



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

FACOLTÀ DI INGEGNERIA

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA MECCATRONICA

TESI DI LAUREA MAGISTRALE

STUDIO E SIMULAZIONE DI TECNICHE
PER LA LOCALIZZAZIONE DI TARGET
UMANI MEDIANTE RADAR
BISTATICI E MULTISTATICI

Relatore: Ch.mo Prof. ALESSANDRO SONA

Laureando: FABIO MENINI

Matricola 603198-IMC

ANNO ACCADEMICO 2010-2011

Alle persone a cui voglio bene

Sommario

Al giorno d'oggi la localizzazione di persone assume un ruolo molto importante nei diversi ambiti nei quali può trovare applicazione, come sicurezza sul lavoro a livello industriale, dispositivi militari, civili e primo soccorso in situazioni di emergenza.

Uno dei mezzi più utilizzati per la localizzazione di persone consiste nella tecnologia radar, per via di una serie di vantaggi, che la rende ideale anche in condizioni di utilizzo non del tutto favorevoli.

L'obiettivo di questo lavoro di tesi consiste nello studio e nella simulazione delle tecniche per la localizzazione di persone mediante radar, analizzando in particolare un sistema per la sorveglianza di una determinata area. L'elaborato presenta uno studio iniziale sulle tecniche di stima di ritardo fra segnali, che si inseriscono successivamente, nel contesto più ampio della stima della posizione di una persona. Viene analizzato infine un particolare caso applicativo, presente in un articolo scientifico di riferimento. Per meglio comprendere lo studio teorico sono state realizzate e descritte numerose simulazioni.

Indice

Sommario	v
Indice	vii
Elenco delle tabelle	xi
Elenco delle figure	xiii
Introduzione	xvii
1 Time Delay Estimation	1
1.1 Introduzione	1
1.1.1 Breve analisi matematica iniziale	2
1.1.2 Non idealità	3
1.2 Classificazione	4
1.2.1 Metodi basati sulla <i>cross-correlazione generalizzata</i>	4
1.2.2 Average squared difference function (ASDF) method	8
1.2.3 Least mean square (LMS) adaptive filter method	8
1.3 Metodi alternativi per il TDE	9
1.3.1 Introduzione	9
1.3.2 Stimatori MSX e MXS	9
1.3.3 Altri metodi	11
1.4 Riferimenti	12
1.5 Presentazione delle simulazioni realizzate	14
1.5.1 Prima simulazione	14
1.5.2 Seconda simulazione	19
1.5.3 Conclusioni	23
2 Metodi di stima della posizione	25
2.1 Introduzione	25
2.2 DOA	25
2.2.1 Metodi di stima	26
2.3 TOA	31
2.3.1 Ranging	31
2.4 TDOA	31
2.4.1 Multilaterazione	32
2.4.2 Metodo di Fang	33
2.4.3 Metodo di Chan	35
2.4.4 Serie di Taylor	35
2.4.5 Metodi per la determinazione dell'errore	36
2.4.6 Considerazioni finali	36

2.5	Riferimenti	37
2.6	Simulazioni	38
2.6.1	Prima simulazione proposta	38
2.6.2	Seconda simulazione	40
2.6.3	Considerazioni finali	44
3	Human detection	45
3.1	Introduzione	45
3.1.1	Proprietà	45
3.2	Possibili realizzazioni	46
3.2.1	Rilevamento mediante sistemi di visione	47
3.2.2	Rilevamento mediante sensori	49
3.3	<i>Human detection</i> mediante Radar	50
3.3.1	Introduzione	50
3.3.2	Identificazione	50
3.3.3	Localizzazione	51
3.4	Riferimenti	56
4	Analisi di un sistema di localizzazione	59
4.1	Introduzione	59
4.1.1	Radar <i>bistatico</i>	59
4.1.2	Equazione generale di un radar bistatico	60
4.1.3	Localizzazione per radar monostatici, bistatici e multistatici	62
4.2	Panoramica sul sistema	64
4.2.1	Clutter removal	66
4.2.2	Imaging e Detection	67
4.2.3	Tracking	67
4.3	Aspetti generali sul sistema	68
4.3.1	Analisi geometrica	68
4.3.2	Potenza trasmessa e ricevuta	70
4.3.3	Analisi per un sistema multistatico	73
4.3.4	Risultati presentati	75
4.4	Riferimenti	80
4.5	Simulazioni	82
4.5.1	Prima simulazione	82
4.5.2	Seconda simulazione	83
4.5.3	Terza simulazione	84
4.5.4	Quarta simulazione	87
4.5.5	Quinta simulazione	88
4.5.6	Sesta simulazione	89
4.5.7	Settima simulazione	90
4.5.8	Ottava simulazione	91

5	Considerazioni alternative e sviluppi futuri	93
5.1	Introduzione	93
5.2	Variazione del minimo tempo misurabile	93
5.2.1	Simulazione con γ diversi, grafici tridimensionali	93
5.2.2	Simulazione con γ diversi, grafici bidimensionali a parità di r	96
5.2.3	Simulazione con γ diversi, grafici bidimensionali a parità di θ	98
5.2.4	Conclusioni	102
5.3	Applicazioni alternative	103
5.3.1	Caratterizzazione per un'area quadrata	103
5.4	Applicazioni future	106
	Conclusioni	109
	Ringraziamenti	111
	Bibliografia	113
A	Considerazioni geometriche	115
A.1	Ellisse	115
A.2	Ovale di Cassini	115

Elenco delle tabelle

1.1	Variazione del SNR di soglia per 12 prove	22
4.1	Parametri fondamentali del sistema	76

Elenco delle figure

1	Schematizzazione di un sistema anti-intrusione	xvii
1.1	Schema di principio del problema	1
1.2	Schema ideale per il prefiltraggio prima della <i>Correlazione</i>	3
1.3	Schema per la valutazione della <i>Cross-correlazione</i>	5
1.4	Schema per la valutazione della <i>correlazione</i> PHAT	7
1.5	Segnale di partenza	14
1.6	Rumore sovrapposto	15
1.7	Segnali in analisi	15
1.8	<i>Cross-correlazione</i> CC	16
1.9	<i>Cross-correlazione</i> PHAT	16
1.10	<i>Cross-correlazione</i> ML	17
1.11	<i>Correlazione</i> ASDF	17
1.12	<i>Correlazione</i> per i metodi CC, PHAT e ML in assenza di rumore	19
1.13	Primo segnale	20
1.14	Secondo segnale	20
1.15	SNR di soglia per CC	21
1.16	SNR di soglia per PHAT	21
1.17	SNR di soglia per ML	22
2.1	Localizzazione grazie alla stima DOA	26
2.2	Array di antenne <i>lineare</i> ed <i>uniforme</i>	26
2.3	Esempio di spettro angolare ottenuto grazie ad un metodo di <i>beamforming</i>	29
2.4	Esempio di spettro angolare ottenuto grazie all'algoritmo MUSIC	30
2.5	Situazione iniziale	32
2.6	Situazione di partenza nella simulazione	38
2.7	Impulso inviato dalla sorgente E	39
2.8	Segnali ricevuti dal terzo ricevitore	40
2.9	Segnali ricevuti dal terzo ricevitore, primo caso	41
2.10	Segnali ricevuti dal terzo ricevitore, secondo caso	42
2.11	Segnali ricevuti dal terzo ricevitore, terzo caso	43
2.12	Segnali ricevuti dal terzo ricevitore, quarto caso	43
2.13	Segnali ricevuti dal terzo ricevitore, quinto caso	44
3.1	Caratteristiche statiche e dinamiche	46
3.2	Spetrogramma per una persona che cammina	51
3.3	PSD per un impulso UWB	52
3.4	Realizzazione di impulsi UWB ottenuti come derivata prima di un impulso gaussiano	53

3.5	Esempio di impulso UWB ottenuto come derivata terza di un impulso gaussiano	53
3.6	Possibili applicazioni della tecnologia radar UWB nella localizzazione di persone	55
4.1	Geomatria di un radar bistatico	60
4.2	Esempi di ovali, al variare di R_M	62
4.3	Luoghi di punti localizzabili	63
4.4	Luoghi di punti localizzabili	63
4.5	Sistemi multipli	64
4.6	Scenario del sistema di localizzazione	64
4.7	Caratterizzazione generale del sistema	65
4.8	Scansione	66
4.9	Elisse caratteristica di un radar bistatico	68
4.10	Segnale trasmesso e ricevuto	69
4.11	Ovale di Cassini	70
4.12	Esempio di <i>Ellisse equi-TOA</i> (in grassetto) e di due <i>Ovali di Cassini</i>	70
4.13	<i>Ovale di Cassini Massimo</i> ed <i>Ellisse minima</i>	72
4.14	Zona di incertezza	73
4.15	Area \mathcal{A} e disposizione del TX e degli RX	74
4.16	Caratterizzazione geometrica	74
4.17	Impulsi inviati	75
4.18	Percentuale di copertura dell'area	77
4.19	Potenza minima richiesta	77
4.20	Area di incertezza nella localizzazione	78
4.21	Area di incertezza per $r= 50$ m	78
4.22	Area di incertezza per $\theta = \pi/2$	79
4.23	Semplice realizzazione di in' <i>ellisse equi-TOA</i>	82
4.24	Segnali in esame	83
4.25	Scenario	84
4.26	Area \mathcal{A} e posizione del target	85
4.27	Situazione presente per ogni ricevitore	86
4.28	Stima della posizione del target	87
4.29	Ovali di Cassini Massimi	87
4.30	Situazione per $r=40$ m e $\theta= 15$ gradi	88
4.31	Punti per la realizzazione dell'algoritmo	88
4.32	Percentuali di copertura dell'area	89
4.33	Coefficiente $K(r, \theta)$	90
4.34	Potenza minima richiesta	91
4.35	Frequenza di ripetizione PRF_{max}	91
5.1	Situazione per $r = 40$ m, $\theta = 15$ gradi e $\gamma = 10$ ns	94
5.2	Copertura per $\gamma = 1$ ns	95

5.3	Copertura per $\gamma = 2$ ns	95
5.4	Copertura per $\gamma = 5$ ns	96
5.5	Copertura per $\gamma = 10$ ns	96
5.6	Copertura per $r = 10$ m	97
5.7	Copertura per $r = 20$ m	97
5.8	Copertura per $r = 30$ m	98
5.9	Copertura per $r = 40$ m	98
5.10	Copertura per $\theta = 10$ gradi	99
5.11	Copertura per $\theta = 20$ gradi	99
5.12	Copertura per $\theta = 30$ gradi	100
5.13	Copertura per $\theta = 40$ gradi	100
5.14	Copertura per $\theta = 50$ gradi	101
5.15	Copertura per $\theta = 60$ gradi	101
5.16	Copertura per $\theta = 70$ gradi	102
5.17	Copertura per $\theta = 80$ gradi	102
5.18	Area \mathcal{A} e \mathcal{B} a confronto	103
5.19	Ovali di Cassini Massimi	104
5.20	Copertura per un'area quadrata	104
5.21	Coefficiente $K(r, \theta)$ per area quadrata	105
5.22	Potenza minima richiesta per area quadrata	106
5.23	Impulsi nel caso di target mobile	106

Introduzione

Molte aree ed infrastrutture critiche come serbatoi, impianti di potenza e zone militari possono risultare problematiche per via della loro pericolosità in termini di sicurezza sul lavoro (in un ambiente industriale) e per via della loro vulnerabilità in caso di attacco esterno (in ambiente militare). In tutte queste applicazioni la realizzazione di un sistema di localizzazione di una persona riveste un ruolo di fondamentale importanza per un corretto monitoraggio dell'area in esame [1, 2].

I sensori classici, solitamente utilizzati, presentano problemi intrinseci che diminuiscono la probabilità di rilevamento di una persona ed aumentano la probabilità di generazione di un falso allarme. Il loro corretto funzionamento può essere condizionato da innumerevoli fattori non controllabili dall'uomo come condizioni atmosferiche non favorevoli ed interferenze elettromagnetiche. I problemi precedentemente citati rendono necessaria la realizzazione di sistemi ridondanti di sensori classici, aumentandone la complessità ed il costo [2].

La tecnologia radar garantisce un'elevata immunità sia ai disturbi elettromagnetici sia alle avverse condizioni atmosferiche, garantendo una buona stima della posizione della persona da localizzare.

Per migliorare le prestazioni dei sistemi radar, si utilizzano spesso particolari segnali impulsivi (UWB, *Ultra Wide Band*), con durata dell'ordine del nanosecondo. Essi possono facilmente far risultare invisibili ostacoli intermedi come muri ed altri materiali da costruzione. Questa interessante proprietà può essere favorevolmente sfruttata per la localizzazione di persone in alcune situazioni di emergenza [3, 4, 5].

La trattazione corrente descrive un sistema di localizzazione anti-intrusione costituito da un radar multistatico, visibile in Figura 1 ed analizzato in dettaglio in un articolo di riferimento [1].

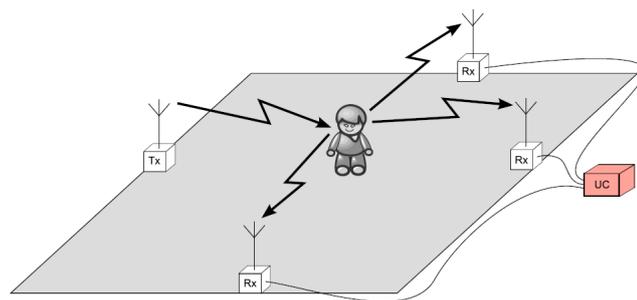


Figura 1: Schematizzazione di un sistema anti-intrusione

Si dimostra come una variazione dei parametri geometrici relativi alla posizione dei ricevitori possa influenzare considerevolmente alcuni importanti aspetti come la percentuale di copertura dell'area, la potenza minima necessaria per poter garantire la localizzazione e l'accuratezza della stessa [1].

La parte critica in un sistema formato da uno o più radar consiste nelle operazioni di *signal processing*, nelle quali vengono trattati i segnali ricevuti e, dall'analisi di quest'ultimi, si

estrapola l'informazione prima sull'eventuale presenza e successivamente sulla posizione del target.

In questo contesto si inserisce la necessità di uno studio preliminare sulla stima del ritardo fra segnali (TDE, *Time Delay Estimation*). Essa può essere effettuata attraverso alcune operazioni matematiche sui segnali, la più comune di queste prende il nome di *cross-correlazione* [6, 7].

La stima del ritardo fra segnali viene utilizzata in un ambito più ampio per la determinazione del luogo di punti di appartenenza del target, in relazione alla posizione del trasmettitore e dei ricevitori [1]. La posizione viene calcolata grazie ad alcuni parametri temporali denominati TOA (*Time of Arrival*) e TDOA (*Time Difference of Arrival*) direttamente dipendenti dal TDE.

Il lavoro di tesi presenta una panoramica sulle tecniche di localizzazione di persone mediante radar, a partire dalla operazione preliminari di stima del ritardo fra segnali fino all'analisi di un sistema di sorveglianza di un'area descritto nell'articolo scientifico di riferimento.

Per poter meglio comprendere gli argomenti svolti, sono state realizzate numerose simulazioni. Le prime riguardano i metodi di stima del TDE e del TDOA mentre quelle successive riguardano la simulazione di un'area di sorveglianza, nelle quali sono presenti codici che riproducono alcuni grafici descritti nell'articolo di studio, con l'aggiunta di considerazioni alternative.

L'obiettivo del lavoro di tesi consiste quindi nello studio e nella simulazione di tecniche per la localizzazione di persone mediante sistemi radar, analizzando un particolare caso applicativo.

Il documento è strutturato come segue. Il primo capitolo descrive ampiamente il problema del TDE, dandone una caratterizzazione matematica, classificandone i vari metodi di calcolo ed elencando i vantaggi degli uni rispetto agli altri.

Il secondo capitolo descrive i metodi di stima della posizione presenti in letteratura, legati direttamente ad alcune variabili come il DOA (*Direction of Arrival*), il TOA ed il TDOA precedentemente citati.

Il terzo capitolo presenta l'*human detection* ovvero il rilevamento di una persona. Vengono analizzate le varie fasi che la compongono ed i mezzi tecnologici che la realizzano, giustificando l'utilizzo la tecnologia radar.

Il quarto capitolo analizza in dettaglio un particolare caso applicativo, ovvero un sistema radar multistatico basato su tecnologia UWB per la sorveglianza di un'area circolare, in riferimento ad un particolare articolo scientifico di riferimento [1].

Il quinto capitolo mostra i risultati delle simulazioni ottenute variando alcune caratteristiche del sistema presentato nel quarto capitolo.

Ogni capitolo presenta una sezione dei riferimenti con una breve sintesi degli articoli scientifici citati all'interno del capitolo stesso, ed eventualmente una sezione con la descrizione delle simulazioni svolte.

La parte delle conclusioni termina la trattazione dell'elaborato e getta le basi per eventuali sviluppi futuri.

Time Delay Estimation

1.1 Introduzione

La stima della differenza temporale di arrivo di un segnale comune su due sensori, ognuno dei quali con un proprio rumore sovrapposto non correlato, è un problema di interesse comune così come sostenuto da Ianiello [6, 8]. La differenza temporale in esame, spesso viene indicata in letteratura con il nome TDE (*Time Delay Estimation*, stima del ritardo fra segnali).

Charles H. Knapp e G. Clifford Carter [7] hanno descritto il problema in termini matematici, considerando un generico segnale proveniente da una sorgente remota $s(t)$, che si propaga e viene ricevuto da due sensori localmente spaziatati $r_1(t)$ e $r_2(t)$:

$$\begin{aligned} r_1(t) &= s(t) + n_1(t), \\ r_2(t) &= \alpha s(t - D) + n_2(t), \end{aligned} \tag{1.1.1}$$

dove $n_1(t)$ e $n_2(t)$ rappresentano il rumore di tipo Gaussiano sui due sensori, assunto per ipotesi non correlato al segnale di partenza, α è un coefficiente che indica un'eventuale attenuazione e D è il ritardo.

Uno studio condotto dal *Department of Electrical and Computer Engineering The University of Auckland* [9] descrive, ad esempio, il fenomeno in termini acustici, come indicato in Fig. 1.1.

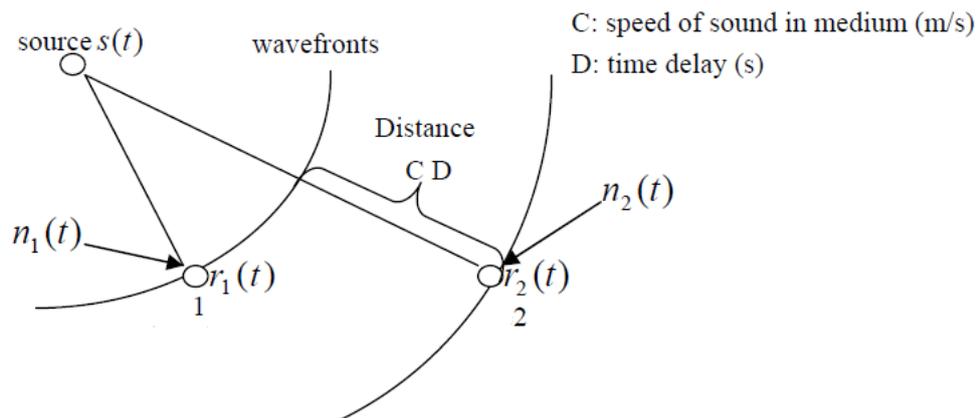


Fig. 1.1: Schema di principio del problema

Ci sono molti metodi per stimare il ritardo D . Il più semplice è realizzare una funzione di *cross-correlazione* $R_{r_1 r_2}(\tau)$ fra i due segnali e individuare l'argomento (τ) al quale corrisponde il massimo della funzione stessa $R_{r_1 r_2}(\tau)$ [7]. Per migliorare la ricerca del picco e la conseguente stima del ritardo possono essere utilizzati filtri o funzioni di peso.

La stima del ritardo è ottenuta pesando l'intervallo di tempo che massimizza la funzione di *cross-correlazione* in relazione alla versione filtrata dei due segnali ricevuti. Questa tecnica, che utilizza una particolare funzione peso è stata proposta da Knapp e Carter [7] nel 1976 e prende il nome di *cross-correlazione generalizzata*.

1.1.1 Breve analisi matematica iniziale

Cross-correlazione e cross-spettro

Dati due segnali ricevuti $r_1(t)$ e $r_2(t)$, descritti dalla (1.1.1) ed ipotizzando $\alpha = 1$ la *cross-correlazione* è data dalla formula:

$$R_{r_1 r_2}(\tau) = \mathcal{E}[r_1(t)r_2(t - \tau)], \quad (1.1.2)$$

dove \mathcal{E} denota l'aspettazione.

Knapp e Carter hanno osservato come il *cross-spettro* $G_{r_1 r_2}(f)$ è legato direttamente all'informazione di potenza dei due segnali ed è relazionata alla *cross-correlazione* dall'analisi di Fourier [7]. La (1.1.2) diviene così:

$$R_{r_1 r_2}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} G_{r_1 r_2}(f) e^{j2\pi f \tau} df. \quad (1.1.3)$$

La *cross-correlazione* può essere valutata anche nei seguenti termini:

$$R_{r_1 r_2}(\tau) = R_{ss}(\tau - D) + R_{n_1 n_2}(\tau). \quad (1.1.4)$$

Nella (1.1.4) il termine $R_{ss}(\tau)$ rappresenta la funzione di *auto-correlazione* del segnale $s_1(t)$. La trasformata di Fourier della *cross-correlazione* restituisce il *cross-spettro*, $G_{r_1 r_2}(f)$ come sottolineato precedentemente nella (1.1.2).

$$G_{r_1 r_2}(f) = G_{ss}(f) e^{-j2\pi f D} + G_{n_1 n_2}(f). \quad (1.1.5)$$

Si ipotizza ora che i rumori $n_1(t)$ e $n_2(t)$ siano Gaussiani non correlati, con questa ipotesi $G_{n_1 n_2}(f) = 0$.

Ricordando inoltre che una moltiplicazione nel dominio della frequenza corrisponde ad una convoluzione nel tempo, la (1.1.5) si può esprimere come:

$$R_{r_1 r_2}(\tau) = R_{ss}(\tau) \otimes \delta(t - D). \quad (1.1.6)$$

La *cross-correlazione generalizzata*, citata precedentemente, è espressa dalla formula:

$$R_{r_1 r_2}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi_g(f) G_{r_1 r_2}(f) e^{j2\pi f \tau} df, \quad (1.1.7)$$

dove il termine ψ_g rappresenta una particolare funzione peso che verrà valutata caso per caso.

Knapp fa riferimento al fatto che i due segnali ricevuti devono essere filtrati [7]. Tuttavia al fine della trattazione corrente è possibile ipotizzare, in prima approssimazione, che i

due segnali $r_1(t)$ e $r_2(t)$ siano limitati in banda.

La (1.1.7) si può esprimere quindi con la seguente formula:

$$R_{r_1 r_2}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} r_1(t) r_2(t - \tau) dt. \quad (1.1.8)$$

1.1.2 Non idealità

Un problema importante nel TDE è l'intervallo di osservazione, che ovviamente non può essere infinito come richiederebbe l'analisi teorica sopra descritta [7]. In pratica il *cross-spettro* $G_{r_1 r_2}(f)$ è ottenuto da un periodo di osservazione finito di $r_1(t)$ e $r_2(t)$ e deve essere stimato: $\hat{G}_{r_1 r_2}(f)$. Questo, deriva dal fatto che la (1.1.8) non può essere calcolata, ma solo stimata:

$$\hat{R}_{r_1 r_2}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T r_1(t) r_2(t - \tau) dt, \quad (1.1.9)$$

$$0 < \tau < T,$$

dove T rappresenta l'intervallo finito di osservazione. La (1.1.7) diviene quindi:

$$\hat{R}_{r_1 r_2}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi_g(f) \hat{G}_{r_1 r_2}(f) e^{j2\pi f \tau} df. \quad (1.1.10)$$

La stima del *cross-spettro* $\hat{G}_{r_1 r_2}(f)$ può presentare degli errori se l'intervallo di osservazione è breve. Tuttavia se si ipotizza che il ritardo sia costante (come spesso accade) un intervallo di osservazione finito non incide più di tanto sulla stima del *cross-spettro* stesso.

Al fine di migliorare la stima del ritardo \hat{D} i segnali ricevuti $r_1(t)$ e $r_2(t)$ andrebbero filtrati, attraverso due filtri $H_1(f)$ e $H_2(f)$ come mostrato in Fig. 1.2.

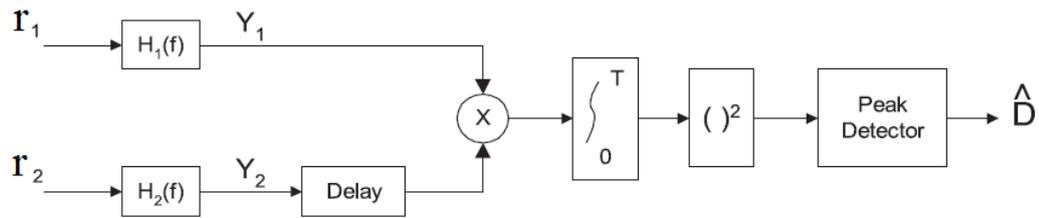


Fig. 1.2: Schema ideale per il prefiltraggio prima della *Correlazione*

Se si ritiene necessario filtrare i segnali, la (1.1.7) diventa:

$$\hat{R}_{y_1 y_2}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi_g(f) \hat{G}_{r_1 r_2}(f) e^{j2\pi f \tau} df. \quad (1.1.11)$$

La relazione fra il *cross-spettro* dei segnali pre-filtrati e post-filtrati è il seguente:

$$G_{y_1 y_2}(f) = H_1(f) H_2^*(f) \hat{G}_{r_1 r_2}(f), \quad (1.1.12)$$

con:

$$\psi_g(f) = H_1(f) H_2^*(f). \quad (1.1.13)$$

Se si ipotizza che i segnali ricevuti siano limitati in banda e quindi non è necessario nessun filtraggio ($H_1(f) = H_2(f) = 1$), la stima del picco avviene determinando a quale valore dell'ascissa si ha un picco nella funzione di *cross-correlazione*.

Un ulteriore problema riguarda la stima del SNR (*signal to noise ratio*, rapporto segnale-rumore), che è associato all'intervallo di osservazione T ed interviene quindi sul TDE [6, 8]. Rumori aggiuntivi e riverbero del segnale possono portare ad una diminuzione del SNR [9]. Se tale valore è grande, l'intervallo di osservazione per la stima di $\hat{G}_{r_1r_2}$ può essere contenuto, viceversa l'intervallo deve essere molto più lungo.

Molto spesso nella pratica è conveniente determinare un valore di soglia per l' SNR e dividere l'ascissa in intervalli a seconda se il SNR locale sia maggiore o minore della soglia. Nel primo caso vi saranno solamente errori di tipo locale, mentre nel secondo il TDE sarà completamente errato [9]. In [6] è descritto il comportamento "a soglia" appena descritto, nella sezione riguardante le simulazioni è possibile osservare quanto appena indicato.

1.2 Classificazione

1.2.1 Metodi basati sulla *cross-correlazione generalizzata*

I metodi basati sulla *cross-correlazione generalizzata* vengono applicati a partire dalla (1.1.11) nella quale si ha una diversa funzione peso $\psi_g(f)$ a seconda dei casi.

Cross-correlation method

È il più semplice modo per stimare il ritardo, in quanto si parte dalla (1.1.11) e si ipotizza che $H_1(f) = H_2(f) = 1 \forall f$, ovvero si assume che la funzione peso $\psi_g(f)$ sia unitaria lungo tutto l'intervallo di frequenza in esame. Il valore della correlazione fra i segnali $r_1(t)$ e $r_2(t)$ è funzione del ritardo τ è indicato nella (1.1.9).

Per stimare il ritardo D bisogna calcolare iterativamente l'indice di correlazione seguente, fino al raggiungimento del picco. Assumendo che la stima sia esatta si perviene a:

$$R_{r_1r_2}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T r_1(t)r_2(t - \tau)dt, \quad (1.2.1)$$

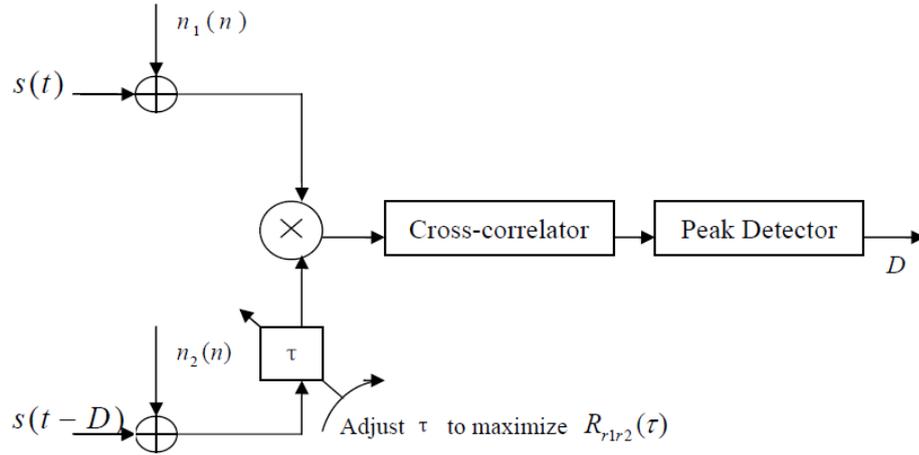
$$0 < \tau < T,$$

dove T rappresenta l'intervallo di osservazione.

Il ritardo stimato D_{CC} attraverso l'operazione di *cross-correlazione* avviene semplicemente determinando il valore dell'ascissa τ al valore di picco di $R_{r_1r_2}(\tau)$

$$D_{CC} = \arg \max[R_{r_1r_2}(\tau)]. \quad (1.2.2)$$

La Fig. 1.3 mostra una possibile implementazione di un diagramma a blocchi per la realizzazione della *cross-correlazione*.

Fig. 1.3: Schema per la valutazione della *Cross-correlazione*

Roth Processor

É il primo esempio di *cross-correlazione generalizzata*. Presenta la favorevole caratteristica di eliminare la regione di frequenza dove la *densità spettrale di potenza del rumore* $G_{n_1n_1}(f)$ e $G_{n_2n_2}(f)$ è alta e la stima del *cross-spettro* $\hat{G}_{r_1r_2}(\tau)$ è quindi errata [7].

La funzione peso assume la forma:

$$\psi_g(f) = \frac{1}{G_{r_1r_1}(f)}. \quad (1.2.3)$$

La (1.1.10) diviene:

$$\hat{R}_{r_1r_2}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\hat{G}_{r_1r_2}(f)}{G_{r_1r_1}(f)} e^{j2\pi f\tau} df. \quad (1.2.4)$$

L'equazione (1.2.4) stima la risposta impulsiva di un particolare filtro $H_m(f)$:

$$H_m(f) = \frac{G_{r_1r_2}(f)}{G_{r_1r_1}(f)}, \quad (1.2.5)$$

che approssima la mappatura di $r_1(t)$ in $r_2(t)$.

The Smoothed Coherence Transform (SCOT)

Il processo SCOT sopprime le zone di frequenza con rumore alto e assegna un peso pari a zero alla regione dove $G_{s_1s_1}(f) = 0$. La funzione peso diviene:

$$\psi_g(f) = \frac{1}{\sqrt{G_{r_1r_1}(f)G_{r_2r_2}(f)}}. \quad (1.2.6)$$

La (1.1.11) assume quindi la forma:

$$\hat{R}_{r_1r_2}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\hat{G}_{y_1y_2}(f)}{\sqrt{G_{r_1r_1}(f)G_{r_2r_2}(f)}} e^{j2\pi f\tau} df. \quad (1.2.7)$$

Il metodo SCOT può essere interpretato come un filtraggio di entrambi i segnali ricevuti, come indicato nella Fig. 1.2, seguito da una *cross-correlazione*.

$$H_1(f) = \frac{1}{\sqrt{G_{r1r1}(f)}}, H_2(f) = \frac{1}{\sqrt{G_{r2r2}(f)}}. \quad (1.2.8)$$

Se $G_{r1r1}(f) = G_{r2r2}(f)$ la funzione peso SCOT diventa del tutto equivalente alla funzione peso Roth.

Phase transform (PHAT) method

È il terzo esempio di *cross-correlazione generalizzata* in quanto si utilizza una funzione peso, come descritto nella (1.1.7).

$$\psi_p(f) = \frac{1}{|G_{r1r2}(f)|}. \quad (1.2.9)$$

La (1.1.10) assume quindi la forma:

$$\hat{R}_{r1r2}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\hat{G}_{r1r2}(f)}{|G_{r1r2}(f)|} e^{j2\pi f\tau} df. \quad (1.2.10)$$

Per il modello (1.1.1) ipotizzando rumore non correlato (i.e. $G_{n1n2}(f) = 0$) si perviene al seguente risultato:

$$|G_{r1r2}(f)| = G_{s1s1}(f). \quad (1.2.11)$$

Idealmente nella zona di frequenza nella quale $\hat{G}_{r1r2}(f)$ uguaglia $G_{r1r2}(f)$ si ha:

$$\frac{\hat{G}_{r1r2}}{|G_{r1r2}(f)|} = e^{j\vartheta(f)} = e^{j2\pi fD}. \quad (1.2.12)$$

Tale funzione ha modulo unitario ed è approssimabile ad un impulso:

$$R_{r1r2}(\tau) = \delta(\tau - D). \quad (1.2.13)$$

Nella pratica tuttavia $\hat{G}_{r1r2}(f) \neq G_{r1r2}(f)$ e $\vartheta(f) \neq 2\pi fD$ quindi $R_{r1r2}(\tau)$ non sarà una funzione ad impulso, ma presenterà comunque un picco corrispondente ad una ben precisa ascissa temporale τ .

Gli errori maggiori si hanno nelle regioni di frequenza dove $G_{r1r2}(f) \simeq 0$ in quanto la fase $\vartheta(f)$ tende ad essere indefinita. Per questo motivo $\psi_p(f)$ deve tenere conto della possibile assenza del segnale [7].

Il ritardo D viene determinato analogamente alla (1.2.2):

$$D_{PHAT} = \arg \max[R_{r1r2}(\tau)]. \quad (1.2.14)$$

Il ritardo D è rappresentato dal massimo della funzione *cross-correlazione* (1.2.14), $G_{r1r2}(f)$ è il *cross-spettro* dei segnali ricevuti, come introdotto nella (1.1.3) mentre $\psi_p(f)$ è la funzione peso per questo particolare caso. Ovviamente solo l'informazione sulla fase è mantenuta,

dopo che il cross-spettro viene diviso per il suo modulo [7, 9]. La Fig. 1.4 mostra una possibile implementazione di un diagramma a blocchi per la realizzazione della *correlazione* PHAT [9].

