



UNIVERSITÀ DI PISA

SCUOLA DI INGEGNERIA

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN
INGEGNERIA DELLE TELECOMUNICAZIONI

Tesi di Laurea

**Localizzazione 2D di tag RFID in banda UHF mediante
tecniche ad array sintetico**

Relatori:

Prof. Paolo NEPA

Prof. Giuliano MANARA

Dr. Alice BUFFI

Candidato:

Carlo DE GIUSEPPE

Anno Accademico 2015-2016

Alla mia famiglia

Sommario

Introduzione	2
1 Algoritmi di localizzazione mediante array sintetico	5
1.1 Definizione del problema	5
1.1.1 Misure di fase in sistemi RFID UHF	5
1.1.2 Localizzazione RFID mediante array sintetico	7
1.2 <i>Beamformer</i> convenzionale	9
1.3 <i>Beamformer</i> calibrato	9
1.4 <i>Beamformer</i> di Capon	10
1.5 <i>Beamforming</i> MUSIC	10
2 Simulazioni.....	12
2.1.1 <i>Beamforming</i> Convenzionale vs Calibrato.....	13
2.1.2 BF Convenzionale vs BF di Capon.....	17
2.1.3 BF Convenzionale vs BF MUSIC	19
2.2 Conclusioni.....	20
3 Risultati sperimentali	22
3.1 Setup di misura	22
3.2 Elaborazione misure	24
Conclusioni	30
Bibliografia	31

Introduzione

Negli ultimi anni l'importanza della localizzazione e del tracciamento di oggetti e persone è cresciuta notevolmente. Allo stesso tempo il progresso tecnologico dei sistemi RFID (acronimo inglese di Radio Frequency IDentification) ha portato a un'enorme diffusione di questa tecnologia, che grazie alla sua semplicità d'uso, il basso costo e le piccole dimensioni ha trovato impiego in molti ambienti tra cui la logistica, la gestione dei bagagli in aeroporto, il processo di inventario automatico, la sicurezza e il controllo degli accessi.

Un sistema RFID si basa sullo scambio di informazioni mediante onde elettromagnetiche tra un lettore o reader e un transponder. Nel lettore risiede la maggior parte della capacità di generazione ed elaborazione del segnale e del consumo di energia mentre il transponder è tipicamente molto semplice in modo da limitarne prezzo e consumo energetico, fondamentali per la maggior parte delle applicazioni [1]. In particolare i tag passivi non richiedono fonti di alimentazione ma reirradiano, modulandolo, il segnale trasmesso dal reader. La banda UHF (868-915 MHz) permette di raggiungere distanze di lettura fino a 10 metri per tag passivi, rendendola di fatto la tecnologia maggiormente utilizzata per le applicazioni di logistica.

Nata allo scopo di identificare automaticamente un oggetto etichettato e memorizzarne informazioni rilevanti, la tecnologia RFID è stata recentemente utilizzata per progettare sistemi di localizzazione in tempo reale (Real Time Location System - RTLS) in ambienti indoor, dove le tecniche di navigazione satellitare non possono essere usate, e dove il numero e le dimensioni degli oggetti da etichettare rendono inadatto l'uso di dispositivi di rete wireless (più costosi e grandi rispetto ai tag RFID passivi) [2, 3].

Molte delle tipiche tecniche di localizzazione wireless sono generalmente applicabili in ambito RFID [4]. Tuttavia, la necessità di un'elevata robustezza ai fenomeni di *multipath* e *clutter* (tipici di ambienti indoor) e una risoluzione spaziale compatibile con le dimensioni degli oggetti etichettati, ne limitano l'uso, a meno di modifiche al sistema.

Ad esempio, tecniche basate sulla stima della distanza tag-antenna mediante *Time Difference Of Arrival* (TDOA) richiedono la trasmissione di impulsi di breve durata e sincronizzazioni che

la tecnologia UHF RFID, caratterizzata da distanze di lettura dell'ordine di 10 m (ovvero ritardi temporale dell'ordine dei ns) e banda stretta, non può soddisfare, salvo apportare delle modifiche al segnale e/o all'hardware del sistema [5].

Algoritmi di localizzazione RFID basati sul *Received Signal Strength Indicator* (RSSI¹) [6] presentano dei limiti nelle performance a causa della difficoltà di ottenerne valori affidabili in ambienti indoor. Infatti, l'RSSI, è fortemente influenzato dall'ambiente circostante (*multipath*, *shadowing*, ecc.) e rende impossibile determinare un modello di propagazione teorico o empirico affidabile che permetta di metterlo in relazione con la distanza tra reader e tag. Tali tecniche pertanto necessitano di una fase di calibrazione che mappi la potenza del segnale ricevuto in una stima di distanza. Tecniche avanzate RSSI-based che utilizzano *fingerprinting*, tag di riferimento e approcci probabilistici permettono di ottenere errori di localizzazione sotto il metro (vedi Tabella 1) ma rendono il sistema oneroso in termini di complessità, costi e manutenzione [7, 8, 9].

PUBBLICAZIONE	Errore [m]	Metodo RSSI
Ni et al. (LANDMARC) [10]	~2	Localizzazione tag con reader fissi e tags di riferimento
Alippi et al. [11]	0.68	Localizzazione tag probabilistica con antenne in rotazione
Joho et al. [12]	0.29	Localizzazione tag con lettore in movimento
Chawla et al. [13]	0.08-0.31	Localizzazione tag con tags di riferimento
Wang et al. [14]	0.08-0.45	Localizzazione lettore con tags di riferimento

Tabella 1- Confronto di alcuni metodi di localizzazione RFID UHF mediante RSSI

Tuttavia, gli attuali lettori RFID permettono una rivelazione coerente, recuperando anche l'informazione sulla fase del segnale reirradiato dal tag. La dipendenza della fase dal canale di propagazione e dalle proprietà della modulazione può essere compensata adottando tecniche *Phase-Difference-Of-Arrival* (PDOA) nel dominio del tempo TD-PDOA, della frequenza FD-PDOA e dello spazio SD-PDOA [15].

In particolare la tecnica SD-PDOA permette di localizzare tag statici mediante array di antenne. Tuttavia, la necessità di un elevato numero di elementi e il limite alla distanza inter-elemento imposto dalle dimensioni dell'antenna ne limitano le prestazioni. [16] Aperture sintetiche, ottenute mediante il moto di un antenna permettono di ovviare a queste problematiche, producendo array virtuali con un elevato numero di elementi e una campionamento spaziale più fitto.

¹ misura (dBm) della potenza del segnale radio ricevuto in termini di rapporto in decibel tra potenza misurata e un milliwatt (mW).

In questo lavoro di tesi ci si è dunque focalizzati su tecniche per la localizzazione 2D di tag RFID in banda UHF interrogati da un reader mobile, elaborando l'informazione di fase del segnale di *backscattering* mediante tecniche *Synthetic Aperture Radar* (SAR).

Il resto del lavoro è organizzato come di seguito

- Capitolo 1: si introducono i principi di base della localizzazione mediante tecniche ad array sintetico e vengono esposti e confrontati quattro diversi algoritmi di localizzazione basati su un processing dei dati di tipo Beamforming.
- Capitolo 2: si mettono in evidenza mediante simulazioni Matlab i parametri di sistema che influenzano le prestazioni degli algoritmi presentati nel capitolo precedente.
- Capitolo 3: Si descrive il sistema di misura e si analizzano i dati misurati
- Capitolo 4: si riassume quello che è stato fatto durante il lavoro di tesi, evidenziando i risultati e le conclusioni raggiunti

1 Algoritmi di localizzazione mediante array sintetico

1.1 Definizione del problema

In questo paragrafo vengono discussi i principi base su cui si basa la localizzazione di tag UHF mediante array sintetico.

1.1.1 Misure di fase in sistemi RFID UHF

La maggior parte dei reader RFID implementano una demodulazione coerente e possono misurare sia la potenza che la fase del segnale reirradiato dal tag (anche se quest'ultima non sempre è resa disponibile all'utente).

Come mostrato in Figura 1-1 all'uscita del ricevitore le componenti I/Q del segnale demodolato presentano una parte DC e una AC. La parte DC è dovuta alle perdite trasmettitore-ricevitore, al clutter ambientale e alla componente statica del segnale retrodiffuso dal tag [15].

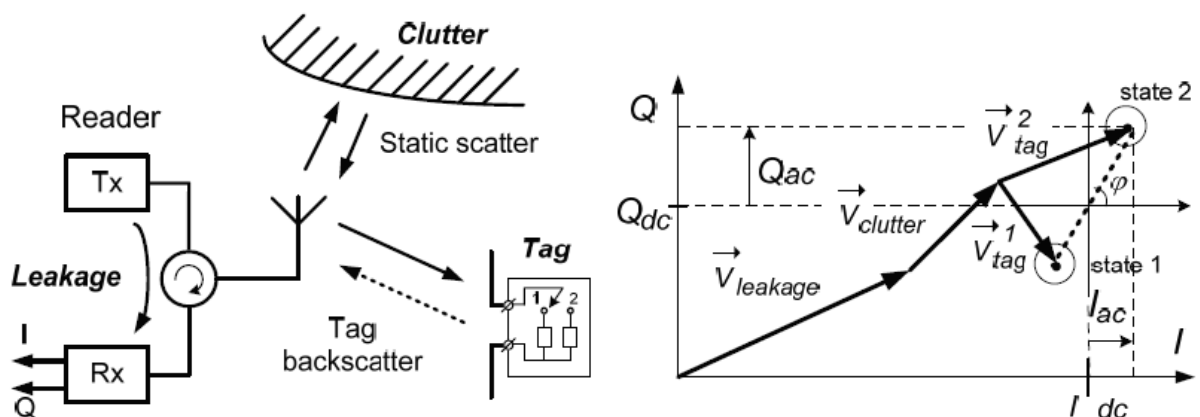


Figura 1-1 – Componenti I/Q in uscita al ricevitore del reader e relative componenti (caso monostatico). $\vec{V}_{leakage}$, $\vec{V}_{clutter}$, \vec{V}_{tag}^i rappresentano le componenti alla tensione complessa in uscita del ricevitore dovute rispettivamente alle perdite rx-tx, al clutter e al segnale retrodiffuso dal tag nello stato i.

Al fine di compensare tali effetti, la componente DC dei campioni I/Q viene filtrata in modo tale che il segnale dipenda dalla sola componente modulata del segnale retrodiffuso dal tag. RSSI e fase in uscita dal reader sono legate a queste grandezze dalle relazioni:

$$RSSI = \frac{1}{2} \frac{|\vec{V}_{tag}^2 - \vec{V}_{tag}^1|}{Z_0} = \frac{I_{ac}^2 + Q_{ac}^2}{Z_0} \tag{1-1}$$

$$\varphi = \angle(\vec{V}_{tag}^2 - \vec{V}_{tag}^1) = \tan^{-1} \left(\frac{Q_{ac}}{I_{ac}} \right)$$

dove Z_0 è l'impedenza d'ingresso del ricevitore (50Ω).

In particolare la fase φ può essere scritta come:

$$\varphi = \varphi_{prop} + \varphi_0 \tag{1-2}$$

dove φ_0 è l'offset di fase introdotto dai circuiti del trasmettitore e del ricevitore del reader, dai cavi e dal tag (vedi Figura 1-2) e φ_{prop} quella dovuta alla propagazione elettromagnetica:

$$\varphi_{prop} = 4\pi \frac{d_{at}}{\lambda} \tag{1-3}$$

con d_{at} distanza antenna-tag e $\lambda = c/f_0$ lunghezza d'onda della portante (circa 33 cm per la banda UHF).

