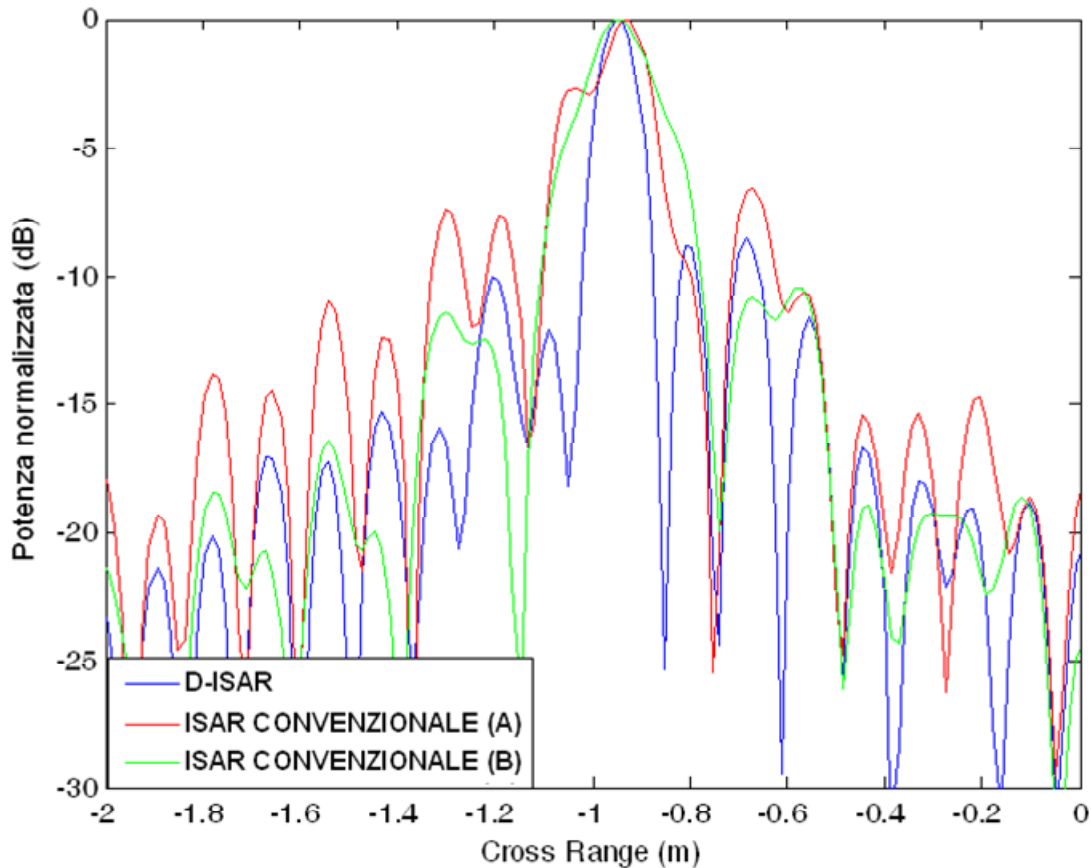


Fig. III-27 Sezioni in Cross range per uno scatteratore dominante nel bersaglio.

III.8 *Stima di moto rotatorio multi-sensore per l'imaging ISAR distribuito*

Nello scenario considerato per lo studio di una tecnica di stima di moto multi-sensore, due piattaforme trasportano sistemi radar che osservano lo stesso bersaglio. Esso (ad esempio una nave) è modellato come un corpo rigido con K scatteratori dominanti, ciascuno dei quali con riflettività complessa costante durante il tempo di apertura T . Come noto, il moto del target può essere scomposto come una traslazione del fulcro ed una rotazione del bersaglio intorno a questo punto. Assumendo la traslazione compensata ci si concentra sulla rotazione.

La Fig. III-28 mostra la geometria ISAR considerata: nel sistema di riferimento (O,X,Y,Z) il fulcro del target è posizionato in $(0,0,0)$ e il k -esimo scatteratore con coordinate $[x_k^0 \ y_k^0 \ z_k^0]$ a centro apertura ($t_0=0$) ruota con una data velocità ω intorno all'asse Z . La condizione operativa è data da due sistemi radar A e B che trasmettono forme d'onda a banda larga. In questo scenario B è in grado di ricevere l'eco alla sua trasmissione e alla trasmissione del sensore A (D-ISAR MIMO) dando origine al sensore fittizio C.

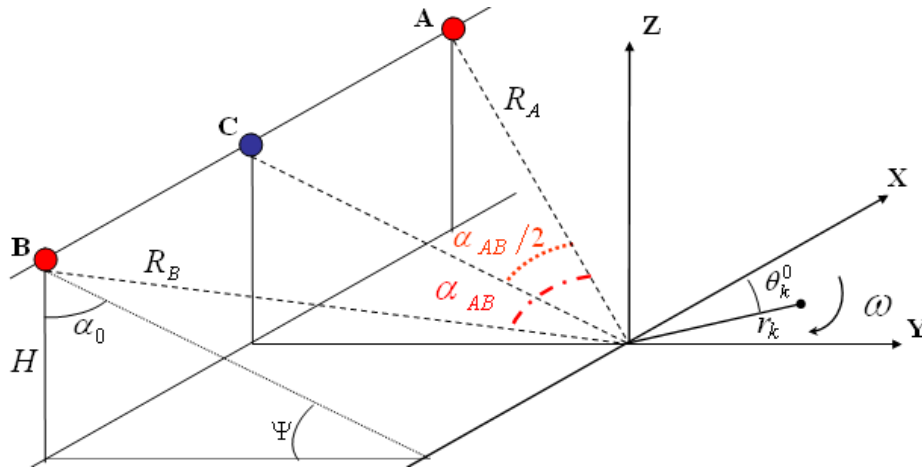


Fig. III-28 Geometria D-ISAR per lo studio della stima di moto multi-sensore

In un tipico tempo di osservazione di pochi secondi e per gli usuali valori di aperture angolare, la fase del segnale ricevuto può essere approssimata dal suo sviluppo in serie di Taylor intorno a $t=0$ (tempo dell'immagine) fino al secondo ordine. Sotto queste assunzioni, se si considera l'ipotesi di angoli di grazing trascurabili, il segnale ricevuto dall'antenna Γ ($\Gamma=A, B$ o C) dal k -esimo scatteratore può essere scritto:

$$s_{k,\Gamma}(t) = A_{k,\Gamma} \cdot e^{j2\pi[f_{d_k}^0(\omega) + \Delta f_{k,\Gamma}(\omega)]t} \cdot e^{jY_{k,\Gamma}^0 \cos\left(b_{\Gamma} \frac{\alpha_{AB}}{2}\right) \beta_r(\omega) t^2} \quad |t| \leq \frac{T}{2} \quad \text{Eq. III-73}$$

in cui $A_{k,\Gamma}$ è la riflettività complessa del sensore Γ , $b_{A/B}=0$ e $b_C=1$ e α_{AB} è l'angolo tra le LOS (Line Of Sight) dei sensori A e B. Il parametro $f_{d_k}^0$ è la frequenza doppler dello scatteratore, corrispondente all'IPP del sensore C, mentre $\Delta f_{k,\Gamma}$ rappresenta lo shift Doppler rispetto a $f_{d_k}^0$ quando lo stesso scatteratore è visto dal sensore Γ : quindi $\Delta f_{k,A} = -\Delta f_k$, $\Delta f_{k,B} = \Delta f_k$ e $\Delta f_{k,C} = 0$. Il termine $Y_{k,\Gamma}^0$ è la distanza in slant-range dello scatteratore dal centro di rotazione per il sensore Γ e $\beta_r(\omega)$ è il parametro di focalizzazione, [III-19]. Tutti i termini introdotti sono definiti come:

$$f_{d_k}^0 = -\frac{2x_k^0 \omega}{\lambda} \cos\left(\frac{\alpha_{AB}}{2}\right) \quad \& \quad \Delta f_k(\omega) = \frac{2y_k^0 \omega}{\lambda} \sin\left(\frac{\alpha_{AB}}{2}\right) \quad \text{Eq. III-74}$$

$$Y_{k,\Gamma}^0 = r_k \sin[\theta_{k,\Gamma}^0] \quad \& \quad \beta_r(\omega) = \frac{2\pi\omega^2}{\lambda}$$

in cui λ è la lunghezza d'onda trasmessa, r_k e θ_k^0 sono come nella Fig.1, $\theta_{k,A}^0 = \theta_k^0 - \alpha_{AB}/2$, $\theta_{k,B}^0 = \theta_k^0 + \alpha_{AB}/2$ e $\theta_{k,C}^0 = \theta_k^0$.

Come si può notare dall'Eq. III-73, la fase dello scatteratore è composta da tre contributi: il primo dipende da $f_{d_k}^0$ ed è comune a tutti i sensore, mentre gli altri, che dipendono da $\Delta f_{k,\Gamma}(\omega)$ e $Y_{k,\Gamma}^0$, variano considerando i diversi sensori.

Nello studio si assume che K scatteratori dominanti del bersaglio occupino K celle in range e che la migrazione in distanza possa essere trascurata (in una applicazione pratica, come in [III-22], si può seguire una procedura iterativa). Il segnale ricevuto dal sensore Γ dalla k-esima cella in range ($k=1,\dots,K$) al tempo t_m ($m=-M/2,\dots,M/2$) è scritto come:

$$y_{k,\Gamma}(t_m) = A_{k,\Gamma} e^{j\varphi_{k,\Gamma}(t_m)} + n_{k,\Gamma}(t_m) \quad \text{Eq. III-75}$$

in cui si assume che la riflettività complessa $A_{k,\Gamma}$ sia un parametro non noto e deterministico, che $\varphi_{k,\Gamma}(t_m)$ sia come nell'Eq. III-73, che $n_{k,\Gamma}(t_m)$ sia il contributo del disturbo per il sensore Γ , qui modellato come un rumore bianco Gaussiano, e infine che M sia il numero di campioni nel tempo di apertura T. Vale la pena notare che la riflettività complessa dello stesso scatteratore, osservato da differenti sensori, non viene qui vincolata ad avere gli stessi valori, consentendo quindi una parziale decorrelazione. Ovviamente, se la disposizione dei sensori fosse adatta a formare un'immagine D-ISAR, il loro posizionamento angolare sarebbe tale da rendere ragionevole l'assunzione di una riflettività costante al variare del sensore; ad ogni modo, in un caso più generale in cui la separazione angolare sia maggiore, la precedente assunzione non può essere fatta. Quindi la tecnica qui proposta può funzionare propriamente in un caso più generale.

Definendo il vettore di dati $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1^T \mathbf{y}_2^T \dots \mathbf{y}_K^T]^T$ di dimensioni $3KM \times 1$ ([III-22]), con $\mathbf{y}_k = [\mathbf{y}_{k,A}^T \quad \mathbf{y}_{k,C}^T \quad \mathbf{y}_{k,B}^T]^T$ e $\mathbf{y}_{k,\Gamma} = [y_{k,\Gamma}(t_{-M/2}), \dots, y_{k,\Gamma}(t_{M/2})]^T$, la densità di probabilità (pdf) congiunta dei dati acquisiti vale:

$$p(\mathbf{y}) = (\pi^{3KM} \sigma_n^{2 \cdot 3KM})^{-1} \exp \left[-\frac{1}{\sigma_n^2} (\mathbf{y} - \mathbf{S}\mathbf{a})^H (\mathbf{y} - \mathbf{S}\mathbf{a}) \right] \quad \text{Eq. III-76}$$

in cui σ_n^2 è la potenza del disturbo. \mathbf{a} è il vettore delle ampiezze complesse $\mathbf{a} = [\mathbf{a}_1 \dots \mathbf{a}_K]^T$ di dimensioni $3K \times 1$, con $\mathbf{a}_k = [A_{kA} \quad A_{kC} \quad A_{kB}]$. \mathbf{S} è la matrice della fase di dimensioni $3KM \times 3K$, che è diagonale a blocchi; il k-esimo blocco di dimensioni $3M \times 3$ è a sua volta una matrice diagonale a blocchi, in cui $\mathbf{s}_{k,\Gamma}$ è il blocco di dimensioni $M \times 1$ con $\Gamma=A,C,B$ e $\mathbf{s}_{k,\Gamma} = [\exp(j\varphi_{k,\Gamma}(t_{-M/2})) \dots \exp(j\varphi_{k,\Gamma}(t_{M/2}))]^T$.

Il precedente modello statistico viene utilizzato nel seguente paragrafo per derivare la tecnica di stima di moto rotatorio.