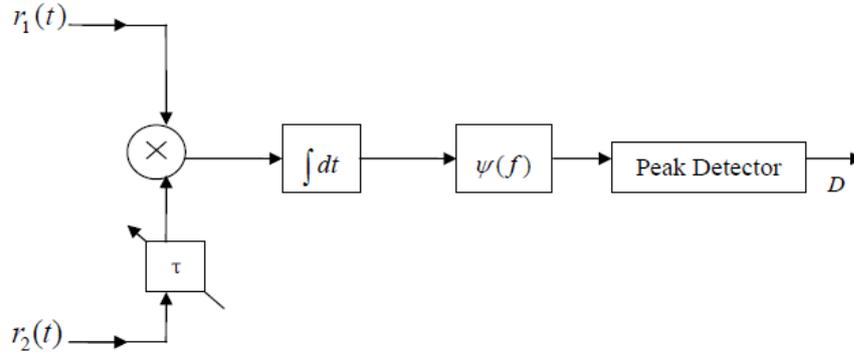


Fig. 1.4: Schema per la valutazione della *correlazione* PHAT

Maximum likelihood (ML) method

Il metodo *Maximum likelihood* (*massima verosimiglianza*) è un ulteriore importante metodo nell'ambito della famiglia della *cross-correlazione generalizzata* (1.1.7) per la stima del time-delay. La funzione peso $\psi_{ML}(f)$ è scelta per aumentare l'accuratezza della stima attenuando il segnale nella regione spettrale dove il SNR è minore. Per un ottimo utilizzo di questo metodo devono valere alcune ipotesi come:

- segnali gaussiani non correlati con rumore gaussiano;
- assenza di riverbero.

$$\psi_{ML}(f) = \frac{1}{|G_{r_1 r_2}(f)|} \frac{|\gamma_{12}(f)|^2}{1 - |\gamma_{12}(f)|^2}, \quad (1.2.15)$$

dove:

$$|\gamma_{12}(f)|^2 = \frac{|G_{r_1 r_2}(f)|^2}{G_{r_1 r_1}(f) \cdot G_{r_2 r_2}(f)}, \quad (1.2.16)$$

è il termine di coerenza quadrato. Il termine fondamentale $\frac{|\gamma_{12}(f)|^2}{1 - |\gamma_{12}(f)|^2}$, pesa enormemente la funzione correlazione nella banda di frequenze in cui il termine coerenza è vicino all'unità. Il metodo ML pesa la fase del cross-spettro quando la varianza dell'errore di fase stimato è la stessa.

$$\frac{\hat{G}_{r_1 r_2}}{|G_{r_1 r_2}(f)|} = e^{j\hat{\theta}(f)}. \quad (1.2.17)$$

Nel caso pratico per stimare il ritardo bisogna sempre stimare, come al solito, dove la funzione *correlazione* è massima (1.2.17).

$$D_{ML} = \arg \max [R_{r_1 r_2}(\tau)]. \quad (1.2.18)$$

1.2.2 Average squared difference function (ASDF) method

Questo metodo consiste nel trovare la posizione del minimo errore quadratico medio fra i due segnali rumorosi, tale posizione sarà considerata come ritardo stimato [7, 10].

Tale metodo, in assenza di rumore, restituisce la stima esatta del ritardo D , a differenza delle funzioni di *correlazione* [9]. Rispetto agli altri metodi, questo non richiede moltiplicazioni, e non è necessaria la conoscenza dello spettro d'ingresso, rendendolo particolarmente utile nelle applicazioni a tempo discreto.

$$R_{ASDF}[\tau] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [r_1(n) - r_2(n + \tau)]^2, \quad (1.2.19)$$

$$D_{ASDF} = \arg \min[R_{12}(\tau)]. \quad (1.2.20)$$

La (1.2.20) indica come il ritardo stimato D corrisponde al valore temporale dell'ascissa associata al minimo della (1.2.19).

1.2.3 Least mean square (LMS) adaptive filter method

Il filtro adattativo LMS è un filtro a risposta impulsiva finita FIR (*Finite Response Impulse*) che adatta i suoi coefficienti automaticamente per minimizzare la differenza media al quadrato fra due ingressi, un segnale di riferimento e uno desiderato.

Assumendo che $r_1(n)$ sia il segnale di riferimento e $r_2(n)$ quello desiderato l'uscita del filtro LMS $y_{12}(n)$ può essere espressa come:

$$y_{12}(n) = W_{12}^T(n)X_{12}, \quad (1.2.21)$$

dove $X_{12} = [r_1(n), r_1(n-1), \dots, r_1(n-L+1)]^T$ è lo stato del filtro che corrisponde ai più recenti campioni del segnale di riferimento. $W_{12}(n)$ è il vettore L-dimensionale dei pesi del filtro all'istante n . L'errore di uscita, espresso con $e_{12}(n)$ è:

$$e_{12}(n) = r_2 - W_{12}^T(n)X_{12}. \quad (1.2.22)$$

Il vettore dei pesi è implementato come segue:

$$W_{12}(n+1) = W_{12}(n) + \mu_{12}(n)X_{12}^*(n), \quad (1.2.23)$$

dove $*$ denota il complesso coniugato e μ è il coefficiente di retroazione che controlla il grado di convergenza dell'algoritmo.

1.3 Metodi alternativi per il TDE

1.3.1 Introduzione

Considerando la (1.1.1) e ipotizzando $\alpha = 1$:

$$\begin{aligned} r_1(t) &= s(t) + n_1(t), \\ r_2(t) &= s(t - D) + n_2(t). \end{aligned} \quad (1.3.1)$$

La *cross correlazione*, descritta nella (1.1.9) e discretizzata per l'utilizzo di un programma di calcolo, diviene:

$$\hat{R}_{r_1 r_2}[\tau] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1-\tau} [r_1(n)r_2(n + \tau)]. \quad (1.3.2)$$

La (1.3.2) non è altro che una versione pratica della (1.2.1) nella quale i segnali $r_1(t)$ e $r_2(t)$ sono stati discretizzati, ottenendo $r_1(n)$ e $r_2(n)$ al fine di avere un'equazione più adatta al controllo digitale. In particolare per entrambi, l'intervallo di osservazione è N -dimensionale e gli istanti discreti $n \in 0, 1, \dots, N - 1$.

In assenza di ipotesi sul rumore la (1.3.2) si può scrivere come sommatoria dei vari componenti [10]:

$$\begin{aligned} \hat{R}_{r_1 r_2}[\tau] &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1-\tau} [r_1(n)r_2(n - D + \tau)] \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1-\tau} [s(n)s(n - D + \tau)] \\ &\quad + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1-\tau} [s(n)n_1(n - D + \tau)] \\ &\quad + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1-\tau} [n_2(n)s(n - D + \tau)] \\ &\quad + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1-\tau} [n_1(n)n_2(n - D + \tau)]. \end{aligned} \quad (1.3.3)$$

Se, si ipotizza segnale limitato in banda e rumore scorrelato, i termini della (1.3.3) che eseguono la *correlazione* fra il segnale e una delle componenti del rumore si annullano:

$$\hat{R}_{r_1 r_2}[\tau] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1-\tau} [s(n)s(n - D + \tau)] = R_{ss}[\tau - D]. \quad (1.3.4)$$

La (1.3.4) si può considerare come una versione discretizzata della (1.1.6), vista precedentemente.

1.3.2 Stimatori MSX e MXS

I metodi precedentemente analizzati, basati sulla *cross-correlazione* semplice o *generalizzata* si dimostrano ottimi quando il rapporto SNR è sopra un livello di soglia, mentre

possono portare ad una stima errata in caso contrario. In presenza di un ambiente rumoroso infatti la stima del *delay* diventa completamente errata.

Per ovviare a questo problema sono stati introdotti i stimatori MSX e MXS, come descritto da K. Nandi nel suo articolo [10].

La (1.3.2), se il rumore non può essere ipotizzato scorrelato dal segnale di riferimento diventa:

$$\begin{aligned} \mathcal{E}[\hat{R}_{r_1r_1}(\tau)] &= \mathcal{E}\left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1-\tau} (s(n)s(n+\tau))\right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N+\tau} (n_1(n)n_2(n+\tau))\right] \\ &= R_{ss}(\tau) + \sigma_{n_1}^2 \delta(t). \end{aligned} \quad (1.3.5)$$

Vale così che per ogni $\tau \neq 0$,

$$\mathcal{E}[\hat{R}_{r_1r_1}] = R_{ss}(\tau) = \mathcal{E}[\hat{R}_{r_1s}(\tau + D)]. \quad (1.3.6)$$

In modo simile per $\tau \neq D$,

$$\mathcal{E}[\hat{R}_{r_1r_2}(\tau)] = \hat{R}_{ss}(\tau - D) = \mathcal{E}[\hat{R}_{r_1r_1}(\tau - D)]. \quad (1.3.7)$$

L'approccio MXS consiste nel scegliere un valore per $\tau_{r_1r_2}$ e calcolare $\hat{R}_{r_1r_2}(\tau_{r_1r_2})$, resta ora da determinare il valore di τ tale che $\hat{R}_{r_1r_1}(\tau)$ sia il più possibile vicino a $\hat{R}_{r_1r_2}(\tau_{r_1r_2})$. Si determina successivamente un valore di $\tau_{r_1r_1}$ tale che $\hat{R}_{r_1r_2}(\tau_{r_1r_2}) = \hat{R}_{r_1r_1}(\tau_{r_1r_1})$ usando una formula di interpolazione quadratica, presente nell'articolo di K. Nandi [10]. Il ritardo stimato \hat{D}_{MXS} assume quindi la forma:

$$\hat{D}_{MXS} = \tau_{r_1r_2} - \tau_{r_1r_1}. \quad (1.3.8)$$

Gli autori descrivono la necessità di determinare più valori di $\tau_{r_1r_2}$ e quindi di \hat{D}_{MXS} e di operare infine un media fra queste, al fine di ottenere una stima robusta del time delay D . Il metodo MSX è molto simile al precedente. In questo caso l' *autocorrelazione* $\hat{R}_{r_1r_1}(\tau)$ del primo segnale rumoroso è comparata con la *cross-correlazione* fra il segnale sorgente $s(t)$ e la sua versione ritardata e rumorosa $r_2(t)$ $\hat{R}_{r_2r_1}(\tau)$.

$$\mathcal{E}\left[\frac{1}{N-\tau} \sum_{n=0}^{N-1-\tau} (s(n-D)s(n+\tau))\right] = R_{r_1r_2}(\tau + D), \quad (1.3.9)$$

dove, per un dato $\tau_{r_2r_1}$ viene determinato $\tau_{r_1r_1}$ dall'interpolazione quadratica. Il ritardo stimato \hat{D}_{MSX} assume quindi la forma:

$$\hat{D}_{MSX} = \tau_{r_1r_1} - \tau_{r_2r_1}. \quad (1.3.10)$$

1.3.3 Altri metodi

Al giorno d'oggi, la ricerca riguardante nuovi metodi relativi al TDE avviene migliorando o accostando i metodi di base, esistenti da molti anni con studi e ricerche attuali. Un nuovo algoritmo può, ad esempio si può ottenere discretizzando la funzione di *cross-correlazione generalizzata*, elaborando i campioni di segnali ricevuti ed riportando il tutto nel dominio del tempo [11]. Un'altra area di ricerca porta all'accostamento delle tecniche di *subspace decomposition* per l'analisi del TDE nei sistemi MIMO [12].

1.4 Riferimenti

[6] **John P. Ianniello. Threshold effects in time delay estimation via cross-correlation. 1968**

La stima del TDE per un segnale ricevuto da due sensori con rumore sovrapposto presenta un valore di soglia, al di sotto del quale i risultati sono inattendibili. Se il valore SNR diminuisce la probabilità che la stima sia errata aumenta in modo consistente. In quest'articolo sono presentati i risultati sulla determinazione probabilistica di una stima errata.

[7] **C. G. Carter C. H. Knapp. The generalized correlation method for estimation of time delay. 1976.**

Descrive i metodi illustrati nel corso della trattazione, a partire da un sistema modellato secondo la (1.1.1). In particolare viene successivamente implementato uno stimatore a massima verosimiglianza per un sistema a due sensori, costituito da un'azione di prefiltraggio su entrambi i dispositivi seguita da una correlazione. Qualitativamente il ruolo dei pre-filtri è quello di aumentare l'ampiezza del segnale alle frequenze alle quali il rapporto segnale-rumore è più alto, sopprimendo, contemporaneamente la potenza del rumore.

[8] **John P. Ianniello. Time delay estimation via cross-correlation in the presence of large estimation error. 1982.**

Quest'articolo presenta l'errore sulla stima del TDE dello stesso segnale ricevuto da due sensori localmente spaziatati, ognuno dei quali presenta un rumore sovrapposto non correlato. E' mostrato come dopo un'eventuale integrazione del segnale, in alcune zone di frequenza il possibile errore sulla stima del TDE aumenta rapidamente.

[9] **Walled H. Abdulla Yushi Zhang. A Comparative Study of Time-Delay Estimation Techniques Using Microphone Arrays. Department of Electrical and Computer Engineering The University of Auckland, 2005.**

La stima del ritardo fra due segnali (TDE) ricevuti a due microfoni è utile per numerose applicazioni. Sono presentati cinque metodi: *cross-correlazione* semplice (CC), phase transform (PHAT), maximum likelihood estimator (ML), adaptative least mean square filter (LMS) e average square difference function (ASDF). Sono presenti delle simulazioni, al fine di comparare tali metodi in termini di onerosità computazionale, implementazione hardware, precisione ed accuratezza. Le prestazioni di tutti i metodi sono variabili in funzione del rapporto segnale-rumore.

[10] **K. Nandi. On the subsample time delay estimation of narrowband ultrasonic echoes. 1995**

La correlazione basata sul TDE, ottima in presenza di alcune condizioni, mostra un ben noto effetto-soglia che ne peggiora le prestazioni in presenza di un basso rapporto segnale-rumore. La presenza di un rumore elevato impedisce infatti la determinazione di un unico picco e la conseguente stima corretta del ritardo. Vengono presentati in quest'articolo due nuovi stimatori denominati MSX e MXS per segnali limitati in banda. Questi stimatori la cross-correlazione e l'autocorrelazione è realizzata per un numero differente di campioni per ottenere un numero di stime che vengono successivamente combinate per ottenere una stima robusta del ritardo.

[11] Liyan Zhang and Li Jun Zhang. A gcc time delay estimation algorithm based on wavelet transforml. 2010.

Quest'articolo introduce u nuovo algoritmo per la stima del TDE che applica una discretizzazione per la cross.correlzaione generalizzata. Tale algoritmo prima prende in considerazione i due segnali ricevuti dai sensori separatamente, poi applica separatamente la GCC per stimare una soglia per la stima del TDE. Alla fine i risultati vengono riportati nel dominio del tempo.

[12] Jafar Shalchian, Ali Khaki-Sedigh, and Alireza Fatehi. A subspace based method for time delay estimationl. 2010

Le stime dei ritardi fra segnali è un aspetto comune nei processi industriali. Viene proposto un metodo basato sulla stima dell funzione di trasferimento di un processo, a partire dalla conoscenza dell'ingresso e dell'uscita. Questo avviene dalla combinazione di due noti approcci: TDE, ricavato dalla risposta impulsiva e *subspace decomposition*. Tale metodo può essere facilmente implementato nei sistemi MIMO.

1.5 Presentazione delle simulazioni realizzate

1.5.1 Prima simulazione

Creazione dei segnali

La prima simulazione, presente nel file `prima_TDE` consiste nell'analizzare un particolare segnale, traslarlo di una certa quantità temporale e realizzare un programma che determini tale ritardo grazie ad alcuni metodi di *Cross-correlazione* analizzati nelle sezioni precedenti.

Si Consideri un segnale sorgente della libreria `Matlab` $s(t)$, visibile in Fig. 1.5 ed indicato nel codice `Matlab` con il nome `signal1`. Al fine della simulazione non è necessario indicare l'orizzonte in termini temporali, per questo motivo l'ascissa viene discriminata in *campioni arbitrari*.

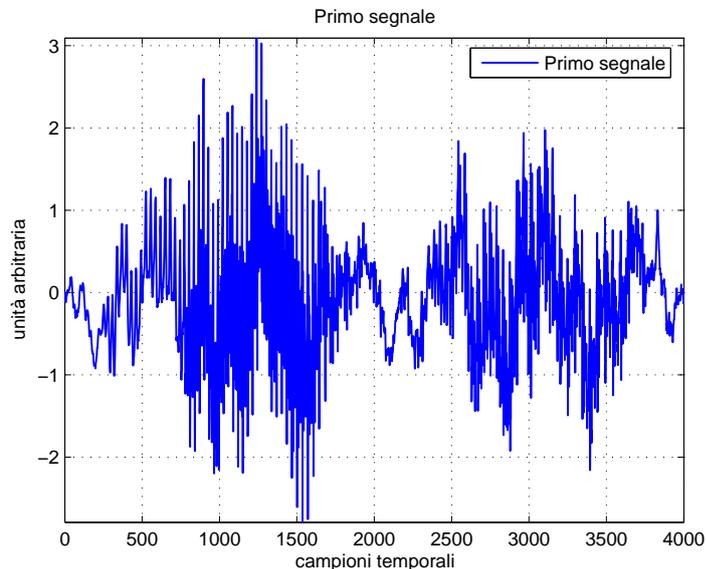


Fig. 1.5: Segnale di partenza

Traslando di una certa quantità il segnale `signal1` si ottiene un nuovo segnale denominato `signal2`, il ritardo fra i due può essere impostato direttamente dall'utente agendo sulla variabile `delay` che in questo caso è uguale a 325 campioni.

Per rendere i segnali più vicini ad una caratterizzazione reale viene sommato ad entrambi del rumore bianco di tipo gaussiano, indicato con `noise1` e `noise2`. Nella Fig. 1.6 si può notare inoltre la caratterizzazione statistica che presenta un media pari a zero ed una varianza unitaria.

Vengono ottenuti i segnali $r_1(t)$ e $r_2(t)$ visibili in Fig. 1.7 e presenti nel codice con il nome `noisysignal1` e `noisysignal2`.

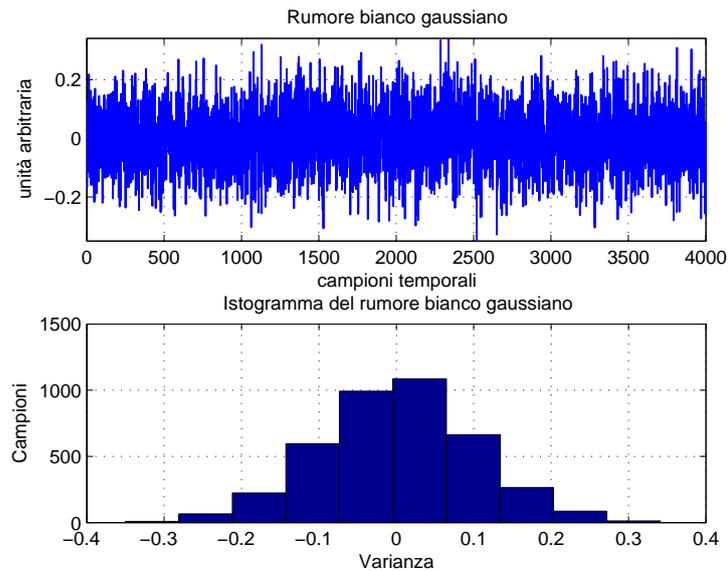


Fig. 1.6: Rumore sovrapposto

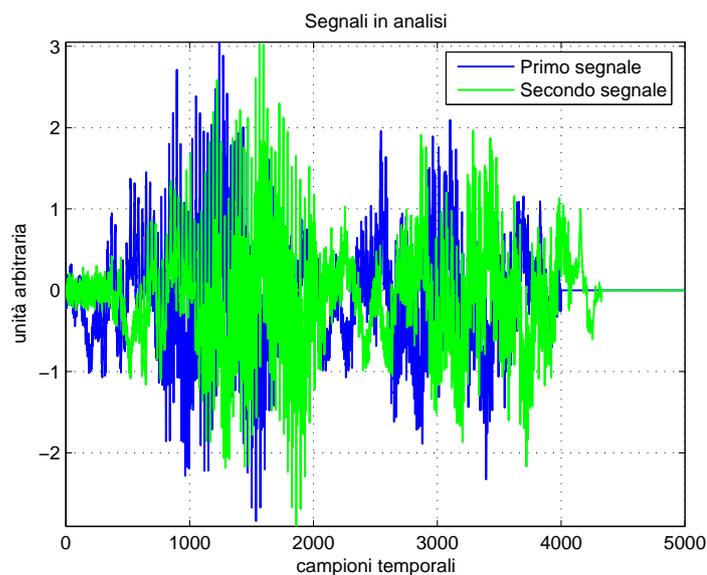


Fig. 1.7: Segnali in analisi

Realizzazione delle funzioni di *correlazione*

La simulazione provvede a realizzare le funzioni di *correlazione* per i metodi CC, PHAT, MLS, ASDF stimando il valore del ritardo.

La semplice *cross-correlazione* viene determinata semplicemente attraverso la funzione `xcorr` e l'ausilio della semplice porzione di codice:

```
cccorrelation=xcorr(noisysignal1,noisysignal2); %metodo CC
[ccmaximum cctime]=max(cccorrelation);
ccestimation=abs(assumesignallength-cctime);
cccorrelation=cccorrelation/ccmaximum;
```

Il luogo dei punti `ccorrelation` rappresenta la *cross-correlazione* visualizzata sull'intervallo di tempo `assumesignallength` e visibile in Fig. 1.8, l'ampiezza viene divisa per il valore massimo `ccmaximum` in modo da poter essere espressa in forma normalizzata. Tale operazione viene eseguita anche per le altre funzioni di *correlazione generalizzata* in modo da poter eseguire un eventuale confronto in sede di commento.

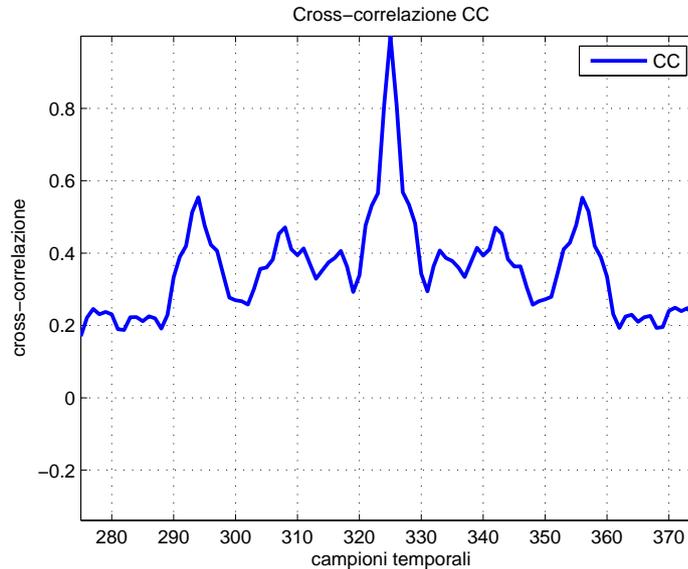


Fig. 1.8: *Cross-correlazione CC*

La *correlazione* mediante metodo PHAT viene realizzata grazie ad una funzione peso $\psi_p(f)$ descritto nella (1.2.9) e presente nel codice con la variabile `phatfilter`. La funzione ottenuta viene denominata `gccorrelation` ed è visibile in Fig. 1.9.

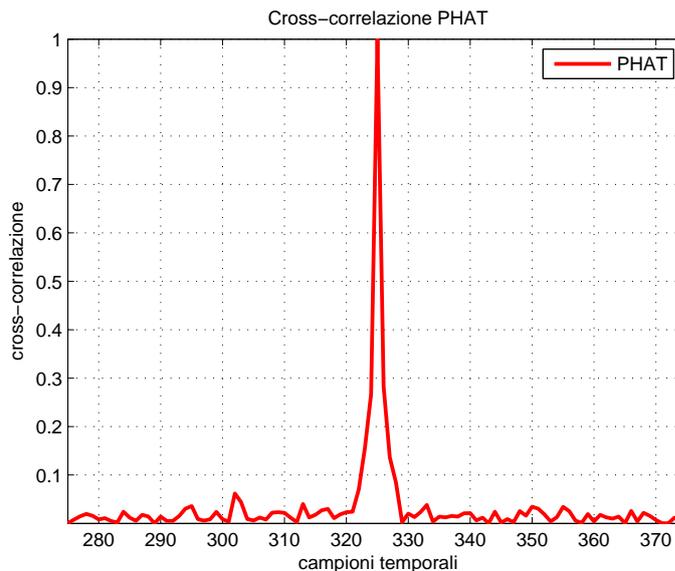


Fig. 1.9: *Cross-correlazione PHAT*

La *correlazione* mediante metodo ML prevede la realizzazione di un funzione di coerenza quadrata $\gamma_{12}(f)$ descritto nella (1.2.16) ed indicato con `coherence`. Tale variabile permet-

te di realizzare la funzione di *correlazione* vera e propria e visibile in Fig. 1.10, indicandola con il nome `mlcorrelation`.

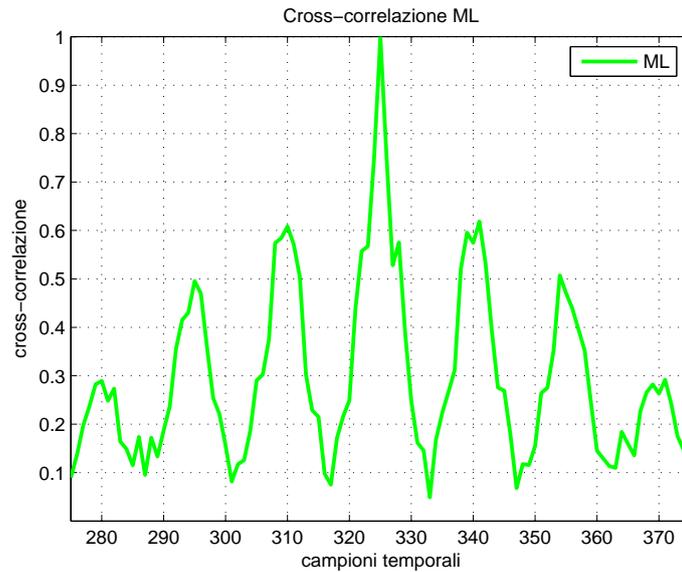


Fig. 1.10: *Cross-correlazione ML*

La *correlazione* mediante il metodo ASDF viene realizzata eseguendo direttamente la (1.2.19), visualizzando il valore dell'errore quadratico medio (`error`) ed osservando dove questo è minimo. Il risultato è visibile in Fig. 1.11.

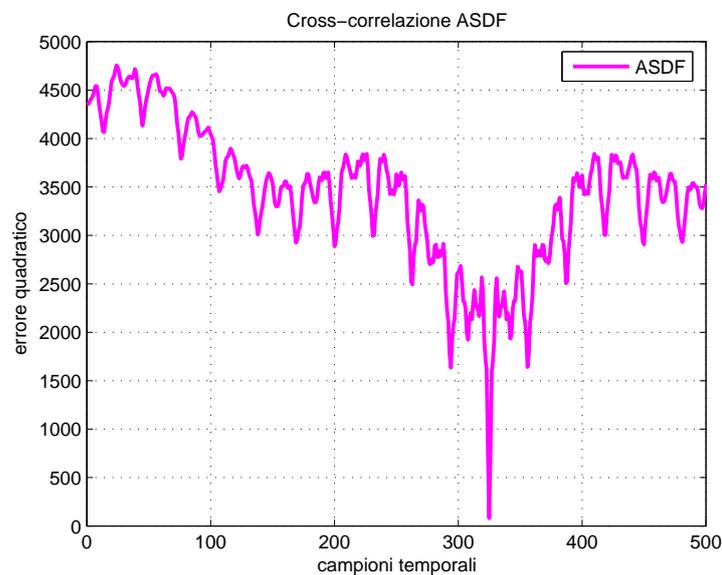


Fig. 1.11: *Correlazione ASDF*

Il valore del ritardo stimato si ottiene osservando a quale valore dell'ascissa corrisponde il massimo delle Fig. 1.8, 1.9, 1.10 e dal minimo della Fig. 1.11. Si può notare inoltre come il valore restituito sia uguale a quello impostato.

`ccestimation =`

```
325
```

```
gccestimation =
```

```
325
```

```
mlestimation =
```

```
325
```

```
asdfestiamtion =
```

```
325
```

Il codice determina anche il livello (in dB) del rapporto SNR che in questo particolare caso è di $16,36 dB$.

```
snr =
```

```
16.3589
```

Nel prossimo paragrafo e nella seconda simulazione vengono ampiamente discussi i risultati in base alla variazione di rumore.

Assenza di rumore

La simulazione precedente ha mostrato alcuni risultati per un certo valore di rumore. Annullando il rumore mediante la semplice operazione:

```
noise1=zeros(signallength,1);
```

```
noise2=zeros(signallength,1);
```

i risultati per i metodi CC, PHAT ed ML sono visibili in Fig. 1.12 . La *correlazione* ASDF non presenta sostanziali differenze rispetto al grafico Fig. 1.11, pertanto viene tralasciato.

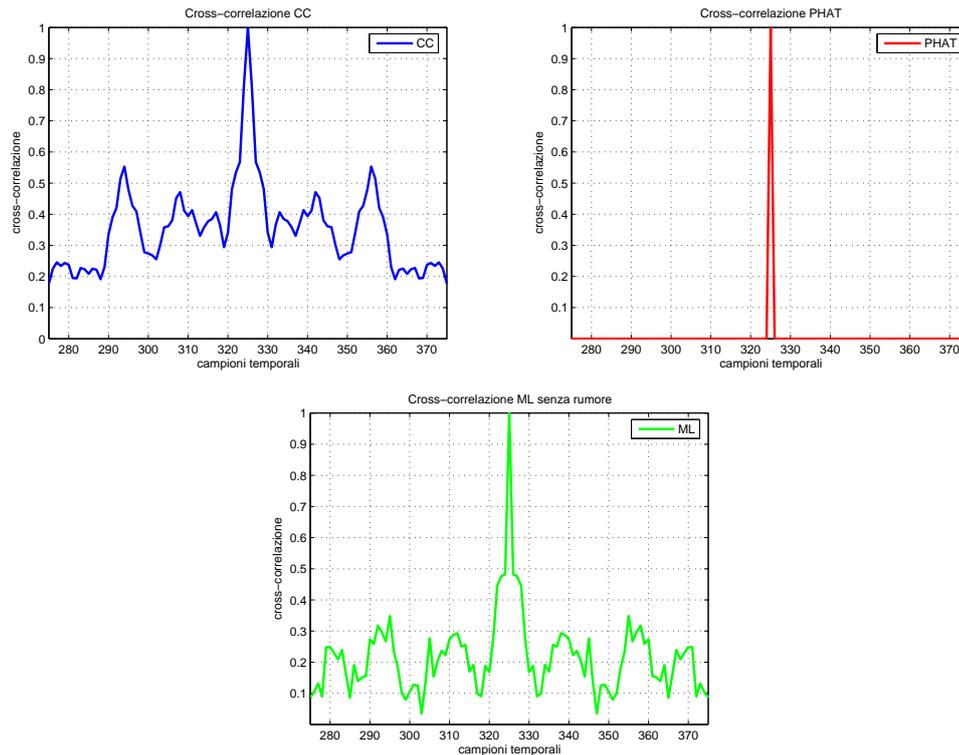


Fig. 1.12: *Correlazione* per i metodi CC, PHAT e ML in assenza di rumore

1.5.2 Seconda simulazione

Creazione dei segnali

La seconda simulazione vuole evidenziare l'effetto del rumore sulla stima del ritardo. Come precedentemente discusso un valore troppo alto di rumore (corrispondente ad un fattore SNR basso) può causare una stima inesatta che rende i risultati inutilizzabili [9]. Per questo motivo è bene determinare un valore del TDE di soglia [6], ampiamente descritto nei paragrafi precedenti.

Il segnale originale è lo stesso della simulazione precedente (Fig. 1.5) denominato `signal1`, il quale viene traslato dello stesso ritardo della simulazione precedente `delay=325`, al fine di ottenere il segnale traslato `signal2`.

Ambedue i segnali vengono iterativamente ridotti, fino ad ottenere un'ampiezza pari al 0.20 dell'ampiezza iniziale con passi di 0.02 secondo il parametro `scale` che viene incrementato da 0.2 a 1. `scale=0.2:0.02:1`.

Ad entrambi i segnali viene successivamente sommato un rumore bianco gaussiano del tutto simile a quello presente in Fig. 1.6. Poiché l'ampiezza dei segnali di partenza diminuisce volta per volta mentre l'ampiezza del rumore resta immutata il valore SNR diminuisce drasticamente fino ad arrivare a valori negativi. Nel caso di massima attenuazione i segnali `noisysignal1` e `noisysignal2` sono visibili in Fig. 1.13 e 1.14.

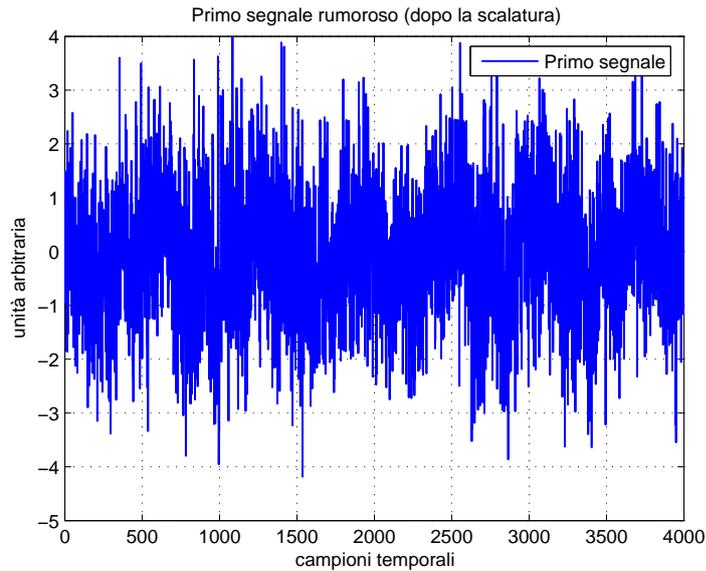


Fig. 1.13: Primo segnale

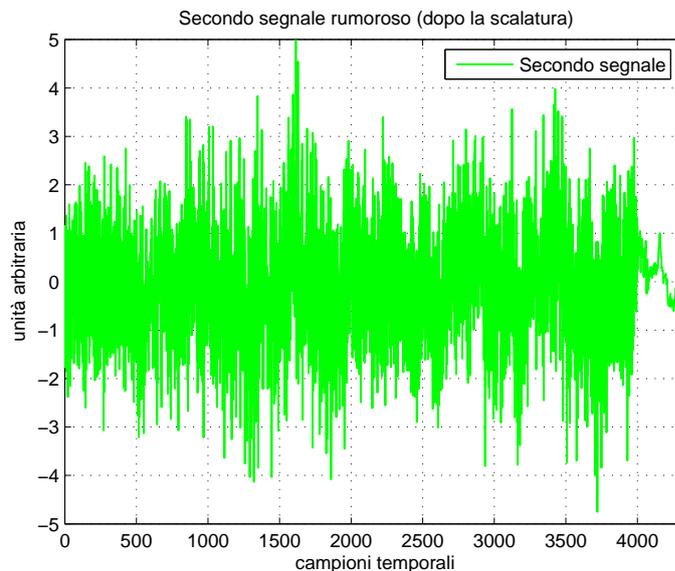


Fig. 1.14: Secondo segnale

Realizzazione dei grafici per la valutazione del SNR di soglia

Si procede successivamente a determinare il ritardo per i metodi CC, PHAT e ML per ognuno dei segnali iterativamente creati, per un valore di SNR decrescenti.

I grafici riportati in Fig. 1.15, 1.16 e 1.17 presentano sulle ascisse la scala dei valori di SNR, mentre sulle ordinate vi è la stima del ritardo in campioni, corrispondente ad ogni valore di SNR.

E' possibile notare come per ogni grafico vi è un valore di soglia al di sopra del quale il ritardo temporale in campioni è esatto (325), mentre al di sotto del quale la stima è completamente errata. Si può affermare quindi che la *correlazione* stima il valore del ritardo fino ad un certo valore del rumore [6].