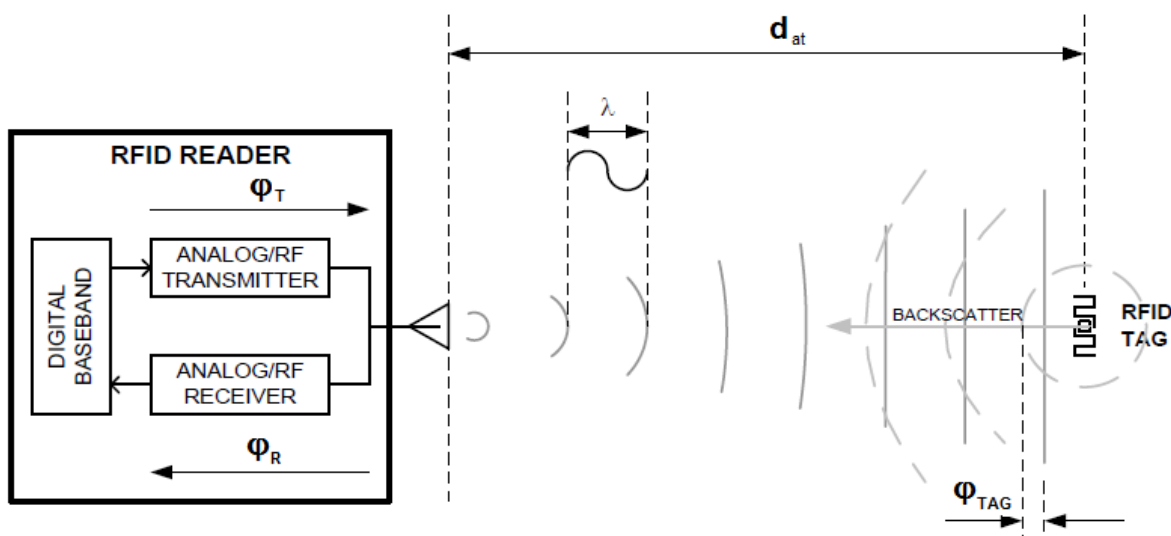


Figura 1-2 - Schema concettuale della propagazione RF tra reader a tag e relativi contributi alla fase

Poiché la fase è una funzione periodica di periodo 2π radianti, i valori di fase si ripetono a distanze multiple di $\lambda/2$ (percorso andata e ritorno) e non possono quindi essere usati singolarmente per stimare la posizione del tag in modo univoco.

1.1.2 Localizzazione RFID mediante array sintetico

L'idea di base delle tecniche di localizzazione RFID basate su array sintetico è che muovendo l'antenna del reader lungo una traiettoria nota, mentre esso interroga con continuità i tag all'interno della propria zona di lettura, è possibile ottenere per ogni tag una sequenza di valori di fase φ_n $n = 1,2,3 \dots N_r$, detta storia di fase, da impiegare per la stima della posizione del tag.

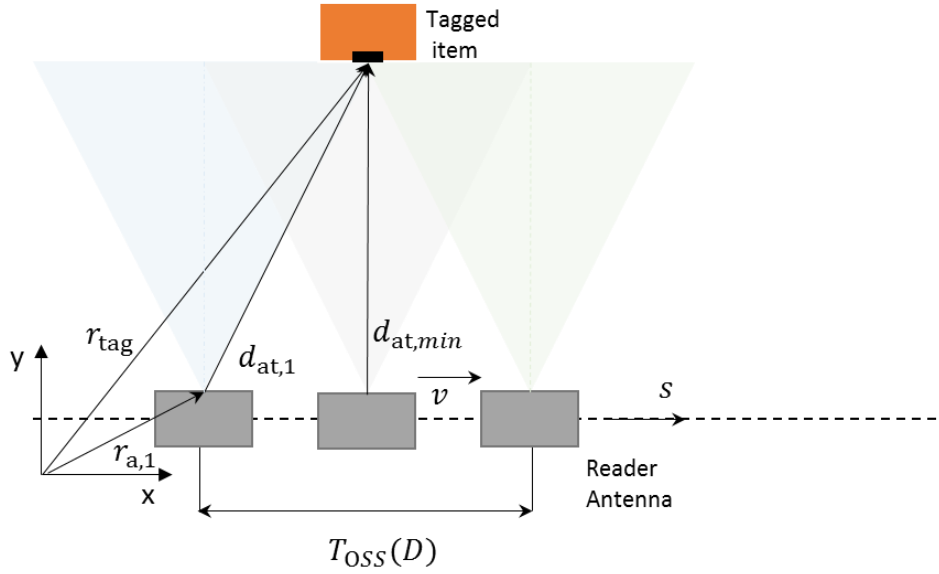


Figura 1-3 - Schema concettuale della localizzazione RFID mediante tecniche ad array sintetico

Indicando con $\vec{r}_{a,n}$ le N_r posizioni dell'antenna in cui il reader interroga il tag (Figura 1-3), la fase all' n -esima misura sarà data da:

$$\varphi_n = 4\pi \frac{\|\vec{r}_{tag} - \vec{r}_{a,n}\|}{\lambda} + \varphi_0 = 4\pi \frac{d_{at,n}}{\lambda} + \varphi_0 \quad n = 1,2,3 \dots N_r \quad (1-4)$$

con \vec{r}_{tag} posizione del tag. Prendendo come riferimento la prima misura di fase è possibile determinare una storia di differenze di fase:

$$\Delta\varphi_n = \varphi_n - \varphi_1 = 4\pi \frac{d_{at,n} - d_{at,1}}{\lambda} \quad n = 1,2,3 \dots N_r \quad (1-5)$$

In questo modo viene eliminato il termine φ_0 (supposto costante²) evitando di dover effettuare una calibrazione del sistema atta alla sua compensazione. Ovviamente data una certa traiettoria d'antenna la storia di fase relativa $\Delta\varphi_n, n = 1,2,3 \dots N_r$ dipende univocamente dalla posizione del tag.

A partire dalla storia di differenze di fase è possibile costruire il vettore dei fasori \mathbf{x} :

$$\mathbf{x}(\vec{r}_t) = [1 \quad e^{-j\Delta\varphi_2} \quad \dots \quad e^{-j\Delta\varphi_{N_r}}]^T \quad (1-6)$$

dove si è messo in evidenza la dipendenza di questo vettore dalla posizione del tag.

A questo punto, la storia di fase rappresenta il parametro di ingresso dell'algoritmo di localizzazione basato su array sintetico, che cerca di stimare la posizione del tag confrontando la storia di fase misurata con una serie di storie nominali di fase che è possibile costruire conoscendo la geometria dello scenario. In particolare, è possibile a partire da un insieme di ipotetiche posizioni del tag \vec{r}'_t , generare un set di fasori nominali $\mathbf{a}(\vec{r}'_t)$ della stessa forma di \mathbf{x} :

$$\mathbf{a}(\vec{r}'_t) = [1 \quad e^{-j\Delta\varphi_2} \quad \dots \quad e^{-j\Delta\varphi_{N_r}}] \text{ con } \Delta\varphi_i = 4\pi \frac{\|\vec{r}'_t - \vec{r}_{a,n}\|}{\lambda} \quad i = 2,3, \dots, N_r \quad (1-7)$$

Quest'ultimo può essere visto come il vettore di puntamento (*steering vector*) dell'array virtuale nel caso di retrodiffusione ovvero l'insieme degli shift di fase necessari per puntare il fascio dell'array sintetico nella direzione \vec{r}'_t . È quindi possibile stimare la posizione del tag mediante tecniche di *Beamforming* (BF).

Per sorgenti a banda stretta il *beamforming* consiste nella combinazione lineare, definita nel dominio complesso, degli N_r campioni di fase acquisiti dall'array virtuale. Ciò può essere espresso in forma vettoriale dall'espressione:

$\mathbf{y} = \mathbf{w}^H \mathbf{x}$	(1-8)
--	-------

dove $\mathbf{w} = [w_1 \quad w_2 \quad \dots \quad w_{N_r}]^T$ è detto vettore dei pesi e $(\cdot)^H$ indica l'operazione di trasposto coniugato.

La potenza in uscita dal *beamformer* è data da:

$ \begin{aligned} P_{out} &= E\{ y[n] ^2\}, N = \infty \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \mathbf{w}^H \mathbf{x}[n] ^2 = \left \mathbf{w}^H \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \mathbf{x}[n] \mathbf{x}[n]^H \right) \mathbf{w} \right = \\ &= \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \end{aligned} $	(1-9)
--	-------

² Nel caso l'offset di fase abbia una parte variabile essa va ad aggiungersi al rumore di fase.

con \mathbf{R}_x matrice di correlazione del vettore dati.

Ciò suggerisce un'implementazione alternativa del *beamforming* quando si hanno a disposizione più osservazioni del vettore dati ed è quindi possibile stimarne la matrice di correlazione $\widehat{\mathbf{R}}_x$.

Analizziamo adesso quattro diversi algoritmi di localizzazione basati su un processing dei dati di tipo Beamforming da impiegare in sistemi di localizzazione.

1.2 *Beamformer* convenzionale

Il *beamformer* convenzionale [17] “punta” il fascio dell'array sintetico in una certa direzione \vec{r}'_t applicando a ciascuna misura uno sfasamento tale da fare in modo che i segnali si sommino coerentemente se il trasponder è nella posizione di puntamento.

Ciò è ottenuto scegliendo come vettore dei pesi \mathbf{w} lo *steering vector* (1-7) normalizzato $\mathbf{w} = \frac{1}{N_r} \mathbf{a}(\vec{r}'_t)$, che sostituito nella (1-8) porta alla seguente espressione:

$$y = \frac{1}{N_r} \mathbf{a}(\vec{r}'_t)^H \mathbf{x}(\vec{r}_t) \Rightarrow P_{out} = \left| \frac{1}{N_r^2} \mathbf{a}(\vec{r}'_t)^H \widehat{\mathbf{R}}_x \mathbf{a}(\vec{r}'_t) \right| \quad (1-10)$$

Al variare di \vec{r}'_t l'uscita (ovvero la potenza in uscita) del BF sarà massima quando $\vec{r}'_t \equiv \vec{r}_t$. In altri termini, se un tag in \vec{r}_t genera sull'array sintetico il vettore dati $\mathbf{x}(\vec{r}_t)$, la sua posizione stimata \vec{r}'_t sarà quella che massimizza la funzione di *matching*:

$$\vec{r}'_t = \arg \max_{\vec{r}'_t} \left(\frac{1}{N_r} |\mathbf{a}(\vec{r}'_t)^H \mathbf{x}| \right) \quad (1-11)$$

1.3 *Beamformer* calibrato

Il *Beamformer* calibrato [18] è una variante dell'algoritmo appena descritto che prevede l'uso nella funzione di *matching* della parte reale invece della norma.

$$\vec{r}'_t = \arg \max_{\vec{r}'_t} \left(\frac{1}{N_r} \Re(\mathbf{a}(\vec{r}'_t)^H \mathbf{x}) \right) \quad (1-12)$$

Ciò fa sì che il valore della funzione di matching venga massimizzato quando le differenze tra le fasi misurate e quelle ipotizzate tendono a zero.

Ciò può portare a un aumento di precisione nella localizzazione nell'ipotesi, di difficile applicazione nei sistemi reali, di una compensazione assoluta degli offset di fase.