III.8.1 Tecnica di stima di moto rotatorio multi-sensore a Massima Verosimiglianza

Come si è visto nel precedente paragrafo, differenti scatteratori nelle medesima posizione rispetto al centro di rotazione subiscono differenti defocalizzazioni quando sono visti da differenti sensori. Ad ogni modo, è ragionevole assumere che all'incirca la stessa defocalizzazione quadratica è propria di ciascuno scatteratore visto dai differenti sensori equivalenti ($Y_{k,\Gamma}^0 = Y_{k,C}^0 = y_k^0 \forall \Gamma$). Su questa base, la velocità di rotazione ω è l'unico termine non noto nel termine di fase lineare dipendente dallo shift in Doppler e nel termine quadratico della fase nell'Eq. III-73, mentre si può trattare y_k^0 come noto, dopo aver selezionato gli scatteratori e scelta la cella di risoluzione in distanza.

In accordo a quanto detto, la nuova tecnica di stima di moto può essere riassunta come segue:

1. gli scatteratori dominanti nel bersaglio vengono selezionati;
2. il termine y_k^0 viene valutato come la distanza degli scatteratori dal riferimento, in termini di numero di celle e di risoluzione in slant-range;
3. la velocità di rotazione viene stimata (si veda dopo);
4. il valore stimato è utilizzato per focalizzare e scalare l'immagine D-ISAR con una risoluzione in cross-range incrementata.

Vale la pena notare che, nelle ipotesi di una separazione angolare tra i sensori limitata, ci si aspetta di avere gli stessi scatteratori dominanti per i differenti angoli di vista relativi ai differenti sensori.

Basandosi sull'Eq. III-76, lo stimatore multi sensore a massima verosimiglianza (Maximum Likelihood - ML) MS-ML è scritto come:

$$\hat{\omega}_{ML} = \arg \max_{\omega} \left\{ \arg \max_{\sigma_n^2, \mathbf{a}, f_{dk}^0} \left\{ \ln [p_{\mathbf{y}}(\mathbf{y})] \right\} \right\} \quad \text{Eq. III-77}$$

Massimizzando la precedente espressione rispetto a σ_n^2 e \mathbf{a} si ottiene:

$$\hat{\omega}_{ML} = \underset{\omega}{\operatorname{argmin}} \left\{ \underset{f_{dk}^0}{\operatorname{argmin}} \left\{ \left| \left(\mathbf{I} - \mathbf{S}(\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \right) \mathbf{y} \right|^2 \right\} \right\} \quad \text{Eq. III-78}$$

Basandosi sull'Eq. III-78, la stima ML è il valore che minimizza la potenza della proiezione del segnale ricevuto nel sottospazio ortogonale al segnale utile: questo corrisponde a massimizzare la potenza della proiezione del segnale ricevuto nel sottospazio del segnale utile. Dopo semplici passaggi, l'Eq. III-78 diventa:

$$\hat{\omega}_{ML} = \underset{\omega}{\operatorname{argmax}} \left\{ \sum_{k=1}^K \underset{f_{dk}^0}{\operatorname{argmax}} \left\{ \sum_{\Gamma \in [A,C,B]} \left| \mathbf{s}_{k,\Gamma}^H \mathbf{y}_{k,\Gamma} \right|^2 \right\} \right\} \quad \text{Eq. III-79}$$

Basandosi su quest'ultima equazione, la stima MS-ML è il valore di ω che massimizza l'uscita del sistema mostrato nella Fig. III-29.

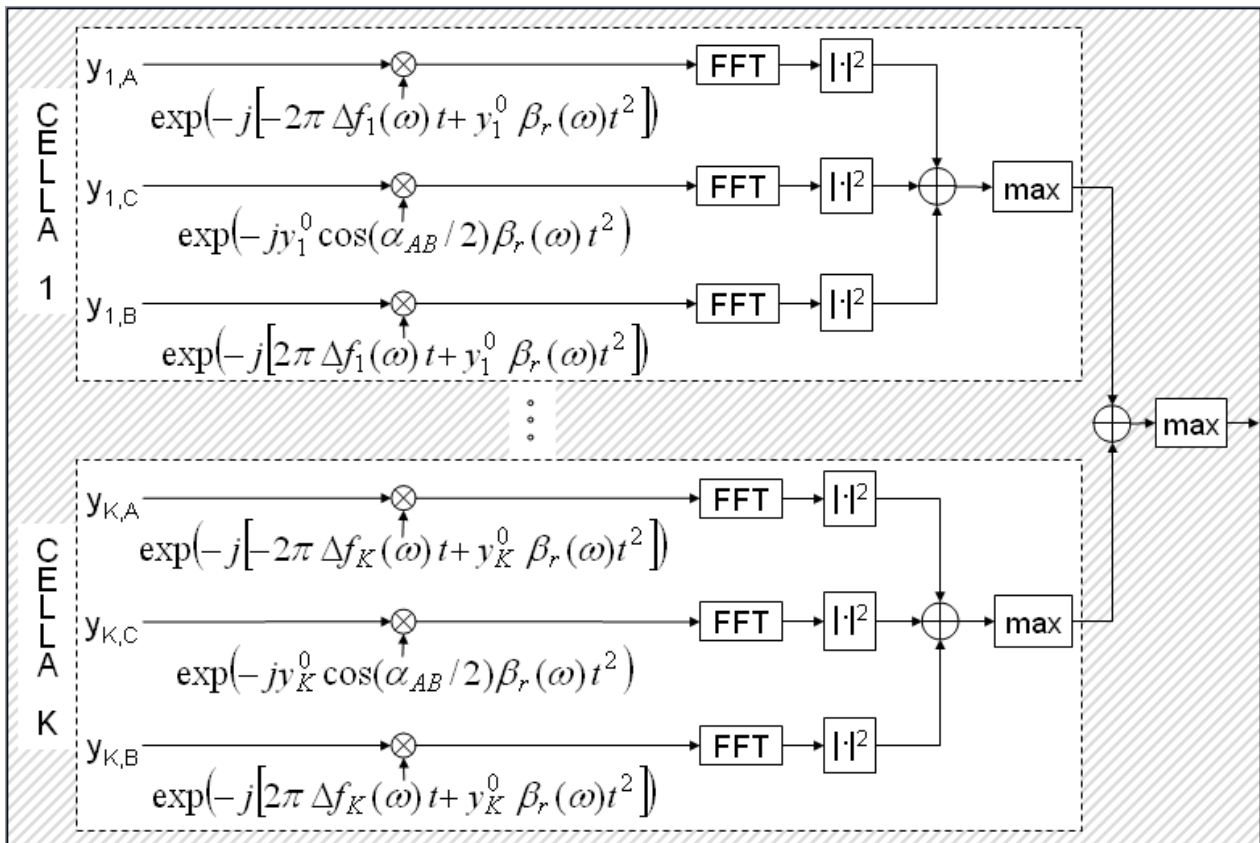


Fig. III-29 Schema di elaborazione MS-ML.