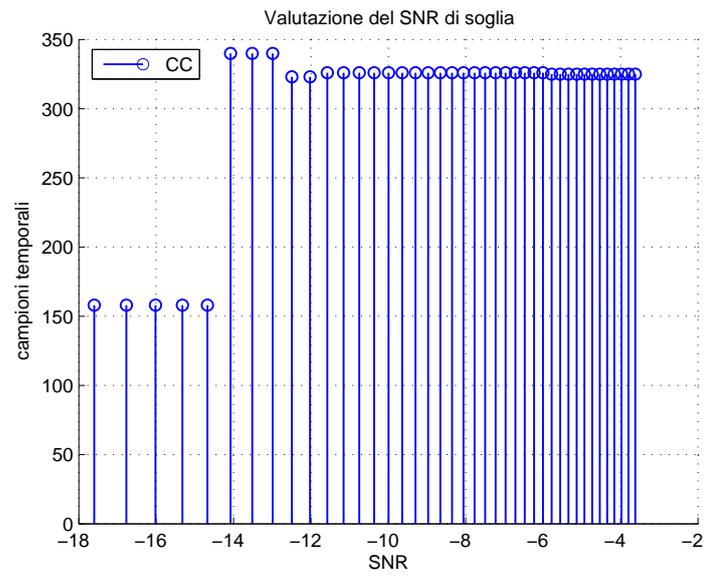


Fig. 1.15: SNR di soglia per CC

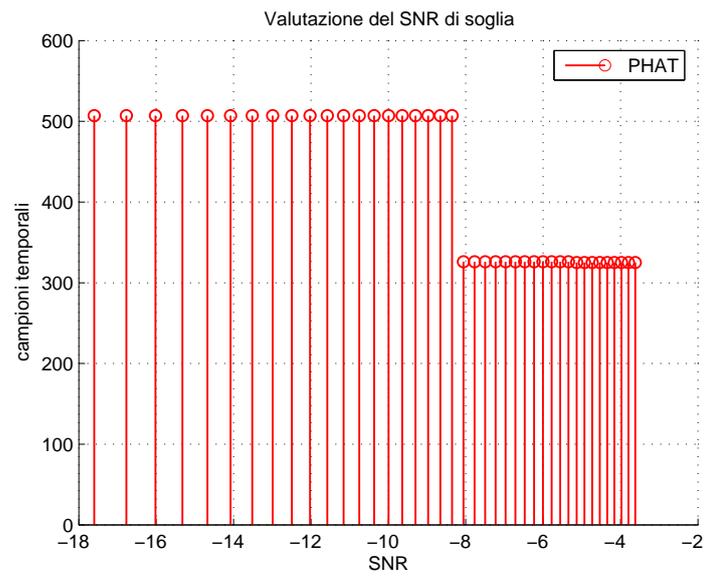


Fig. 1.16: SNR di soglia per PHAT

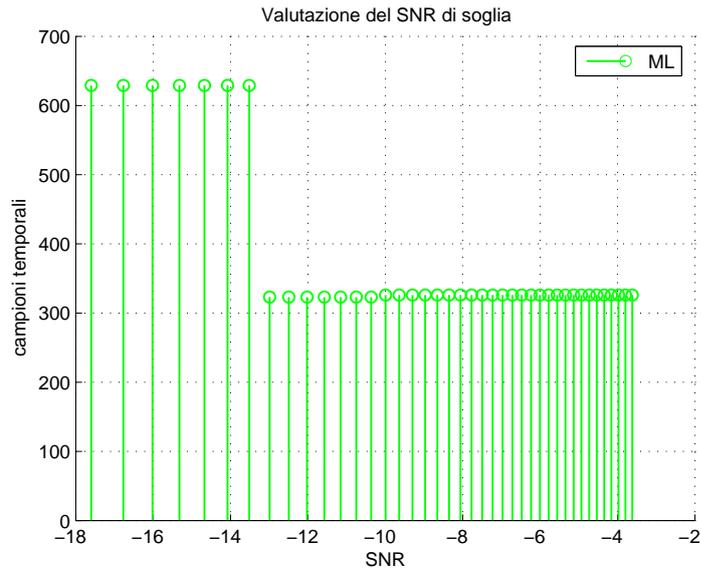


Fig. 1.17: SNR di soglia per ML

I grafici presenti in Fig. 1.15, 1.16, 1.17 cambiano tuttavia caso per caso in quanto la funzione `randn()` varia il rumore in modo casuale per ogni esecuzione del codice. La Tab. 1.1 elenca i risultati per 12 esecuzioni del codice.

Tab. 1.1: Variazione del SNR di soglia per 12 prove

CC	PHAT	ML
dB	dB	dB
-13	-8	-13
-15	-11	-9
-10	-8	-9
-11	-9	-8
-12	-10	-11
-9	-7	-9
-14	-9	-12
-13	-12	-10
-11	-9	-9
-13	-12	-10
-11	-9	-9
-13	-12	-9

Il livello di soglia medio per l'SNR per i tre metodi è:

- CC -12.1 dB;
- PHAT -9.5 dB;
- ML -9.9 dB.

1.5.3 Conclusioni

La prima simulazione ha mostrato come la *correlazione* PHAT sia adatta al fine di sopprimere i picchi adiacenti a quello relativo alla stima del ritardo. Osservando la Fig. 1.9 si può osservare infatti come l'effetto della pesatura $\psi_p(f)$ intervenga in modo favorevole, lasciando inalterato il picco corrispondente al valore temporale \hat{D} . Negli altri due metodi basati su *cross-correlazione generalizzata* (Fig. 1.8 e 1.10) vi sono dei picchi percentualmente molto più alti.

In caso di assenza di rumore si può osservare dalla Fig. 1.12 come la funzione di *correlazione* PHAT sia un vero e proprio impulso $\delta(t - \hat{D})$, come descritto nella (1.2.13). La *correlazione* di tipo ML, visibile in Fig. 1.10 mostra alcune zone con un valore alto, alternate ad alcune zone con un valore molto basso. Questo comportamento è dovuto alla funzione di coerenza $\gamma_{12}(f)$ che sopprime alcune zone di frequenza a discapito di altre [7]. Nella seconda simulazione si è visto come l'aumento di rumore abbia influito direttamente sulla stima del ritardo \hat{D} .

Per un ambiente simulato si può osservare dalla Tab. 1.1 come il comportamento peggiore sia mediamente quello relativo al metodo PHAT in quanto il valore SNR di soglia sia quello più alto. Il metodo CC sembra avere una buona reiezione al rumore mentre il comportamento del metodo ML varia caso per caso (talora buono, talora meno buono), al variare del segnale rumoroso e della funzione $\gamma_{12}(f)$. Nel caso in esame (Fig. 1.17) l' SNR di soglia è il più basso dei tre casi in esame ma ripetendo la simulazione con un diverso rumore il comportamento può talvolta essere peggiore.

Se l'ambiente fosse reale tuttavia il metodo PHAT sarebbe quello con un SNR più basso e con una funzione di *correlazione* sempre più tendente ad un impulso $\delta(t - \hat{D})$ come se non fosse presente nessun rumore [9]. Tale comportamento non è riscontrato con i metodi CC ed ML nei quali al crescere del rumore crescono anche i picchi adiacenti a quello di riferimento, fino a provocare un'errata stima poiché aumenta anche l'SNR di soglia [9].

Tale fenomeno è dovuto al fatto che l'ipotesi di rumore scorrelato non è sempre verificata. In linea teorica si ha:

$$R_{r_1 r_2}(\tau) = R_{ss}(\tau) + R_{sn_1}(\tau) + R_{sn_2}(\tau) + R_{n_1 n_2}(\tau). \quad (1.5.1)$$

Poiché si può assumere che il segnale ed i rumori siano scorrelati fra loro, si ha che: $R_{sn_1}(\tau) = R_{sn_2}(\tau) = 0$. Non si può tuttavia affermare la stessa cosa per i due rumori, infatti il termine $R_{n_1 n_2}(\tau)$ nel caso di ambiente reale non è mai nullo, a differenza di quello simulato.

Nel metodo PHAT infatti solo la fase è preservata, un cambiamento di ambiente da normale a più rumoroso non incide più di tanto sul TDE, ed il SNR di soglia non varia come negli altri metodi. Anche il metodo ASDF presenta delle buone caratteristiche all'aumentare del rumore, rendendolo adatto per applicazioni con proprietà computazionali non molto elevate.

Metodi di stima della posizione

2.1 Introduzione

Nel capitolo 1, si sono studiati i metodi di stima del ritardo fra segnali e i vantaggi e gli svantaggi degli uni rispetto agli altri. In questo capitolo vengono presentati alcuni concetti di base per studiare come la stima del ritardo fra segnali possa essere utilizzata, al fine di poter determinare la posizione di un'eventuale sorgente. Si inserisce il concetto di localizzazione: ovvero la stima della posizione di un'elemento in un particolare sistema di riferimento fissato e costante.

In generale la localizzazione può interessare una sorgente acustica, una sorgente elettromagnetica che emette direttamente il segnale (ad esempio GPS) o eventualmente un oggetto che riflette una segnale (localizzazione di target per mezzo di radar).

2.2 DOA

Il termine DOA (*Direction Of Arrival*) determina la stima della direzione di una sorgente da parte di un'array di antenne [13]. Questa caratteristica può essere sfruttata realizzando più array localmente spaziatati, i quali determinano ognuno una direzione. L'utilizzazione di più stime DOA da parte di più sensori, aumenta ovviamente l'accuratezza della localizzazione, come visibile in Fig. 2.1.

É possibile osservare come un unico array di antenne possa determinare una direzione di arrivo (DOA). Un sistema formato da tre componenti S_1 , S_2 , S_3 di questo genere può determinare tre direzione d'arrivo, l'intersezione delle quali rappresenta la stima della posizione della sorgente.

I metodi di stima del DOA vengono spesso utilizzati nel contesto delle telecomunicazioni e nella tecnologia radar associandoli con altre tecniche, in modo da ottenere metodi di stima delle posizione più performanti.

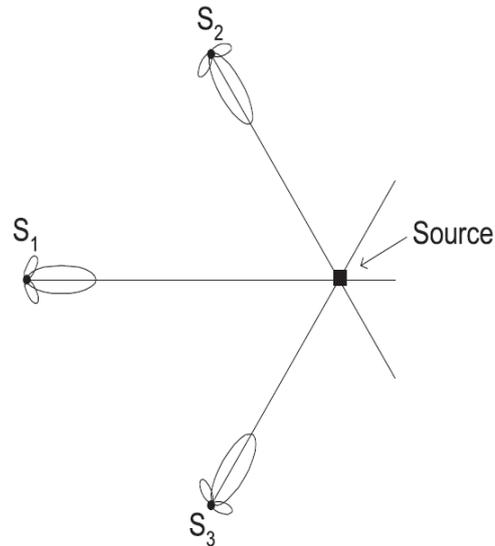
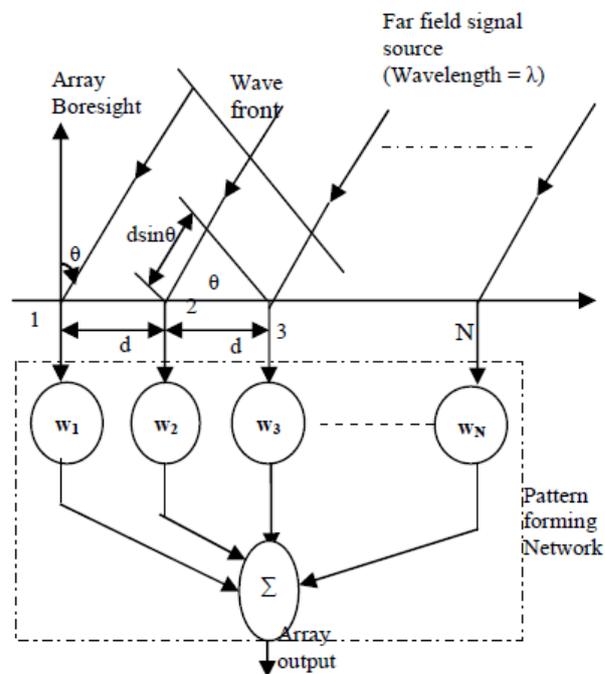


Fig. 2.1: Localizzazione grazie alla stima DOA

2.2.1 Metodi di stima

Vi sono numerosi metodi di stima per il DOA, alcuni verranno riportati in seguito. Si assuma un array di antenne lineare ed uniforme visibile in Fig. 2.2 e presente in [13].

Una schiera di antenne si definisce *lineare* ed *uniforme* quando i vari componenti sono allineati lungo una stessa retta ed equispaziati di una stessa quantità.

Fig. 2.2: Array di antenne *lineare* ed *uniforme*

L'array, è composto da N antenne, visibili in Fig. 2.2 con la denominazione $1, 2, \dots, N$. I termini w_1, \dots, w_N sono i coefficienti di pesatura che verranno descritti in seguito. Le

elaborazioni realizzate dall'interfaccia per ogni antenna vengono processate da un'unità finale Σ con l'obiettivo di determinare una stima della direzione di arrivo.

Il segnale, prodotto da una sorgente ed avente lunghezza d'onda λ , raggiunge le antenne in tempi diversi. θ è l'angolo con cui il segnale incide sulle antenne, come visibile in Fig. 2.2. Si consideri come riferimento l'antenna 1, con $s(t)$ il segnale che la raggiunge, l'antenna 2 viene investita da una versione anticipata di $s(t)$, con un anticipo che vale $\frac{dsen(\theta)}{c}$, con c velocità di propagazione, lo si può considerare come un ritardo di valore $-\frac{dsen(\theta)}{c}$, per valori positivi di θ . I segnali raggiunti dalle varie antenne si possono considerare secondo la trattazione seguente (escludendo per il momento il rumore):

$$\begin{aligned} s_1(t) &= s(t) \\ s_2(t) &= s(t - \tau_{21}), \\ s_3(t) &= s(t - \tau_{31}), \\ s_4(t) &= s(t - \tau_{41}), \\ &\dots\dots\dots \\ s_N(t) &= s(t - \tau_{N1}), \end{aligned} \tag{2.2.1}$$

dove:

$$\tau_{ij} = -\frac{d_{ij}sen(\theta)}{c}, \tag{2.2.2}$$

rappresenta il *time delay* ovvero la differenza temporale fra i segnali al punto i e al punto j e d_{ij} è la distanza fra l'antenna i -esima e quella j -esima, determinabili facilmente per via dell'uniformità. Un array di antenne come quello illustrato nella Fig. 2.2 viene denominato unilaterale, ovvero l'angolo θ può essere determinato solamente se assume valori fra $-\frac{\pi}{2}$ e $+\frac{\pi}{2}$ [13].

Adaptative Beamforming

La tecnica *beamforming* consiste nell'ottimizzare i segnali provenienti da una determinata direzione e attenuare i segnali provenienti dalle altre [13, 14], la direzione che restituisce la maggiore potenza d'uscita viene indicata come DOA del segnale. Tale principio viene realizzato implementando un particolare algoritmo che pesa in modo diverso le porzioni di segnali provenienti dalle varie direzioni (i pesi sono i termini \mathbf{w} in Fig. 2.2).

Viene riportato in seguito un algoritmo denominato MVDR (*Minimum Variance Distortionless Response*) presente in [13, 14].

Si consideri di nuovo la Fig. 2.2, costituita da N sensori equi-spaziati. Un numero M di sorgenti di segnali, limitati in banda, raggiunge le varie antenne con angoli differenti, denominati θ_i (con $i = 1, 2, \dots, M$). Ad un particolare istante k il segnale $x(t)$ può essere definito come [13, 14]:

$$x(t) = \sum_{m=1}^M a(\theta_m)s_m(t), \tag{2.2.3}$$

dove $s(t)$ è un vettore $M \times 1$ della forma d'onda sorgente, mentre $a(\theta)$ è un vettore $N \times 1$ di risposte dell'array:

$$a(\varphi) = [1, e^{-j\varphi}, \dots, e^{-j\varphi(N-1)}]^T, \tag{2.2.4}$$

dove φ è legato direttamente ai vari *time delay* τ_{ij} visti nella (2.2.1).

$x(t)$ si può quindi esprimere in forma matriciale:

$$x(t) = \mathbf{A}s(t), \quad (2.2.5)$$

dove: \mathbf{A} è la matrice caratteristica dell'array.

L'uscita dell'array consiste nel segnale $x(t)$ più il rumore $n(t)$:

$$u(t) = x(t) + n(t), \quad (2.2.6)$$

Tale equazione può essere espressa anche in forma matriciale:

$$\mathbf{U} = \mathbf{A}\mathbf{S} + \mathbf{N}, \quad (2.2.7)$$

dove: \mathbf{U} è la matrice $M \times K$ delle sorgenti d'onda mentre \mathbf{N} è la matrice del rumore $N \times K$.

In questo contesto si inserisce il concetto di matrice di correlazione \mathbf{R} del segnale osservato $u(t)$:

$$\mathbf{R} = \mathcal{E}[u(t)u(t)^*], \quad (2.2.8)$$

dove \mathcal{E} rappresenta l'aspettazione. La (2.2.8) si può esprimere come:

$$\mathbf{R} = \mathcal{E}[\mathbf{A}u(t)u(t)^*\mathbf{A}^*] + \mathcal{E}[n(t)n(t)^*]. \quad (2.2.9)$$

La massima potenza d'uscita, si ha quando il rumore è ortogonale al vettore in esame della matrice \mathbf{A} . Questa tecnica minimizza il contributo delle interferenze indesiderate, massimalizzando invece la potenza di uscita lungo la direzione principale [13]. Deve cioè avvenire:

$$\min \mathcal{E}|y(\theta)|^2 = \min(\mathbf{w}^*\mathbf{R}\mathbf{w}\mathbf{w}^*\mathbf{A} = 1). \quad (2.2.10)$$

Invertendo la (2.2.10) è possibile determinare la matrice di funzione peso ottima \mathbf{w} . Si giunge infine allo *spettro angolare* definito in [13, 14]. Esso rappresenta la distribuzione della densità spettrale potenza (PSD, *Power Spectral Density*) su un'ascissa angolare θ . La funzione descritta precedentemente viene denominata $P(\theta)_{MVDR}$ e viene descritta come segue:

$$P(\theta)_{MVDR} = \frac{1}{\mathbf{A}^*\mathbf{R}^{-1}\mathbf{A}}. \quad (2.2.11)$$

La Fig. 2.3 mostra un grafico che raffigura uno *spettro angolare* per un metodo di *beamforming*.

La stima del DOA avviene direttamente determinando il massimo nel grafico della funzione $P(\theta)_{MVDR}$ e osservando a quale valore di ascissa θ corrisponde.

Il grafico mostrato in Fig. 2.3 mostra come la DOA stimata sia attorno ai 30° . Una stima più precisa richiede tuttavia l'utilizzo di algoritmi alternativi.

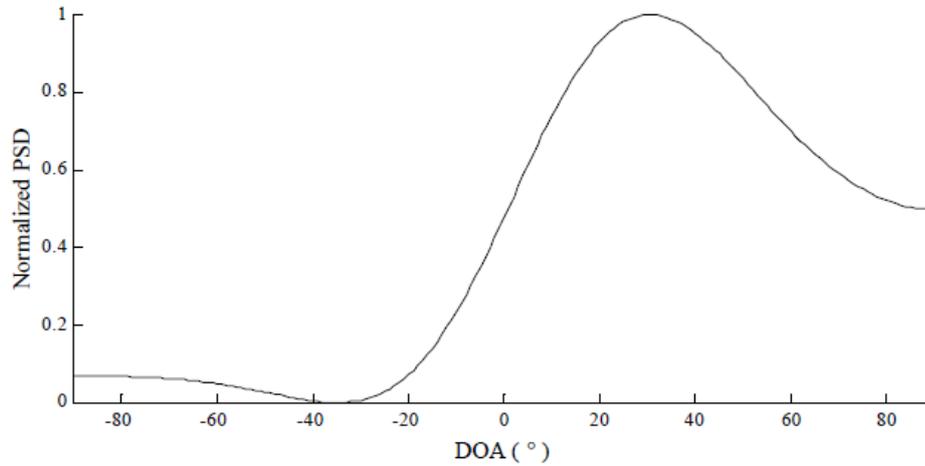


Fig. 2.3: Esempio di spettro angolare ottenuto grazie ad un metodo di *beamforming*

Algoritmo MUSIC

E' un algoritmo ad elevata risoluzione (**M**ultiples **s**ignal **c**lassification), che determina numerose informazioni sui segnali incidenti e DOA di ognuno [13, 15]. Se vi sono D segnali incidenti, il vettore ricevuto da un array M -dimensionale è espresso nella forma:

$$u = \sum_{l=1}^D a(\Phi_l) S_l + n = \mathbf{A}S + n, \quad (2.2.12)$$

dove \mathbf{A} è la matrice dei *vettori direzionali*:

$$\mathbf{A} = [a(\Phi_1), a(\Phi_2), \dots, a(\Phi_D)], \quad (2.2.13)$$

S è il vettore dei segnali ed n è il vettore del rumore sovrapposto. I vettori ricevuti e i *vettori direzionali* possono essere visualizzati come una matrice $M \times M$. La *matrice di covarianza in ingresso* [13] è pari a:

$$\mathbf{R}_{uu} = E[uu^*] = \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^* + \sigma_n^2, \quad (2.2.14)$$

dove σ_n^2 è la covarianza del vettore-rumore e \mathbf{R}_{ss} è la matrice di *autocorrelazione del segnale*.

Gli autovalori di \mathbf{R}_{uu} appartengono ad uno dei due sottospazi ortogonali, quello principale (del segnale) di dimensione D o quello secondario (del rumore) di dimensione $N - D$. Il più piccolo autovalore di \mathbf{R}_{uu} è uguale a σ_n^2 e gli autovettori q_i con $i = D + 1 \dots M$. I D *vettori direzionali* giacciono nel sottospazio del segnale e sono ortogonali a quello del rumore.

Cercando in tutti i *vettori direzionali* dell'array quelli che sono ortogonali agli autovettori del rumore q_i si determinano le varie *DOA* $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_D$. Per formare il sottospazio del rumore è necessario formare una matrice \mathbf{V}_n contenente gli autovettori del rumore q_i . Quindi $a^*(\Phi)\mathbf{V}_n\mathbf{V}_n^*a(\Phi)$ rappresenta la DOA di un segnale proveniente da diverse direzioni.

Essa può essere stimata nella pratica determinando il picco dello *spettro angolare MUSIC* $P(\phi)$, visibile ad esempio in Fig. 2.4.

$$P(\phi) = E\left[\frac{1}{a^*(\Phi)\mathbf{V}_n\mathbf{V}_n^*a(\Phi)}\right]. \quad (2.2.15)$$

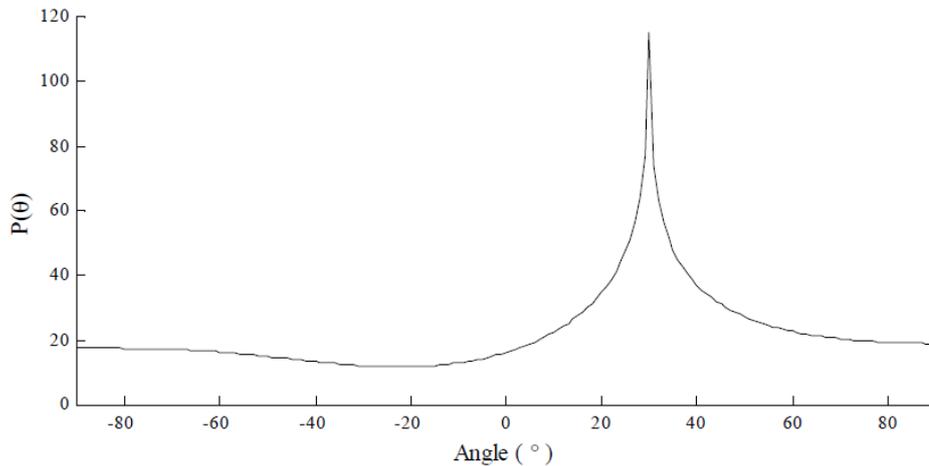


Fig. 2.4: Esempio di spettro angolare ottenuto grazie all'algoritmo MUSIC

La Fig. 2.4 si riferisce alla stima del DOA per un unico segnale proveniente con un θ di 30° rispetto al riferimento. Rispetto a quanto visibile in Fig. 2.3 il minor intervallo angolare relativo al picco massimo permette una miglior precisione nella stima.

Se fossero presenti più segnali, ognuno incidente con un determinato θ lo *spettro angolare* sarebbe costituito da più picchi, ognuno dei quali rappresenterebbe il DOA stimato.

Stima del DOA mediante tecniche alternative

Le tecniche presentate precedentemente sono le più utilizzate per la stima del DOA. In letteratura sono presenti numerose tecniche alternative basate ad esempio su algoritmi LMS (*massima verosimiglianza*) nel quale viene aggiornata passo-passo una matrice dei pesi \mathbf{w} (come visto in figura 2.2) [13] al fine di rendere un segnale di uscita uguale ad un riferimento.

Altri metodi, secondari sono basati su un particolare utilizzo di una matrice di *cross-correlazione* oppure vengono realizzati grazie varianti degli algoritmi visti precedentemente [15]. In tutti questi viene determinato come ultimo passo uno *spettro angolare* P_Φ (simile a quello presente in Fig. 2.3 e 2.4) del quale bisogna determinare il picco e l'ascissa corrispondente (l'angolo θ). Per questo motivo spesso in letteratura oltre a DOA si parla di AOA (*Angle of Arrival*). Le tecniche DOA sono molto utilizzate nella tecnologia wireless e possono essere impiegate nella localizzazione di target mediante radar, in cooperazione con altre tecniche di localizzazione.

2.3 TOA

Il termine TOA *Time of Arrival* indica la differenza temporale assoluta fra l'invio di un segnale da parte di un trasmettitore e la sua ricezione da parte di un ricevitore. Tale termine è molto utilizzato della comunicazione wireless, nella ricezione e nell'invio dati da parte di sistemi di trasmissione e nella localizzazione in generale [16]. Tale tecnica viene molto utilizzata nell'ambito dell'*human detection* mediante radar, nella fase di localizzazione.

2.3.1 Ranging

Il processo tramite il quale si ricava la distanza tra i nodi riferimento e il dispositivo di posizione incognita prende il nome di *ranging*. Il funzionamento di tali tecniche si basa sull'analisi di un segnale che si suppone abbia attraversato la distanza (o multipli di essa) che si desidera stimare. Nella localizzazione si parla di metodi *time based ranging* nei quali si stima la distanza a partire dal tempo di propagazione τ secondo la relazione:

$$d = \tau \cdot c, \quad (2.3.1)$$

con c velocità di propagazione.

La stima di τ avviene misurando il ritardo fra segnale inviato e ricevuto. Nella comunicazione wireless è necessario un clock accurato e sincronizzato da parte di trasmettitore e ricevitore per poter determinare τ con la miglior precisione possibile.

Nel caso di localizzazione mediante radar, sono necessari una serie di passi di pulizia del segnale ricevuto per poter applicare un algoritmo [16] che, in seguito alla stima di τ consenta la determinazione dei luoghi di punti di appartenenza dell'oggetto da localizzare. Il termine TOA si inserisce quindi in entrambi in contesti.

2.4 TDOA

Il termine TDOA (*Time Difference of Arrival*) consiste nella differenza temporale fra due segnali ricevuti, tale tecnica è molto utilizzata nell'identificazione della posizione di un emettitore e nella tecnologia radar. Vi sono numerosi metodi per la stima del TDOA, in seguito vengono riportati alcuni dei più comuni presenti in letteratura [15]. Spesso il TDOA consiste nella semplice differenza fra il TOA di due segnali ricevuti, come accade ad esempio nella tecnologia radar. Un problema molto comune è presentato in Fig. 2.5, dove un trasmettitore emette un segnale che si propaga e viene ricevuto da più ricevitori.

Si consideri il vettore (di posizione), sconosciuto che indica la posizione del trasmettitore E .

$$E = (x, y, z). \quad (2.4.1)$$

Si supponga vi siano $N+1$ sensori, di posizione nota $P_0, \dots, P_i, \dots, P_N$, ognuna delle quali è caratterizzata da una terna:

$$\begin{aligned} P_i &= (X_i, Y_i, Z_i), \\ 0 &\leq i \leq N. \end{aligned} \quad (2.4.2)$$

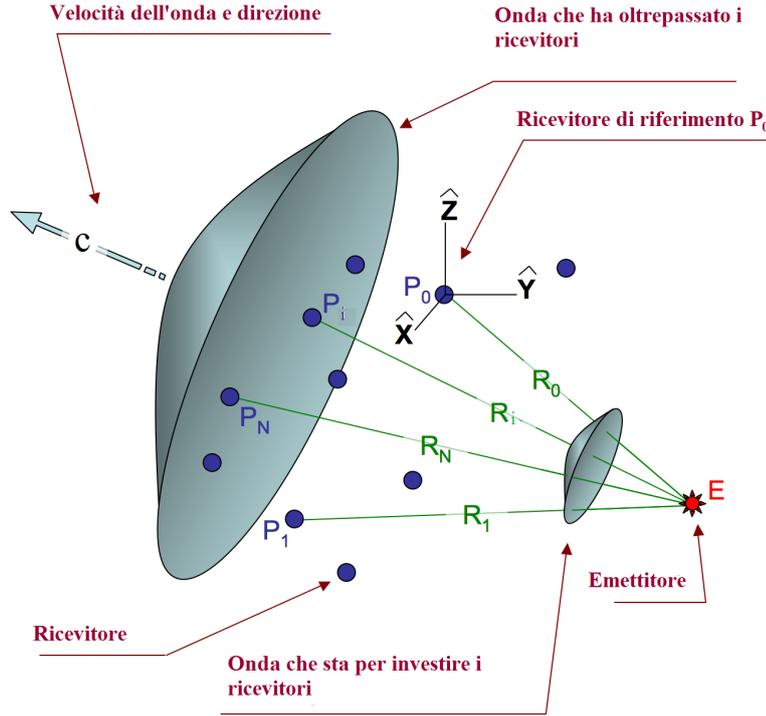


Fig. 2.5: Situazione iniziale

La distanza R fra la sorgente ed uno dei ricevitori, in termini di coordinate è:

$$R_i = |\vec{P}_i - \vec{E}| = \sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2 + (Z_i - z)^2}. \quad (2.4.3)$$

Se considero la posizione del ricevitore P_0 come riferimento, si ha $X_i = Y_i = Z_i = 0$. Risulta quindi che la distanza R_0 fra la sorgente E e la nuova origine diviene:

$$R_0 = \sqrt{(x)^2 + (y)^2 + (z)^2}. \quad (2.4.4)$$

È conveniente solitamente scegliere come riferimento P_0 la posizione del sensore più vicino alla sorgente E .

2.4.1 Multilaterazione

La distanza m -esima R_i presente nella (2.4.3) consiste nel prodotto fra la velocità di propagazione c e il tempo impiegato T_i . L'equazione del TDOA per il ricevitore i e 0 è la seguente:

$$\begin{aligned} c \cdot \tau_i &= c \cdot T_i - c \cdot T_0, \\ c \cdot \tau_i &= R_i - R_0, \end{aligned} \quad (2.4.5)$$

dove τ_i rappresenta la distanza temporale fra il segnale ricevuto dal sensore di riferimento e quello ricevuto dal i -esimo sensore, T_0 rappresenta il TOA, definito come tempo di propagazione del segnale da E a P_0 e T_i rappresenta il TOA al P_i .

In questo contesto appare utile quindi il ruolo della stima del ritardo fra segnali (TDE), in quanto si rende necessaria per la determinazione dei vari τ_i . Se si considera l'esempio precedente con il segnale ricevuto dal sensore P_0 (riferimento) e P_1 si può notare come la stima del ritardo τ_1 fra i due segnali possa essere determinata grazie ad un semplice *cross-correlazione*. La distanza della sorgente dal riferimento può essere ricondotta in un sistema di equazioni lineari, a partire dalla (2.4.5).

$$0 = (c\tau_i) + 2R_0 + \frac{(R_0^2 - R_i^2)}{c\tau_i}. \quad (2.4.6)$$

É possibile ora rimuovere il termine $2R_0$ sottraendo dalla (2.4.6) il termine relativo al primo sensore $i = 1$ da tutti gli altri $2 \leq i \leq N$.

$$0 = (c\tau_1) + 2R_0 + \frac{(R_0^2 - R_1^2)}{c\tau_1}, \quad (2.4.7)$$

$$0 = (c\tau_i) - (c\tau_1) + \frac{(R_0^2 - R_i^2)}{c\tau_i} - \frac{(R_0^2 - R_1^2)}{c\tau_1}. \quad (2.4.8)$$

R_i può essere scritto come:

$$R_i^2 = X_i^2 + Y_i^2 + Z_i^2 - 2xX_i - 2yY_i - 2zZ_i + x^2 + y^2 + z^2, \quad (2.4.9)$$

$$R_0^2 - R_i^2 = -X_i^2 - Y_i^2 - Z_i^2 + 2xX_i + 2yY_i + 2zZ_i. \quad (2.4.10)$$

Combinando le equazioni (2.4.10) e (2.4.8) e scrivendole in funzione della posizione sconosciuta x, y, z :

$$0 = xA_i + yB_i + zC_i + D_i, \quad (2.4.11)$$

$$A_i = \frac{2X_i}{c\tau_i} - \frac{2X_1}{c\tau_1},$$

$$B_i = \frac{2Y_i}{c\tau_i} - \frac{2Y_1}{c\tau_1},$$

$$C_i = \frac{2z_i}{c\tau_i} - \frac{2z_1}{c\tau_1},$$

$$D_i = c\tau_i - c\tau_1 - \frac{X_i^2 + Y_i^2 + Z_i^2}{c\tau_i} + \frac{X_1^2 + Y_1^2 + Z_1^2}{c\tau_1}.$$

I parametri A_i, B_i, C_i, D_i vengono calcolati per ogni ricevitore $0 \leq i \leq N$. Questo produce un sistema di N-2 equazioni lineari omogenee. Una variante di questo metodo prende il nome di metodo di Fang.

2.4.2 Metodo di Fang

Si consideri un problema bidimensionale con un sistema formato da tre ricevitori $m=3$, per stimare la posizione di una sorgente (x, y) [15]. Il metodo di Fang stabilisce un sistema di coordinate nel quale il ricevitore di riferimento ha coordinate $(0, 0)$, il primo $(X_1, 0)$ ed il secondo (X_2, Y_2) . In generale, la distanza della sorgente dall' i -esimo ricevitore è uguale

a: R_i è pari a:

$$\begin{aligned} R_i &= \sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2} \\ &= \sqrt{X_i^2 + Y_i^2 - 2X_i x - 2Y_i y + x^2 + y^2}, \end{aligned} \quad (2.4.12)$$

con:

$$X_{i0} = X_i - X_0,$$

$$Y_{i0} = Y_i - Y_0.$$

La distanza fra il ricevitore di riferimento e quello i -esimo è la seguente:

$$\begin{aligned} R_{i,0} &= c \cdot \tau_{i0} = R_i - R_0 \\ &= \sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2} - \sqrt{(X_0 - x)^2 + (Y_0 - y)^2}. \end{aligned} \quad (2.4.13)$$

Considerando che la (2.4.12) si può esprimere come:

$$R_{i0}^2 + 2R_0 R_i = X_i^2 + Y_i^2 - 2X_{i0}x - 2Y_{i0}y + x^2 + y^2. \quad (2.4.14)$$

Applicando la (2.4.14) per $i=1$ ed $i=2$ e tenendo conto delle ipotesi descritte all'inizio del paragrafo si perviene a [15]:

$$\begin{aligned} 2R_{10}R_0 &= R_{10}^2 - X_1^2 + 2X_{10}x + x^2 + y^2 \\ 2R_{20}R_0 &= R_{20}^2 - (X_2^2 + Y_2^2) + 2X_{20}x + 2Y_{20}y + x^2 + y^2. \end{aligned} \quad (2.4.15)$$

Uguagliando i due termini della 2.4.14 si ottiene un'equazione nella forma:

$$y = gx + h, \quad (2.4.16)$$

dove:

$$\begin{aligned} g &= \{R_{20} - (X_1/R_{10}) - X_2\}/Y_2, \\ h &= \{X_2^2 + Y_2^2 + R_{10}R_{20}(1 - (X_1/R_{10})^2)\}/2Y_2. \end{aligned}$$

Sostituendo la (2.4.16) nella prima delle (2.4.15) si ottiene la seguente espressione, che adatta il set di equazioni non lineari presente nella (2.4.13) in un set alternativo [15]:

$$dx^2 + ex + f = 0, \quad (2.4.17)$$

con:

$$\begin{aligned} d &= -\left\{1 - (X_1/R_{10})^2\right\} + g^2, \\ e &= X_1 \left\{1 - (X_1/R_{10})^2\right\} - 2gh, \\ f &= (R_{10}/4)^2 \left\{1 - (X_1/R_{10})^2\right\}^2 - h^2, \end{aligned}$$

Risolvendo la (2.4.17) si perviene a due soluzioni di x . Questa ambiguità non rappresenta tuttavia un problema in quanto una delle soluzioni si trova al di fuori dell'area copribile. Utilizzando l'altro valore si determina y dalla (2.4.16) [15].