1.4 Beamformer di Capon

Il *Beamformer* di Capon minimizza il contributo dei segnali interferenti mettendo un nullo nella loro direzione; ciò è ottenuto minimizzando la potenza in uscita dal *beamformer* mantenendo allo stesso tempo costante il guadagno nella direzione di puntamento:

$$\min_{\mathbf{w}} |P_{out}| = \min_{\mathbf{w}} |\mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w}| \quad \text{sub } \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\vec{r}'_t) = 1 \quad (1-13)$$

Da cui si ricava

$$\mathbf{w} = \frac{\hat{\mathbf{R}}_x^{-1} \mathbf{a}(\vec{r}'_t)}{\mathbf{a}(\vec{r}'_t)^H \hat{\mathbf{R}}_x^{-1} \mathbf{a}(\vec{r}'_t)} \Rightarrow P(\vec{r}'_t) = \frac{1}{\mathbf{a}(\vec{r}'_t)^H \hat{\mathbf{R}}_x^{-1} \mathbf{a}(\vec{r}'_t)} \quad (1-14)$$

L'algoritmo di Capon è dunque un algoritmo di tipo adattativo, come si può evincere dalla presenza della matrice di correlazione dei dati (stimata) nell'espressione di \mathbf{w} : è dunque necessario avere a disposizione più osservazioni del vettore dati, in numero sufficiente per una stima corretta della matrice di correlazione ($N > N_r$). Inoltre nel caso di array virtuale di grandi dimensioni il calcolo dell'inversa risulta computazionalmente dispendioso [19].

La posizione del tag stimata \vec{r}'_t sarà quella che massimizza la funzione di *matching*:

$$\vec{r}'_t = \arg \max_{\vec{r}'_t} \left(\frac{1}{\mathbf{a}(\vec{r}'_t)^H \hat{\mathbf{R}}_x^{-1} \mathbf{a}(\vec{r}'_t)} \right) \quad (1-15)$$

1.5 Beamforming MUSIC

L'algoritmo MUSIC (*MUltiple Signal Classification*) [20] si basa sulla decomposizione agli autovalori della matrice di correlazione dei dati, in modo da separare il sottospazio del segnale da quello del rumore: il sottospazio segnale è generato dagli autovettori che corrispondono ad autovalori più grandi, mentre il sottospazio rumore è generato dagli autovettori di autovalori più piccoli. L'ortogonalità tra i due sottospazi fa sì che quando lo *steering vector* punta nella direzione di arrivo del segnale, la sua proiezione nel sottospazio rumore sarà prossima allo zero. La posizione più probabile del tag è data da:

$$\vec{r}'_t = \arg \max_{\vec{r}'_t} \left(\frac{1}{\mathbf{a}(\vec{r}'_t)^H \mathbf{V} \mathbf{V}^H \mathbf{a}(\vec{r}'_t)} \right) \quad (1-16)$$

con \mathbf{V} matrice del sottospazio rumore.

La separazione tra i due sottospazi ovvero la stima della dimensione del sottospazio rumore è un fattore cruciale dell'algoritmo. A elevati SNR, ciò può essere fatto impostando una determinata soglia in quanto i valori degli autovalori corrispondenti al sottospazio segnale e quelli del sottospazio rumore differiscono notevolmente.

2 Simulazioni

In questo capitolo sono riportate le performance degli algoritmi di localizzazione di tipo *Beamforming* implementati mediante simulazioni Matlab e considerando il caso monodimensionale.

Lo scenario di riferimento è rappresentato in Figura 2-1.

Le ipotesi sono:

- il tag è fisso nella posizione di coordinata x_{tag} , che rappresenta la coordinata da stimare (per il caso monodimensionale, si suppone di conoscere la coordinata z);
- l'antenna si muove lungo x secondo una traiettoria lineare a velocità costante v , entrambe note, interrogando il tag a intervalli regolari pari all' *Interrogation Repetition Time* (IRT);
- La distanza tra tag e traiettoria d'antenna y_m è nota.

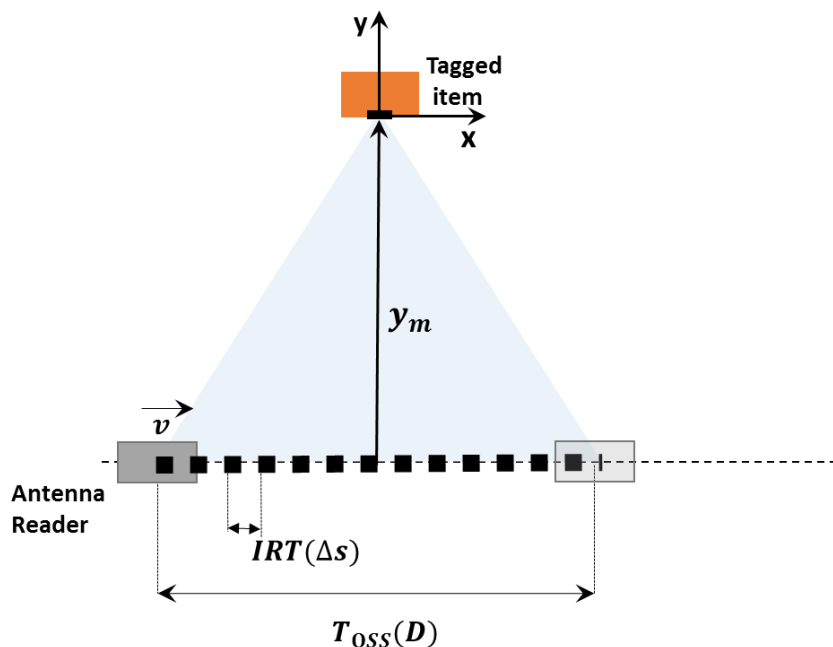


Figura 2-1 Scenario di riferimento considerate nelle simulazioni: un reader si muove lungo una traiettoria lineare nota a velocità v nota, acquisendo più letture da un tag.

2.1.1 Beamforming Convenzionale vs Calibrato

Come detto nel capitolo precedente, la funzione di matching del *beamforming* convenzionale può essere calcolata come in (1-11), mentre per quello calibrato vale l'espressione (1-12).

In Figura [] è mostrata una simulazione della storia di fase e le relative funzioni di matching ad essa applicate per i due algoritmi di beamforming nel caso ideale in assenza di rumore, per un tag in posizione $x_{tag} = 0 m$. I parametri di sistema utilizzati sono i seguenti: $f_0 = 865.7 MHz$, $y_m = 2m$, $v = 1m/s$, $IRT = 100 ms$, $(\Delta s = 10 cm)$, $N_r = 21$.

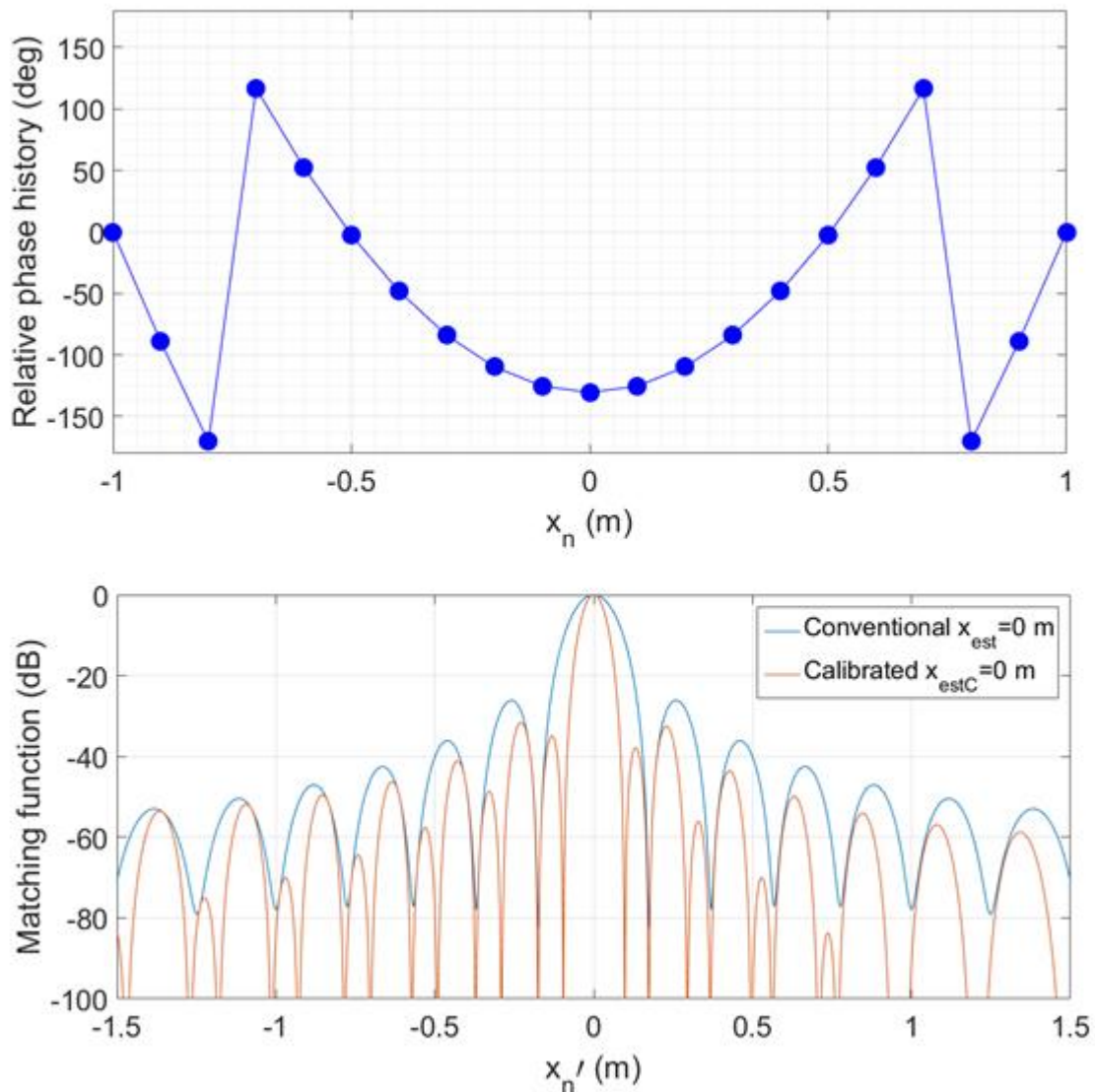


Figura 2-2 Storia di fase e relative funzioni di mathing. Parametri di sistema sono: $f_0 = 865.7 MHz$, $y_m = 2m$, $v = 1m/s$, $IRT = 100 ms$, $x_{tag} = 0 m$, $N_r = 21$.

La presenza di un lobo principale ben distinto rispetto agli altri, indica che l'algoritmo è in grado di localizzare. In particolare, la posizione del picco del lobo principale rappresenta la stima della

posizione del tag, mentre la sua larghezza, presa come monolatera al primo nullo, determina la risoluzione del sistema.

Poiché un lobo principale più stretto e lobi secondari più bassi sono indice di maggiore accuratezza e robustezza al *multipath*, il BF calibrato sembra possedere caratteristiche migliori. Tuttavia tali caratteristiche derivano dall'ipotesi, valida solo nel caso ideale di assenza di rumore o offset di fase, di perfetta compensazione del segnale dati quanto punto l'array nella direzione del tag.

Cio è confermato dai risultati delle simulazioni in presenza di rumore di fase in Figura 2-3. In particolare ad ogni termine di fase ideale, viene sommato un rumore di fase uniformemente distribuito tra $[\pm\phi_0]$:

$$\varphi_m = \phi_m + \varphi_n \text{ con } \varphi_n \mathcal{U}(-\phi_0, \phi_0) \quad (2-1)$$

dove ϕ_m è la fase ideale in assenza di rumore e φ_n il rumore di fase $\mathcal{U}(-\phi_0, \phi_0)$.