Per ogni valore di ω sotto test, il segnale del k-esimo scatteratore è prima riallineato alla sua frequenza Doppler (come se fosse vista nel piano di proiezione dell'immagine relativo al sensore C)

e dechirpato, poi se ne fa una trasformata di Fourier (con un opportuno sovracampionamento). La potenza media del segnale utile è poi stimata mediando su K celle di risoluzione in range il massimo valore della media, sui differenti sensori equivalenti, dei moduli quadri dei segnali riallineati, dechirpati e trasformati. Il valore della velocità di rotazione che massimizza la potenza media del segnale è il valore stimato $\hat{\omega}_{ML}$.

Si deve sottolineare che la tecnica proposta si applica a un grande numero di situazioni operative, come bersagli terrestri con moti rotatori, bersagli aerei con manovre di yaw e bersagli navali che modificano la propria rotta. Le prestazioni della tecnica MS-ML proposta per la stima del moto rotatorio sono analizzate nel seguente paragrafo in relazione ad un bersaglio simulato.

III.8.2 Analisi delle prestazioni della tecnica MS-ML in relazione ad un bersaglio simulato

L'analisi delle prestazioni è effettuata in relazione ad un target simulato composto da un singolo scatteratore (K=1). I parametri utilizzati sono:

- $\omega_0 = 3.6^\circ/\text{sec}$;
- $\lambda = 0.03$ m;
- PRF=500 Hz;
- $\psi = 0^\circ$;
- $\theta^0 = \pi/4$ rad.

La Fig. III-30 mostra la deviazione standard di $\delta\omega_{ML} = (\hat{\omega} - \omega)/\omega$ in funzione del rapporto segnale a rumore del singolo sensore $SNR_k = |A_k|^2/\sigma_n^2$, per $r=35$ m, $T=4.77$ sec (≈ 50 cm di risoluzione in cross-range per il singolo sensore) e differenti valori di α_{AB} . Per semplicità si assume lo stesso valore di SNR per i diversi sensori. Per confronto, si mostrano anche le prestazioni ottenibili applicando la tecnica ML a singolo sensore SS-ML (linea blu), proposta in [III-19], ai dati acquisiti da un singolo sensore (ad esempio il sensore A) e quelle ottenute applicando la tecnica SS-ML ai dati acquisiti dai tre sensori e mediando poi i risultati (linea blu tratteggiata).

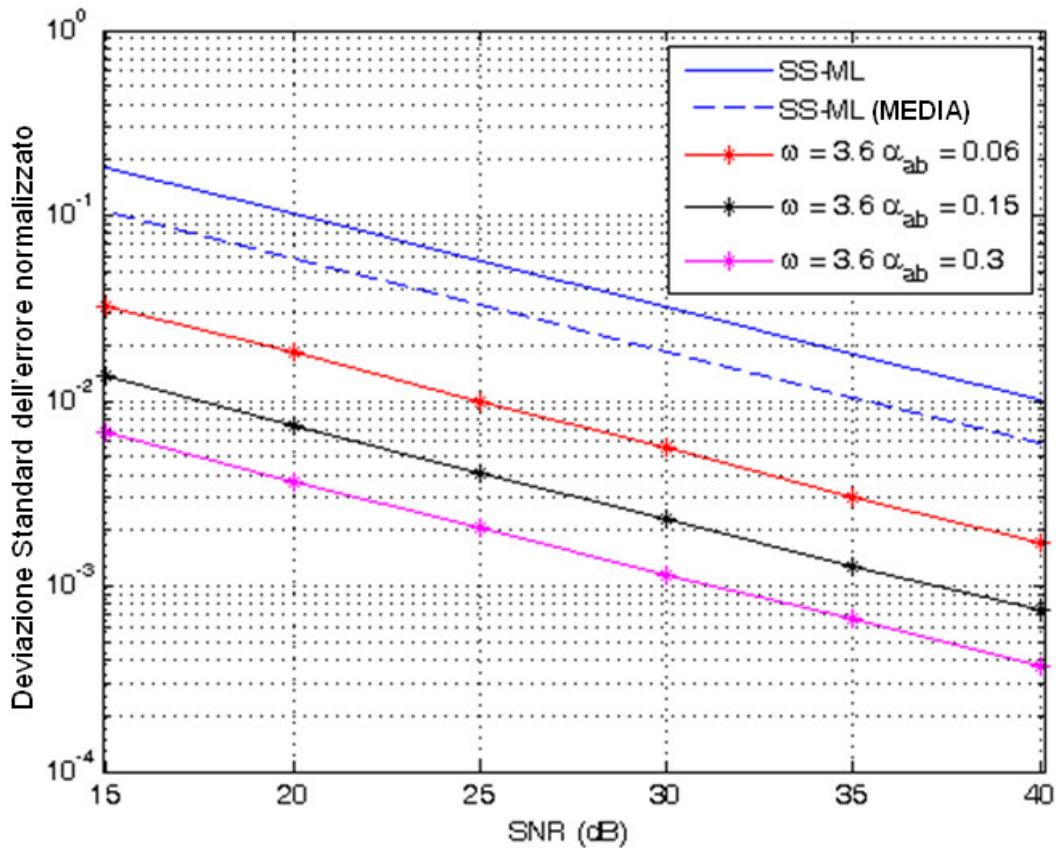


Fig. III-30 Deviazione standard dell'errore di stima in funzione del SNR.

Dalla Fig. III-30 si nota come la tecnica MS-ML che sfrutta i dati D-ISAR consente di ottenere una migliore accuratezza, rispetto a quella ottenuta con la tecnica SS-ML applicata separatamente ai dati acquisiti da ciascun sensore. Inoltre l'incremento di prestazioni aumenta all'aumentare dell'angolo α_{AB} . Nel primo caso (curva rossa) è stato considerato il massimo valore di α_{AB} utilizzabile per assicurare la continuità tra tutte le acquisizioni equivalenti ($\alpha_{AB}=\omega T=0.06$ rad); questa condizione deve essere rispettata per l'imaging, ma non è richiesta per la stima di moto. Al contrario, aumentare la spaziatura angolare dei sensori aumenta la separazione in Doppler delle differenti acquisizioni, consentendo una stima più accurata.