2.4.3 Metodo di Chan

Il metodo di Chan è approssimabile ad un metodo di massima verosimiglianza ML [15]. Si consideri un sistema formato da tre ricevitori $m=3$, verranno stimare due TDOA x e y che potranno essere risolte in termini di R_0 :

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} X_{10} & X_{21} \\ Y_{10} & Y_{21} \end{bmatrix}^{-1} \times \left\{ \begin{bmatrix} R_{10} \\ R_{20} \end{bmatrix} R_0 + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} R_{10}^2 - K_1 + K_0 \\ R_{20}^2 - K_2 + K_0 \end{bmatrix} \right\}, \quad (2.4.18)$$

dove:

$$K_0 = X_0^2 + Y_0,$$

$$K_1 = X_1^2 + Y_1,$$

$$K_2 = X_2^2 + Y_2.$$

Quando la (2.4.12) viene inserita nella (2.4.18) con $i = 0$ viene prodotta l'equazione quadratica con termine R_0 . Si possono trovare quindi due radici in quanto si ottiene un'equazione di secondo grado 2.4.19, producendo quindi un'ambiguità. Il problema deve essere risolto quindi *a priori*.

$$aR_0^2 + bR_0 + c = 0. \quad (2.4.19)$$

2.4.4 Serie di Taylor

Si un contesto bidimensionale. Sia P_0 la posizione del ricevitore assunto come riferimento. Il metodo basato sulla serie di Taylor linearizza il set di equazioni (2.4.13) e successivamente implementa un procedimento iterativo [15]. All'inizio, l'algoritmo inizia con un set (x_0, y_0) ed esegue le seguenti operazioni:

$$\begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{bmatrix} = (\mathbf{G}_t^T \mathbf{Q}_{-1} \mathbf{G}_t)_{-1} \mathbf{G}_t \mathbf{Q}^{-1} h_t, \quad (2.4.20)$$

dove il vettore h_t è uguale a:

$$h_t = \begin{bmatrix} R_{10} - (R_1 - R_0) \\ R_{20} - (R_2 - R_0) \\ \vdots \\ R_{i0} - (R_i - R_0) \end{bmatrix},$$

e \mathbf{G}_t è una matrice dipendente dai parametri geometrici:

$$\mathbf{G}_t = \begin{bmatrix} (X_0 - x)/R_0 - (X_1 - x)/R_1 & (Y_0 - y)/R_0 - (Y_1 - y)/R_1 \\ (X_0 - x)/R_0 - (X_2 - x)/R_2 & (Y_0 - y)/R_0 - (Y_2 - y)/R_2 \\ \vdots & \vdots \\ (X_0 - x)/R_0 - (X_i - x)/R_i & (Y_0 - y)/R_0 - (Y_i - y)/R_i \end{bmatrix}.$$

\mathbf{Q} è la matrice di covarianza dei TDOA stimati. Il sistema è inizializzato con $x = x_0$ e $y = y_0$. All'iterazione successiva x_0 e y_0 vengono portati a $x_0 + \Delta x$ e $y_0 + \Delta y$, l'intero processo termina quando Δx e Δy sono sufficientemente piccoli [15]. L'inconveniente di quest'algorithmo è che può convergere ad un minimo locale e non ad un minimo assoluto, restituendo una soluzione sbagliata [15].

2.4.5 Metodi per la determinazione dell'errore

Un metodo comune per stimare l'errore sulla posizione dell'oggetto è calcolare l'errore medio fra la posizione reale e quella stimata secondo il termine MSE (*Mean Squared Error*) [15]:

$$MSE = \epsilon = E[(x - \hat{x})^2 + (y - \hat{y})^2], \quad (2.4.21)$$

con (x, y) posizione del trasmettitore e (\hat{x}, \hat{y}) posizione stimata. Per ottenere un indice con un'accuratezza si utilizza spesso il termine RMS (*Root Mean Square*), errore quadratico medio [15]:

$$RMS = \sqrt{\epsilon} = \sqrt{E[(x - \hat{x})^2 + (y - \hat{y})^2]}. \quad (2.4.22)$$

2.4.6 Considerazioni finali

I metodi fin qui visti sono quelli più frequentemente utilizzati nell'ambito della localizzazione. In letteratura possono essere presenti tuttavia metodi ibridi AOA/TDOA caratteristici delle comunicazioni di tipo wireless e metodi alternativi per la stima del TDOA per particolari applicazioni di algoritmi nella localizzazione.

2.5 Riferimenti

[13] S. W. Varade , K. D. Kulate. **Robust Algorithms for DOA Estimation and Adaptive Beamforming for Smart Antenna.**

L'articolo presenta i metodi più comuni per la stima del DOA per un array di antenne. Vengono presentati in dettaglio gli algoritmi MVDR e MUSIC, è riportata anche una breve trattazione per un nuovo metodo di massima verosimiglianza. Vengono indicati infine i risultati ottenuti da alcune simulazioni.

[14] M. A. Al-Nuaimi, R. M. Shubair, K. O. Al-Midfa. **DOA Estimation in Wireless Mobile Communications Using MVDR Response.**

Descrive in dettaglio l'algoritmo MVDR, utilizzato nella comunicazione di tipo wireless. Per dimostrarne l'accuratezza vengono riportati simulazioni e risultati al variare del numero di antenne ed al variare del numero di segnali sorgenti.

[15] H. ElKamchouchi, M. Abdelsalam Muffed. **Direction of Arrival (DOA) and Time Difference of Arrival (TDOA) Position Location Technique.**

Sono presenti delle considerazioni generali per alcuni metodi di stima del DOA: alcuni sistemi basati sull'analisi del sottospazio nei sistemi e l'algoritmo MUSIC. Vengono descritti successivamente i metodi di stima del TDOA come il metodo di Fang, il metodo di Chan e il metodo basato sulla serie di Taylor. Sono presenti dei collegamenti con i metodi di stima del ritardo fra segnali TDE.

[16] C. Falsi, G. Dardari, L. Mucchi, Z.M. Win. **Time of Arrival for UWB Localizers in Realistic Enviroments.**

Descrive un metodo di stima per il TOA per segnali di tipo UWB (*Ultra Wide Band*). Sono presentati alcuni algoritmi per la determinazione del segnale principale (dal quale si determina il TOA) dai segnali sovrapposti provocati dalle riflessioni multiple ambientali.

2.6 Simulazioni

2.6.1 Prima simulazione proposta

Inizializzazione della posizione dei componenti

La simulazione proposta consiste nella stima del TDOA con il metodo della multilaterazione 3D, proposto precedentemente e presente nel file `sim_TDOA1`. Si consideri una sorgente emettitrice E (2.4.1) e inizializzata nel codice con $E=(1,1,1)$, ed un numero N di sensori pari a 4 ($P_0, P_1 \dots, P_4$). La posizione di questi ultimi è inizializzata direttamente nel codice:

$P_0=(10,2,2)$,

$P_1=(12,3,3)$,

$P_2=(15,4,5)$,

$P_3=(20,5,5)$,

$P_4=(25,8,7)$.

La situazione iniziale è visibile in Fig. 2.6:

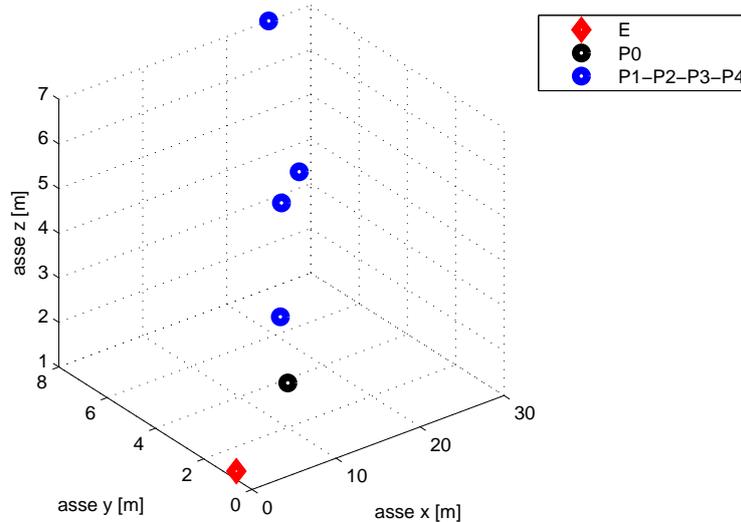


Fig. 2.6: Situazione di partenza nella simulazione

Si consideri un impulso trasmesso dalla sorgente, che si propaga in tutte le direzioni, secondo quanto visto in Fig. 2.5. L'impulso costruito nel codice è visibile in Fig. 2.7.

Il segnale scelto è una derivata dell'impulso gaussiano, che viene preso in considerazione nel capitolo 3 nell'ambito delle tecnologia UWB. Al fine della simulazione la forma di tale segnale non è rilevante. Si è scelto un impulso così costituito esclusivamente per rendere la simulazione più vicina ad un caso reale.

Il segnale impulsivo, si propaga nello spazio, raggiungendo i vari ricevitori. Per la realizzazione del metodo proposto, è necessario scegliere un ricevitore come riferimento, questo sarà P_0 in quanto è il più vicino alla sorgente.

Viene spostato il sistema di riferimento in modo che P_0 sia inizializzato all'origine $(0, 0, 0)$

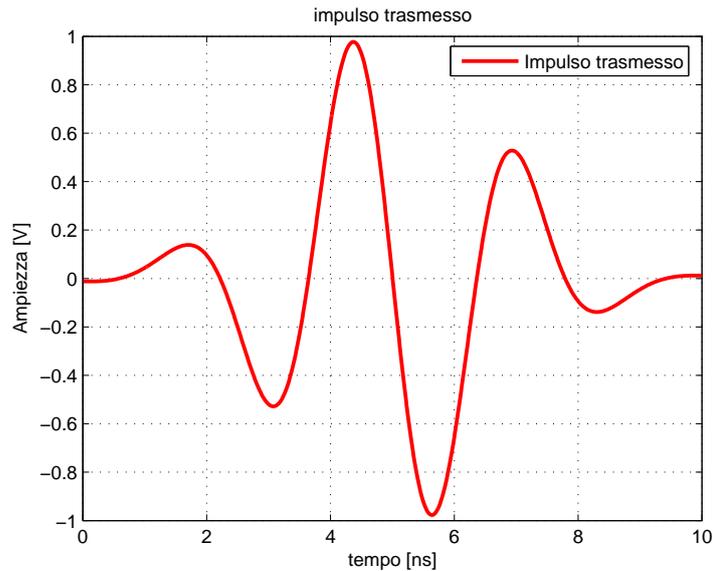


Fig. 2.7: Impulso inviato dalla sorgente E

come descritto precedentemente. Le posizioni dei ricevitori nel nuovo sistema di riferimento sono indicate nel codice con P0T , P1T , P2T , P3T , P4T.

Determinazione del ritardo fra i segnali

I ricevitori P_1, \dots, P_4 oltre all'impulso ricevuto nelle rispettive posizioni ricevono anche l'impulso in P_0 di riferimento.

Al fine di poter calcolare il ritardo fra i due segnali, ogni ricevitore esegue una semplice *cross-correlazione*, ipotizzando nessun'attenuazione e nessuna riflessione o rumore sovrapposto.

I segnali processati dal terzo ricevitore e la funzione di *cross-correlazione* eseguita è visibile in Fig. 2.8, dove ovviamente la distanza fra i due impulsi varierà caso per caso in funzione della posizione dell' i -esimo ricevitore. Il programma restituisce 4 figure simili.

Il segnale ricevuto dal riferimento (segnale nero nella figura 2.8) viene denominato nel codice con `x_0` mentre i segnali ricevuti dagli altri sensori (blu) sono indicati rispettivamente con `x_1`, `x_2`, `x_3`, `x_4`. La correlazione eseguita per stimare il ritardo fra i due segnali è di tipo semplice (CC), la si può notare osservando il secondo grafico in figura 2.8. Essa è eseguita nel codice grazie al comando:

```
cccrelation3=xcorr(x_0,x_3) presente per ogni ricevitore.
```

La stima del ritardo per ogni coppia di segnali $\tau_1 \dots \tau_4$ avviene convertendo in ns il valore in campioni restituito dopo la ricerca dell'ascissa alla quale appartiene il valore massimo della funzione `xcorr`. I valori di ritardo sono indicati nel codice con `tau1`, `tau2`, `tau3`, `tau4`.

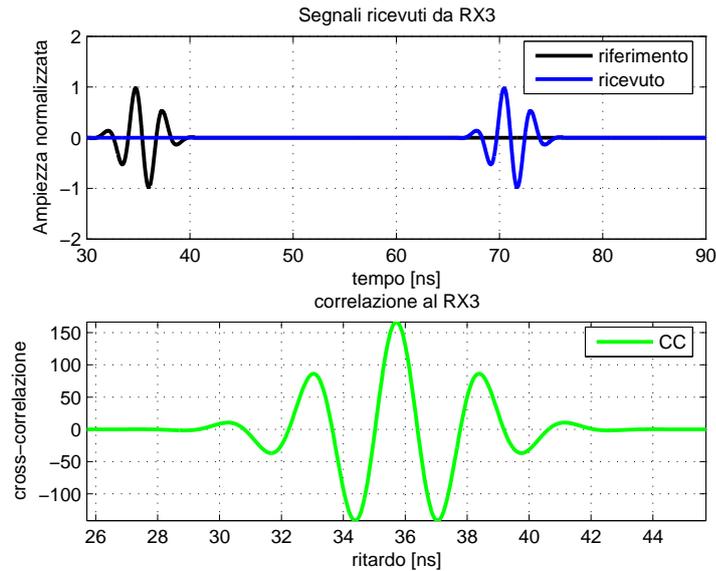


Fig. 2.8: Segnali ricevuti dal terzo ricevitore

Realizzazione dell'algoritmo

Il codice prevede ora la realizzazione dei passi presenti nella (2.4.11), determinando i coefficienti A_i , B_i , C_i e D_i con $2 \leq i \leq 4$, calcolandoli in funzione di τ_1 . Tali valori sono indicati con A2, B2, C2, D2, A3, B3, C3, D3, A4, B4, C4, D4. Il passo finale consiste nella realizzazione dell'equazione (2.4.11) che viene realizzata in modo simbolico:

```
syms x y z
[x y z]=solve(A2*x+B2*y+C2*z+D2,A3*x+B3*y+C3*z+D3,A4*x+B4*y+C4*z+D4 );
E_est=[P0(1,1)+x,P0(1,2)+y,P0(1,3)+z];
```

Dopo aver determinato la posizione della sorgente $[x,y,z]$ questa deve essere riportata nel sistema di riferimento originale, determinando E_est . Il valore risultante è in questo caso:

```
E_est=[1.0023,0.9881,1.0154]
```

che stima con buona approssimazione il valore reale impostato inizialmente $E=[1,1,1]$. Sono state effettuate diverse prove per verificare la validità del codice, ad esempio impostando $E=[2,3,4]$ si ottiene:

```
E_est=[2.0024,3.0046,3.9946]
```

2.6.2 Seconda simulazione

La seconda simulazione, presente nel file `sim_TDOA2` presenta lo stesso codice della prima, basato sulla multilaterazione ma aggiunge alcune non-idealità. Ad ogni segnale trasmesso viene aggiunto un rumore bianco gaussiano, che viene amplificato o ridotto dall'utente in modo inversamente proporzionale alla variabile `noise_level`. Viene calcolato anche il valore di SNR corrispondente per uno dei quattro segnali (nel codice viene analizzato

il terzo) al fine di migliorarne la comprensione. La porzione di codice che esegue quanto appena descritto è visibile in seguito:

```
noise3=randn(length(x_tr),1);
noise=noise3/noise_level;
x_3=x_3_cl+noise;
signalpower=0;
noisepower=0; %Algoritmo per il calcolo di SNR
for n=1:length(x_3_cl);
    signalpower=signalpower+(abs(x_3_cl(n)))^2;
    noisepower=noisepower+(abs(noise(n)))^2;
end
signalpower=signalpower/(length(x_3_cl));
noisepower=noisepower/(length(noise));
SNR=10*log10(signalpower/noisepower);
SNR,
```

dove x_{3_cl} è il segnale pulito, $noise$ è il rumore (ottenuto riducendo il valore $noise3$ per il valore $noise_level$) e x_3 è il segnale rumoroso.

Primo caso

La posizione del trasmettitore è $E=[1,1,1]$. Il valore impostato è $noise_level=50$, corrispondente ad un $SNR=16.1191$. L'algoritmo viene eseguito in modo analogo a quanto visto nella prima simulazione, l'unica differenza consiste nel fatto che i segnali sono rumorosi. I nuovi segnali ricevuti al terzo ricevitore e la funzione di correlazione sono visibili in Fig. 2.9.

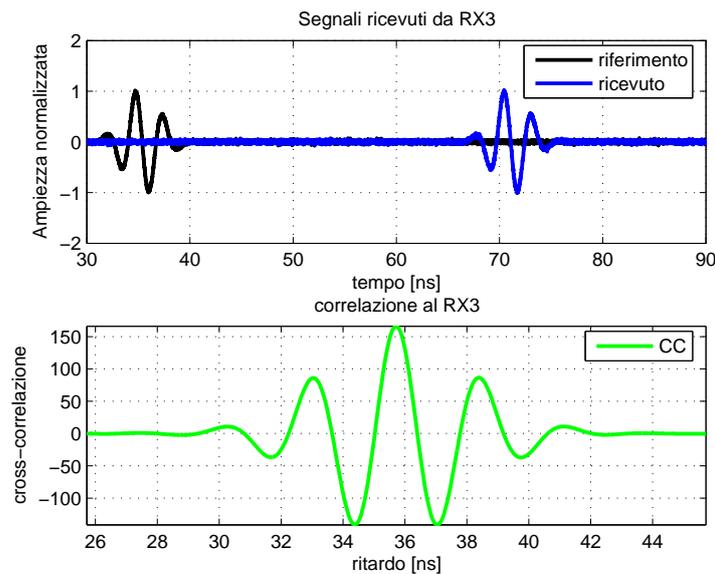


Fig. 2.9: Segnali ricevuti dal terzo ricevitore, primo caso

Il valore stimato di E è uguale a:

$E_est=[1.0023,0.9881,1.0154]$

Si può osservare come un valore di rumore basso non influisce sulla stima.

Secondo caso

Il valore impostato è `noise_level=25`, corrispondente ad un $SNR=10.2312$. I segnali presenti al terzo ricevitore sono visibili in Fig. 2.10.

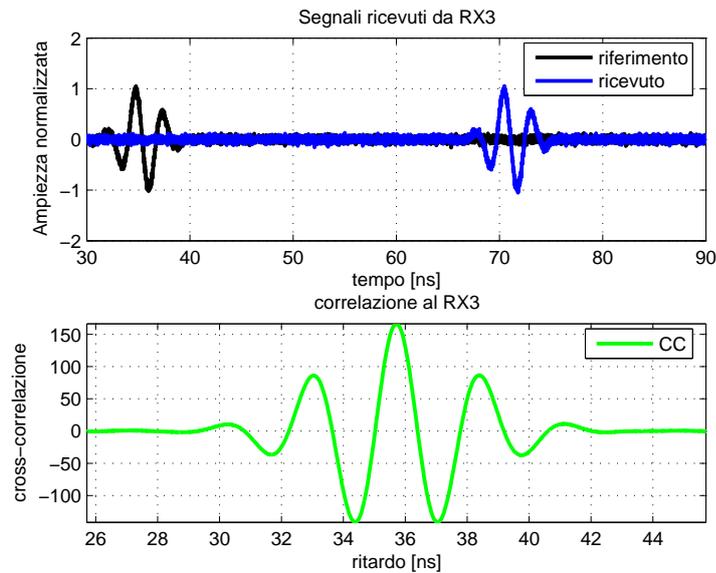


Fig. 2.10: Segnali ricevuti dal terzo ricevitore, secondo caso

Rispetto al caso precedente è visibile un sensibile aumento del rumore. Il valore stimato di E sarà pari a:

$E_est=[1.7322,1.2212,1.1452]$

E' possibile quindi osservare un aumento dell'errore di stima della posizione.

Terzo caso

Il valore impostato è `noise_level=10`, corrispondente ad un $SNR=10.2312$. I segnali presenti al terzo ricevitore sono visibili in Fig. 2.11.

Il valore stimato di E sarà pari a:

$E_est=[2.2801,1.3001,1.2325]$

L'errore sulla stima della posizione comincia ad essere significativo.

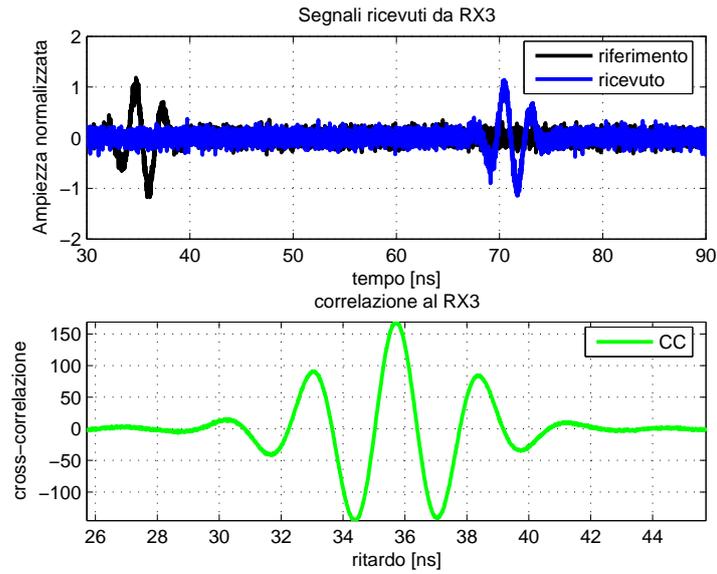


Fig. 2.11: Segnali ricevuti dal terzo ricevitore, terzo caso

Quarto caso

Il valore impostato è `noise_level=5`, corrispondente ad un $\text{SNR}=-3.6862$. I segnali presenti al terzo ricevitore sono visibili in Fig. 2.12.

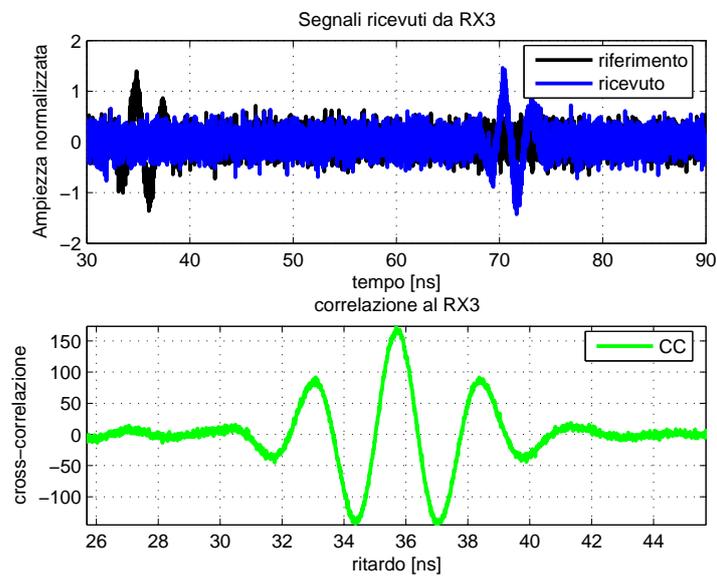


Fig. 2.12: Segnali ricevuti dal terzo ricevitore, quarto caso

Il valore stimato di E sarà pari a:

$$E_{\text{est}} = [3.4960, 1.6085, 1.5145]$$

La stima presenta un'errore grossolano e non può più essere considerata valida.

Quinto caso

Il valore impostato è `noise_level=2.5`, corrispondente ad un $\text{SNR}=-9.7991$. I segnali presenti al terzo ricevitore sono visibili in Fig. 2.13.

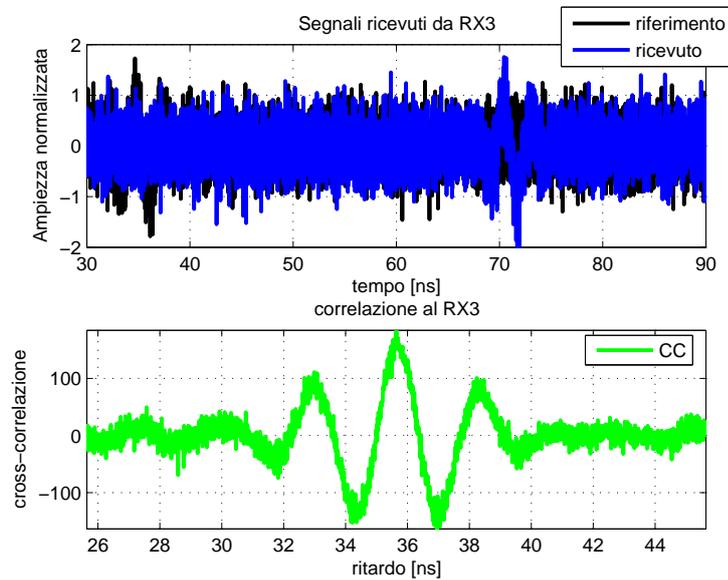


Fig. 2.13: Segnali ricevuti dal terzo ricevitore, quinto caso

Il valore stimato di E sarà pari a:

$$E_{\text{est}} = [-0.1289, 1.6420, 0.7884]$$

Anche in quest'ultimo caso la stima presenta un errore grossolano e non può più essere considerata valida.

2.6.3 Considerazioni finali

E' stato dimostrato come l'accuratezza dell'algoritmo sia fortemente dipendente dal rumore. Questo è dovuto al fatto che la funzione di *cross-correlazione* dipende dal rumore (come visto nel capitolo 1 e quindi sotto un livello di soglia non può più essere considerata valida).

Una buona accuratezza della stima della localizzazione dipende quindi da un basso livello di rumore che corrisponde ad un alto livello di SNR.

Human detection

3.1 Introduzione

Uno dei requisiti più diffusi nell'ambito industriale e non è l'*human detection* ovvero il rilevamento di persone in una particolare ambiente che può essere interno od esterno. Questo concetto è utilizzato in diverse applicazioni che si inseriscono in svariati ambiti: sistemi di sicurezza militari, sistemi di sorveglianza per particolari aree, rilevamento di pedoni, sistemi per applicazioni mediche. Vi sono numerosi dispositivi in grado di effettuare il rilevamento di persone, tuttavia i sistemi radar si dimostrano essere i più vantaggiosi.

3.1.1 Proprietà

L'*human detection* può comprendere un numero di proprietà spazio-temporali che possono essere riassunte in [17]:

- presenza o assenza;
- conteggio;
- localizzazione;
- stima della traiettoria;
- identificazione.

Non tutti i sistemi che realizzano l'*human detection* eseguono tutte le operazioni precedentemente citate, ma può essere presente anche solamente una di queste. Vengono riassunte in seguito le caratteristiche principali per ognuna.

Presenza o assenza, (*presence*)

E' la caratteristica più semplice richiesta ad un sistema di rilevamento. Quest'ultimo deve garantire informazioni sulla presenza o meno di una persona nell'area desiderata. La tecnologia più comune coinvolta in questo processo spazia dai sensori di prossimità all'RFID (*Radio Frequency Identification*).

Conteggio, (*count*)

E' un'operazione marginale consistente nella determinazione del numero di persone presenti. Viene realizzata grazie all'impiego di reti dei sensori che coprono l'intera area di interesse o per mezzo di telecamere.

Localizzazione, (*Localization*)

Consiste nello stimare le coordinate spaziali della persona. Può essere effettuata mediante sistemi radar, sistemi GPS e mediante telecamere, a seconda dell'ampiezza della possibile area di interesse.

Stima della traiettoria, (*Tracking*)

E' l'operazione che consiste nell'inseguimento della traiettoria della persona nell'area. Viene realizzata mediante algoritmi sofisticati, in seguito alla stima della posizione in diversi periodi di tempo. Il *Tracking* può comprendere anche la stima della posizione futura grazie ad esempio ad algoritmi di predizione.

Identificazione, (*Identification*)

Consiste nel rilevamento dell'identità di una persona precedentemente individuata, in modo più o meno completo. Tale operazione può essere effettuata per mezzo di telecamere. Nella realtà industriale spesso è sufficiente discriminare gli esseri umani dagli altri esseri viventi, tale operazione può essere eseguita da alcuni tipi di radar, mediante l'analisi del segnale ricevuto.

3.2 Possibili realizzazioni

In questa sezione viene riportata un breve panoramica riguardante la tecnologia più comune utilizzata per la realizzazione dell'*human detection* indicando le tecnologie alternative a quella radar.

In generale il rilevamento di una persona può avvenire osservando alcune caratteristiche che si possono dividere in *statiche* o *dinamiche* [17], visibili in Fig. 3.1.

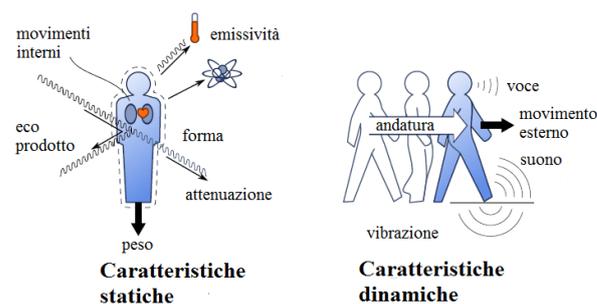


Fig. 3.1: Caratteristiche statiche e dinamiche

Le caratteristiche *statiche* possono essere determinate quando una persona è ferma; ad esse sono associati alcuni tipi di sensori [17]. Le due caratteristiche *statiche* principali rilevabili sono il peso e la forma. Il primo può essere stimato tramite un opportuno sensore di forza, la seconda deriva dall'analisi delle onde elettromagnetiche riflesse dal corpo umano (laser o radar).

La forma della sagoma umana può essere determinata grazie anche all'utilizzo di sistemi

di visione mentre in ambiti medici è utile l'identificazione del movimento involontario di organi interni.

Le caratteristiche *dinamiche* sono associate direttamente al moto di una persona. I sensori più utilizzati in quest'ambito sono quelli acustici (per localizzare ed identificare la voce emessa) e quelli sismici, per il rilevamento della persona grazie alle vibrazioni prodotte da una persona che cammina. In seguito vengono riportati i mezzi più comuni utilizzati nell'*human detection*.

3.2.1 Rilevamento mediante sistemi di visione

Un sistema di visione richiede l'utilizzo di una o più telecamere per il rilevamento della persona nell'area di interesse. Tali sistemi riescono ad ottenere una stima sulla posizione della persona individuata, elaborando le sole sequenze di immagini provenienti dai sistemi di acquisizione video. La sequenza di immagini può provenire da una sola telecamera (sistema di visione monoculare), o da due o più telecamere (sistemi di visione multi-camera).

Sistemi di visione monoculare

Nei sistemi di visione monoculare, si cerca di risalire alla posizione della persona estraendone inizialmente il profilo e cercando di trovare le corrispondenze con un modello tridimensionale. Queste tecniche, associate ad un modello geometrico della telecamera, consentono il passaggio dalle coordinate bidimensionali dell'immagine a quelle tridimensionali. Occorre notare che il solo modello geometrico della telecamera non è sufficiente a determinare la posizione di un punto nello spazio. Infatti, oltre a conoscere le coordinate (u,v) nel dominio dell'immagine, per avere un'unica soluzione occorre conoscere la distanza d che separa il punto d'interesse dalla telecamera.

Sistemi di visione multi-camera

Nei sistemi di visione che impiegano più di una telecamera, una stessa scena viene invece ripresa da diverse angolazioni contemporaneamente. L'analisi di queste immagini permette di ricavare la posizione dell'elemento che si sta tracciando, per mezzo di un processo di triangolazione. Il vantaggio fondamentale rispetto al caso precedente consiste nella minore difficoltà nel ricavare la terza dimensione.

Identificazione

Prima di effettuare l'operazione di localizzazione, è necessario l'estrazione degli oggetti di interesse (in questo caso le persone) dalle immagini che provengono dal sistema di acquisizione video. Si è solito denominare *foreground* gli oggetti di interesse e con *background* gli elementi esterni. Un metodo semplice per ottenere il *foreground* consiste nel sottrarre il *background* direttamente dall'immagine scattata. Questa fase consiste implicitamente in una prima identificazione in quanto vengono discriminati gli oggetti di interesse (le perso-

ne) dagli altri. Si ha quindi una segmentazione dell'immagine in cui vengono individuate le zone di foreground e di background della scena.

Localizzazione

La localizzazione, in un sistema di visione, consiste nell'estrarre l'informazione di posizione direttamente dalla sequenza di immagini scattate. Per questo motivo, è necessario, come prima operazione determinare una relazione fra l'unità di misura dell'area da sorvegliare e l'insieme di pixel che costituiscono l'immagine digitale.

Una volta identificati nelle immagini i pixel appartenenti ai soggetti da tracciare, il sistema passa a proiettare tali punti (tramite un processo di stereo visione) nella terza dimensione nel sistema di riferimento costituito dalle telecamere. Questi punti vengono quindi riportati in coordinate assolute al fine di costituire una nube di punti 3D (appartenenti ai soli soggetti da tracciare) che può essere inquadrata da qualsiasi posizione. In particolare, viene generata una inquadratura virtuale della scena che riprende questi punti dall'alto. Questa nuova inquadratura consente al sistema di ridurre al minimo il numero delle occlusioni, permettendo quindi la localizzazione di ogni individuo all'interno della scena.

Il sistema può essere in grado di calcolare alcune caratteristiche per ciascun oggetto al fine di utilizzarle per identificare lo stesso individuo nei fotogrammi successivi a quello attuale. La posizione di ogni individuo viene quindi stimata utilizzando il baricentro calcolato per ogni nube di punti tridimensionali appartenenti all'individuo stesso. Per avere una migliore approssimazione della posizione del soggetto, anche in presenza di possibili situazioni di occlusione, il sistema può essere dotato di particolari filtri, in grado di limitare il rumore introdotto nella fase di misura della posizione.

Stima della traiettoria

Consiste nell'associare gli elementi individuati precedentemente con quelli attuali al fine di identificare la traiettoria seguita da ognuno di questi elementi. Si rende necessario collegare le informazioni estratte dalla foto scattata all'istante attuale τ con quelle legate all'istante $\tau - 1$.

Vantaggi e svantaggi

Un sistema di visione per la realizzazione dell'*human detection* presenta una serie di svantaggi legati alla difficoltà nel riconoscimento degli elementi di interesse dagli altri. Cambiamenti repentini delle condizioni di illuminazione, oggetti in movimento di vario tipo, eventuali ombre e condizioni meteorologiche non ideali (in ambienti esterni) sono fattori che influiscono su una corretta identificazione delle persone a partire dall'immagine da elaborare. Per contro tali sistemi presentano il vantaggio di consentire un buon rilevamento nelle brevi distanze.

3.2.2 Rilevamento mediante sensori

L'*human detection* può essere effettuata in alternativa attraverso l'utilizzo di sensori che rilevano le caratteristiche *statiche* e *dinamiche* di una persona [17], come precedentemente discusso.

Sensori sismici

Sono in grado di individuare le vibrazioni causate dai passi di una persona sul pavimento. Nelle applicazioni in ambiente esterno, tali dispositivi vengono denominati *sensori sismici* e possono rilevare una persona fino a distanze di 20 m. Solo recentemente, per mezzo di sensori sismici innovativi la distanza determinabile può essere di 40 m circa con una probabilità di rilevamento corretta dell'80 per cento anche in presenza di rumore sovrapposto. La localizzazione avviene per mezzo di metodi di triangolazione geometrici.