Le curve in Figura 2-2 rappresentano l'andamento dell'error quadratico medio (Root Mean Square Error - RMSE) di localizzazione (2-3), all'aumentare del rumore di fase; ogni punto è il risultato di $N_p = 1000$ simulazioni Monte Carlo del segnale:

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N_p} \sum_{n=1}^{N_p} (x_t - x'_t)^2} \quad (2-2)$$

I parametri di sistema sono gli stessi utilizzati per ottenere i parametri numerici di Figura 2-2

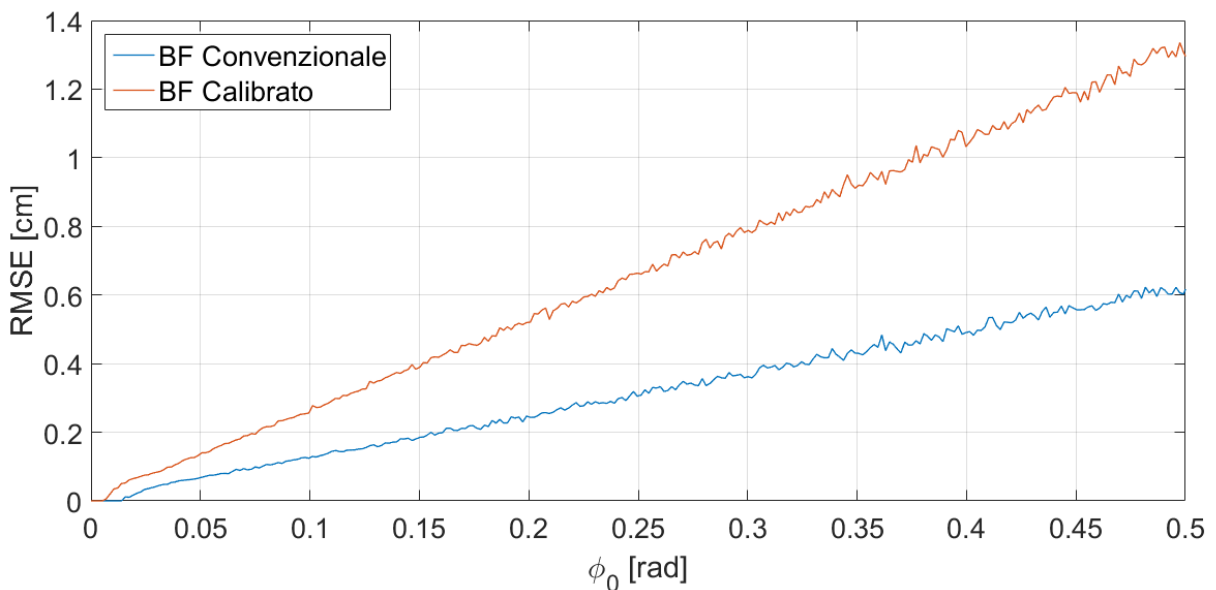


Figura 2-3 Andamento RMSE all'aumentare del rumore di fase $\mathcal{U} \sim (-\Phi_0, \Phi_0)$. Ogni punto è il risultato di 1000 simulazioni Monte Carlo. Altri parametri di sistema sono: $f_0 = 865.7 \text{ MHz}$, $y_m = 2m$, $v = 1m/s$, $IRT = 100 \text{ ms}$, $x_{tag} = 0 \text{ m}$, $N_r = 21$.

Come si può notare il BF convenzionale risulta più robusto al rumore; ciò è facilmente giustificabile dal fatto che in presenza di rumore l'ipotesi di perfetta compensazione del segnale quando punto il fascio nella direzione del tag non è più verificata.

Nelle successive simulazioni si è cercato di mettere in evidenza gli effetti dei principali parametri di sistema sull'accuratezza della localizzazione. A questo scopo sono stati generati grafici delle curve di livello dell'RMSE di localizzazione in funzione della distanza antenna – tag y_m e dell'intervallo di osservazione spaziale D (che equivale alla dimensione dell'apertura sintetica), per differenti livelli di rumore.

La variazione di D è stata ottenuta mantenendo costante l'intervallo di campionamento spaziale ($\Delta s = 10 \text{ cm}$) e aumentando il numero di letture disponibili: $D = (N_r - 1)\Delta s$.

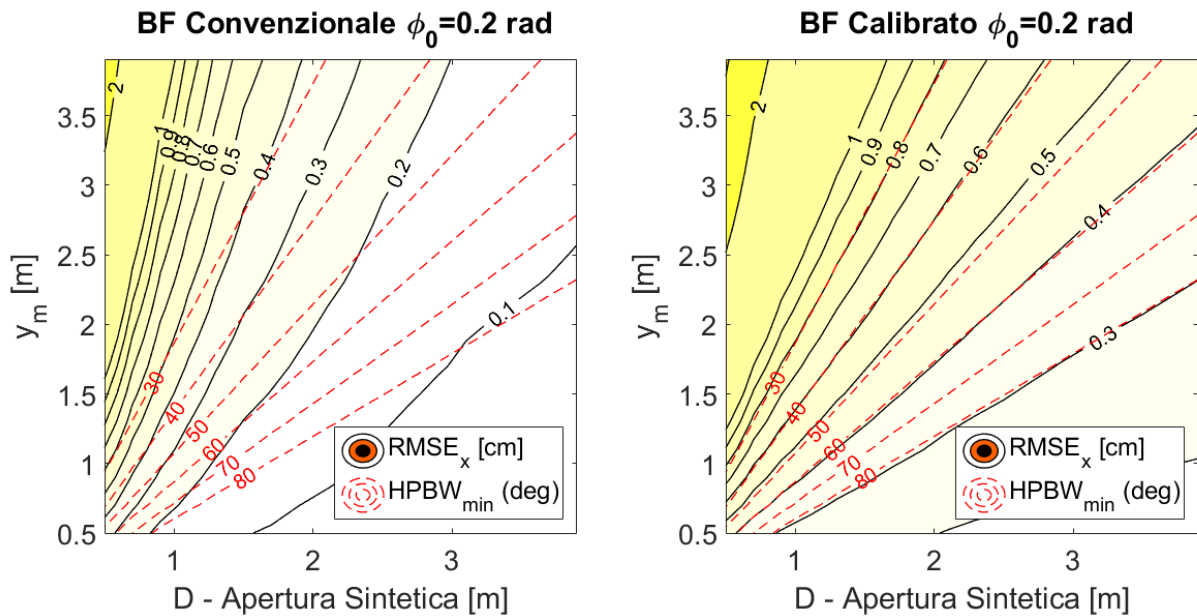


Figura 2-4 - Curve di livello dell'RMSE di localizzazione in funzione dell'apertura sintetica D e della distanza traiettoria-tag nel caso di BF Convenzionale e Calibrato quando è presente un rumore di fase $U \sim (-\Phi_0, \Phi_0)$, $\Phi_0 = 0.2 \text{ rad}$. Ogni punto è il risultato di 1000 simulazioni Monte Carlo.

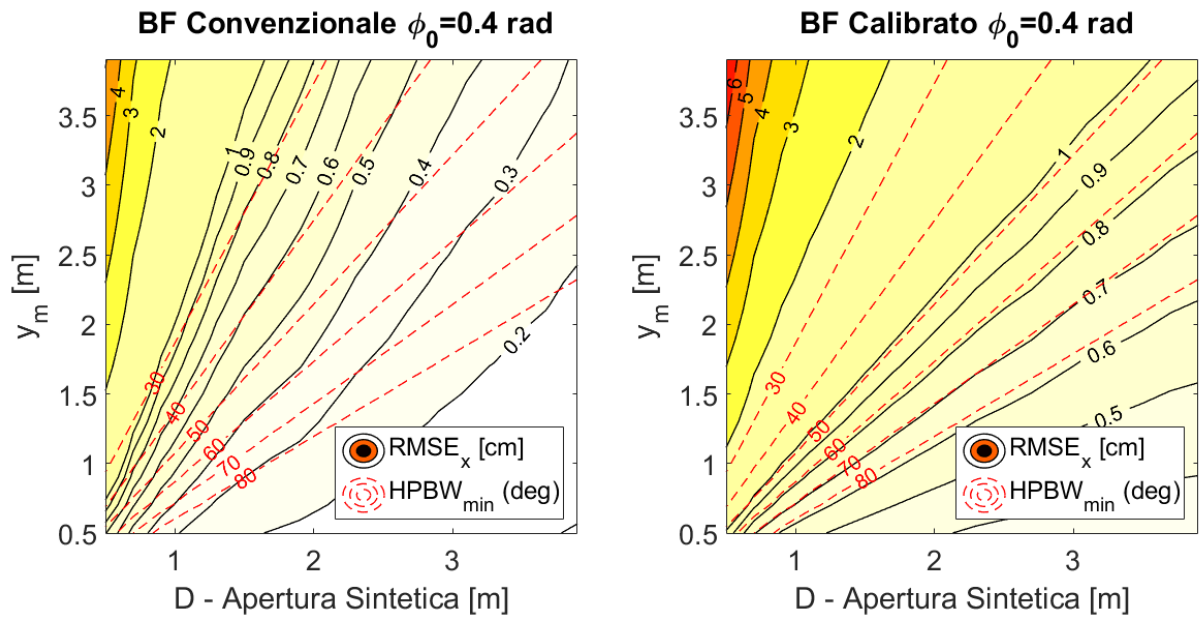


Figura 2-5 - Curve di livello dell'RMSE di localizzazione in funzione dell'apertura sintetica D e della distanza traiettoria-tag nel caso di BF Convenzionale e Calibrato quando è presente un rumore di fase $U \sim (-\Phi_0, \Phi_0)$, $\Phi_0 = 0.4 \text{ rad}$. Ogni punto è il risultato di 1000 simulazioni Monte Carlo.

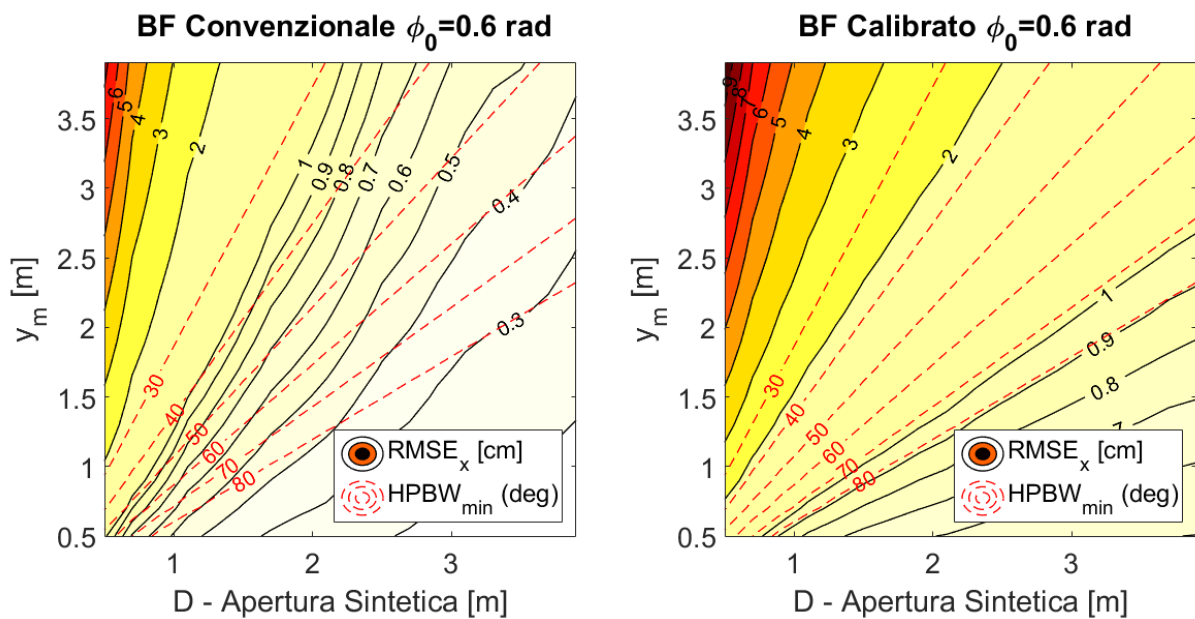


Figura 2-6 - Curve di livello dell'RMSE di localizzazione in funzione dell'apertura sintetica D e della distanza traiettoria-tag nel caso di BF Convenzionale e Calibrato quando è presente un rumore di fase $U \sim (-\Phi_0, \Phi_0)$, $\Phi_0 = 0.6 \text{ rad}$. Ogni punto è il risultato di 1000 simulazioni Monte Carlo.