La Fig. III-31 mostra la deviazione standard di $\delta\omega_{ML}$ in funzione di r per differenti valori di SNR, di T (ovvero di risoluzione in cross-range) e di valori di α_{AB} . Come riferimento è mostrato anche il caso SS-ML. È evidente come, in tutti i casi, la tecnica MS-ML fornisca prestazioni migliori che il caso SS-ML. In particolare si osserva che l'uso della tecnica MS-ML è necessaria quando si ha a che fare con bersagli di dimensioni limitate per ottenere prestazioni accettabili.

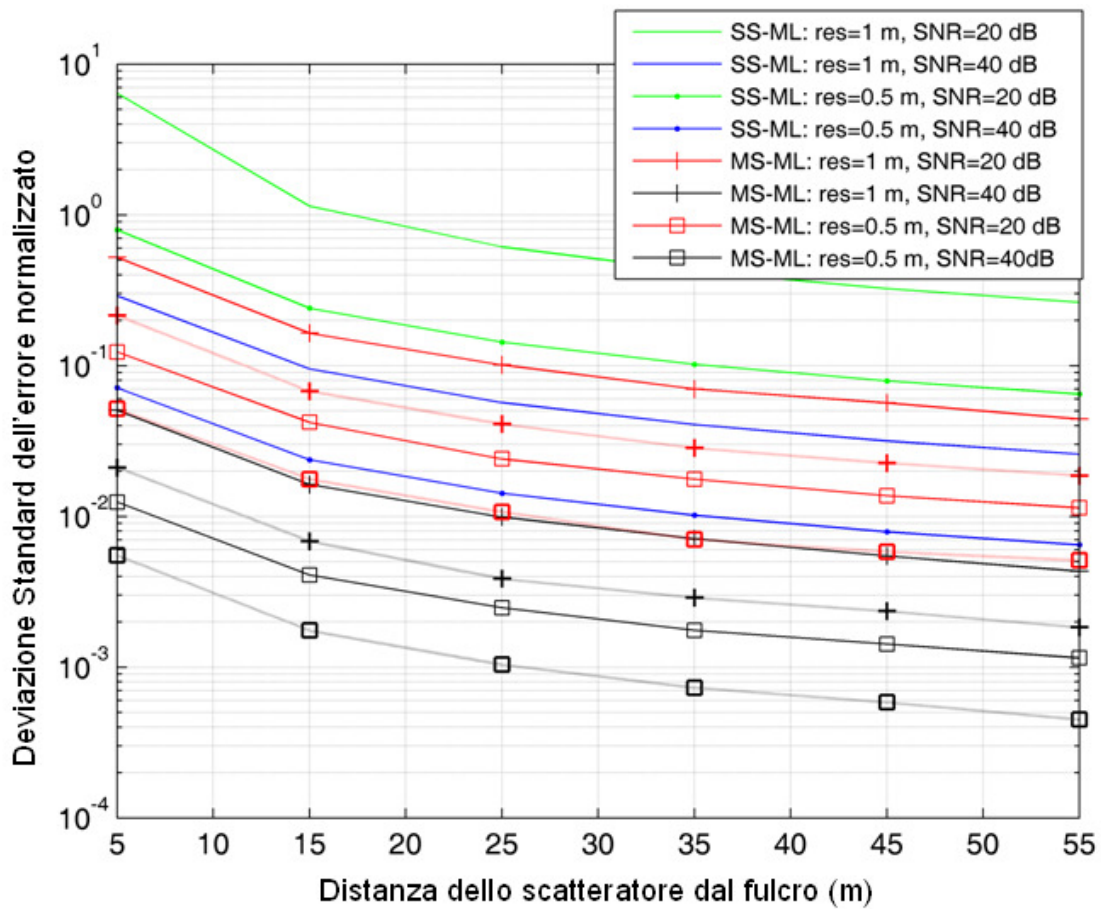


Fig. III-31 Deviazione standard dell'errore di stima in funzione della distanza dal fulcro per diversi valori di SNR e di α_{AB} .

III.8.3 Applicazione della tecnica di stima di moto MS-ML ai dati reali

La tecnica di stima di moto descritta precedentemente è stata applicata a dati ISAR reali (forniti dalla ex DERA all'università "La Sapienza") acquisiti dal sistema in banda X ad alta risoluzione Mobile Instrumented Data Acquisition System (MIDAS), relativi ad un target su una piattaforma rotante (Fig. III-22). Il target viene illuminato con una sequenza coerente di impulsi a banda larga (forme d'onda stepped chirp, formata da sotto-chirp con una banda di 250 MHz e con una lunghezza d'onda di 0.03 m).

I dati elaborati fanno riferimento ad un camion a 9° di angolo di grazing. La Fig. III-32 mostra l'immagine ad alta risoluzione (circa 7 cm) del bersaglio di terra considerato.

Essendo i dati reali considerati a singolo sensore, è necessario emulare acquisizioni multi-sensore. A tale proposito, come fatto in precedenza, si divide l'acquisizione totale relative alla Fig. III-32 in due intervalli di elaborazione coerente distinti e non sovrapposti per il sensore A e il sensore B rispettivamente.

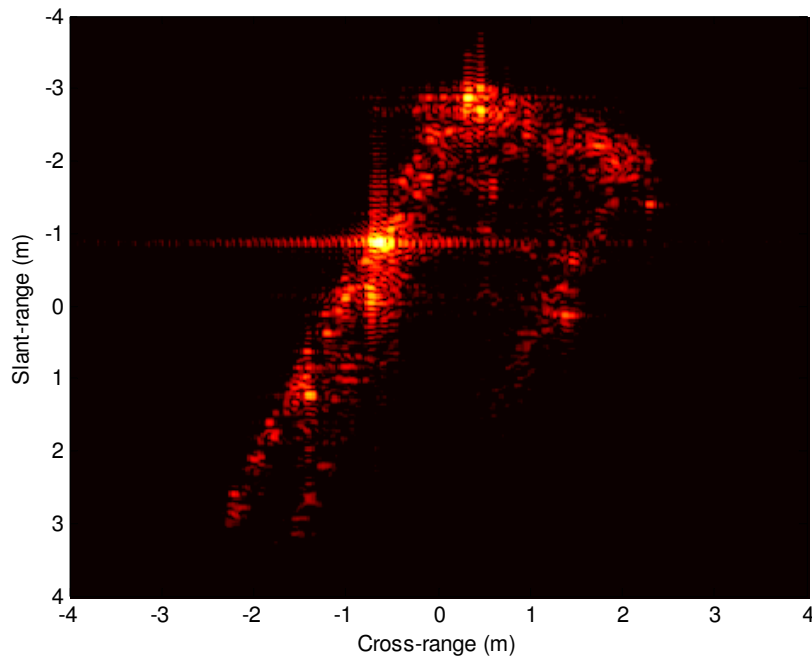


Fig. III-32 Immagine di un bersaglio di terra (camion).