Il vantaggio dell'utilizzo di questo tipo di sensori consiste nella facilità delle operazioni di *signal processing* rispetto agli altri tipi e ai sistemi di visione. Lo svantaggio consiste nella scarsa accuratezza della stima della posizione e nella possibile errata identificazione quando il sensore è distante dalla persona.

Sensori di campo elettrico

Sensori capacitivi possono essere utilizzati per rilevare la presenza di persone in un determinato ambiente, con una buona accuratezza. Il funzione base di questo dispositivo consiste nell'applicazione di un segnale alternato alla piastra trasmettitrice di un condensatore piano, il che porterà alla formazione dello stesso segnale alla piastra ricevitrice. L'effetto della presenza di una persona fra le due piastre causa una variazione della corrente al ricevitore che può essere misurata. Tali dispositivi vengono utilizzati solitamente come sensori di tipo binario per determinare la presenza o l'assenza di una persona, non sono quindi adatti alla localizzazione precisa e accurata per via dei numerosi fenomeni di accoppiamento che possono insorgere nei diversi dispositivi. Trovano applicazione al giorno d'oggi, ad esempio nei supermercati come comando per l'apertura automatica delle porte.

Sensori laser

Sono basati sul principio dell'emissione e ascolto di echi riflessi di segnali impulsivi nell'infrarosso. Il fatto di utilizzare frequenze molto elevate consente il vantaggio di una accuratezza di rilevamento molto elevata. Rispetto ai metodi di localizzazione basati sui radar sono molto più immuni rispetto alle riflessioni degli oggetti presenti, tuttavia il loro utilizzo rimane limitato poiché solamente gli oggetti intersecanti il piano di scansione possono essere rilevati.

Sensori ad ultrasuoni

Sfruttano lo stesso principio dei sensori laser e dei sensori radar, tuttavia le onde elettromagnetiche utilizzate appartengono al campo degli ultrasuoni (20-200 kHz). Consentono

con buona accuratezza la localizzazione di persone a più di 10 m di distanza e offrono ottimi risultati nel caso di obiettivi più vicini. Il costo è relativamente basso, tuttavia tali sensori possono presentare difficoltà nel rilevare il segnale riflesso qualora questo non sia sulla stessa direzione dell'unità che trasmette. L'uso dei sensori ad ultrasuoni rimane limitato per via del pessimo comportamento che presentano in condizioni meteorologiche sfavorevoli. In aggiunta presentano notevoli difficoltà nel localizzare target in movimento.

3.3 *Human detection* mediante Radar

3.3.1 Introduzione

I radar sono dispositivi che emettono un'onda radio ad altissima frequenza e che ricevono eventuali echi riflessi. Misurando il tempo che intercorre tra il segnale inviato e ricevuto il sistema provvede alla stima della posizione dell'oggetto da rilevare. Ogni radar ha una circuiteria che ha il compito di trasformare i dati grezzi, cioè gli echi, nelle posizioni in cui si trovano i vari oggetti, cosicché l'output che è fornito al sistema è solitamente costituito da un insieme di punti che indicano dove si sono verificate le riflessioni più evidenti. Nell'ambito della tecnologia radar gli oggetti rilevabili vengono denominati *target*, per questo motivo nel contesto dell'*human detection* si parla di *human target* ovvero target umani.

I radar permettono un grandissimo vantaggio rispetto agli altri sensori presentati nella sezione 3.2, come i sistemi di visione ed i sensori sismici: sono in grado di rilevare un target umano a grande distanza, rendendosi indispensabili in tutte quelle applicazioni (di sicurezza, militari) nelle quali risulta svantaggioso posizionare il sensore stesso a breve distanza dalla possibile posizione del target [17, 18]. Per questo motivo l'*human detection* mediante radar è diventata nel corso degli ultimi anni oggetto di ricerca sempre crescente, soprattutto per quanto riguarda l'identificazione e la localizzazione [18]. I radar inoltre non risentono delle condizioni ambientali e il loro utilizzo non è limitato dalla necessità di piano di scansione intersecante il target.

3.3.2 Identificazione

Grazie ad alcuni tipi di radar ad onda continua si è reso possibile la realizzazione di particolari diagrammi, denominati spettrogrammi, che consentono un primo livello di identificazione [18]. Uno spettrogramma può essere generato sommando i segnali riflessi da alcune parti del corpo umano in movimento, il che lo rende perfettamente differenziabile da uno ottenuto da un altro essere vivente. Il modello del corpo umano non è di semplice realizzazione, in quanto le varie parti che lo compongono si muovono a diverse velocità seguendo diverse traiettorie. Per questo motivo il corpo viene sintetizzato in 12 punti corrispondenti al centro della parte in esame. Le grandezze delle stesse sono determinate secondo una distribuzione statistica, presente in [18].

Il segnale inviato viene quindi riflesso dai 12 punti ognuno dei quali, muovendosi a velocità diversa dagli altri ne fa variare la frequenza per *effetto Doppler*. Si riceve quindi un segnale formato dalla sommatoria delle 12 riflessioni, ognuna delle quali presenta un fattore

di attenuazione, una variazione di frequenza ed uno sfasamento.

Un diagramma risultante, per una persona che cammina è visibile in Fig. 3.2.

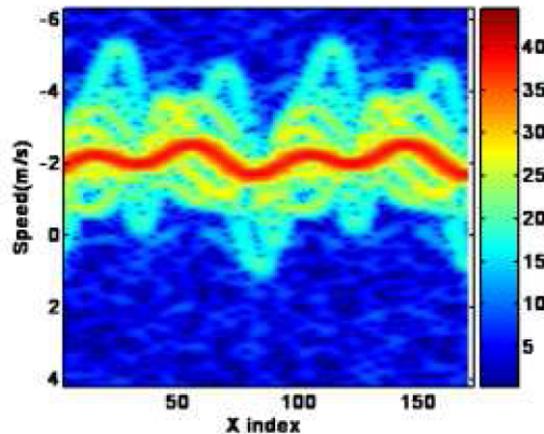


Fig. 3.2: Spettrogramma per una persona che cammina

Si può osservare come il segnale ricevuto dal torso presenti un andamento oscillatorio con bassa frequenza e ampiezza ridotta, mentre il piede presenta sempre un andamento oscillatorio, ma con ampiezza più elevata. Lo spettrogramma è molto importante nell'identificazione perché consente di distinguere un essere umano da qualunque altro essere vivente [18]. Esso può permettere di discriminare anche il sesso di una persona in quanto le caratteristiche geometriche del modello precedentemente citate sono differenti a seconda se si parla di maschio o femmina.

3.3.3 Localizzazione

La localizzazione mediante radar si dimostra molto più accurata rispetto a quanto visto per gli altri sensori [17, 18]. In questo contesto, si preferisce l'utilizzo di radar funzionanti ad impulsi, rispetto a quelli ad onda continua, utilizzati più favorevolmente nell'identificazione.

La stima della posizione del target umano avviene direttamente dalla misura del ritardo fra segnale inviato e ricevuto con metodi matematici riconducibili a quanto visto nei capitoli 1 e 2.

La quasi totalità dei sistemi di localizzazione di persone mediante radar utilizza segnali formati da treni di impulsi di tipo UWB (*Ultra Wide Band*). La scelta di tale tipo di segnale è giustificata da alcuni motivi fondamentali [3]:

- l'impulso presenta uno spettro di frequenza molto alto che può facilmente risultare invisibile agli ostacoli intermedi;
- la durata degli impulsi è molto ridotta, per questo motivo l'accuratezza nella stima della posizione può essere molto alta (centimetrica);
- la durata ridotta implica un basso contenuto energetico;
- consentono una buona immunità alle riflessioni multiple ambientali.

Alcune di queste caratteristiche, dipendono direttamente dalla struttura base di un segnale UWB.

Segnale UWB

Un segnale UWB è formato da un serie di impulsi che presentano una banda di frequenza molto larga. Sulla base di questa caratteristica si definisce UWB un impulso la cui banda frazionaria B , uguale a $\Delta f/f_c$ (con Δf larghezza di banda e f_c frequenza centrale, Fig. 3.3) è maggiore di 0.2.

In particolare, per essere definito UWB deve soddisfare la relazione:

$$B = 2 \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} > 0.2, \quad (3.3.1)$$

dove: f_h ed f_l sono gli estremi della banda a -10 dB (Fig. 3.3).

La larghezza di banda presenta solitamente un valore minimo di 500 MHz ma può raggiungere anche un valore di 7.5 GHz. Vista la breve durata, la densità spettrale di potenza (*Power Spectral Density*, PSD) è distribuita in un range di frequenza molto elevato, a differenza degli spettri dei segnali limitati in banda in uso per altre tecnologie come visibile in Fig. 3.3.

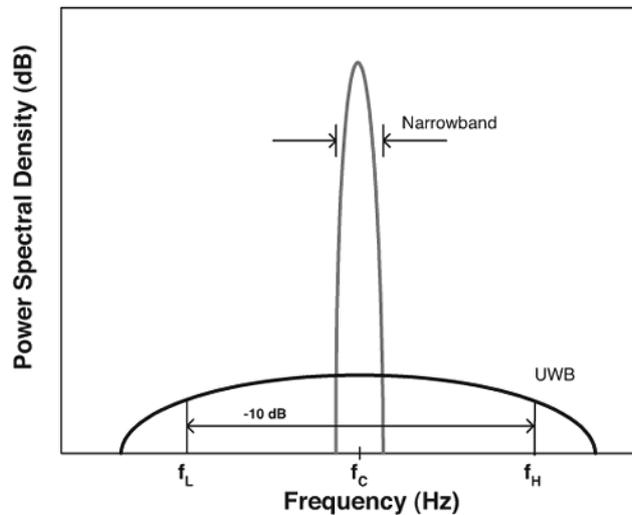


Fig. 3.3: PSD per un impulso UWB

Il singolo impulso consiste nella derivata n-esima di una funzione gaussiana del tipo:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\sigma}\right)^2}, \quad (3.3.2)$$

dove σ interviene direttamente sulla larghezza dell'impulso e sull'ampiezza.

La durata di un impulso è molto ridotta, al massimo assume un valore di qualche ns. La progettazione di un singolo impulso UWB deve rispettare delle norme, emesse da un organismo denominato FCC (*Federal Communications Commission*).

Vengono posti così dei vincoli di potenza che un singolo impulso deve soddisfare. Un impulso UWB può essere quindi ampio ma di durata ridotta (segnale blu, Fig. 3.4), oppure

meno ampio ma con durata maggiore, (segnale rosso, Fig. 3.4) in modo da soddisfare i requisiti.

Entrambi i segnali presenti in Fig. 3.4 sono ottenuti come derivata prima della (3.3.2) al variare del parametro σ .

Un impulso UWB, può essere realizzato anche come derivata do ordine più elevato di un impulso gaussiano descritto dalla (3.3.2). In Fig. 3.5 è visibile la derivata terza di un impulso gaussiano, realizzata mediante `Matlab`.

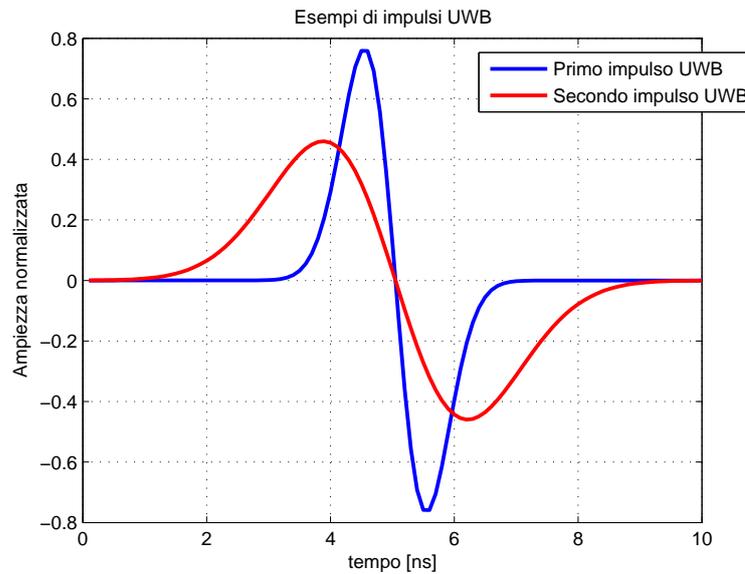


Fig. 3.4: Realizzazione di impulsi UWB ottenuti come derivata prima di un impulso gaussiano

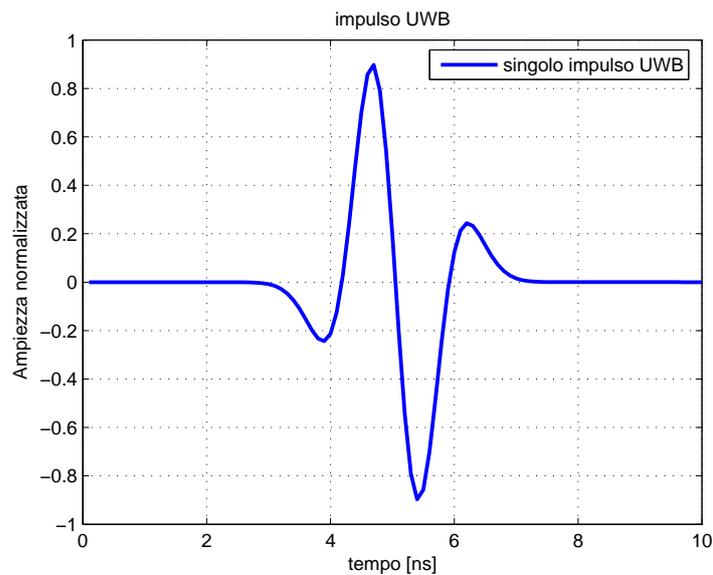


Fig. 3.5: Esempio di impulso UWB ottenuto come derivata terza di un impulso gaussiano

Possibili applicazioni per sistemi radar UWB nella localizzazione di persone

Uno dei vantaggi principali dell'utilizzo di segnali UWB nei radar è la capacità di essere trasparenti ai più comuni materiali in uso per costruzione di edifici, potendo quindi localizzare persone anche in presenza di muri fra esse ed il radar stesso [3].

Localizzazione di persone in situazioni di pericolo. Una possibile applicazione che sfrutta la caratteristica citata precedentemente è l'individuazione di persone rimaste intrappolate in un edificio distrutto, ad esempio da un terremoto [3, 5]. L'impiego di radar con segnali UWB permette di realizzare una mappa approssimativa con la posizione delle persone e delle zone vuote rimaste fra le macerie, per facilitare l'inizio delle ricerche [5].

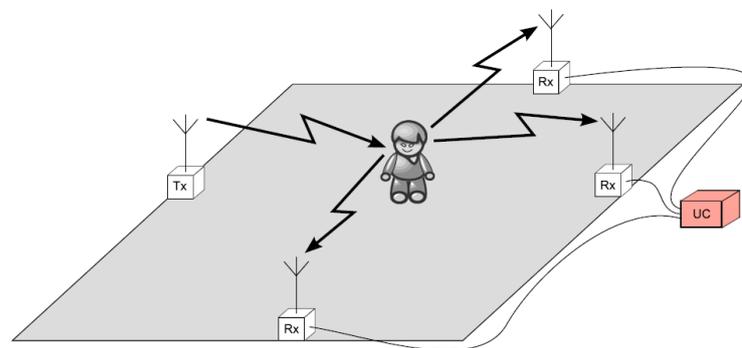
Localizzazione di persone attraverso muri. Una seconda applicazione consiste nell'utilizzo dei radar UWB per localizzare persone poste al di là di una parete [4]. Questo può ritenersi necessario ad esempio nelle applicazioni militari, per il disinnescamento di bombe e nelle operazioni antiterrorismo [4], Fig. 3.6 a).

Localizzazione nei sistemi anti-intrusione. I segnali UWB permettono un'ottima accuratezza e precisione nella localizzazione di una persona. Questa proprietà viene sfruttata favorevolmente nei sistemi di localizzazione [1], utilizzati ad esempio come sistemi anti-intrusione, per sorvegliare aree militari o aree pericolose nelle realtà industriali (Fig. 3.6 b)).

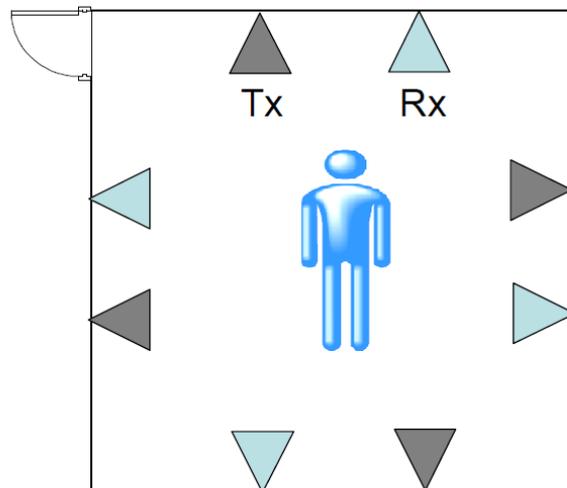
Reti di sensori per la localizzazione in ambienti interni La grande risoluzione che permette un sistema UWB radar può favorevolmente essere sfruttata per la localizzazione di una persona all'interno di una stanza. Ciò può essere sfruttato utilizzando un sistema MIMO formato da più radar posizionati in punti strategici in una stanza [19] (Fig. 3.6 c)).



a)



b)



c)

Fig. 3.6: Possibili applicazioni della tecnologia radar UWB nella localizzazione di persone

3.4 Riferimenti

[1] **E. Paolini, A. Giorgetti, M. Chiani, R. Minutolo, M. Montanari. Localization Capability of Cooperative Anti-Introducer Radar System**

La tecnologia radar UWB può essere utilizzata per realizzare sistemi anti-intrusione che possono trovare impiego nella realtà industriale come protezione di un'eventuale area pericolosa, o per la sorveglianza di una particolare zona. Il paper presenta un'analisi su un sistema formato da radar multistatici con considerazioni e grafici della potenza richiesta e della copertura minima dell'area al variare di alcuni parametri geometrici. E' l'articolo di riferimento per i capitoli 4 e 5.

[3] **A. Yarovoy, L. Ligthart. UWB Radar for Human Being Detection.**

Vengono elencati i motivi che giustificano l'utilizzo della tecnologia UWB nella localizzazione di persona mediante radar, anche in ambienti complessi e in situazioni di pericolo.

[4] **C. Liebe, A. Gaugue, J. Khamlichi, M. Menard. Radar UWB Detection Throug a Wall.**

Il rilevamento di persone posizionate dietro un muro è un interessante ramo di ricerca nell'ambito militare (ad esempio nelle azioni anti-terrorismo), industriale, e nell'individuazione in condizioni di emergenza. La tecnologia radar UWB permette numerosi vantaggi se comparata con altri sistemi come l'elevata accuratezza nella localizzazione e la reiezione nei confronti dei possibili disturbi presenti.

[5] **J. J. Lee, S. Singh. Using UWB Radios as Sensor Disaster Recovery.**

I segnali UWB presentano l'interessante caratteristica di risultare trasparenti ai muri ed ai materiali di costruzione. Questo vantaggio può essere favorevolmente utilizzato per la localizzazione di persone e di aree vuote all'interno di un edificio distrutto.

[17] **T. Teixeira, G. Dublon, A. Savvides. A Survey of Human Sensing: Presence, Count, Location.**

I sistemi automatici ed industriali richiedono sempre maggiori informazioni riguardanti il rilevamento di persone in ambiente interno ed esterno. Vengono presentate le varie caratteristiche che compongono il rilevamento: presenza, conteggio, localizzazione, stima della traiettoria, identificazione. E' descritta una panoramica generale sui sistemi in grado di realizzare l'*human detection* indicando vantaggi e svantaggi di ognuno.

[18] **S. Z. Gurbuz, W. L. Melvin, D. Williams. Detection and Identification for Human Targets in Radar Data.**

I sistemi radar offrono grandi vantaggi rispetto agli altri sensori come quelli sismici o i sistemi di visione, nell'ambito dell'*human detection*. L'articolo presenta il procedimento principale per la realizzazione dell'identificazione mediante l'uso di radar ad onda continua, che consiste nella realizzazione di un diagramma denominato spettrogramma.

[19] **G. Shingu, K. Takizawa, T. Ikegami. Human Body Detection using MIMO-UWB Radar Sensor Network in an Indoor Environment**

I sistemi radar basati sulla tecnologia UWB si dimostrano essere quelli che consentono la miglior accuratezza nella stima della posizione di una persona. Viene illustrato un sistema costituito da varie coppie trasmettitore-ricevitore per una più corretta stima.

Analisi di un sistema di localizzazione

4.1 Introduzione

Nella sezione 3.3.3 si è giustificato l'utilizzo della tecnologia UWB nei sistemi di localizzazione radar, presentando alcune possibili applicazioni.

In questo capitolo viene presentato in dettaglio l'analisi per un *sistema anti-intrusione con radar multi-statici* [1], basato su tecnologia radio-radar UWB, con l'obiettivo di localizzare un eventuale intruso in un area di sorveglianza. Quest'applicazione trova utilizzo nel monitoraggio di ambienti particolari come impianti di potenza, cisterne, serbatoi che possono essere pericolosi per la sicurezza degli operai (in un contesto industriale), ed infrastrutture critiche che possono essere vulnerabili in caso di incidente o di attacco esterno (in un contesto militare) [1, 2]. Il sistema, è costituito da un trasmettitore e tre o più ricevitori, questi devono essere collegati fra loro da una particolare rete wireless al fine di elaborare le informazioni necessarie per la localizzazione.

La trattazione presenterà due aspetti fondamentali di un sistema così costituito al variare di alcuni parametri geometrici: *copertura d'area*, *potenza trasmessa* ed in secondo piano si tratterà marginalmente dell'*incertezza sulla localizzazione* [1]. In primo piano, nel contesto della tecnologia radar assume importanza la definizione di radar bistatico al fine della realizzazione di un sistema più complesso multistatico.

I paragrafi seguenti presentano i concetti fondamentali per una più semplice comprensione del paper.

4.1.1 Radar *bistatico*

Un radar bistatico è costituito da un trasmettitore e da un ricevitore, che si trovano in posizione diverse e poste ad una ben determinata distanza [20, 21]. Essi vengono utilizzati per applicazioni militari, scientifiche e commerciali [20]. Nell'ambito dell' *human detection* sistemi con radar bistatici sono ideali per la stima della posizione del target.

Un tale sistema bistatico deriva dall'evoluzione del classico radar monostatico nel quale trasmettitore e ricevitore possono trovarsi nella stessa unità funzionale o comunque essere posti a distanza trascurabile. In quest'ultimo il segnale viene inviato dal trasmettitore, viene riflesso dal target ed il processore elabora la risposta, stimando la posizione direttamente dalla differenza temporale dei due segnali. Un grande inconveniente del radar monostatico consiste nella possibilità di accoppiamento dei segnali visto la vicinanza fra trasmettitore e ricevitore.

Una versione di radar bistatico, prevede la ricezione, di due segnali: quello diretto proveniente dal trasmettitore (preso come riferimento) e quello riflesso dal target; avendo a disposizione questi due segnali con un *correlatore* è possibile determinare il ritardo τ fra i

due segnali e quindi il luogo dei punti sul quale si troverà sicuramente il target.

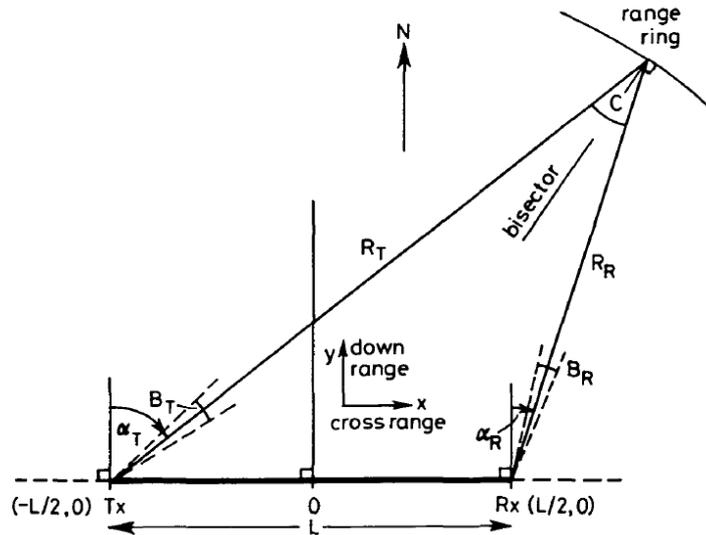


Fig. 4.1: Geometria di un radar bistatico

La Fig. 4.1 [20, 21] mostra le grandezze geometriche relative alla posizione di trasmettitore, ricevitore e target, caratteristiche per un radar bistatico. Esse giacciono in una porzione di piano denominata *piano bistatico* [20]; la figura risultante vista in Fig. 4.1 viene indicata come *triangolo bistatico*. Le altre dimensioni sono riportate nell'elenco seguente:

- L è la distanza fra trasmettitore e ricevitore denominata *linea base*;
- R_R è la distanza fra trasmettitore e target;
- R_T è la distanza fra ricevitore e target;
- θ_T e θ_R sono rispettivamente gli angoli del trasmettitore e del ricevitore;
- $\beta = \theta_T - \theta_R$ viene denominato *angolo bistatico*.

La distanza stimata da un radar bistatico è calcolata come $R_R + R_T$, essa può essere facilmente determinata dalla misura temporale dello sfasamento fra i due segnali ricevuti.

4.1.2 Equazione generale di un radar bistatico

Il campo di utilizzo di un radar bistatico, diversamente dal caso monostatico dipende dai parametri geometrici descritti Fig. 4.1 [20, 21]. Se si considera solamente la riflessione principale da parte del target, ignorando le altre riflessioni il range di osservazione dipende solamente dai parametri geometrici. In questo contesto, si inserisce il concetto di *Ovale di Cassini* [20].

Un *Ovale di Cassini* è un luogo di punti caratterizzato da un valore costante del prodotto $R_R \cdot R_T$, avente come fuochi le posizioni del trasmettitore e del ricevitore [20]. Fissate le posizioni del trasmettitore e del ricevitore (L fissa e costante) un eventuale target che si

muove su un dato *Ovale di Cassini* non fa variare il prodotto $R_R \cdot R_T$, la potenza ricevuta dopo la riflessione rimane così costante. Gli ovali possono essere considerati così delle figure equi-potenziali.

Il massimo ovale rappresentabile indica delimita il limite estremo del range all'interno del quale può essere localizzato il target, esso è descritto dall'equazione:

$$R_M = \sqrt{R_R \cdot R_T}, \quad (4.1.1)$$

dove R_M rappresenta il massimo range equivalente per un radar monostatico. L'equazione generale per un radar-bistatico è la seguente:

$$(R_R \cdot R_T)_{max} = \sqrt{\frac{P_{av} t_0 G_T G_R \lambda^2 \sigma F_T^2 F_R^2}{(4\pi)^3 k T_0 F_n (E/N_0) L_T L_R}}, \quad (4.1.2)$$

dove:

- P_{av} è la potenza trasmessa media;
- t_0 è il tempo di osservazione;
- G_T è il guadagno di potenza del trasmettitore;
- G_R è il guadagno di potenza del ricevitore;
- λ è la lunghezza d'onda;
- σ *Radar Cross Section* del radar bistatico;
- F_T fattore di propagazione per il trasmettitore-target;
- F_R fattore di propagazione per il target-ricevitore;
- k costante di Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23} J/K$);
- T_0 temperatura standard (290 K);
- F_n rumore ricevuto;
- E/N_0 energia ricevuta su densità spettrale di rumore ricevuto;
- L_T perdite in trasmissione (lineare);
- L_R perdite in ricezione (lineare).

Nel caso di radar impulsivi $t_0 = n/f_p$ dove n è il numero degli impulsi trasmessi e f_p è la loro frequenza di ripetizione.

Si consideri un L costante un R_M definito nella (4.1.1) variabile. L'*Ovale di Cassini* può assumere varie forme, visibili nella Fig. 4.2, al variare di R_M :

- $L = 0$, equivalente di un radar monostatico, l'ovale è una circonferenza visibile in Fig. 4.2 a);

- $L < 2R_M$, vi è un unico ovale, Fig. 4.2 b);
- $L = 2R_M$, l'ovale è intrecciato, Fig. 4.2 c);
- $L > 2R_M$, due ovali distinti, Fig. 4.2 d).

Per le aree di sorveglianza, come si analizzerà in seguito, si ha a che fare con un unico ovale, soddisfacente la condizione $L < 2R_M$ [20].

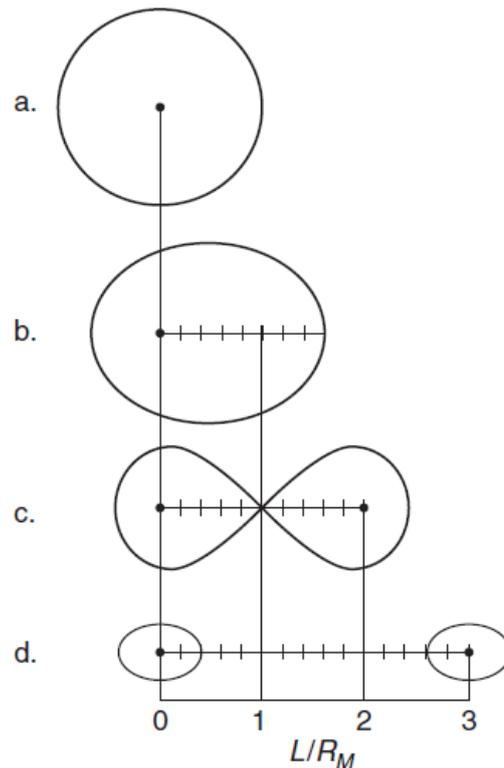


Fig. 4.2: Esempi di ovali, al variare di R_M

4.1.3 Localizzazione per radar monostatici, bistatici e multistatici

Radar monostatico

La localizzazione è direttamente legata alla misura del ritardo temporale fra il segnale riflesso dal target ed il segnale ricevuto direttamente dal trasmettitore.

In presenza di un unico radar monostatico ($L = 0$, Fig. 4.3) non è possibile determinare la posizione assoluta del target ma solamente una circonferenza, alla quale sicuramente apparterrà lo stesso a partire dal ritardo temporale τ fra segnale inviato e ricevuto. Indicando con R la distanza del target dal radar, il luogo di punti da appartenenza ha raggio R pari a:

$$R = \frac{\tau \cdot c}{2}, \quad (4.1.3)$$

dove: c rappresenta la velocità di propagazione.

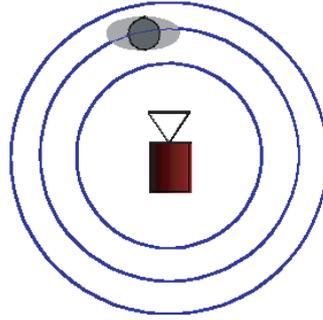


Fig. 4.3: Luoghi di punti localizzabili

Radar bistatico

In presenza di un radar bistatico il luogo di punti localizzabili è un'ellisse, denominata anche *ellisse equi-TOA*. Ipotizzando posizione del trasmettitore e del ricevitore fisse, i punti sull'ellisse presentano un valore di $L_R + L_M$ costante. Un unico radar bistatico quindi può solamente determinare un'ellisse di appartenenza (Fig. 4.4) [2].

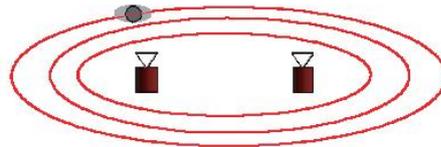


Fig. 4.4: Luoghi di punti localizzabili

Sistema multistatico

Per localizzare la posizione esatta del target è necessario disporre di più radar bistatici o di combinazioni di radar bistatici e monostatici. L'intersezione fra i luoghi di appartenenza di ogni sistema da luogo alla stima della posizione, come si evidenzia nei due casi di Fig. 4.5 [2].

Nello schema superiore di figura 4.5 si può notare un sistema formato da un radar monostatico ed uno bistatico mentre nello schema inferiore il sistema è formato da un radar monostatico ed due bistatici.

Nei paragrafi successivi viene analizzato un sistema formato da radar *multistatico*: esso è formato da un trasmettitore e più ricevitori, formando quindi numerose coppie di radar bistatici. La stima della posizione del target avverrà semplicemente eseguendo l'intersezione fra le varie ellissi di ogni coppia di radar.

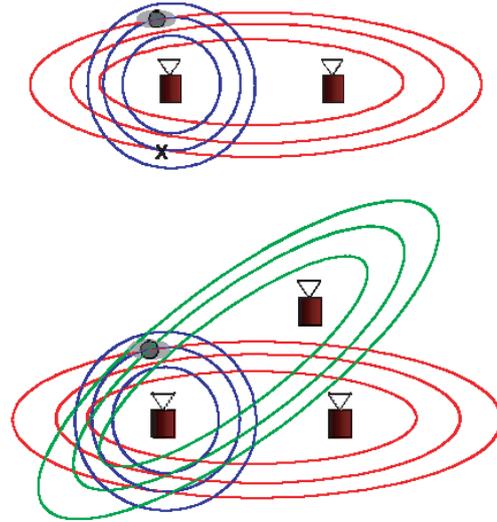


Fig. 4.5: Sistemi multipli

4.2 Panoramica sul sistema

Il *sistema anti-intrusione di radar multi-statici* [1, 22] in esame, è costituito da un trasmettitore (TX) ed N ricevitori (RX) con $N \geq 3$, dove ogni coppia RX-TX può essere vista come un radar bistatico. Tali elementi, possono essere disposti, ad esempio, all'interno di un'area circolare \mathcal{A} , al fine di coprire il più possibile la stessa e localizzare eventualmente una persona in movimento all'interno (Fig. 4.6).

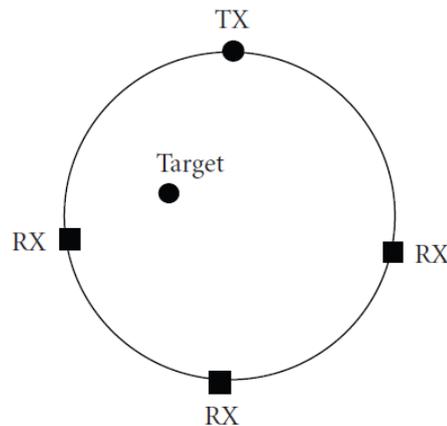


Fig. 4.6: Scenario del sistema di localizzazione

Il sistema prevede una rete wireless per trattare i dati relativi ai segnali ricevuti da ogni elemento. Si rende necessaria quindi la presenza di un'unità centrale di elaborazione (denominata anche *fusion node* [23]) che ha il compito di effettuare l'elaborazione dei dati ricevuti da ogni nodo per poter determinare una corretta stima della localizzazione del target [23]. Ogni nodo è costituito da una struttura complessa, per poter eseguire le diverse operazioni che passo-passo vengono effettuate per poter trattare i segnali ricevuti in modo efficiente. Uno schema più indicativo viene presentato nella Fig. 4.7. [23, 24].

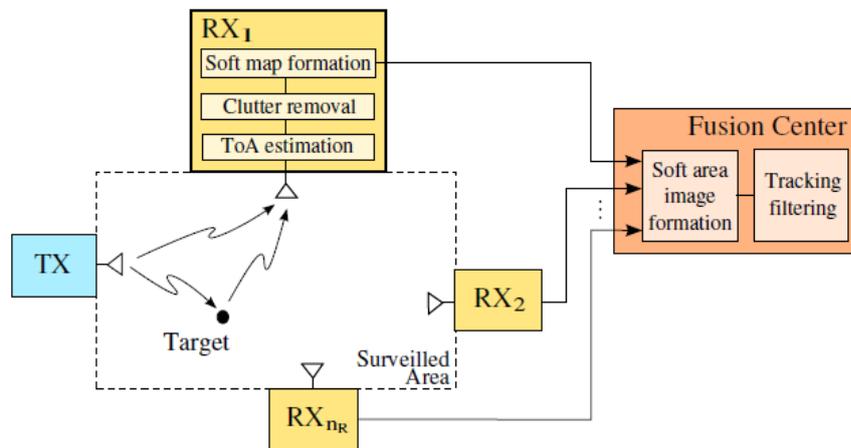


Fig. 4.7: Caratterizzazione generale del sistema

Il sistema prevede l'utilizzo della tecnologia UWB per i segnali inviati e ricevuti per via dei numerosi vantaggi [23]:

- consumo di potenza basso;
- accuratezza centimetrica nella localizzazione;
- robustezza alle riflessioni in ambienti interni.