I risultati appena descritti, oltre a confermare la maggiore accuratezza del BF convenzionale, dimostrano come prestazioni simili in termini di RMSE di localizzazione possono essere raggiunte per diverse coppie (y_m, D) , permettendo di poter effettuare una scelta in base ai limiti imposti dalla specifica applicazione in termini di spazi e tempi di osservazione.

Nelle figure sono state riportate anche le curve relative alla larghezza del fascio minima dell'antenna del reader $HPBW_{min}$ necessaria per avere un apertura sintetica D a una distanza y_m

$$HPBW_{min} [rad] = 2 \tan^{-1} \left(\frac{D}{2y_m} \right) \quad (2.3)$$

Il simile andamento di tali curve con quelle a RMSE costante indica che, per una data frequenza di lavoro, le prestazioni del sistema sono limitate dalla dimensione fisica dell'antenna³.

2.1.2 BF Convenzionale vs BF di Capon

Come visto nel paragrafo (1.4) l'algoritmo di Capon necessita di più osservazioni del profilo di fase al fine di stimare la matrice di correlazione dei dati. Dalla bontà della stima, ovvero dal numero di osservazioni disponibili N , dipendono le prestazioni dell'algoritmo. Ciò trova conferma nei risultati in Figura 2-7, che riporta funzione di matching (e relativa stima della posizione del tag) del BF di Capon e del BF convenzionale al variare del numero di realizzazioni rumorose disponibili (rumore $\mathcal{U}(-\phi_0, \phi_0)$, $\phi_0 = 0.4 \text{ rad}$) del profilo di fase di FIGURA.

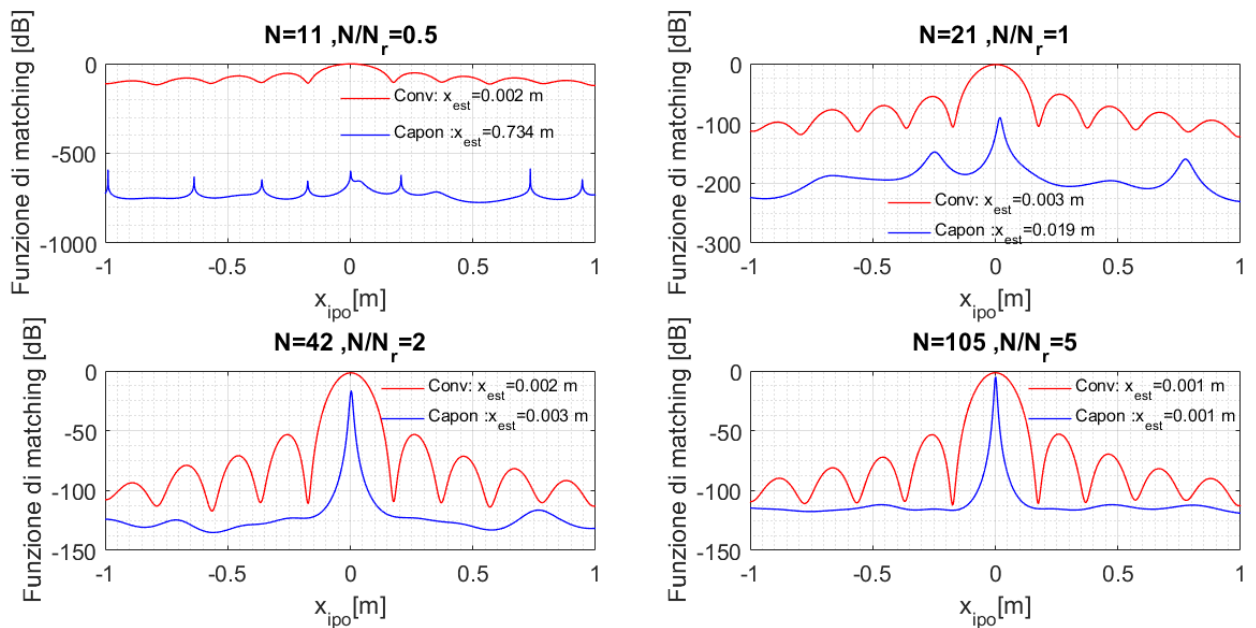


Figura 2-7 -Funzione di matching e relativa stima della posizione del tag del BF di Capon (linea blu) e convenzionale (curva rossa) al variare del numero di osservazioni del profilo di fase. Parametri di sistema: $f_0 = 865.7 \text{ MHz}$, $y_m = 2 \text{ m}$, $v = 1 \text{ m/s}$, $IRT = 100 \text{ ms}$, $x_{tag} = 0 \text{ m}$, $N_r = 21$.

³ L'apertura del fascio di un'antenna è proporzionale alla lunghezza d'onda e inversamente proporzionale alle sue dimensioni

Si è poi proceduto, anche in questo caso, a un confronto prestazionale, in termini di RMSE di localizzazione stimato, nel caso di numero di osservazioni disponibili $N=100, 30$ e rumore di fase $\mathcal{U}(-\phi_0, \phi_0)$, $\phi_0 = 0.4 \text{ rad}$.

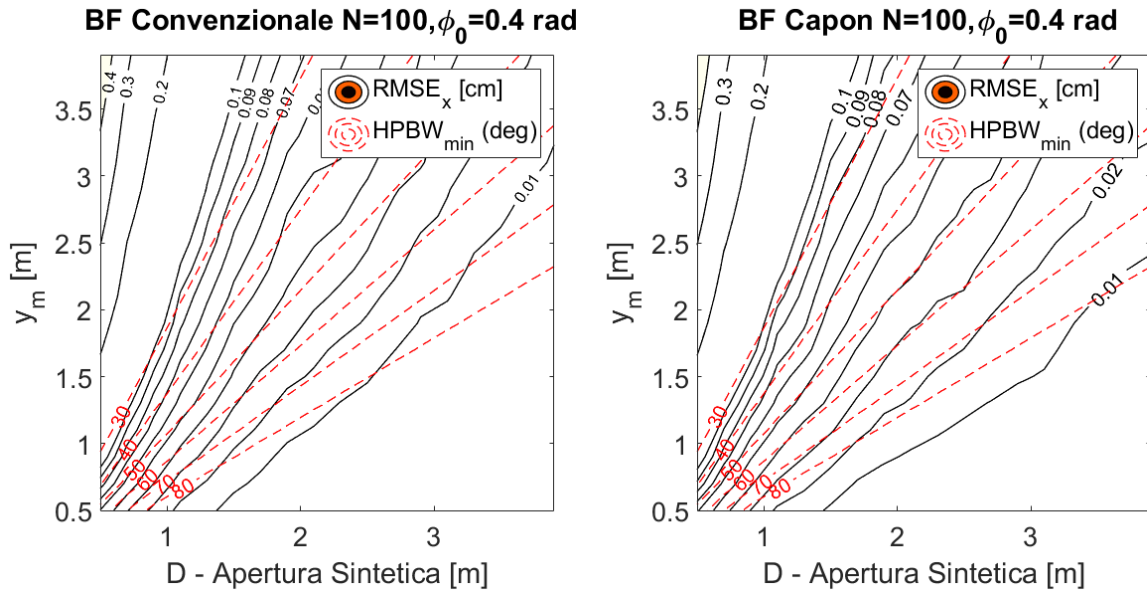


Figura 2-8 - Curve di livello dell'RMSE di localizzazione in funzione dell'apertura sintetica D e della distanza traiettoria-tag nel caso di BF Convenzionale e di Capon quando è presente un rumore di fase $\mathcal{U}(-\Phi_0, \Phi_0)$, $\Phi_0 = 0.4 \text{ rad}$. $N=100$, $N_r=23$. Ogni punto è il risultato di 1000 simulazioni Monte Carlo.

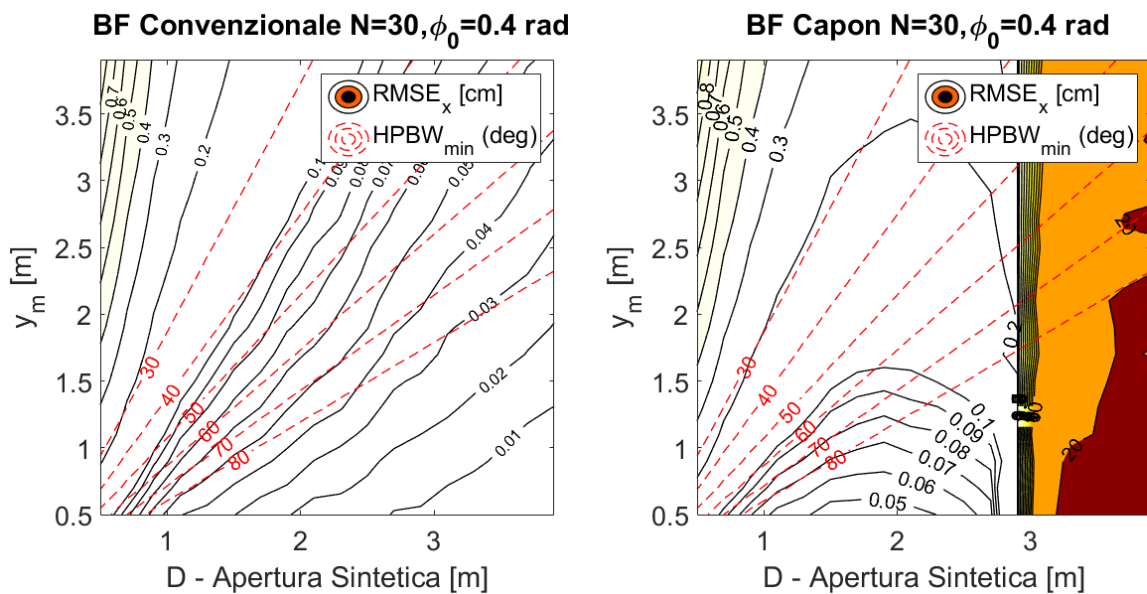


Figura 2-9 - Curve di livello dell'RMSE di localizzazione in funzione dell'apertura sintetica D e della distanza traiettoria-tag nel caso di BF Convenzionale e di Capon quando è presente un rumore di fase $\mathcal{U}(-\Phi_0, \Phi_0)$, $\Phi_0 = 0.4 \text{ rad}$. $N=100$, $N_r=23$. Ogni punto è il risultato di 1000 simulazioni Monte Carlo.

Come si può notare nel caso in cui non vi sono problemi di stima della matrice di correlazione (Figura 2-8) il BF di Capon presenta prestazioni poco superiori al BF convenzionale, tuttavia quando le dimensioni dell'apertura sintetica, rendono il numero di osservazioni non sufficiente per una corretta stima della matrice di correlazione, le sue prestazioni peggiorano drasticamente (Figura 2-9).

Vale la pena osservare che è possibile aumentare la dimensione dell'apertura senza aumentare la dimensione del vettore dati (N_r) aumentando l'intervallo di campionamento spaziale; tuttavia, al fine di garantire una stima non ambigua della posizione del tag, esso deve soddisfare la condizione del Teorema del Campionamento Spaziale di Nyquist, che nel caso si segnali retrodiffuso, impone $\Delta s \leq \lambda / [4 \sin(HPBW/2)]$.