La Fig. III-33 mostra la funzione di verosimiglianza in funzione dell'errore normalizzato, ottenuta utilizzando la tecnica convenzionale SS-ML (applicata separatamente ai sensori A e B, o mediando su A e B) e la tecnica MS-ML proposta. Il riquadro più grande si riferisce ad un singolo sotto-chirp, mentre nel più piccolo si riportano i risultati ottenuti mediando sugli 8 sotto-chirp a disposizione. Come si può notare, la tecnica MS-ML fornisce in entrambi i casi un ragguardevole incremento delle prestazioni, consentendo di stimare in modo affidabile la velocità di rotazione anche in presenza di bersagli con dimensioni limitate (lo scatteratore selezionato è a 3 m dal centro di rotazione). L'accordo tra la teoria e le prestazioni ottenute utilizzando i dati reali supporta la pratica applicazione della tecnica proposta.

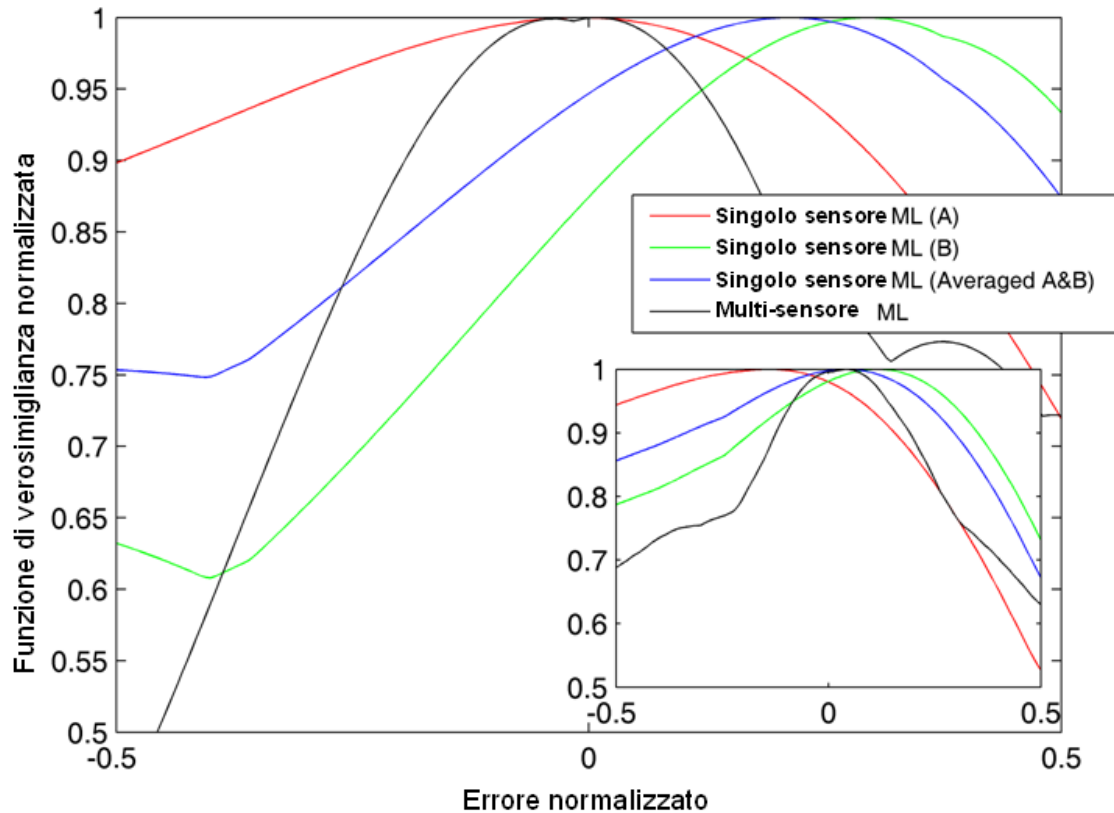


Fig. III-33 Normalized Likelihood versus normalized error.

III.9 Conclusioni

Il concetto di ISAR distribuito è stato presentato al fine di sfruttare i dati acquisiti da sensori radar multipli trasportati da piattaforme aeree per aumentare la risoluzione in cross-range delle immagini ISAR. La tecnica D-ISAR è stata derivata per due differenti casi, quello multistatico e quello MIMO, che corrispondono a potenziali scenari di applicazione, per i quali questa tecnica è particolarmente adatta. Riferendosi a bersagli navali, in presenza di una rotazione estremamente limitata dovuta a buone condizioni del mare, il caso multistatico corrisponde ad usare un elicottero in hovering e un insieme di UAV con a bordo dei dispositivi solo ricevitori in un'appropriata formazione, mentre il caso MIMO corrisponde all'uso di un insieme di elicotteri, con dispositivi attivi a bordo.

L'incremento della risoluzione in cross-range offerto dall'utilizzo di sensori multipli è stato quantificato. In particolare, si è mostrato che il miglioramento nel caso multistatico è limitato superiormente dal numero di sensori reali S nella formazione, mentre per il caso MIMO si può raggiungere un incremento superiore. Tale incremento è stato analizzato in dettaglio nel caso

MIMO come una funzione del numero di sensori reali, e si è mostrato che è pari ad un fattore moltiplicativo (N/S) che va da 1.5 per $S=2$ ad S nel limite di $S \rightarrow \infty$.