L'operazione di localizzazione prevede una serie di passi eseguibili dal sistema [23], essi si possono sintetizzare in:

- TOA estimation;
- clutter removal;
- detection;
- imaging;
- tracking.

I primi tre passi vengono solitamente eseguiti separatamente da ogni nodo mentre i restanti da un'unità centrale [1, 23, 24]. A quest'ultima aspetta anche la decisione, eventualmente, di generare un allarme qualora sia stata riscontrata la presenza di un intruso all'interno dell'area di sorveglianza. Ogni ricevitore può essere dotato di un'unità di elaborazione autonoma in cui può avvenire la prima pulizia del segnale con lo scopo di incrementarne il rapporto segnale-rumore e di eliminare i contributi dovuti ai clutter [1, 23, 24]. L'unità centrale di elaborazione svolge il compito finale ovvero l'individuazione del target e l'eventuale tracciamento della traiettoria.

La trattazione focalizza il proprio contenuto sulla stima del TOA e sulla successiva localizzazione del target a partire da quest'ultima, gli altri punti vengono descritti brevemente in seguito per completezza.

4.2.1 Clutter removal

Viene denominato *clutter* qualsiasi oggetto presente nell'area di sorveglianza che non sia il target, esso può essere statico (se fermo) o non statico (se in movimento) [24]. Si ipotizzi che il segnale inviato dal trasmettitore sia di tipo UWB, formato da un singolo (o da una serie) di impulsi. Il ricevitore riceve un segnale formato da numerosissime riflessioni dovute ai clutter ed una dovuta al target secondo la (4.2.1):

$$r(t) = A_0g(t - \tau_0) + \sum_{i=1}^{N_c} A_i g(t - \tau_i) + n(t), \quad (4.2.1)$$

dove: $A_0g(t - \tau_0)$ è il segnale riflesso dal target, $\sum_{i=1}^{N_c} A_i g(t - \tau_i)$ è la sommatoria dei contributi dovuti ai clutter, $n(t)$ è il rumore sovrapposto.

Un esempio di scansione è mostrato in Fig. 4.8 [24], il segnale blu rappresenta il risultato in assenza di target, mentre il segnale rosso rappresenta la scansione con il target. E' interessante notare come in un ambiente standard i due segnali siano difficilmente discriminabili e il l'effetto dei clutter è di gran lunga superiore a quello del target.

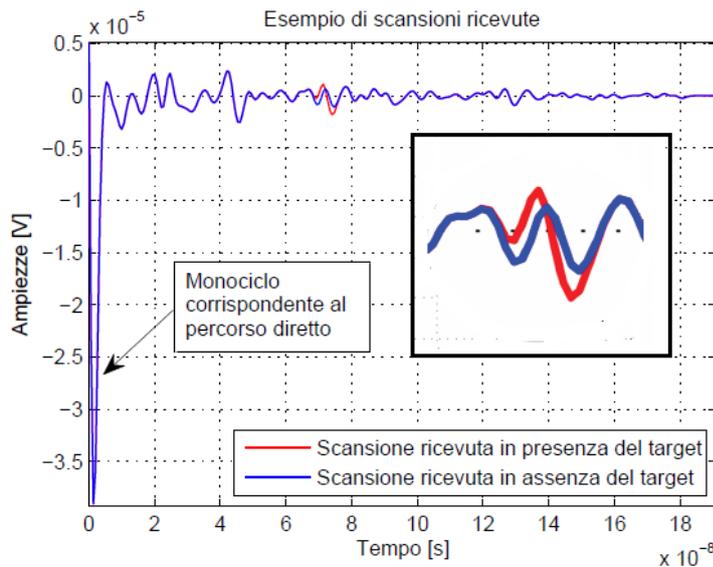


Fig. 4.8: Scansione

Si rendono necessari algoritmi appositi per la rimozione dell'effetto dei *clutter*, i due principali, ad esempio, prendono il nome di *Empty-room* e *Moving Target Indicator* [23, 24].

Empty-room

E' costituito da una fase di set-up durante la quale viene eseguita una scansione in assenza del target seguita da una in presenza di target. La differenza fra le due scansioni è il segnale pulito riflettuto dal target che nel nostro caso rappresenta il singolo impulso UWB. Il sistema perde efficacia se vi sono repentine variazioni dell'ambiente in quanto ogni variazione richiede una nuova fase di start-up [23].

Moving Target Indicator

Si basa sulla variazione delle caratteristiche dell'eco di un impulso (ampiezza, ritardo), se l'oggetto è in movimento. Prevede delle scansioni seguite da un successivo campionamento del segnale. I risultati delle scansioni vengono inseriti in una riga di un apposita matrice. Un filtraggio delle colonne da parte di un filtro FIR permette di recuperare le informazioni relative al segnale d'interesse, ovvero quello riflesso dal target [23].

4.2.2 Imaging e Detection

Consistono nella decisione sulla presenza o sull'assenza del target, a partire dal segnale ricevuto da ogni nodo [24]. L'area di sorveglianza viene suddivisa in molti pixel di coordinate (x, y) . Il nodo comunica al *fusion center* l'informazione proveniente dalla correlazione fra il segnale ricevuto e quello inviato, utilizzando una tecnica basata su alcune soglie probabilistiche in seguito all'analisi del segnale riflesso ricevuto da ogni ricevitore. [23, 24]. Le due ipotesi prese in considerazione sono:

$$\begin{aligned} H_0 : r(t) &= n(t), \\ H_1 : r(t) &= Ap(t - \tau) + n(t), \end{aligned} \quad (4.2.2)$$

dove: $n(t)$ è il rumore bianco gaussiano sovrapposto, $p(t)$ è il segnale ricevuto, ritardato di τ ed eventualmente attenuato di un fattore A ($0 < A < 1$).

La (4.2.2) indica come ogni ricevitore valuti l'assenza del segnale ricevuto (ipotesi H_0 verificata, solo rumore) o la sua presenza (ipotesi H_1 verificata) sulla base dell'analisi del segnale ricevuto. Poiché il segnale può essere attenuato, non sempre è possibile distinguerlo chiaramente dal rumore sovrapposto, per questo motivo si rende necessaria la trattazione matematica descritta in [23, 24].

I dati vengono successivamente inviati al *fusion center* il quale provvede alla decisione finale sulla presenza o assenza effettiva del target (a partire ad esempio dalla logica maggioranza di risposte affermative da parte di ogni ricevitore [23]) e della determinazione effettiva della posizione ($P(x, y)$). Nella sezione riguardante la simulazione viene presentata la tecnica che utilizza la *correlazione* a partire dalla stima del ritardo fra i segnali.

4.2.3 Tracking

Per migliorare l'accuratezza e le performance di un tale sistema di localizzazione è utile disporre di tecniche per la stima della traiettoria (*tracking*) del target all'interno dell'area di sorveglianza (si veda la sezione 5.4).

Un modo per realizzare tale operazione consiste nel tentare di predire la posizione futura del target a partire dall'ultima stima effettuata [23, 24], grazie all'utilizzo di un particolare filtro. Denotando con $[X(t), Y(t)]$ le coordinate generiche bidimensionali istantanee del target, il filtro utilizzato è implementato al fine di assumere la posizione \mathbf{X}_n all'istante nT_f , con $\mathbf{X}_n = [X(nT_f), Y(nT_f)]$. Tale posizione è determinata a partire da quella dell'istante

precedente $(n - 1)T_f$ dalla formula:

$$\mathbf{X}_n = \mathbf{X}_{n-1} + \Delta\mathbf{X}_n, \quad (4.2.3)$$

dove: $\Delta\mathbf{X}_n$ è un processo random senza memoria in accordo con una caratterizzazione statistica $P_{\Delta}(\mathbf{x})$ [23], che rappresenta una distribuzione Gaussiana.

L'assunzione di indipendenza statistica della variazione di posizione $\Delta\mathbf{X}_n$ è particolarmente appropriata per descrivere la variazione casuale di traiettoria di un target all'interno dell'area [23]. Il vettore osservato R_n è nella forma:

$$\mathbf{R}_n = f\mathbf{X}_n + \mathbf{Z}_n, \quad (4.2.4)$$

dove Z_n è un processo di rumore ed $f(\bullet)$ è una funzione deterministica.

L'uscita del filtro *Bayesiano* stimerà la posizione n-esima x_n a partire dalla posizione precedente x_{n-1} e dalla distribuzione statistica $P_{\Delta}(\mathbf{x})$ [23].

4.3 Aspetti generali sul sistema

4.3.1 Analisi geometrica

Nella sezione 4.1.1 relativa ai radar bistatici si è ampiamente descritta la caratterizzazione geometrica degli stessi. A partire dalla Fig. 4.1 si passi alla Fig. 4.9 presente nell'articolo [1] e che mostra un trasmettitore e un ricevitore, distanziati di una quantità l , ed il luogo di punti di appartenenza del target, ovvero l'ellisse.

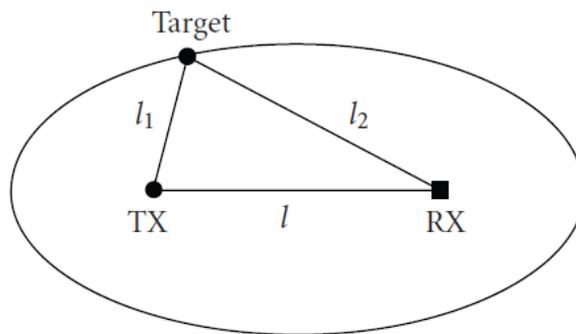


Fig. 4.9: Elisse caratteristica di un radar bistatico

Si prenda in considerazione un radar bistatico, di tipo impulsivo che si basa su tecnologia UWB. L'impulso, emesso dal trasmettitore (che per ipotesi si assume omnidirezionale) si propaga e raggiunge il ricevitore percorrendo due vie: *direttamente* lungo il percorso l ed *indirettamente* percorrendo la distanza l_1 fra trasmettitore e target e successivamente, dopo la riflessione, percorrendo la distanza l_2 fra target e ricevitore.

A partire dal ritardo τ fra i due segnali ricevuti (si assuma per ipotesi che sia già stata effettuata l'operazione di *clutter removal* descritta precedentemente e via sia solo la componente relativa al target) è possibile stimare un'*elissi equi-TOA* con fuochi TX ed RX,

secondo quanto spiegato in 4.1.3 e visibile in Fig. 4.9.

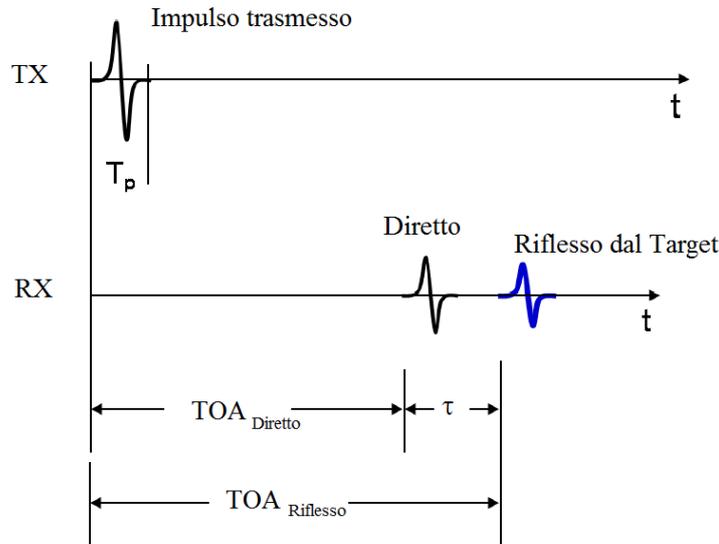


Fig. 4.10: Segnale trasmesso e ricevuto

Si osservi la Fig. 4.10, il ricevitore sarà in grado di misurare il ritardo fra i due segnali τ ad esempio grazie ad uno dei metodi di correlazione.

Il $TOA_{diretto}$ rappresenta la distanza temporale dell'impulso che giunge direttamente al ricevitore, esso è facilmente determinabile a partire dalla distanza l (fissa e nota) e dalla velocità di propagazione c , secondo la (4.3.1):

$$TOA_{diretto} = \frac{l}{c}. \quad (4.3.1)$$

Grazie alla conoscenza di questi due parametri sarà possibile pervenire a $l_1 + l_2$ e quindi ai parametri dell'elisse in maniera molto semplice:

$$TOA_{riflesso} = \frac{l_1 + l_2}{c} = TOA_{diretto} + \tau. \quad (4.3.2)$$

A partire dalla (4.1.2) si può notare come la potenza ricevuta per un radar bistatico sia proporzionale a $1/(l_1 \cdot l_2)^2$. Il target quindi, muovendosi lungo l'*elisse equi-TOA*, non causa nessuna variazione del ritardo fra i segnali τ ma provoca una variazione della potenza ricevuta. In particolare la potenza minima si ha quando il target si trova alla stessa distanza fra TX ed RX.

In questo contesto si inserisce l'*ovale di Cassini* descritto precedentemente che rappresenta una curva chiusa equipotenziale, in particolare il target muovendosi lungo l'ovale non causa una variazione di potenza ricevuta, ma provoca un cambiamento del ritardo τ , Fig. 4.11. Sia l'*ellisse equi-TOA* sia l'*ovale di Cassini* ha fuochi in RX, TX. Se si ipotizza un sistema cartesiano con RX $(-1, 0)$ e TX $(1, 0)$ una possibile schematizzazione è visibile in Fig. 4.12.

E' possibile osservare in Fig. 4.12 ad esempio un diagramma cartesiano con un'ellissi equi-TOA (in grassetto) e due ovali di Cassini. E' interessante notare come nella caratte-

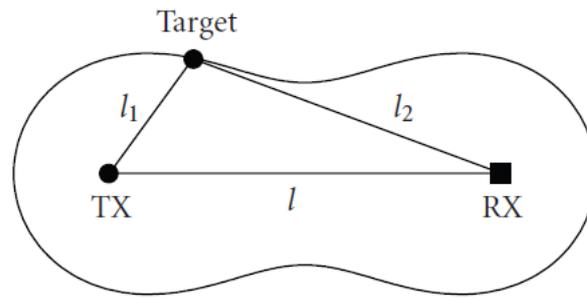
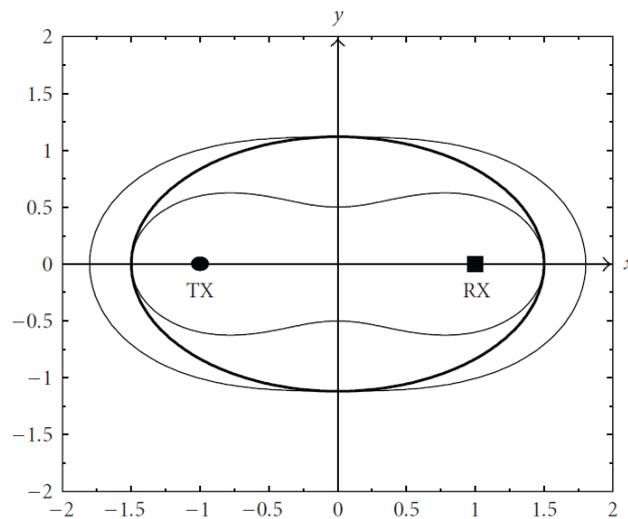


Fig. 4.11: Ovale di Cassini

Fig. 4.12: Esempio di *Ellisse equi-TOA* (in grassetto) e di due *Ovali di Cassini*

rizzazione descritta per un sistema anti-intrusione l'ovale sia unico, come i due visibili in Fig. 4.12 e come descritto in 4.1.2.

4.3.2 Potenza trasmessa e ricevuta

In un radar bistatico, ipotizzando di utilizzare impulsi limitati in banda, la potenza ricevuta direttamente dal ricevitore, può essere determinata a partire dalla formula di Frii [1]:

$$P_{r-NB}^{direct} = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{l^2 (4\pi)^2}, \quad (4.3.3)$$

dove: P_t è la potenza trasmessa, G_t e G_r sono i guadagni d'antenna del trasmettitore e del ricevitore, λ è la lunghezza d'onda.

Si assuma che il target sia caratterizzato da un fattore RCS (*Radar Cross Section*) σ definito come [1, 20]:

$$\sigma = 4\pi l_2^2 \frac{P_s}{P_i}, \quad (4.3.4)$$

dove: P_i è la densità di potenza incidente il target, P_s è la densità di potenza ricevuta. La potenza ricevuta dal target è quindi pari a:

$$P_{r-NB}^{target} = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(l_1 l_2)^2 (4\pi)^3}, \quad (4.3.5)$$

Le formule (4.3.3) e (4.3.5) sono valide per segnali limitati in banda con λ costante. Ciò non è più vero se si utilizzano come nel caso di studio impulsi di tipo UWB. Le formule precedenti devono essere rivisitate considerando la banda del segnale fra un valore minimo e massimo $[f_L, f_U]$.

La (4.3.3) diventa così:

$$P_{r-UWB}^{direct} = \int_{f_L}^{f_L+B} \frac{S_t(f) G_t(f) G_r(f) c^2}{l^2 (4\pi)^2 f^2} df, \quad (4.3.6)$$

dove: $G_t(f)$ e $G_r(f)$ sono i guadagni di antenna del trasmettitore e del ricevitore dipendenti dalla frequenza,

$S_t(f)$ è la densità spettrale di potenza.

La banda del segnale viene indicata con $B = f_U - f_L$, corrispondente agli estremi di integrazione della (4.3.6). In maniera analoga la potenza riflessa dal target diviene:

$$P_{r-UWB}^{direct} = \int_{f_L}^{f_L+B} \frac{S_t(f) G_t(f) G_r(f) c^2}{(l_1 l_2)^2 (4\pi)^2 f^2} df. \quad (4.3.7)$$

Considerando costanti in frequenza i guadagni delle antenne e la densità spettrale di potenza costanti nell'intervallo B la (4.3.6) diventa:

$$P_{r-UWB}^{direct} = \frac{S_t G_t G_r c^2}{l^2 (4\pi)^2} \left(\frac{1}{f_L} - \frac{1}{f_L + B} \right), \quad (4.3.8)$$

mentre la (4.3.7) diventa:

$$P_{r-UWB}^{direct} = \frac{S_t G_t G_r c^2}{(l_1 l_2)^2 (4\pi)^2} \left(\frac{1}{f_L} - \frac{1}{f_L + B} \right). \quad (4.3.9)$$

Ogni coppia RX-TX presenta un range massimo di copertura, direttamente legato alla potenza ricevuta dal ricevitore. Nasce così il concetto di *Ovale di Cassini Massimo* denotato con $(l_1 \cdot l_2)_{max}$ e definito dalla (4.3.10):

$$(l_1 \cdot l_2)_{max} = \sqrt{\frac{S_t G_t G_r c^2}{P_{th} (4\pi)^2} \left(\frac{1}{f_L} - \frac{1}{f_L + B} \right)}, \quad (4.3.10)$$

dove P_{th} è la potenza minima, direttamente dipendente dalla densità spettrale di potenza per singolo impulso e dalla frequenza di ripetizione degli impulsi.

La prima importante condizione per la localizzazione in un radar bistatico è di carattere energetico, ovvero il target si deve trovare all'interno dell'*Ovale di Cassini Massimo* per la coppia TX-RX in esame [1, 24].

Per ogni radar vi è un minimo valore $l_1 + l_2$ rilevabile direttamente dipendente dall'iden-

tificazione dei segnali da parte del ricevitore. Si consideri la Fig. 4.10: se la distanza fra l'impulso ricevuto direttamente e quello riflesso dal target fosse troppo piccolo, non sarebbe possibile distinguerli e quindi non sarebbe possibile una corretta stima dei parametri. Denotando con γ il minimo intervallo misurabile, la posizione del target deve verificare la seguente uguaglianza:

$$l_1 + l_2 \geq l + \gamma c. \quad (4.3.11)$$

I parametri caratteristici del caso limite diventano così:

$$(l_1 + l_2)_{min} = l + \gamma c, \quad (4.3.12)$$

dando vita ad un'ellisse denominata *Ellisse minima* all'interno della quale i due impulsi non sono più essere discriminati ed il target quindi non può più essere localizzato.

Si perviene così un'importante condizione geometrica per la localizzazione da parte di un radar bistatico: il target deve trovarsi all'interno dell'*Ovale di Cassini Massimo* ma all'esterno dell'*Ellisse minima*. L'area di copertura quindi è visualizzabile in Fig. 4.13. L'area circoscritta dall'*Ellisse minima* rappresenta una zona cieca all'interno della quale il target non può essere localizzato.

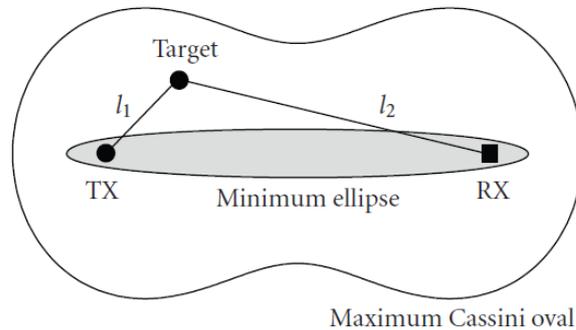


Fig. 4.13: *Ovale di Cassini Massimo* ed *Ellisse minima*

Un'eventuale imperfetta stima del TOA causa un errore sulla stima dei parametri dell'*elissi equi-TOA*. Il target quindi potrà quindi trovarsi nella zona racchiusa fra due possibili elissi come mostrato in figura:

In generale l'anello non ha uno spessore costante, in quanto l'errata stima dipende direttamente dal SNR al ricevitore, la misura di quest'ultimo è inversamente proporzionale alla zona di incertezza e vice-versa secondo la [1]. La radice quadratica media della stima della distanza \hat{d} è pari:

$$\sqrt{Var(\hat{d})} \geq \frac{c}{2\sqrt{2\pi}\sqrt{SNR}\beta}, \quad (4.3.13)$$

dove β è un parametro definito come segue:

$$\beta^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |P(f)|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} |P(f)|^2} df, \quad (4.3.14)$$

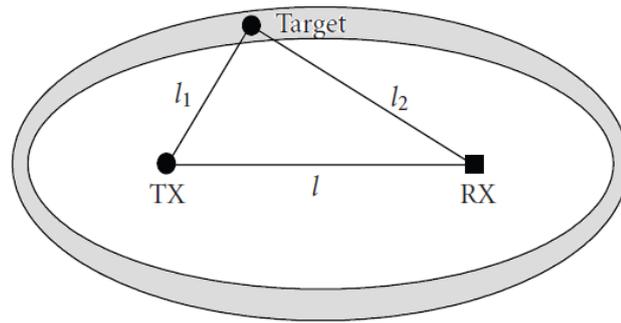


Fig. 4.14: Zona di incertezza

dove $P(f)$ è la trasformata di Fourier dell'impulso inviato. Il parametro SNR è posto pari a 10 dB, ovvero si ipotizza un caso di rumore abbastanza ampio. Nel resto della trattazione e nelle simulazioni non viene presa in considerazione tale non-idealità, ipotizzando una corretta stima del TOA.

4.3.3 Analisi per un sistema multistatico

Le considerazioni elencate nei paragrafi precedenti sono facilmente applicabili ad un sistema multistatico, costituito da un trasmettitore ed N ricevitori. La trattazione si basa sullo studio della percentuale di copertura dell'area di sorveglianza \mathcal{A} e sulla potenza trasmessa richiesta per eseguire la localizzazione di un'eventuale intruso.

Per eseguire questo compito è necessario un numero minimo di 3 ricevitori, costituenti 3 coppie di radar bistatici RX-TX. La condizione necessaria per la localizzazione è che il target si trovi all'interno dei tre *Ovali di Cassini massimi* e all'esterno delle tre *ellissi minime*.

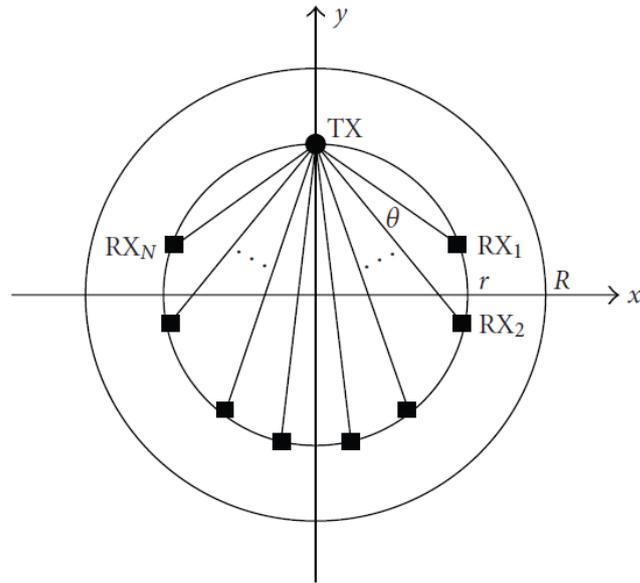
Se si avesse a che fare con un sistema con $N = 4$, l'unico vincolo sarebbe quello riguardante l'inclusione negli ovali massimi, in quanto la copertura totale dell'area sarebbe sempre garantita.

L'area da sorvegliare \mathcal{A} è assunta circolare ed ha un raggio R . Anche la rete formata dal trasmettitore e dai ricevitori è circolare con raggio r con ($r \leq R$), analogamente a quanto osservato nella Fig. 4.6. Per una miglior comprensione geometrica è utile immaginare le due circonferenze disposte su un diagramma cartesiano con centro $(0, 0)$, mentre l'unico trasmettitore viene posto nel punto di coordinate $(0, r)$, secondo la Fig. 4.15.

Gli N nodi sono posizionati simmetricamente rispetto all'asse y con $N/2$ nodi aventi ascissa positiva ed $N/2$ aventi ascissa negativa. L'angolo $\angle RX_i - \hat{TX} - RX_{i+1}$ viene denominato θ (si veda la Fig. 4.6). Deve essere soddisfatta la condizione:

$$0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{N-1}. \quad (4.3.15)$$

Per $\theta = 0$ tutti i ricevitori si trovano nella posizione $(0, -r)$ mentre per $\theta = \pi/(N-1)$ essi si trovano nella posizione del TX. Ovviamente questi ultimi due casi rappresentano solamente degli esempi matematici e non sono di nessuna utilità pratica.

Fig. 4.15: Area \mathcal{A} e disposizione del TX e degli RX

Per ognuna delle N coppie TX-RX è interessante sottolineare la caratterizzazione geometrica al fine di determinare la potenza minima. Si consideri una generica coppia TX-RX nella Fig. 4.16, dove P rappresenta il punto teoricamente più lontano dove può trovarsi il target. L'*Ovale di Cassini massimo* per questa coppia dovrà quindi tangere questo punto in modo che la potenza minima sia comunque sufficiente per poter garantire la localizzazione.

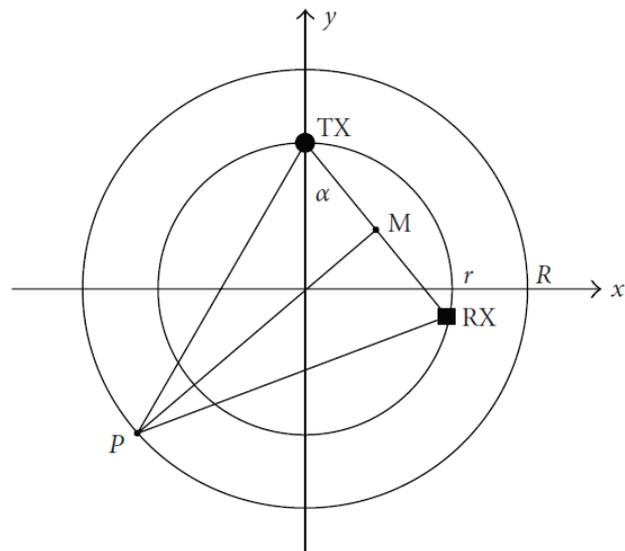


Fig. 4.16: Caratterizzazione geometrica

Il cammino percorso da un impulso trasmesso dal TX, riflesso dal target in posizione P e

ricevuto dal RX è pari a:

$$(l_1 + l_2)_{max} = 2\sqrt{R^2 + r^2 + 2Rr \sin\left(\frac{N-1}{2}\theta\right)}. \quad (4.3.16)$$

Il valore del prodotto $(l_1 \cdot l_2)_{max}$ dal quale dipende la potenza è pari a:

$$(l_1 \cdot l_2)_{max} = R^2 + r^2 + 2Rr \sin\left(\frac{N-1}{2}\theta\right). \quad (4.3.17)$$

La potenza minima, necessaria per poter localizzare in target in qualsiasi punto dell'area \mathcal{A} è quindi uguale a:

$$P_{tmin} = 10\log\left(\frac{P_{th}[R^2 + r^2 + 2Rr \sin\left(\frac{N-1}{2}\theta\right)]^2(4\pi)^3}{G_t G_r \sigma [1/f_L - 1/(f_L + B)]c^2}\right). \quad (4.3.18)$$

Gli impulsi vengono trasmessi in serie, con una frequenza di ripetizione PRF [1, 24]. L'impulso riflesso dal target arriva naturalmente dopo quello trasmesso direttamente, esso tuttavia non può arrivare dopo il secondo impulso trasmesso direttamente altrimenti il ricevitore non sarebbe più in grado di distinguerli [24].

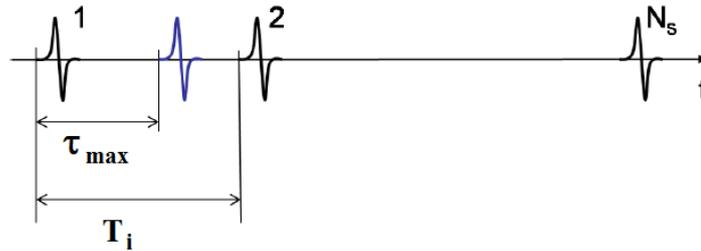


Fig. 4.17: Impulsi inviati

Osservando la Fig. 4.17 si possono osservare gli impulsi trasmessi direttamente (neri) con un periodo di ripetizione T_i . La distanza temporale fra l'impulso ricevuto direttamente e quello riflesso (blu) deve assumere un valore massimo τ_{max} per non commettere errori nella ricezione. Si deve garantire così che $T_i > \tau_{max}$ il che equivale a dire che $PRF < 1/\tau_{max}$. Si ha così la necessità di limitare superiormente la frequenza di ripetizione degli impulsi PRF_{max} dipendentemente dalla caratterizzazione geometrica dell'area, secondo la 4.3.19.

$$PRF_{max} = \frac{1}{2\sqrt{R^2 + r^2 + 2Rr \sin\left(\frac{N-1}{2}\theta\right)}}. \quad (4.3.19)$$

4.3.4 Risultati presentati

Per una migliore comprensione dei risultati, si veda la Tab. 4.1 [1] presente anche nell'articolo che riporta i parametri principali del sistema. Il resto della trattazione presenterà alcuni importanti risultati per $N = 3$ ovvero con 3 coppie di radar bistatici al variare del

Tab. 4.1: Parametri fondamentali del sistema

Parametro	Simbolo	Valore
Raggio	R	50 m
Minimo delay risolvibile	γ	10 ns
SNR di soglia	SNR_{th}	10 dB
Frequenza inferiore	f_L	5 GHz
Banda del segnale	B	500 MHz
Frequenza superiore	f_U	5.5 GHz
Frequenza di ripetizione degli impulsi	PRF	1.5 MHz
Guadagno trasmettitore	G_t	0 dB
Guadagno ricevitore	G_r	0 dB
Radar Cross Section	σ	$1 m^2$
Rumore addizionale	F	7 dB
Temperatura antenna	T_a	290 K
Perdite	Λ_s	2.5 dB

parametro r e dell'angolo θ , definito nella (4.3.20) che diventerà quindi:

$$0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}. \quad (4.3.20)$$

Nell'articolo sono presenti anche alcuni risultati per $N = 4$.

Per $r = 0$ TX e i tre RX si trovano nella posizione $(0, 0)$, per $\theta = 0$ i quattro dispositivi si trovano in $(0, -r)$ mentre per $\theta = \pi/2$ RX, TX_1 e TX_3 si trovano in $(0, r)$ e TX_2 in $(0, -r)$. La posizione stimata del target viene individuata grazie all'intersezione delle tre *Ellissi equi-TOA* (ognuna per ogni coppia TX-RX).

Percentuale di copertura dell'area

La percentuale di copertura dell'area, è il primo parametro molto importante per l'analisi di questo tipo di sistema.

Se si ipotizza di che la potenza minima P_{tmin} (definita nella (4.3.18)) garantisca la copertura dell'intera area \mathcal{A} (il che equivale a dire che l'*Ovale di Cassini massimo* definito nella (4.3.17) sia tangente il punto più lontano per ogni coppia TX-RX) il punto critico riguarderà l'area "non copribile", costituita dalle tre *Ellissi minime* definite nella (4.3.12). La copertura, varia quindi in funzione di θ e di r in quanto si modifica la posizione dei tre RX e varia quindi l'area "non copribile" da parte del sistema.

L'analisi avviene variando θ in un intervallo che va da 0 ad 80 gradi, mentre il range di r va da 0 a 50 metri. Il risultato può essere presentato in un grafico tridimensionale visibile in Fig. 4.18. La massima copertura dell'area si ha quando, $r = 0 m$ mentre quella minima si ha per $r = 50 m$, ovviamente tali limiti sono solamente matematici e non sono di interesse.

I restanti valori vengono calcolati per coppie di (r, θ) negli intervalli sopra descritti.

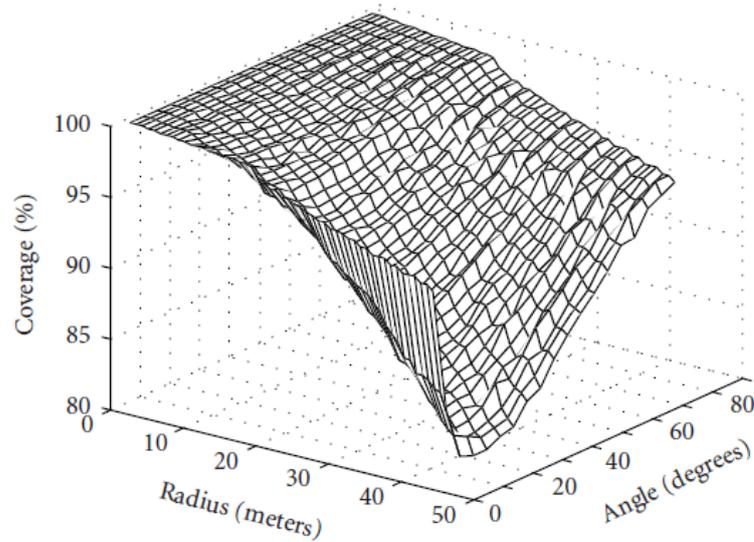


Fig. 4.18: Percentuale di copertura dell'area

Potenza minima

La potenza minima P_{th} , definita precedentemente varia anch'essa in funzione di θ ed r . Analogamente a quanto fatto precedentemente è possibile ottenere un grafico tridimensionale visibile in Fig. 4.19. Tale funzione è crescente sia per θ sia per r .