Inoltre, se si confrontano i risultati del BF convenzionale con quelli in cui si processava una sola realizzazione del vettore dati, si può notare come le prestazioni dell'algoritmo siano notevolmente migliorate.

2.1.3 BF Convenzionale vs BF MUSIC

Come visto nel paragrafo(1.5) l'algoritmo di localizzazione MUSIC si basa sull'ortogonalità dei sottospazi segnale e rumore per determinare la posizione del tag. Le sue performance dipendono quindi dalla stima della loro dimensione. In Figura 2-10 sono rappresentate le funzioni di matching dell'BF MUSIC e convenzionale con in ingresso un segnale.

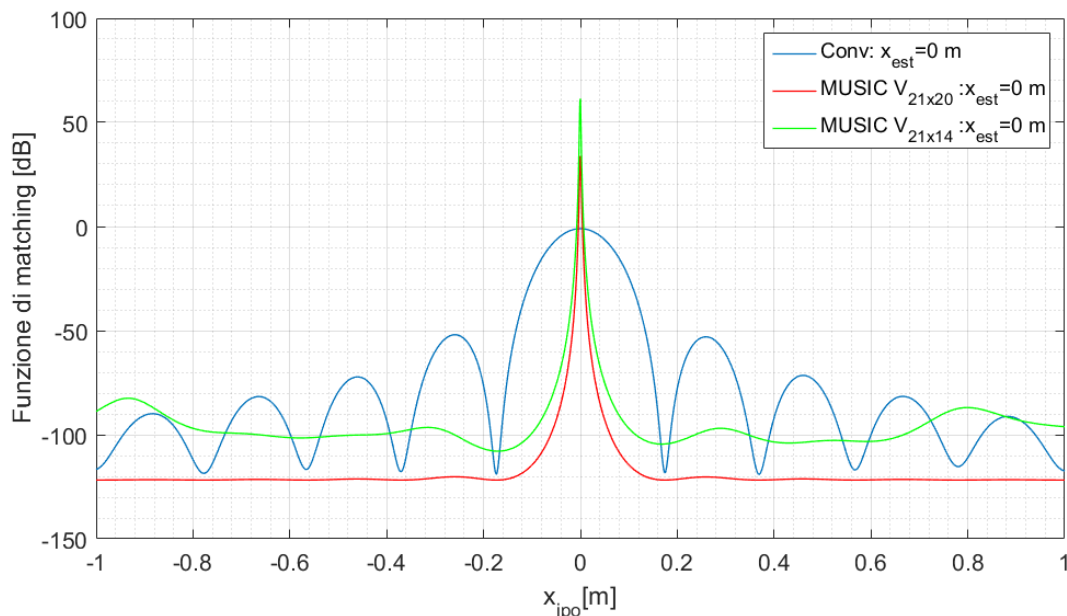


Figura 2-10 - Funzione di matching e relativa stima della posizione del tag del BF MUSIC (rossa e verde) al variare della dimensione del sottospazio rumore e del BF convenzionale (linea blu). Parametri: Parametri: $f_0 = 865.7 \text{ MHz}$, $y_m = 2 \text{ m}$, $v = 1 \text{ m/s}$, $IRT = 100 \text{ ms}$, $x_{tag} = 0 \text{ m}$, $N_r = 21$, $N = 100$

Il confronto prestazionale in termini di RMSE è riportato in Figura 2-11; la dimensione del sottospazio rumore è stata stimata imponendo come dimensione del sottospazio segnale il numero di autovettori (ordinati in ordine crescente dei rispettivi autovalori) che indirizzano il 98% della varianza del segnale.

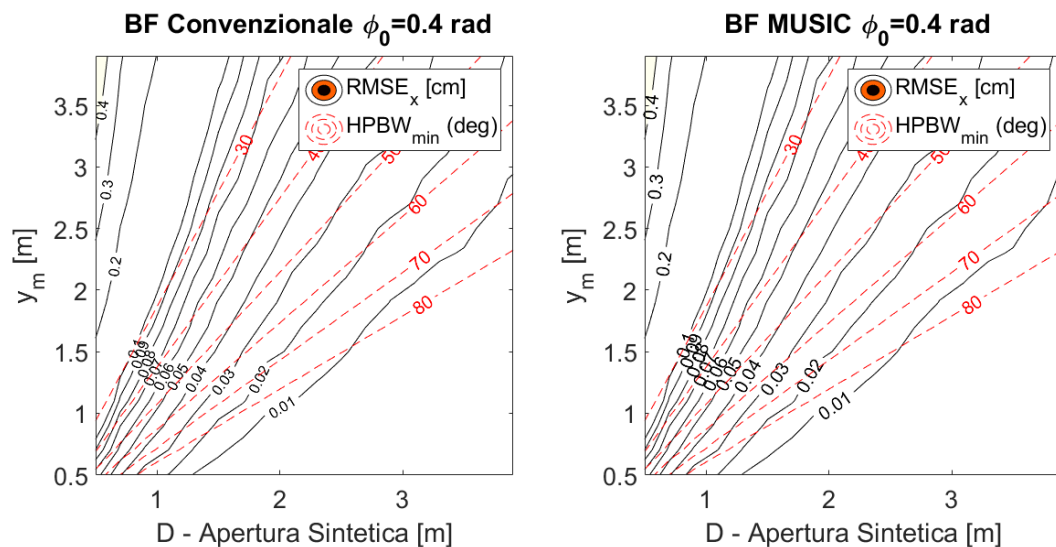


Figura 2-11 - Curve di livello dell'RMSE di localizzazione in funzione dell'apertura sintetica D e della distanza traiettoria-tag nel caso di BF Convenzionale e di Capon quando è presente un rumore di fase $U \sim (-\Phi_0, \Phi_0)$, $\Phi_0 = 0.4 \text{ rad}$. $N=100$, $N_r=23$. Ogni punto è il risultato di 1000 simulazioni Monte Carlo.

Come possiamo vedere i due algoritmi presentano prestazioni del tutto simili ma il MUSIC ha costi computazionali maggiori.

2.2 Conclusioni

La fase di simulazione ha messo in evidenza come, anche se nel caso semplificato di array lineare e rumore di fase uniformemente distribuito, come tutti gli algoritmi presentino una buona accuratezza di localizzazione. In particolare, l'algoritmo di BF convenzionale permette di ottenere risultati comparabili con gli altri algoritmi ad un costo computazionale inferiore. Gli algoritmi di Capon e MUSIC infatti richiedono rispettivamente il calcolo dell'inversa della matrice di correlazione e la stima del sottospazio rumore mediante PCA, ottenendo prestazioni di poco superiori solo nel caso in cui si la matrice di correlazione è stimata correttamente. Tuttavia bisogna tener presente che in questa analisi non si è tenuto conto del multipath e di altre sorgenti di rumore; in questi casi gli algoritmi adattativi dovrebbero avere prestazioni migliori.

Inoltre la necessità degli algoritmi adattativi di più osservazioni del segnale rappresenta un enorme ostacolo nel caso di array virtuali: date le frequenze in gioco infatti, per considerare che

più misure siano state acquisite nello stesso punto, le posizioni dell'antenna non devono differire di non più di qualche frazione di cm, cosa difficile da ottenere mediante passaggi multipli o muovendo con continuità l'antenna.

3 Risultati sperimentali

3.1 Setup di misura

Al fine di validare i risultati ottenuti in ambiente simulato abbiamo deciso di testare gli algoritmi in un'ambiente reale.

In Figura 3-1 è rappresentato uno schema dell'hardware e del software utilizzato durante la campagna di misura.

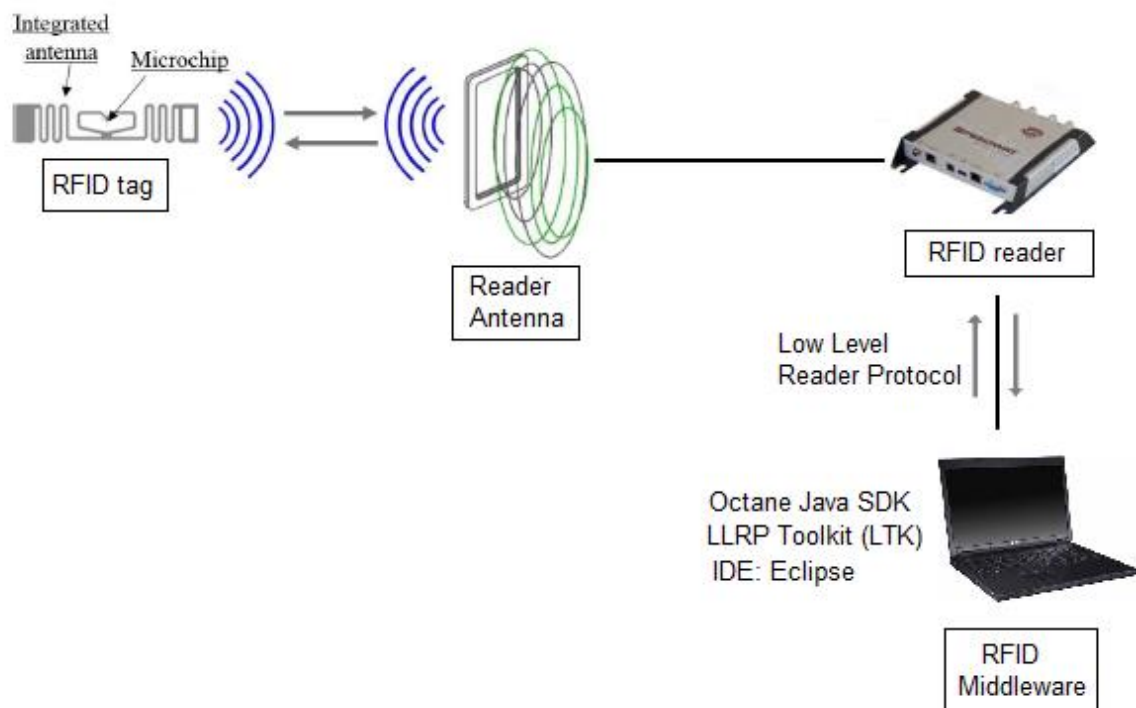


Figura 3-1 - Schema di principio del sistema di misura

Un reader Impinj R420 [21] con un'antenna CAEN RFID a polarizzazione circolare e guadagno 8.5dBc (CAEN RFID WANTENNA019) [22] è utilizzato per interrogare 15 tag (ALN-9640 Squiggle Inlay [23]) disposti su un pannello (3x5) a distanza di 20 cm l'uno dall'altro figura.

Poiché si era interessati alla creazione di report che tra le altre info contengano, per ogni tag rivelato, dati a basso livello come fase e RSSI, si è dovuto procedere alla realizzazione di uno

script Java in ambiente Eclipse che permettesse di comunicare con il reader mediante protocollo LLRP- Low Level Reader Protocol [24].