In riferimento al caso di focalizzazione ISAR 2D, in cui si debba correggere la migrazione in range per focalizzare in modo appropriato l'immagine, si è derivata la catena di processing necessaria all'implementazione dello schema del D-ISAR. Ciò è stato ottenuto proponendo uno schema sia centralizzato che decentralizzato, in cui le operazioni per combinare le differenti sotto-aperture vengano realizzate rispettivamente nel dominio temporale (ovvero sui dati grezzi) e nel dominio immagine (ovvero sulle immagini a bassa risoluzione focalizzate indipendentemente da ciascun sensore).

Le analisi dei risultati, ottenuti in relazione ai dati D-ISAR simulati, sono state utilizzate per mostrare come la tecnica proposta sia in grado di fornire l'atteso incremento di risoluzione in cross-range sia nel caso multistatico che nel caso MIMO. In particolare, per le configurazioni considerate in questo studio, si sono ottenuti i seguenti risultati: per il caso di due piattaforme aeree, la configurazione multistatica fornisce un incremento di risoluzione di un fattore $\gamma=2$, mentre il D-ISAR MIMO consente di ottenere $\gamma=3$. Inoltre, per il caso di quattro piattaforme aeree, la configurazione multistatica fornisce un incremento della risoluzione in cross-range di un fattore $\gamma=4$, contro il fattore $\gamma=9$ che si ottiene utilizzando il D-ISAR MIMO.

Inoltre, per analizzare il comportamento della tecnica presentata sotto condizioni non ideali, sono state considerate diverse sorgenti di possibili errori, direttamente correlate allo schema di elaborazione D-ISAR. In particolare, è stata studiata la degradazione delle prestazioni che deriva da errori nella conoscenza del moto di rotazione del target, della posizione delle piattaforme e di entrambi, nel caso di due e tre piattaforme aeree per il D-ISAR multistatico e nel caso di due piattaforme per il D-ISAR MIMO, mostrando la robustezza della tecnica proposta.

Il D-ISAR è stato inoltre applicato per elaborare dati sperimentali acquisiti da un radar ground-based operante insieme ad una piattaforma rotante. Questo ha consentito di verificare l'efficacia della tecnica di D-ISAR proposta in scenari simili a quelli di applicazioni reali.

Per completare l'analisi delle prestazioni, una nuova tecnica di stima del moto rotatorio di un bersaglio, basata sul criterio di massima verosimiglianza, utilizzando i dati ISAR acquisiti da sensori multipli, è stata proposta. L'analisi delle prestazioni ha dimostrato il miglioramento che deriva dallo sfruttamento dei dati acquisiti da radar multipli rispetto al caso singolo sensore. I

risultati ottenuti utilizzando dati ISAR reali provano l'efficacia dell'approccio proposto per la stima del moto rotatorio.

Ringraziamenti

Questo lavoro è stato finanziato dal Ministero Italiano della Ricerca nel contesto del progetto FIRB IMT-ARSEL. Inoltre si ringrazia la collaborazione di SELEX Galileo CTO - Innovative Projects Analysis & Demonstrations Group.

Riferimenti

- [III-1] J.L. Walker: "Range-Doppler imaging of rotating objects", IEEE Trans. on AES, Vol. 16, No.1, 1980, pp.23-52.
- [III-2] D.R. Wehner, "High-Resolution Radar", Artech House, Boston, 1995.
- [III-3] M.Vespe, D.Pastina, C.J.Baker, H.D.Griffiths, P.Lombardo, "Impact of angular processing technique and cross range resolution on 2D radar target classification" EUSAR 2006, Dresden (Germany), May 2006.
- [III-4] Changzheng Ma; Tat Soon Yeo; Qun Zhang; Hwee Siang Tan; Jun Wang; "Three-Dimensional ISAR Imaging Based on Antenna Array", IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Volume 46, Issue 2, Feb. 2008 Page(s):504 – 515
- [III-5] Qun Zhang; Tat Soon Yeo; Gan Du; Shouhong Zhang; "Estimation of three-dimensional motion parameters in interferometric ISAR imaging", IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Volume 42, Issue 2, Feb. 2004 Page(s):292 - 300
- [III-6] J.Palmer, J. Homer, I.D. Longstaff, M.Martorella, B. Littleton, "ISAR imaging using an emulated multistatic radar system", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Volume 41, Issue 4, Oct. 2005, pp. 1464 – 1472.
- [III-7] M. Martorella, J. Palmer, J. Homer, B. Littleton, I.D. Longstaff, "On Bistatic Inverse Synthetic Aperture Radar", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Volume 43, Issue 3, July 2007, pp. 1125 – 1134.

- [III-8] G.Krieger, A. Moreira, “Spaceborne bi- and multistatic SAR: potential and challenges”, IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation, Volume 153, Issue 3, June 2006, pp. 184 – 198.
- [III-9] G. Krieger, N. Gebert, A. Moreira, “Unambiguous SAR signal reconstruction from nonuniform displaced phase center sampling”, IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, Volume 1, Issue 4, Oct. 2004, pp. 260 – 264.
- [III-10] N.A. Goodman, Sih Chung Lin, D. Rajakrishna, J.M. Stiles, “Processing of multiple-receiver spaceborne arrays for wide-area SAR”, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Volume 40, Issue 4, April 2002, pp. 841 – 852.
- [III-11] T. Teer, N.A.Goodman, “Multistatic SAR algorithm with image combination”, 2006 IEEE Conference on Radar, 24-27 April 2006.
- [III-12] C. Correll, Jr., “Efficient Spotlight SAR MIMO Linear Collection Geometries,” Proceedings of the 5th European Radar Conference, October 2008, Amsterdam.
- [III-13] M.P. Simon, M.J. Schuh, A.C. Woo, “Bistatic ISAR images from a time-domain code”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Volume 37, Issue 5, Oct. 1995, pp. 25 – 32.
- [III-14] R.L. Eigel, Jr., P.J. Collins, A.J. Terzuoli Jr., G. Nesti, J. Fortuny, "Bistatic scattering characterization of complex objects", IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Volume 38, Issue 5, Part 1, Sept. 2000, pp. 2078 – 2092.
- [III-15] W. G. Carrara, R. S. Goodman, R. M. Majewski, “Spotlight Synthetic Aperture Radar”, Artech House, Boston, 1995.
- [III-16] S.U. Pillai, B. Himed, K. Y. Li “Effect of Earth’s rotation and range foldover on Space-based radar performance”, IEEE Trans. On AES, Vol. 42, No. 3, 2006, pp. 917-932.
- [III-17] C. Cafforio, C. Prati, F. Rocca, “SAR Data Focusing Using Seismic Migration Techniques”, IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol 27, No. 2, pp 194-206, March 1991.
- [III-18] D.Pastina, R.G.White, D.Coe, “A new contrast based autofocusing technique for high resolution imaging of rotating targets”, EUSAR 2000, pp. 445-448.