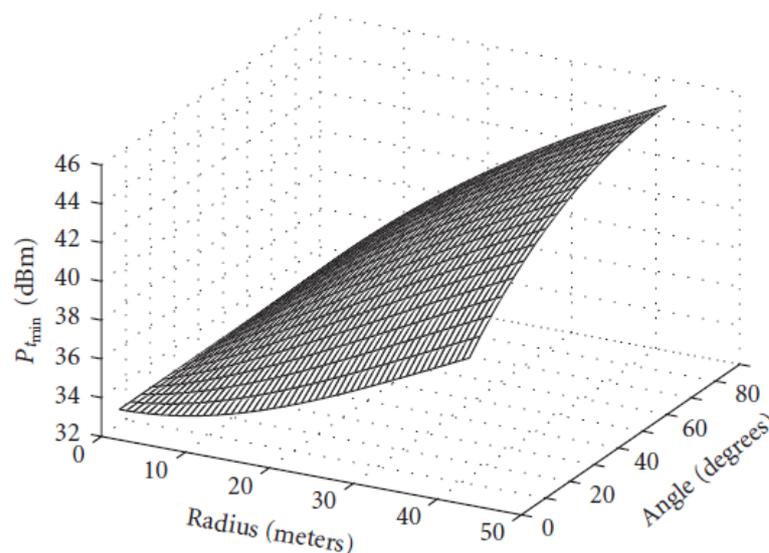


Fig. 4.19: Potenza minima richiesta

Dal punto di vista della potenza trasmessa la migliore configurazione si ha per $r = 0$, che rappresenta comunque, come nel caso della copertura dell'area \mathcal{A} , solamente un estremo matematico. È necessario quindi una scelta di compromesso fra θ ed r in seguito all'analisi delle Fig. 4.18 e Fig. 4.19.

Incertezza sulla localizzazione

Vengono presentati alcuni risultati riguardanti l'incertezza sulla localizzazione, dovuta alla non perfetta stima dell'*Ellissi equi-TOA* [1]. In questo caso infatti si ha un'area di incertezza formata dall'intersezione delle tre ellissi visibile in Fig. 4.20.

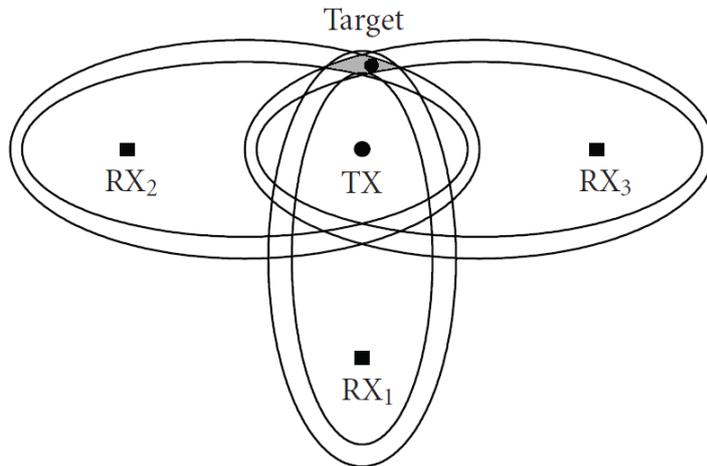


Fig. 4.20: Area di incertezza nella localizzazione

L'area di incertezza viene valutata approssimativamente al variare di θ e di r realizzando diagrammi bidimensionali.

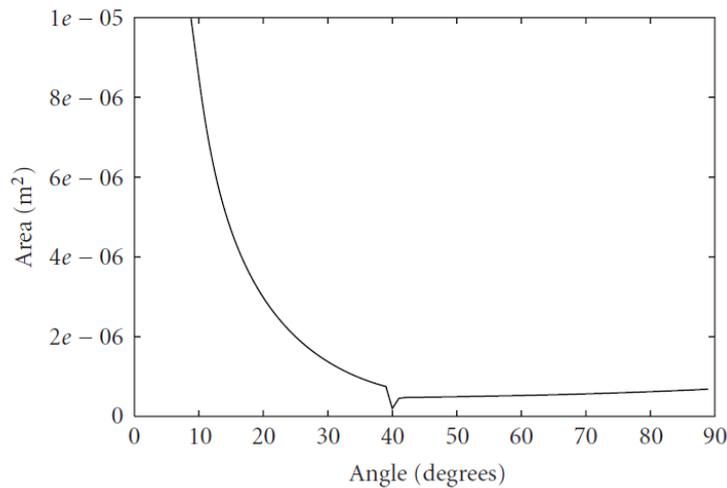


Fig. 4.21: Area di incertezza per $r = 50$ m

La Fig. 4.21 mostra come per $\theta \rightarrow 0$ l'area di incertezza cresce vertiginosamente. Nella zona centrale, per $\theta = 40^\circ$ l'area presenta un minimo mentre per $\theta \rightarrow \pi/2$ l'area cresce, ma molto lentamente.

La Fig. 4.21 mostra come l'area di incertezza si in una funzione decrescente, che decresce, al crescere di r .

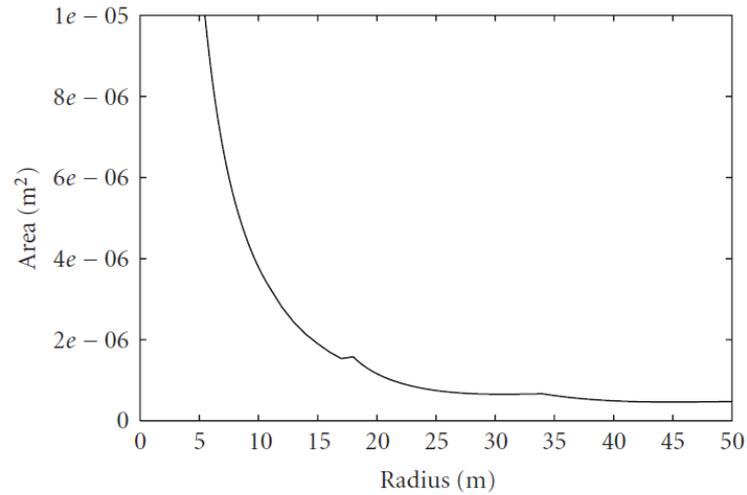


Fig. 4.22: Area di incertezza per $\theta = \pi/2$

Conclusioni

Le sezioni precedenti hanno dimostrato gli effetti principali al variare di θ e di r . Al fine di massimalizzare la percentuale di copertura dell'area \mathcal{A} e minimizzare la potenza minima richiesta $P_{t_{min}}$ si renderebbe necessaria una scelta di $r \rightarrow 0$. Per un basso valore di r la scelta di θ non incide in modo significativo, mentre all'aumentare di r è preferibile un θ grande il più possibile. Per minimizzare la $P_{t_{min}}$ invece, al crescere di r si renderebbe preferibile un $\theta \rightarrow 0$.

Dal punto di vista dell'area di incertezza, sarebbe preferibile una scelta di $r \rightarrow R$ che contrasta con le considerazioni precedenti. Si rende quindi necessaria una scelta di compromesso di r e di θ , in funzione di quale aspetto si desidera ottimizzare fra copertura dell'area, potenza minima richiesta e area di incertezza.

4.4 Riferimenti

[2] **P. Withington, H. Fluhler, and S. Nag. Henanced Homeland Security with Advanced UWB Sensor.**

Impianti di potenza e particolari aree di sorveglianza possono risultare vulnerabili in caso di attacco terroristico. Per questo motivo si rende necessario il rilevamento di intrusi non autorizzati. Per questo motivo sono stato sviluppati sistemi radar UWB con l'obiettivo di rilevare intrusi in una particolare area di sorveglianza.

[20] **M. Skolnik. Radar Handbook.**

Il libro presenta una trattazione completa su tutti i tipi di radar e sulle loro applicazioni in ambito industriale e militare. E' di particolare interesse la parte relativa ai radar bistatici.

[21] **M. C. Jackson. The Geometry of Bistatic Radar Systems.**

Elenca le principali proprietà di un radar bistatico, comparandolo con quelle del radar monostatico. Il radar bistatico trova impiego in alcune particolari applicazioni, nelle quali risulta vantaggioso. L' articolo presenta inoltre una caratterizzazione geometrica completa con curve e diagrammi.

[22] **S.Doughty and K. Woodbridge. Charaterization of a Multistatic Radar Systems.**

Presenta la caratterizzazione iniziale per un sistema radar multistatico. Il loro utilizzo trova posto in situazioni di monitoraggio di alcune particolari aree di sorveglianza. Una rete composta da un sistema radar multistatico consente numerosi vantaggi rispetto ad un sistema composto da radar monostatici e bistatici indipendenti gli uni dagli altri.

[23] **M. Chiani, A. Giorgetti, M. Mazzotti, R. Minutolo, and E. Paolini. Target Detection Metrics and Tracking for UWB Radar Sensor Network.**

Una rete di sensori radar è una rete formata da un trasmettitore e più ricevitori con l'obiettivo di rilevare e stimare la traiettoria di un target umano all'interno di una particolare area da sorvegliare. Il sistema in esame utilizza la tecnologia UWB.

[24] **E. Paolini, High Precision Passive Localization Through UWB Radar Sensor Network.**

Presenta le caratteristiche principali del sistema definito nell'articolo di riferimento [1] espandendo la propria attenzione su operazioni di contorno come la rimozione dei clutter

e la stima della traiettoria di un eventuale target in movimento.

4.5 Simulazioni

In questa sezione vengono presentati alcune simulazioni mediante `Matlab` in riferimento ad alcuni risultati ottenuti nel paper ed esposti nei paragrafi precedenti.

4.5.1 Prima simulazione

In questa prima semplice simulazione (file `sim_1`) viene presentata la realizzazione geometrica di un' *Ellisse equi-TOA* per un caratteristico radar bistatico, in posizione orizzontale, come quella presente nella Fig. 4.9. Il codice visualizza un'interfaccia utente per l'immissione dei parametri geometrici. Inserendo i seguenti parametri:

```

ascissa TX
2
ascissa RX
8.25
ordinata TX-RX
1
ascissa del TARGET
5
ordinata del TARGET
4

```

vengono fissati le posizioni del trasmettitore, del ricevitore e del target come: $TX=(2,1)$, $RX=(8.25,1)$, $TARGET=(5,4)$. Il codice provvede a visualizzate (Fig. 4.23) le posizioni di questi ultimi elementi, l' *Ellisse equi-TOA* caratteristica e l' *Ellisse minima* definita dalla (4.3.12) e con un $\gamma = 1 ns$. In Appendice A sono presenti le equazioni dell'ellisse.

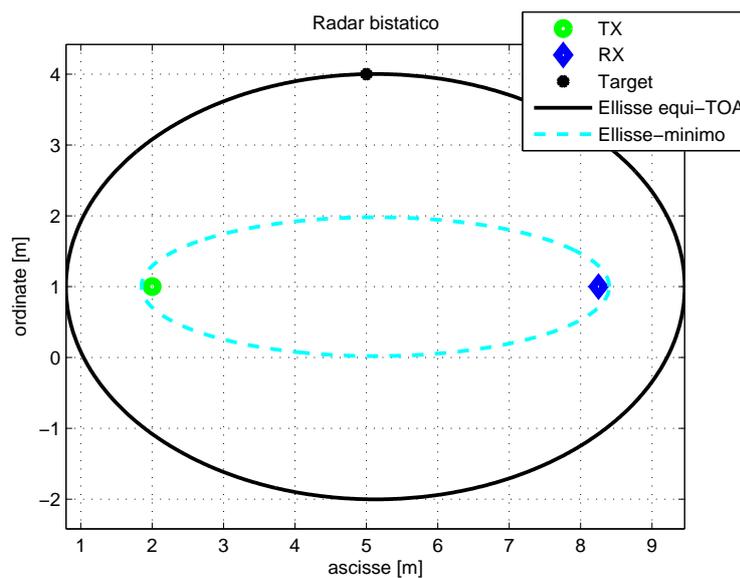


Fig. 4.23: Semplice realizzazione di in' *ellisse equi-TOA*

4.5.2 Seconda simulazione

La seconda simulazione (file `sim_2`) introduce un semplice esempio di sistema multistatico realizzando una possibile interazione fra un TX e due RX, ognuno dei quali riceve un segnale diretto dal trasmettitore stesso, ed un segnale riflesso dal target, come visto nella Fig. 4.10. A partire dalla stima del ritardo, e conoscendo la posizione fisica del trasmettitore e del ricevitore è possibile stimare le due *Ellissi equi-TOA* e quindi, la posizione del target. Un'apposita interfaccia utente permette di inserire i parametri geometrici, e un ipotetico ritardo (in ns) fra i due segnali ricevuti da ricevitore.

```

ascissa TX
1
ascissa RX
2
distanza TX-RX1 (in ascissa)
5
distanza TX-RX1 (in ordinata)
6
ritardi fra i due segnali ricevuti da RX1 (in ns)
3
ritardi fra i due segnali ricevuti da RX2 (in ns)
5

```

Vengono così creati i punti: TX=(1,2), RX1=(6,2), RX2=(1,-4). Il codice realizza un impulso UWB che si propaga omni-direzionalmente verso i due ricevitori (Fig. 4.24, segnali blu), quest'ultimo arriva direttamente (Fig. 4.24, segnali verdi) e dopo la riflessione (Fig. 4.24, segnali rossi) simulando un andamento reale.

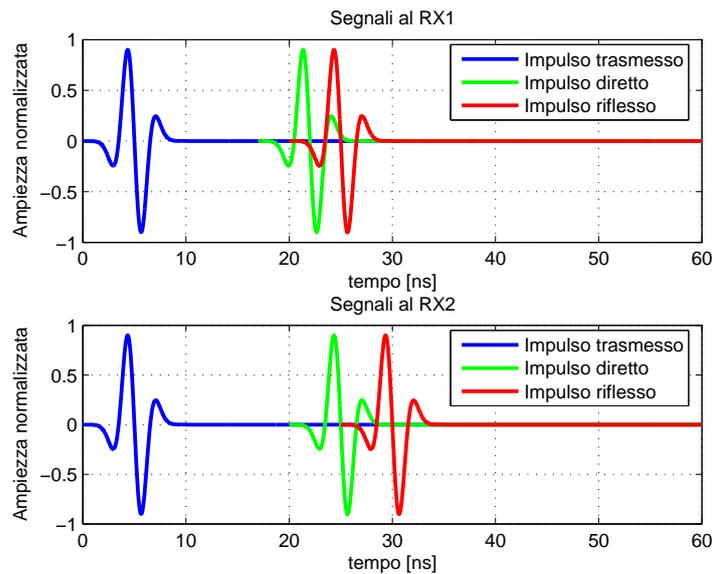


Fig. 4.24: Segnali in esame

Lo scenario sarà visualizzato in Fig. 4.25.

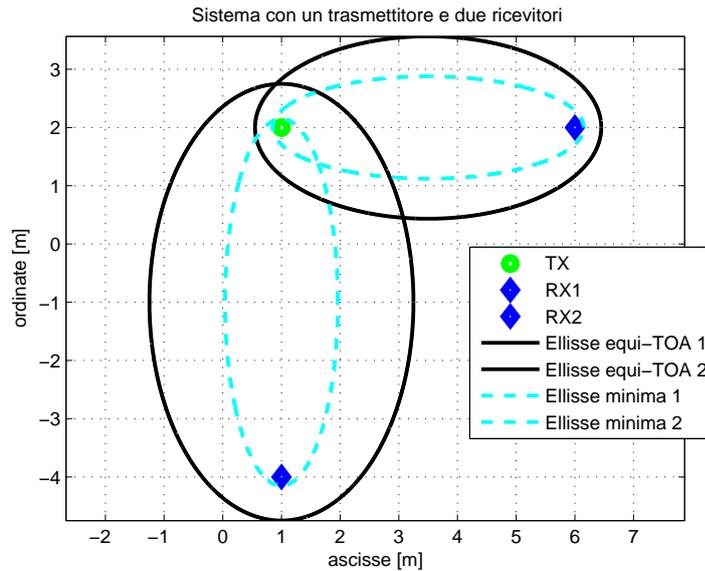


Fig. 4.25: Scenario

4.5.3 Terza simulazione

La terza simulazione (file `sim_3`) presenta una prima analisi del sistema in Fig. 4.6, presentato nel paper. Esso presuppone un'area circolare da sorvegliare \mathcal{A} con raggio R ed una rete di TX-RX con raggio r . L'interfaccia utente, oltre a questi due parametri richiede la posizione del target.

Raggio area di monitoraggio [m]

50

Raggio rete di sensori [m]

40

Posizione del target in ascissa [m]

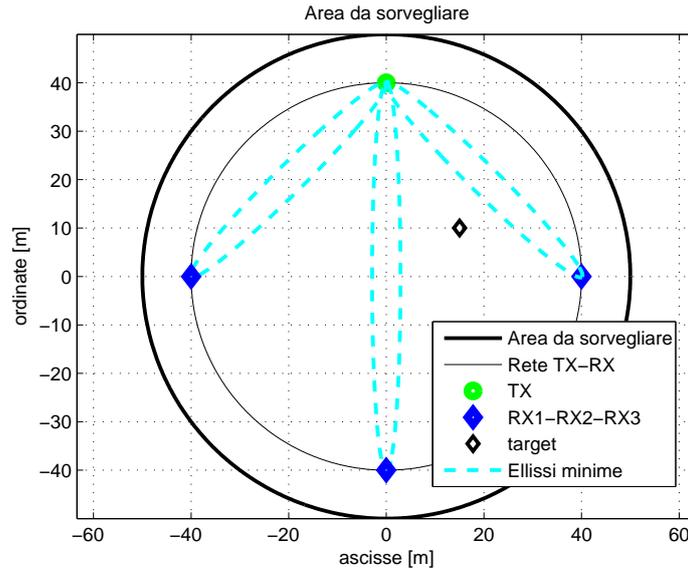
10

Posizione del target in ordinata [m]

15

La rete viene posizionata con una θ standard di 45 gradi, come visibile in Fig. 4.26. Si considera ora la caratterizzazione in termini di segnali. Un singolo impulso UWB trasmesso dal trasmettitore all'istante iniziale (0 ns) e si propaga in ogni direzione (le antenne sono ipotizzate omni-direzionali). Come discusso precedentemente, il segnale inviato si propaga lungo l'area ed arriva al ricevitore sia nella versione diretta, sia nella versione riflessa dal target

Per rendere la simulazione leggermente più realistica il canale è stato modellato come un rumore bianco di tipo gaussiano sovrapposto al segnale, grazie alla funzione `randn()`. Nel codice i segnali ricevuti per ogni ricevitore sono denominati: `x_diretto_1_noise`, `x_diretto_2_noise`, `x_diretto_3_noise`, mentre i segnali riflessi sono denominati: `x_riflesso_1_noise`,

Fig. 4.26: Area \mathcal{A} e posizione del target

`x_riflesso_2_noise,`
`x_riflesso_3_noise.`

La riflessione viene presentata come una riduzione dell'ampiezza del segnale stesso (considerando solamente il path diretto e non le altre riflessioni solitamente presenti in un ambiente reale).

Una simulazione così realizzata ha un interesse pratico esclusivamente didattico, infatti solitamente la posizione del target non è nota, ma è l'incognita del nostro problema. Si ragioni ora da qui in avanti sui due segnali ricevuti da ogni RX (diretto e riflesso) procedendo a ritroso ed andando a verificare che la posizione del target sia quella impostata inizialmente.

Per realizzare le *Ellissi equi-TOA* è necessaria la conoscenza del ritardo temporale dei due segnali ricevuti, τ come indicato nella (4.3.2). Per ottenere questo valore si è realizzata semplicemente una *correlazione* dei due segnali, al fine di ottenere il ritardo. La Fig. 4.27 mostrano i segnali ricevuti da ogni ricevitore e la funzione di *correlazione* eseguita, grazie alla funzione:

`ccorrelation1=xcorr(x_diretto_1_noise,x_riflesso_1_noise)`. La stima delle tre *Ellissi equi-TOA* porta al risultato visibile in Fig. 4.28. L'intersezione stima correttamente la posizione indicata in partenza del target.

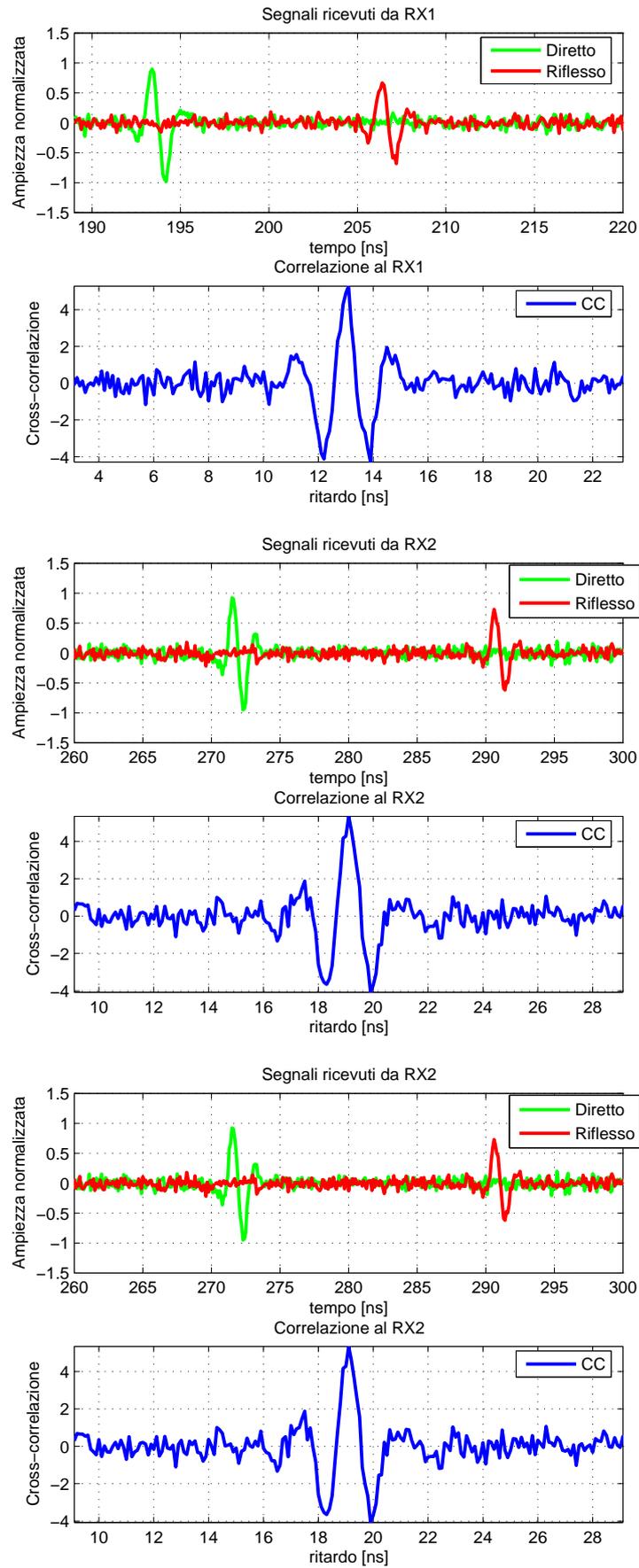


Fig. 4.27: Situazione presente per ogni ricevitore

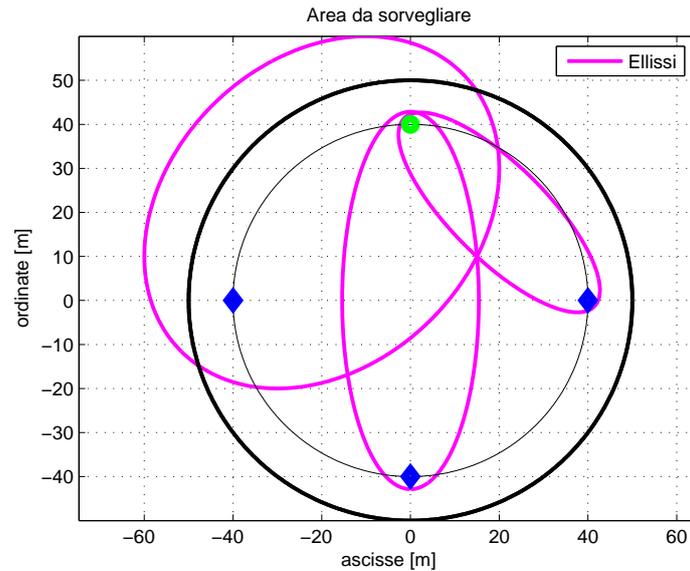


Fig. 4.28: Stima della posizione del target

4.5.4 Quarta simulazione

In questa simulazione (file `sim_4_cassini_massimo`) è realizzato un semplice codice per la realizzazione degli *Ovali di Cassini massimi* per ognuna delle coppie TX-RX. I vari ricevitori sono in posizione fissa, sulla circonferenza della rete di $r = 40$ m e sono spazati di $\pi/4$ rad. Si può notare come tutti gli ovali sono tangenti alla circonferenza di raggio $R = 50$ m che rappresenta il limite dell'area di sorveglianza \mathcal{A} . Nella Fig. 4.29 si possono osservare gli ovali tangenti l'are di sorveglianza. In Appendice A sono presenti le equazioni dell'Ovale di Cassini.

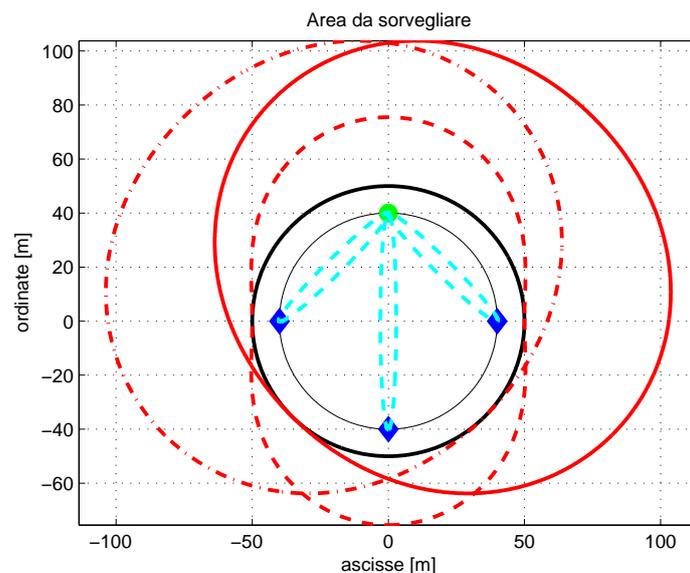


Fig. 4.29: Ovali di Cassini Massimi

4.5.5 Quinta simulazione

L'obiettivo di questa simulazione (file `sim_5_prova_area`) è la costruzione della rete TX-RX con un r ed un θ specificabili dall'utente. Inserendo $\theta = 15$ gradi e $r = 40$ m si ottiene:

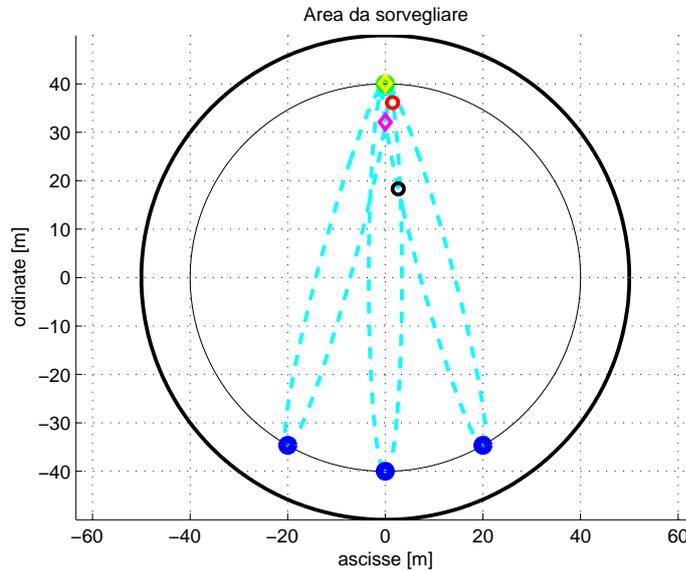


Fig. 4.30: Situazione per $r=40$ m e $\theta= 15$ gradi

Nella simulazione è presente un algoritmo che permette di determinare l'area di copertura in percentuale (**COVERAGE**). In questo scenario infatti un eventuale target può essere localizzato se si trova all'esterno delle tre ellissi minime rappresentate in figura. Per determinare l'area comune degli ellissi si è pensato di realizzare quattro punti di appoggio, visibili in Fig. 4.30 **first** giallo, **second** magenta, **third** rosso, **fourth** nero. Tali punti

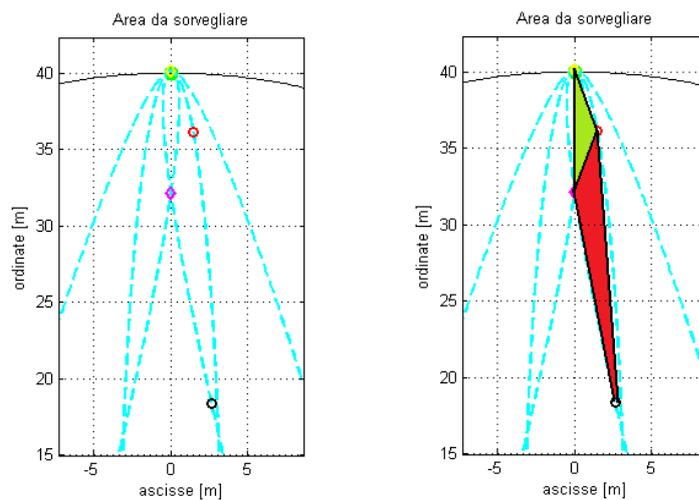


Fig. 4.31: Punti per la realizzazione dell'algoritmo

vengono realizzati per determinare due poligoni visibili in Fig. 4.31 dei quali è semplice determinare l'area, ovvero due triangoli. Dalla conoscenza di tali aree è si perviene alla

percentuale di copertura solamente grazie a somme e sottrazioni di aree. Il parametro AREA rappresenta l'area della superficie da controllare \mathcal{A} , AREA_SUB rappresenta l'area in comune fra le tre *Ellissi minime* mentre, AREA_NOT_COV rappresenta la somma delle aree delle tre *Ellissi minime*. Eseguendo quindi il semplice segmento di codice seguente:

```
AREA_COV=AREA-AREA_NOT_COV+AREA_SUB;
COVERAGE=(AREA_COV/AREA)*100
```

Il codice restituisce inoltre la percentuale di copertura dell'area per i parametri specificati.

```
COVERAGE =
```

```
83.9711
```

4.5.6 Sesta simulazione

Questa parte finale è incentrata sulla simulazione dei grafici presenti nell'articolo e visti precedentemente in Fig. 4.18 e Fig. 4.19. E' stata realizzata un funzione `Matlab`, denominata `cov.m` a partire dal file (file `sim_5_prova_area`) a partire dall'impostazione di r e di θ desiderati restituisce un valore corrispondente alla percentuale di copertura.

Tale funzione viene utilizzata nel file `prova_1`, nel quale viene iterativamente calcolato un valore di copertura (restituito da `cov.m`) per valori di θ variabili di 0 a 80 gradi, con un incremento di 2 gradi e valori di r da 50 a 0 metri con un incremento di 2 metri. I risultati vengono messi in un matrice A , dove l'elemento A_{ij} corrisponde alla copertura dell'area corrispondente alla copertura per *angolo i -esimo* e *raggio k -esimo*. Viene visualizzato in Fig. 4.32 il grafico tridimensionale ottenuto.

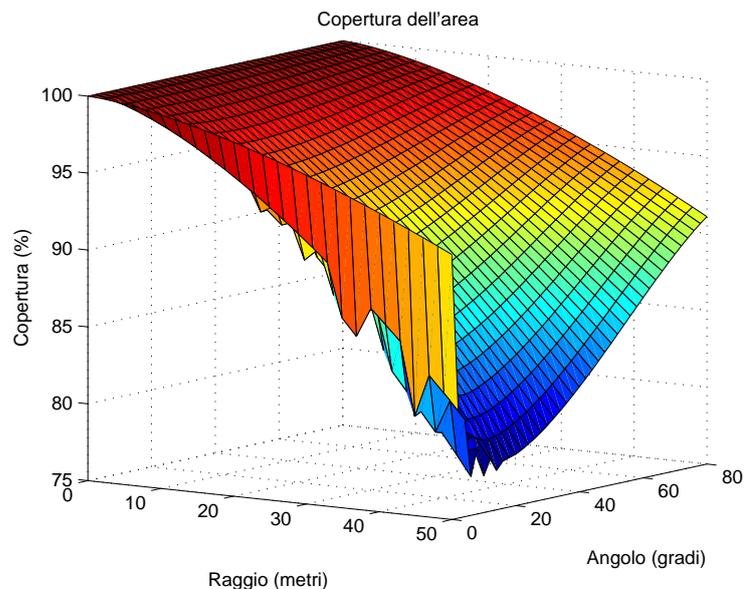


Fig. 4.32: Percentuali di copertura dell'area

E' possibile notare come il risultato ottenuto in Fig. 4.32 soddisfi con ottima approssimazione il risultato ottenuti nel paper e visibile in Fig. 4.18 [1].

4.5.7 Settima simulazione

In seguito si sono analizzati i risultati riguardanti la potenza minima. Considerando la (4.3.18) e inserendo $N = 3$ essa diventa:

$$P_{tmin}(dBm) = 10\log\left(\frac{P_{th}[R^2 + r^2 + 2Rr \sin(\theta)]^2(4\pi)^3}{G_t G_r \sigma [1/f_L - 1/(f_L + B)]c^2}\right). \quad (4.5.1)$$

Come si può osservare, la (4.5.1) è composta da termini variabili geometricamente e da alcuni che rimangono costanti, essa si può scomporre utilizzando le proprietà dei logaritmi:

$$P_{tmin}(dBm) = 10\log\left(\frac{P_{th}(4\pi)^3}{G_t G_r \sigma [1/f_L - 1/(f_L + B)]c^2}\right) + K(r, \theta), \quad (4.5.2)$$

dove il termine $K(r, \theta)$ dipende esclusivamente da termini geometrici, essendo pari a:

$$K(r, \theta)(dBm) = 10\log(R^2 + r^2 + 2Rr \sin(\theta))^2. \quad (4.5.3)$$

Si è quindi dimostrato come l'andamento del grafico presente in Fig. 4.19 dipenda dal termine $K(r, \theta)$.

Il file `prova_potenza` utilizza una particolare funzione, denominata `kpotenza.m` che analogamente a quanto visto precedentemente crea una matrice **A**, dove l'elemento A_{ij} corrisponde al termine $K(r, \theta)$ per *angolo* i -esimo e *raggio* k -esimo. Gli intervalli di variazione sono gli stessi visti precedentemente.

Il grafico tridimensionale eseguito è visibile in Fig. 4.33.

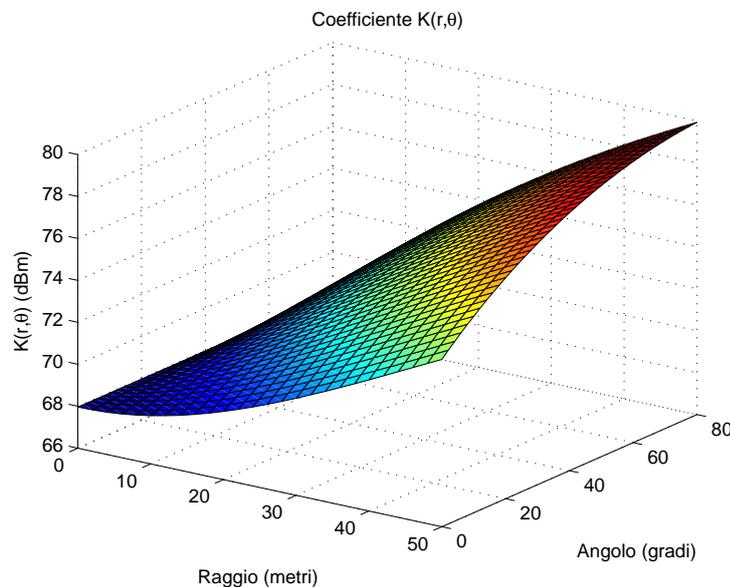


Fig. 4.33: Coefficiente $K(r, \theta)$

Il file crea anche una matrice **B** ottenuta grazie alla funzione `pow` che determina la potenza minima, definita nelle (4.5.1), con i parametri indicati in Tab. 4.1. Il risultato ottenuto è proposto in Fig. 4.34. Il grafico della potenza è rappresentato in Fig. 4.34, si può osservare chiaramente l'analogia con quanto presentato nel paper (Fig. 4.19).