A tal fine ci si è serviti di alcune librerie presenti nel software development kit Impinj Octane SDK [25]. I principali parametri impostabili nello script sono:

- Frequenza operativa: espressa in MHz
- Antenne attive e potenza in ingresso ad ogni antenna: da 10.0 a 31.5 dBm
- ReportMode: Individual (crea un report ad ogni interrogazione) BatchAfterStop (ad ogni inventario un report per ogni tag)
- AutoStarmode: Periodic (per effettuare un inventario periodico di cui si specifica il periodo in ms)
- Autostopmode: Duration (durata dell'inventario in ms)

Il logfile in uscita contiene:

- 1) una prima riga contenente: **Data**, indirizzo IP del reader e **Potenza di trasmissione** dell'antenna abilitate (es. 09 giu 2016 13:58:10,385 Reader_ip: 169.254.1.1 TxPower_Ant1_dBm: 23.0)
- 2) per ogni report le seguenti informazioni
 - a) **EPC**: identificativo del tag letto;
 - b) **AntennaPortNumber**: antenna che ha identificato il tag;
 - c) **Channel_MHz**: frequenza in MHz della misura;
 - d) **FirstSeenTime**: istante di prima lettura (ms, espressi in tempo Linux)
 - e) **LastSeenTime**: istante di ultima lettura (ms, espressi in tempo Linux)
 - f) **SeenCount**: numero di letture del tag
 - g) **PeakRssi_Dbm**: valore di picco di RSSI tra le **SeenCount** letture
 - h) **Phase_rad**: valore di fase relativo all'ultimo lettura effettuato all'istante **LastSeenTime**.

In particolare per le misure di fase la risoluzione di uscita è 0,0015 radianti [26].

Per una procedura più semplice di misura si è posizionata l'antenna del lettore in posizione fissa e spostato il pannello dei tags lungo una traiettoria nota. Per ogni posizione si è quindi proceduto ad acquisire per ogni tag più misure in modo da poter applicare gli algoritmi adattativi. Questa situazione è del tutto equivalente a quella di antenna in movimento e tag fissi, in quanto ciò che conta è il moto relativo.

La figura mostra piu in dettaglio la struttura del sistema mettendo in evidenza le grandezze di riferimento. Le misure sono state ripetute per diversi traiettorie e distanze antenna- pannello tag.

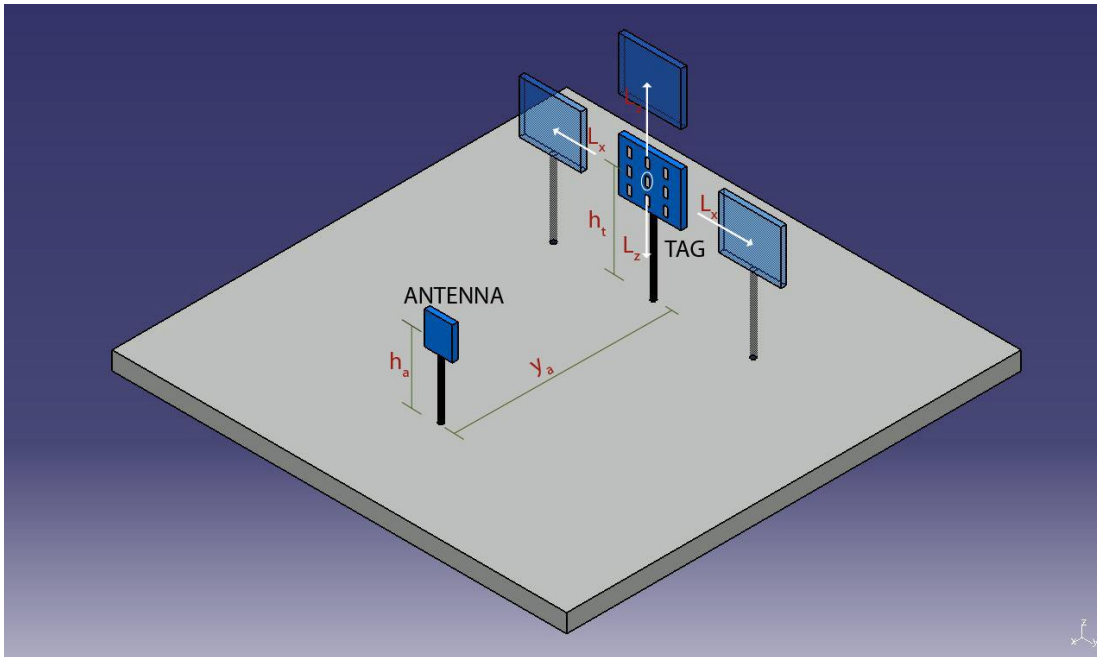


Figura 3-2 - Struttura del sistema di misura e relative grandezze di riferimento

3.2 Elaborazione misure

I parametri relativi alla prima acquisizione di misure sono i seguenti:

Frequenza: 865.7 MHz

Potenza in ingresso all'antenna: 23.0 dBm

Altezza antenna: 1.65 m

Altezza pannello tag: 1.65 m

Distanza pannello-antenna: 1.77 m

Il pannello è stato spostato lungo l'asse x e lungo l'asse z nelle seguenti posizioni

asse x: [-1:0.05:1];

asse z: [-0.5:0.05:0.45,0.485];

Nelle Figura 3-3-Figura 3-6 sono riportate la posizione stimata dei tag dai quattro algoritmi e la funzione di matching relativa al tag centrale. La localizzazione mediante BF convenzionale e calibrato è stata effettuata elaborando una singola osservazione della storia di fase, mentre per gli algoritmi adattativi si è utilizzato N=100 misure. Al fine di avere un confronto tra gli algoritmi si sono elaborate le N misure anche mediante BF Convenzionale(Figura 3-7).

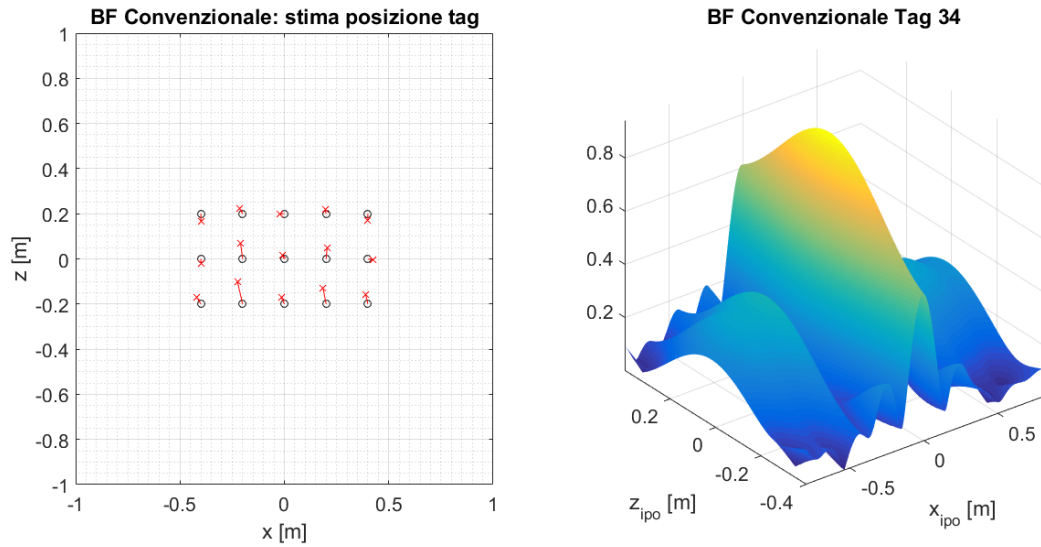


Figura 3-3 Posizione stimata dei tag mediante BF convenzionale e relativa funzione di matching per il tag in coordinate (0,0).

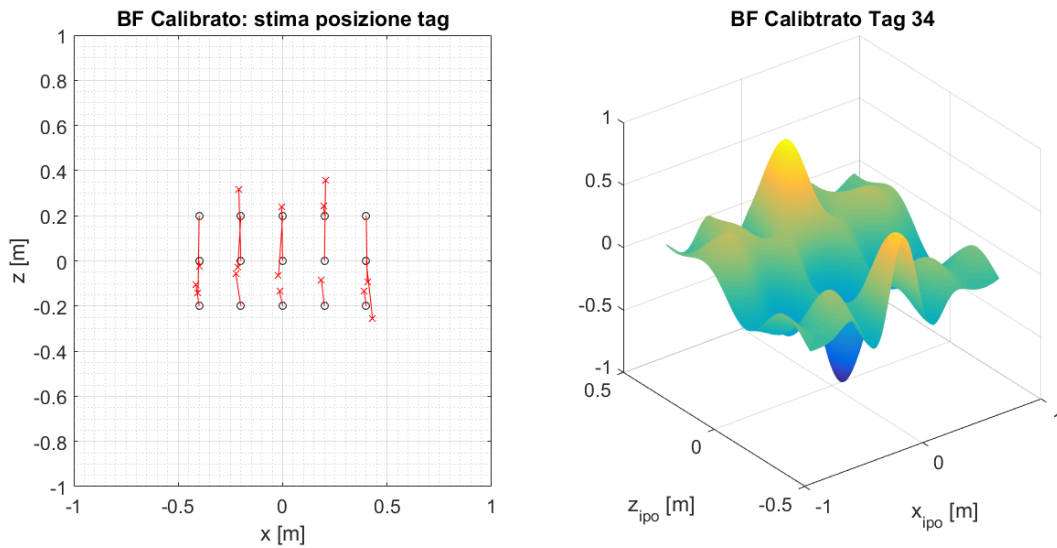


Figura 3-4 - Posizione stimata dei tag mediante BF calibrato e relativa funzione di matching per il tag in coordinate (0,0).

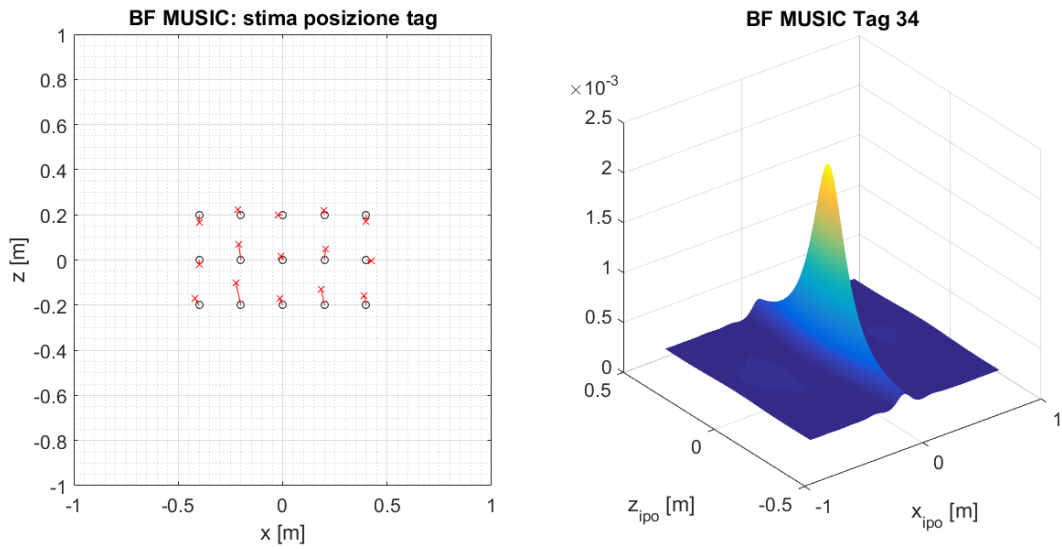


Figura 3-5 Posizione stimata dei tag mediante BF MUSIC e relativa funzione di matching per il tag in coordinate (0,0).