- [III-19] D. Pastina, “Rotation motion estimation for high resolution ISAR and hybrid SAR/ISAR target imaging”, 2008 IEEE Radar Conference, Rome (Italy), May 2008.
- [III-20] D. Pastina, C. Spina, “Slope-based frame selection and scaling technique for ship ISAR imaging”, IET Proc. on Signal Proc., Vol. 2, No. 3, Sept. 2008, pp. 265-276.
- [III-21] M. Martorella “Novel Approach for ISAR Image Cross-Range Scaling”, IEEE Trans. AES, 2008, Vol. 44, Issue 1, pp. 281 – 294.
- [III-22] S. Barbarossa: “Detection and imaging of moving objects with SAR – Part I: optimal detection and parameter estimation”, IEE Proc. on RSN, Vol.138, No.2, 1992, pp.79-87.
- [III-23] M. Skolnik, “Radar Handbook”, Third Edition, McGraw Hill, 2008, pp. 23.19-23.20.
- [III-24] E.G. Larsson, J. Li, “Spectral analysis of periodically gapped data”, IEEE Trans. On AES, Vol. 39, No. 3, July 2003, pp. 1089-1097.
- [III-25] G. Krieger, M.R. Cassola, M. Younis, R. Metzgi, “Impact of oscillator noise in bistatic and multistatic SAR”, IEEE Geoscience Remote Sensing Lett., Vol. 3, no. 3, pp. 424-428, July 2006.
- [III-26] M. Younis, R. Metzgi, G. Krieger, “Performance prediction of a phase synchronization link for bistatic SAR”, IEEE Geoscience Remote Sensing Lett., Vol. 3, no. 3, pp. 429-433, July 2006.
- [III-27] W. Wang, “Approach of adaptive synchronization for bistatic SAR real time imaging”, IEEE Trans. On Geoscience and Remote Sensing, Vol. 45, No. 9, pp. 2695-2700, Sept. 2007.
- [III-28] R. Wang, O. Loffeld, H. Nies, J.H.G. Ender “Focusing spaceborne/airborne hybrid bistatic SAR



PUBBLICAZIONI E RAPPORTI TECNICI

- [PUB-1] Matteo Sedehi, Diego Cristallini, Fabiola Colone, Marta Bucciarelli, Pierfrancesco Lombardo, “A Study for a Space-Based Passive Multi-Channel SAR”, GTTI Riunione Annuale 2007 - Roma, 18-20 giugno 2007.
- [PUB-2] Matteo Sedehi, Diego Cristallini, Marta Bucciarelli, Pierfrancesco Lombardo, “Constrained Adaptive Beamforming for Electromagnetic Interference Cancellation for a Synthetic Aperture Radar”, RADAR 2007, October 15-18 2007, Edinburgh.
- [PUB-3] Pierfrancesco Lombardo, Matteo Sedehi, Fabiola Colone, Marta Bucciarelli, Diego Cristallini, “Dual channel adaptive antenna nulling with auxiliary selection for spaceborne radar”, 2008 IEEE Aerospace Conference, Big Sky (MT-USA), March 1-8 2008.
- [PUB-4] Matteo Sedehi, Marta Bucciarelli, Diego Cristallini, Simona Scolamiero, Pierfrancesco Lombardo, “Interference covariance matrix estimation for a Multi-Channel Synthetic Aperture Radar”, EUSAR 2008, Friedrichshafen (Germany), June 2-5 2008.
- [PUB-5] Marta Bucciarelli, Matteo Sedehi, Pierfrancesco Lombardo, “Wideband adaptive antenna nulling schemes for Synthetic Aperture Radar ”, RadarCon 2008, Rome (Italy), May 26-30 2008.
- [PUB-6] Marta Bucciarelli, Diego Cristallini, Debora Pastina, Matteo Sedehi, Pierfrancesco Lombardo, “Integrated wideband antenna nulling and focusing technique for multi-channel synthetic aperture radar ”, IRS – 2008, Wroclaw (Poland), May 21-23 2008.
- [PUB-7] Pierfrancesco Lombardo, Roberta Cardinali, Debora Pastina , Marta Bucciarelli, Alfonso Farina, “Array optimization and adaptive processing for sub-array based thinned arrays”, RADAR 2008, Adelaide (Australia), September 2-5 2008
- [PUB-8] Debora Pastina, Marta Bucciarelli, Pierfrancesco Lombardo, “Multi-platform ISAR for flying formation ”, RadarCon 2009, Pasadena (California USA), May 4-8 2009
- [PUB-9] Debora Pastina, Marta Bucciarelli, Pierfrancesco Lombardo, “Multi-platform Distributed ISAR for surveillance and recognition”, Radar 2009, Bordeaux (France), October 12-16 2009

- [PUB-10] Debora Pastina, Marta Bucciarelli, Chiara Spina, “Multi-sensor rotation motion estimation”, EuRAD 2009, Rome (Italy), 30 September - 2 October 2009
- [PUB-11] Debora Pastina, Marta Bucciarelli, Pierfrancesco Lombardo, “Multistatic and MIMO Distributed ISAR for enhanced cross-range resolution of rotating targets”, submitted to Trans. on Geoscience and Remote Sensing on 14 May 2009, resubmitted after first revision on 30 October 2009, to be published
- [RT-1] Marta Bucciarelli, Matteo Sedehi, Diego Cristallini, Pierfrancesco Lombardo, “Tecniche di nulling a banda larga adeguate all’elaborazione SAR”, CONTRATTO ASI N. I/076/06/0
- [RT-2] Marta Bucciarelli, Pierfrancesco Lombardo, “CARMES Rapporto Architetture”, CONTRATTO THALES ALENIA SPACE (former ALCATEL ALENIA SPACE)
- [RT-3] Marta Bucciarelli, Tullio Bucciarelli, Matteo Sedehi, Pierfrancesco Lombardo, "Studio e modellistica dell’impatto delle distorsioni di catene riceventi radar in termini di parametri di sistema”, CONTRATTO THALES ALENIA SPACE
- [RT-4] Debora Pastina, Marta Bucciarelli, “Study on Distributed ISAR Techniques”, CONTRATTO SELEX Galileo