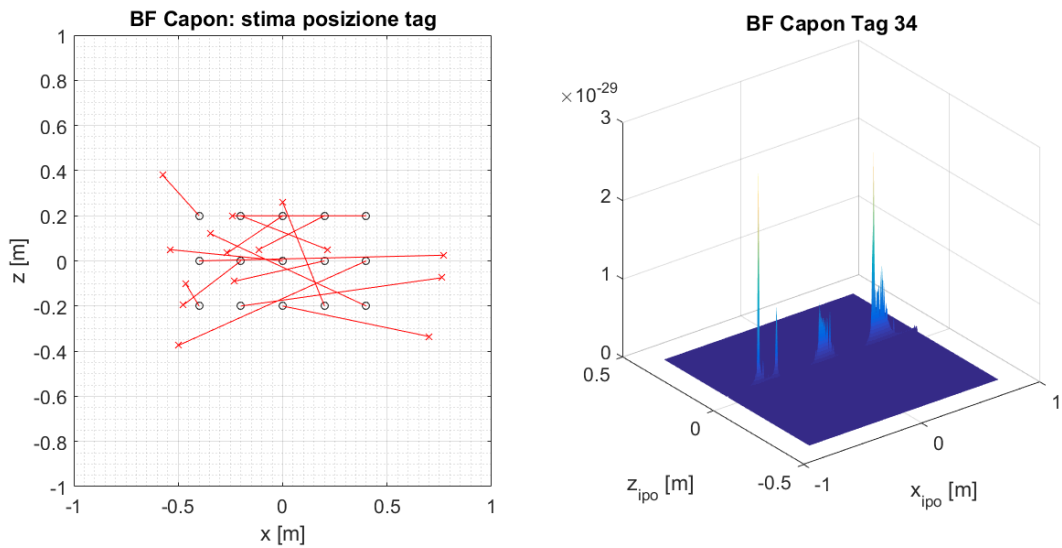


Figura 3-6 - Posizione stimata dei tag mediante BF di Capon e relativa funzione di matching per il tag in coordinate (0,0).

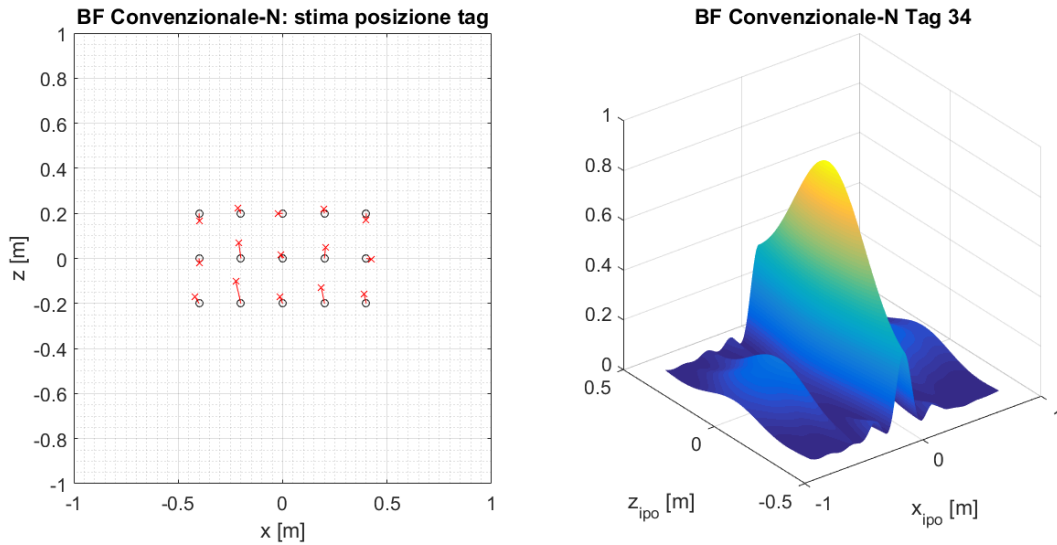


Figura 3-7 Posizione stimata dei tag mediante BF convenzionale e relativa funzione di matching per il tag in coordinate (0,0).

Dalle figure si può evincere come ad esclusione del BF di Capon e calibrato si stimano tutti i tag con errori dell'ordine di qualche centimetro. Tuttavia, la disponibilità di un numero limitato di campioni e la necessità degli algoritmi adattativi di più osservazioni per la stima della matrice di covarianza non permettono di poter fare alcuna stima statistica delle prestazioni degli algoritmi.

Si è proceduto quindi a vedere in che modo la scelta della traiettoria e la distanza di lettura influiscono sulle capacità di localizzazione degli algoritmi.

In particolare si sono effettuate delle altre misure a distanze pannello tag antenna rispettivamente di $y_a = 4, 6$ m con traiettorie che permettono di realizzare aperture sintetiche in entrambe le direzioni con un moto continuo dell'antenna. In tabella sono riassunti i risultati ottenuti

Distanza [m]	scansione	Coordinata	Convenzionale RMSE [m]	Calibrato RMSE [m]	Capon RMSE [m]	MUSIC RMSE [m]
4	Z	X	0.0437	0.0482	0.0800	0.0439
		Z	0.1250	0.1550	0.1127	0.1150
	L	X	0.0330	0.0330	0.0497	0.0330
		Z	0.0920	0.0920	0.1153	0.0917
6	Z	X	0.0737	0.0737	0.0873	0.0737
		Z	0.1427	0.1427	0.1783	0.1427
	L	X	0.2040	0.2040	0.2407	0.2040
		Z	0.2923	0.2923	.3070	0.2923

L'analisi dei dati ottenuti dalle misure mostrano come tutti gli algoritmi si prestano alla localizzazione di tag RFID in banda UHF con accuratezze dell'ordine del centimetro.

Tuttavia un'analisi accurata delle prestazioni da confrontare con i risultati delle simulazioni richiedono ulteriori dati da confrontare. In particolare sarebbe auspicabile avere a disposizione un numero più elevato di prove a distanze e aperture sintetiche variabili in modo da poter confrontare i risultati con i grafici ottenuti mediante simulazione.



Conclusioni

Nel lavoro di tesi è stato analizzato il problema della localizzazione di tag RFID in banda UHF mediante tecniche ad array sintetico. In particolare si sono presi in considerazione quattro algoritmi basati su un processing dei dati di tipi beamforming.

Mediante simulazioni in ambiente Matlab si è cercato di mettere in evidenza gli effetti dei principali parametri di sistema sull'accuratezza della localizzazione. Si sono confrontati i vari algoritmi in termini di RMSE di localizzazione al variare della distanza della traiettoria dell'antenna dal tag e dell'intervallo spaziale di osservazione.

Si è visto come tutti e quattro gli algoritmi permettono di ottenere accuratezze dell'ordine dei centimetri, con costi computazionali diversi.

In particolare, l'algoritmo di BF convenzionale permette di ottenere risultati comparabili con gli altri algoritmi ad un costo computazionale inferiore, mentre l'algoritmo di BF calibrato presenta delle prestazioni inferiori.

Gli algoritmi adattativi di Capon e MUSIC d'altra parte, presentano buone capacità di localizzazione almeno fino a quando la matrice di correlazione dei dati è stimata correttamente, ovvero si hanno a disposizione un numero di osservazioni del dato sufficienti.

Ciò è particolarmente difficile da ottenere nel caso di array virtuali, in quanto richiede di acquisire più misure nella stessa posizione durante il moto dell'antenna.

La campagna di misura ha dimostrato la robustezza degli algoritmi al multipath, tipico degli ambienti indoor. Tuttavia la disponibilità di un numero limitato di misure e la necessità degli algoritmi adattativi di più osservazioni per la stima della matrice di covarianza non hanno permesso di poter fare alcuna stima statistica sulle loro prestazioni.

Sarebbe dunque auspicabile condurre una campagna di misure più ampia al fine di poter studiare come variano le prestazioni sulla base dei principali parametri del sistema e confrontarli con quanto ricavato dalle simulazioni.

Bibliografia

- [1] k. Finkenzeller, *RFID Handbook: Radio-Frequency Identification Fundamentals and Applications*, Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2004.
- [2] H. L. e. al., «Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and System,» *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, vol. 37, n. 6, pp. 1067-1080, Nov. 2007.
- [3] L. Mainetti, L. Patrono e I. Sergi, «A survey on indoor positioning,» *22nd International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM)*, pp. 111-120, 2014.
- [4] Z. J. e S. J., «RFID Localization Algorithms and Applications- a review,» *Journal of Intelligent Manufacturing*, vol. 20, n. 6, pp. 695-707, 2009.
- [5] M. Bouet e A. L. d. Santos, «RFID Tags: Positioning Principles and Localization,» *Proc. 1st IFIP Wireless Days*, pp. 1-5, Nov. 2008.
- [6] L. M. Ni, Z. Dian e M. R. Souryal, «RFID-based localization and tracking technologies,» *IEEE Wireless Commun.*, vol. 18, pp. 45-51, 2011.
- [7] W. Shi e V. W. S. Wong, «MDS-based localization algorithm for RFID systems,» *Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC)*, pp. 1-6, 2011.

- [8] P. Vorst, A. Koch e A. Zell, «Efficient self-adjusting, similaritybased location fingerprinting with passive UHF RFID,» *Proc. Int. Conf. RFID-Techno. Appl. (RFID-TA)*, n. 160-167, 2011.
- [9] S. S. Saad e Z. S. Nakad, «A standalone RFID indoor positioning system using passive tags,» *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, pp. 1961-1970, May 2011.
- [10] L. M. Ni, Y. Liu, Y. C. Lau e A. P. P. atil, «LANDMARC: Indoor location sensing using active RFID,» *Proc. Pervasive Computing and Communications (PerCom '03)*, pp. 407-415, 2003.
- [11] C. Alippi, D. Cogliati e G. Vanini, «A statistical approach to localize passive RFIDs,» *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems (ISCAS'06)*, pp. 1-4, 2006.
- [12] D. Joho, C. Plagemann e W. Burgard, «Modeling RFID signal strength and tag detection for localization and mapping,» *Proc. IEEE Int. Conf. Robotics and Automation (ICRA '09)*, pp. 3160-3165, 2009.
- [13] K. Chawla, G. Robins e L. Zhang, «Object localization using RFID,» *Proc. 5th IEEE Int. Symp. Wireless Pervasive Computing (ISWPC)*, pp. 301-306, 2010.
- [14] C. Wang, H. Wu e N.-F. Tzeng, «RFID-Based 3 -D positioning schemes,» *Proc. 26th IEEE Int. Conf. Computer Communications*, pp. 1235-1243, 2007.
- [15] P. V. N. e. al., «Phase based spatial identification of UHF RFID tags,» *Proc. IEEE International Conference on RFID*, pp. 102-109, 2010.
- [16] A. Parr, R. Miesen e M. Vossiek, «Inverse SAR approach for localization of moving RFID tags,» *Proc. 2013 IEEE Int. Conf. on RFID (RFID)*, pp. 104-109, Apr. 2013.
- [17] k. Gopal, G. Z. Chen e Y. Yu, *Introduction to Direction-of-Arrival Estimation*, Artech House, 2010.
- [18] A. Parr, R. Miesen e M. Vossiek, «Comparison of Phase-Based 3D Near-Field Source Localization Techniques for UHF RFID,» *Sensors*, vol. 16, n. 978, 2016.
- [19] M. Lauterbach, M. Pola, L. Zaplatilek e P. Bezousek, «Accuracy of spectral analysis methods for precision indoor positioning system,» *Digital Technologies (DT), 2014 10th International Conference on*, pp. 217-220, 2014.
- [20] Y.-D. Huang e M. Barkat, «Near-field multiple source localization by passive sensor array,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 39, n. 7, pp. 968 - 975, 1991.
- [21] «<http://www.impinj.com/>,» [Online].

- [22] «<http://www.caenrfid.it/>,» [Online].
- [23] «<http://www.alientechonology.com/>,» [Online].
- [24] EPCglobal, *Low level reader protocol (llrp)*, Version 1.1, 2010.
- [25] «<https://support.impinj.com/hc/en-us/articles/202755268-Octane-SDK>,» [Online].
- [26] Impinj, «Speedway revolution reader application note: Low level user data support,» 2013. [Online]. Available: <http://www.impinj.com/>.