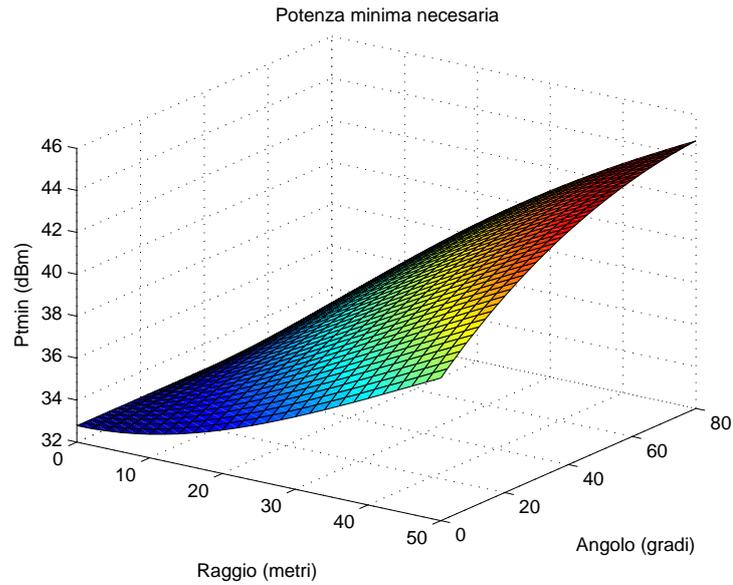
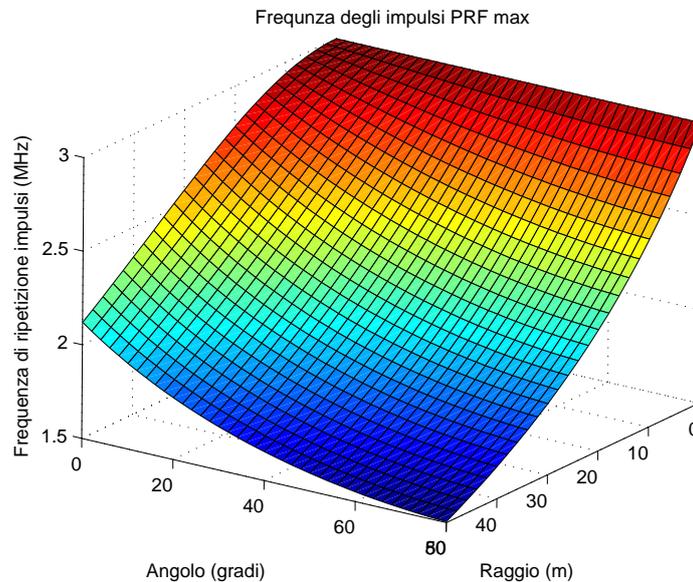


Fig. 4.34: Potenza minima richiesta

4.5.8 Ottava simulazione

Quest'ultima simulazione è volta alla realizzazione di un grafico tridimensionale, che riporta la frequenza massima di ripetizione PRF_{max} al variare di θ e di r , non presente nell'articolo. Il file `prova_impulsi` utilizza la funzione `impulsi.m` per realizzare come al solito una matrice A che contiene PRF_{max} , definita secondo la (4.3.19), al variare dei parametri geometrici. Il grafico è visibile in Fig. 4.35.

Fig. 4.35: Frequenza di ripetizione PRF_{max}

Si può osservare come la funzione sia decrescente per $r \rightarrow R$, in quanto avvicinando la rete di sensori agli estremi dell'area \mathcal{A} è maggiore il tragitto che compiono gli impulsi. La frequenza di ripetizione decresce inoltre per $\theta \rightarrow \pi/2$. Il sistema deve essere dimen-

sionato a partire dalla conoscenza di questi limiti, scegliendo una PRF in modo tale che $PRF \leq PRF_{max}$.

Considerazioni alternative e sviluppi futuri

5.1 Introduzione

Il capitolo 4, basato sull'analisi dell'articolo [1] ha elencato alcune condizioni per poter effettuare la localizzazione di un target umano all'interno di un'area circolare \mathcal{A} . In questo capitolo finale vengono presentate alcune simulazioni caratterizzate dalla variazione di alcuni parametri rispetto ai risultati in [1] con l'aggiunta di possibili sviluppi futuri.

5.2 Variazione del minimo tempo misurabile

Si è dimostrato come una condizione per la localizzazione di un target umano da parte di un trasmettitore e tre ricevitori riguarda la non appartenenza dello stesso all'area compresa nelle tre *elissi-minime*. L'equazione di queste ultime dipende dal minimo ritardo misurabile fra segnale diretto e riflesso, γ , descritto nella (4.3.12) che nel [1] è assunto pari 1 ns .

La prima parte di quest'ultimo capitolo si concentra sulla simulazione dei risultati ottenibili con un γ via via maggiore. L'aumento di questo valore causa un incremento dell'area sottesa da parte delle tre *elissi minime* con una successiva diminuzione della percentuale di area copribile rispetto a quanto visibile nella figura 4.32.

5.2.1 Simulazione con γ diversi, grafici tridimensionali

Il file `sim1_1` è analogo al file `sim_5_prova_area` ma può essere variato a piacere il γ . Inserendo i seguenti parametri:

```
Angolo in gradi (da 0 a 80)
50
Raggio in metri (da 0 a 50)
40
Minimo delay rilevabile [ns]
10
```

Viene costruita una figura analoga a quella vista in Fig. 4.30 ma con le tre *Ellissi minime* ovviamente ingrandite, per via dell'aumento di γ Fig. 5.1.

Come nel caso precedente, il codice restituisce la percentuale di copertura dell'area, che risulta ovviamente minore rispetto al caso con $\gamma = 1\text{ ns}$.

```
COVERAGE =
```

```
56.9084
```

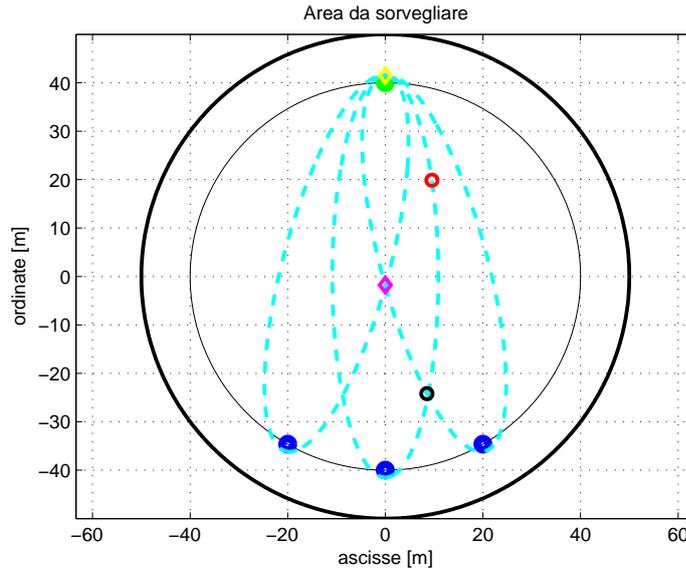


Fig. 5.1: Situazione per $r = 40$ m, $\theta = 15$ gradi e $\gamma = 10$ ns

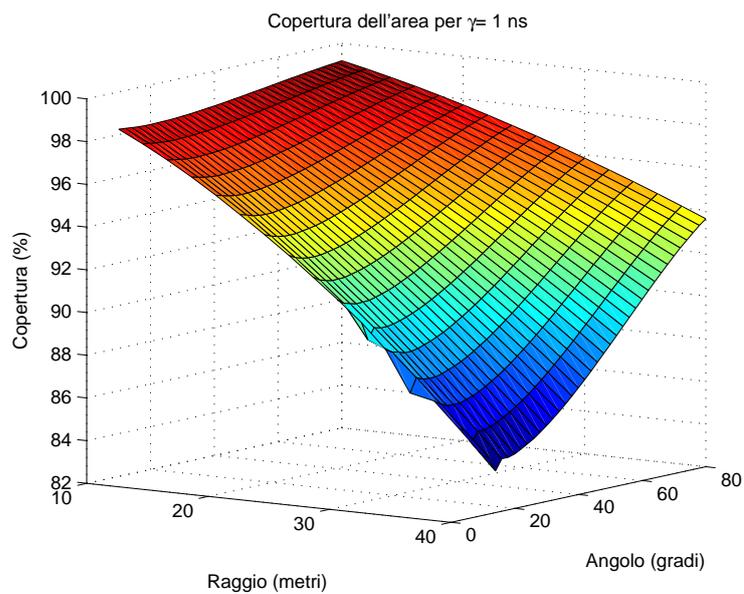
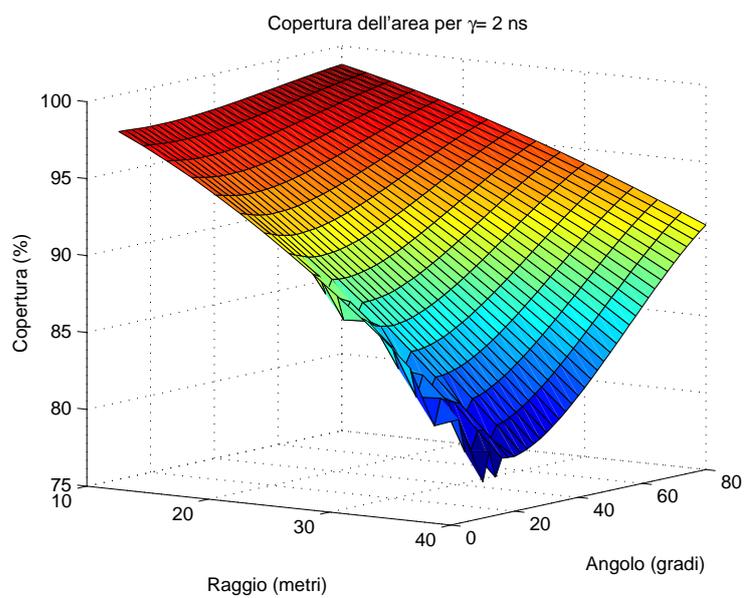
Analogamente a quanto descritto nel capitolo precedente riguardante la funzione `cov.m` che restituisce il valore di copertura dell'area per un γ pari a 1 ns, sono state realizzate le funzioni `cov2.m`, `cov5.m` e `cov10.m` nel quale il γ assume rispettivamente i valori 2, 5, 10 ns.

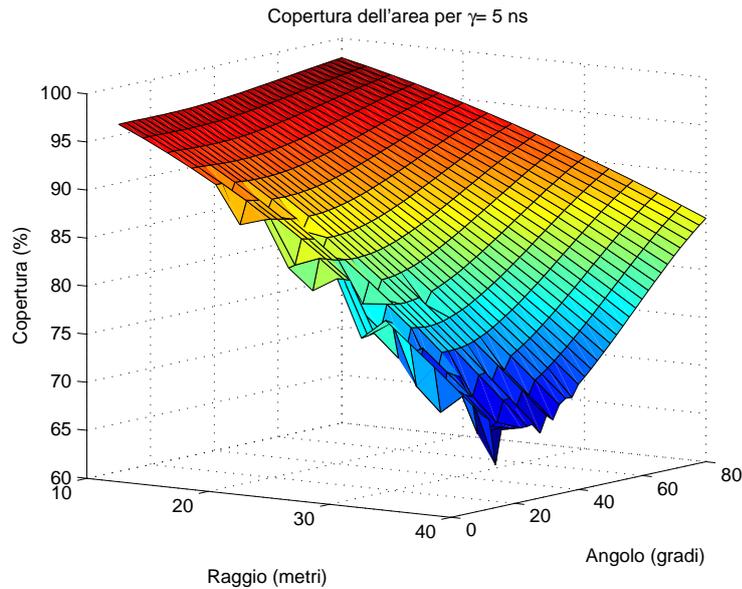
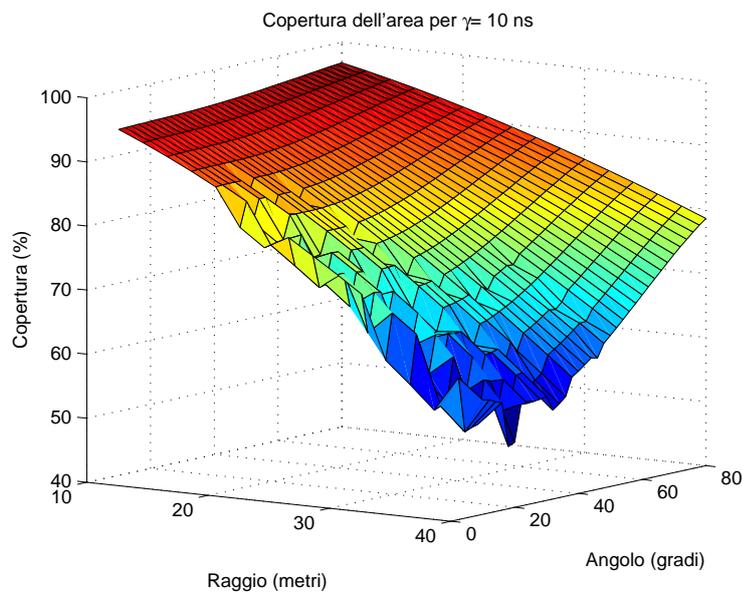
Le prove sono state effettuate al variare di r e di θ considerando tuttavia solo gli intervalli di utilizzo pratico, eliminando i valori che tendono verso i limiti matematici che non hanno alcun interesse pratico: $\theta \rightarrow \pi/2$, $\theta \rightarrow 0$, $r \rightarrow 0$.

È stato eliminato anche l'intervallo di r da 40 a 50 m in quanto la copertura è sempre la minima, e l'algoritmo descritto nel capitolo precedente produrrebbe qualche risultato errato per $\gamma = 10$ gradi.

Il file `prova_2` realizza un grafico di copertura simile a quanto visto in 4.32 negli intervalli indicati precedentemente. I valori di r vengono decrementati da 40 a 10 m con uno step di 2 m, mentre gli angoli θ vengono incrementati da 10 a 80 gradi con uno step di 2 gradi. Tali intervalli sono indicati nel codice: `RAGGIO=[40:-2:10]`, `ANGOLO=[10:2:80]`.

Il codice realizza quattro matrici A, B, C e D corrispondenti ai valori di γ pari a 1, 2, 5 e 10 ns. I risultati sono proposti in seguito dalla Fig. 5.2 alla 5.5. La Fig. 5.2 è l'equivalente della Fig. 4.32, ma con un intervallo per r e θ ridotto, come spiegato precedentemente.

Fig. 5.2: Copertura per $\gamma = 1$ nsFig. 5.3: Copertura per $\gamma = 2$ ns

Fig. 5.4: Copertura per $\gamma = 5$ nsFig. 5.5: Copertura per $\gamma = 10$ ns

5.2.2 Simulazione con γ diversi, grafici bidimensionali a parità di r

Si può notare dai grafici come la copertura cali vistosamente all'aumentare di γ . Al fine di meglio comprendere il calo di copertura, sono stati implementati due programmi che realizzano delle curve equi-raggio ed equi- θ per ognuno del ψ presi in considerazione. La funzione `pari_raggio` realizza un diagramma bidimensionale di copertura in funzione dell'angolo θ . Esso viene realizzato per 4 valori di r ovvero 10, 20, 30 e 40 m.

I risultati sono visibili nelle Fig. 5.6, 5.7, 5.8, 5.9. Si può notare come in tutti i casi la funzione copertura presenti un andamento sempre meno proporzionale al variare di r per θ piccoli, il fenomeno è facilmente osservabile nel grafico di Fig. 5.9 soprattutto per $\gamma = 10$ ns e per $\gamma = 5$ ns.

Questa non idealità è dovuta alla difficoltà di calcolare esattamente la funzione copertura con l'algoritmo realizzato per grandi valori di γ e di r . Per bassi valori di r (Fig. 5.6) il fenomeno non è più presente.

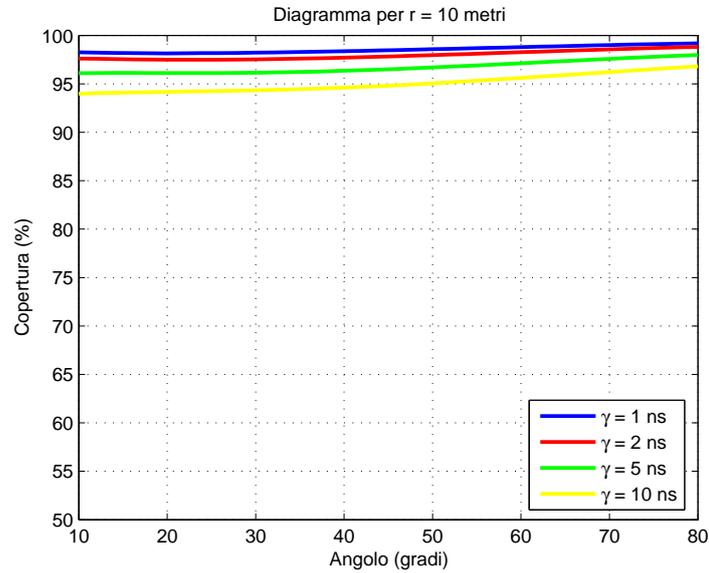


Fig. 5.6: Copertura per $r = 10$ m

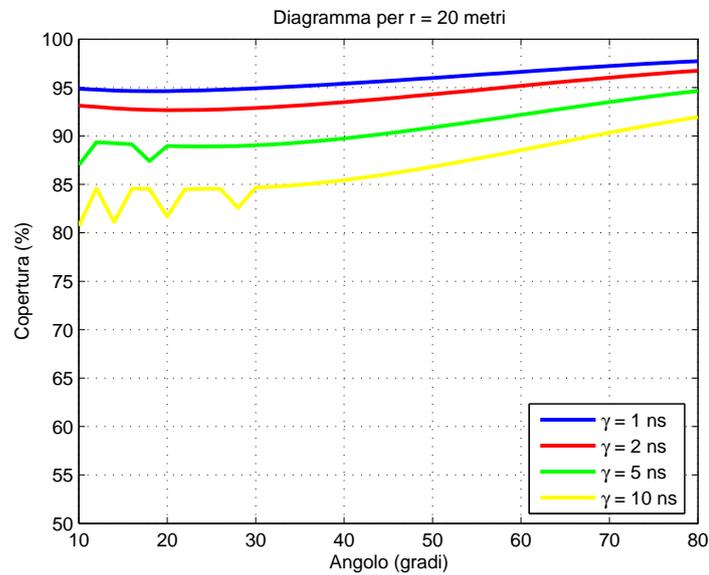
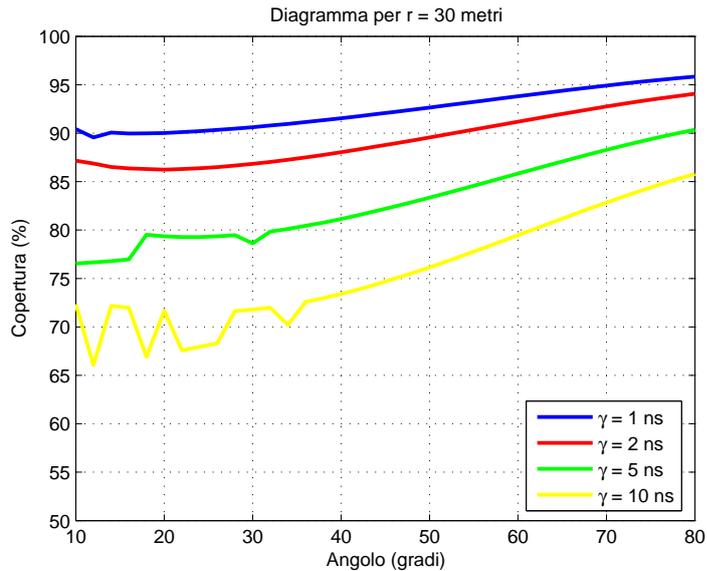
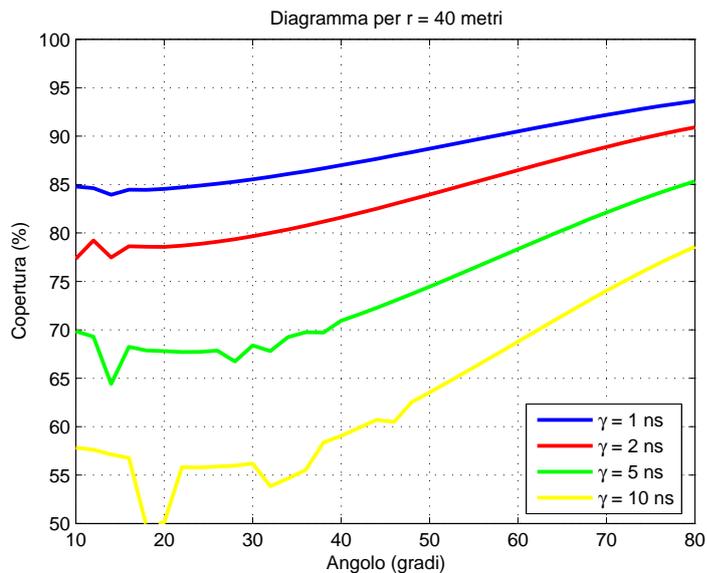
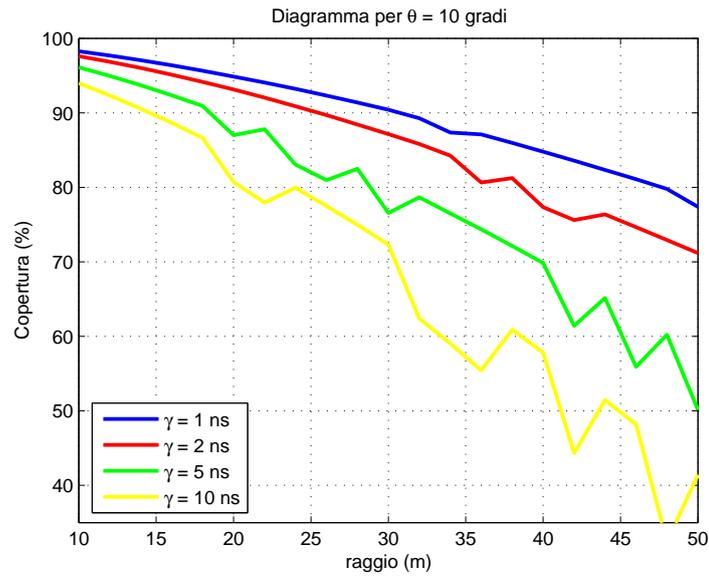
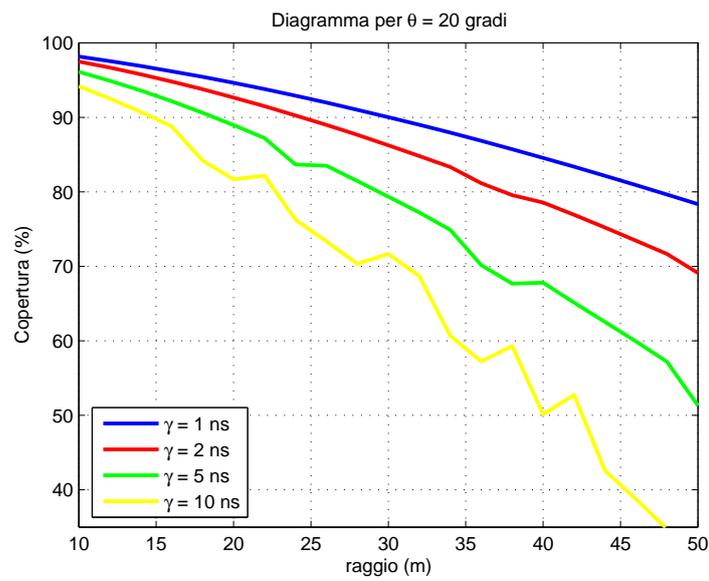


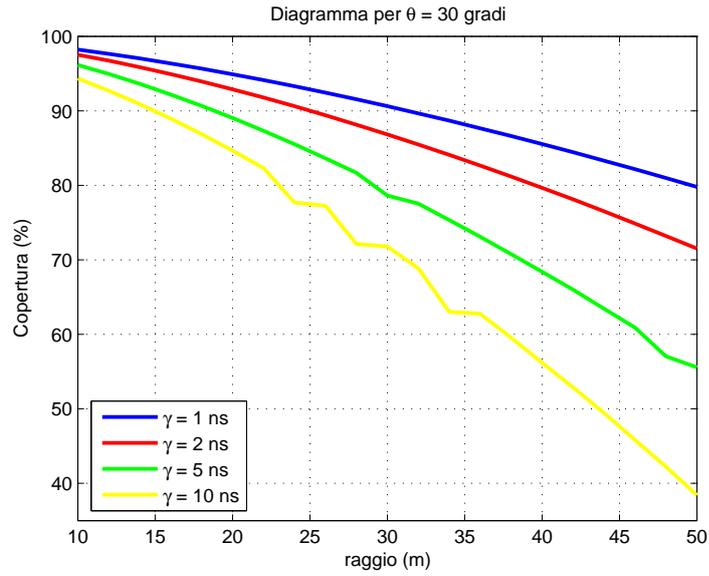
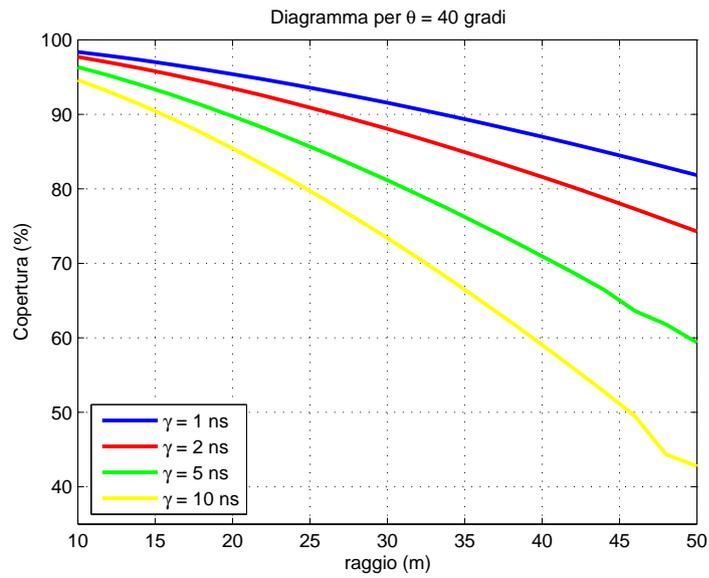
Fig. 5.7: Copertura per $r = 20$ m

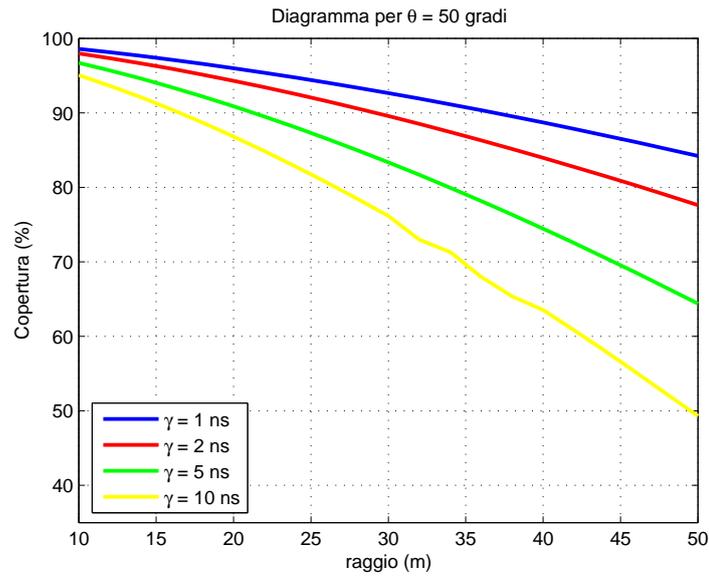
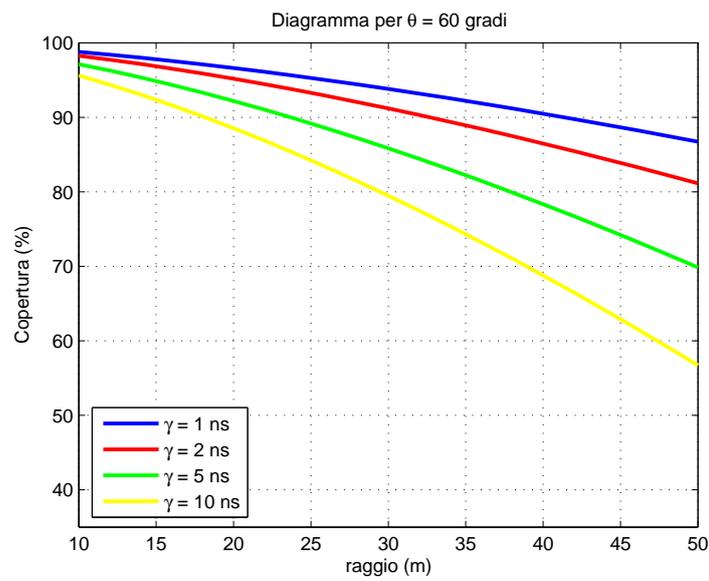
Fig. 5.8: Copertura per $r = 30$ mFig. 5.9: Copertura per $r = 40$ m

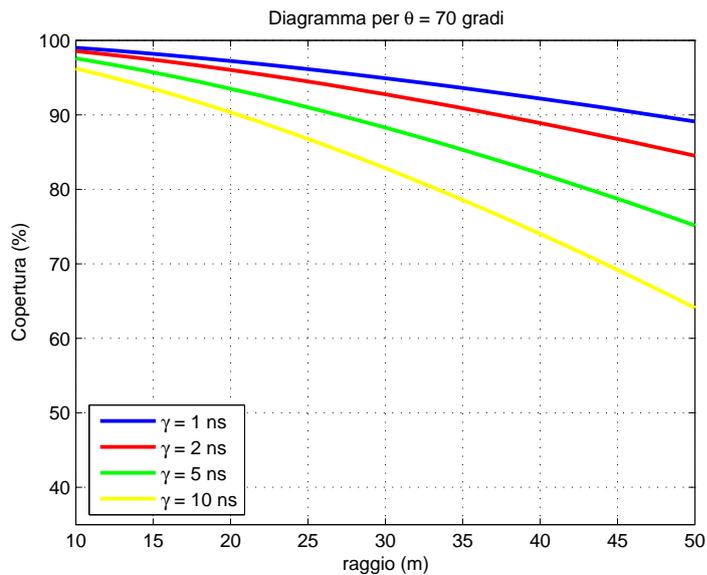
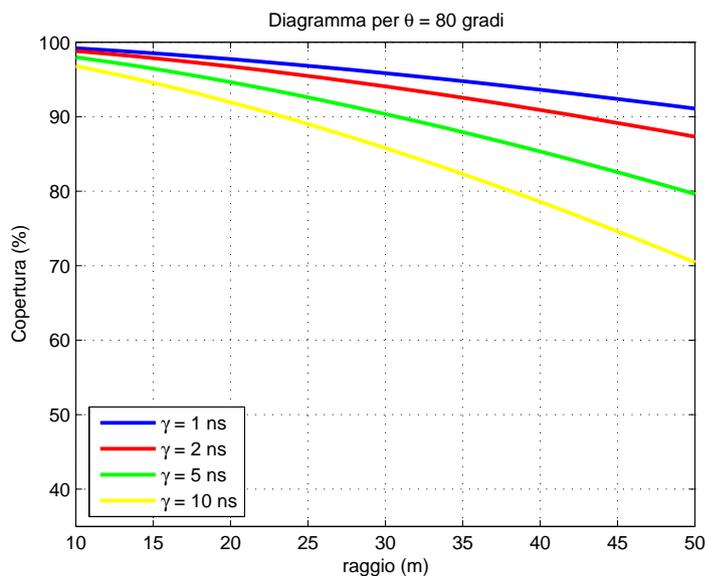
5.2.3 Simulazione con γ diversi, grafici bidimensionali a parità di θ

Il programma `pari_theta` realizza dei grafici bidimensionali equi- θ al variare del raggio. Il valore di θ viene incrementato da 10 gradi ad 80 gradi con un intervallo di 10 gradi. In questo caso, analogamente a quanto visto per il caso equi-raggio vi è un andamento non lineare fra r e copertura al variare di γ , tale fenomeno è marcato per θ bassi (Fig. 5.10 e 5.11).

Fig. 5.10: Copertura per $\theta = 10$ gradiFig. 5.11: Copertura per $\theta = 20$ gradi

Fig. 5.12: Copertura per $\theta = 30$ gradiFig. 5.13: Copertura per $\theta = 40$ gradi

Fig. 5.14: Copertura per $\theta = 50$ gradiFig. 5.15: Copertura per $\theta = 60$ gradi

Fig. 5.16: Copertura per $\theta = 70$ gradiFig. 5.17: Copertura per $\theta = 80$ gradi

5.2.4 Conclusioni

Le simulazioni effettuate hanno mostrato come un aumento di γ porti ad una diminuzione della percentuale di copertura, che varia in funzione di θ e di r . In caso di un γ eccessivamente grande, per rendere l'algoritmo ancora utilizzabile è necessario scegliere un θ il più grande possibile con un r più piccolo possibile. Bisogna però ricordare che una variazione di γ non influenza la potenza minima necessaria per la copertura dell'area, come descritto nella (4.5.1) e quindi la scelta dei parametri geometrici θ ed r deve essere una scelta di compromesso fra la copertura che si vuole avere e la potenza minima disponibile.

5.3 Applicazioni alternative

5.3.1 Caratterizzazione per un'area quadrata

Il paper di riferimento ha presentato i risultati per un'area supposta circolare \mathcal{A} . In generale l'area da controllare può assumere qualsiasi forma, come ad esempio un'area quadrata interna o esterna. Si supponga quindi che l'area da sorvegliare sia un'area con lato pari a 100 m, \mathcal{B} e la rete di trasmettitore-ricevitori a disposizione sia analoga a quella di partenza, al variare di θ e di r , visibile in Fig. 5.18.

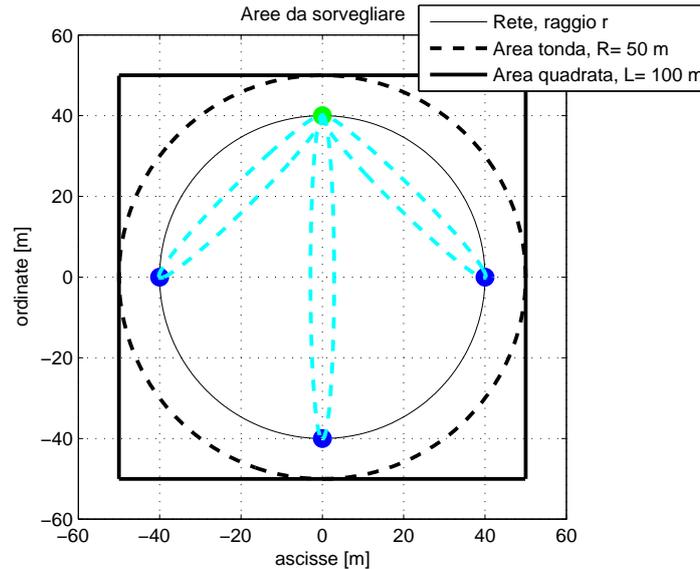


Fig. 5.18: Area \mathcal{A} e \mathcal{B} a confronto

La prima considerazione riguarda la potenza, strettamente legata al concetto degli *Ovali di Cassini*, essi, per ogni coppia TX-RX devono essere tangenti al punto dell'area più lontano. La Fig. 5.19 mostra lo scenario descritto e gli ovali ottenuti con il file `cassini_quadrata`. Essi sono molto più ampi rispetto al caso analogo per area rotonda (si osservi la figura 4.29) in quanto i punti più esterni da raggiungere sono più distanti.

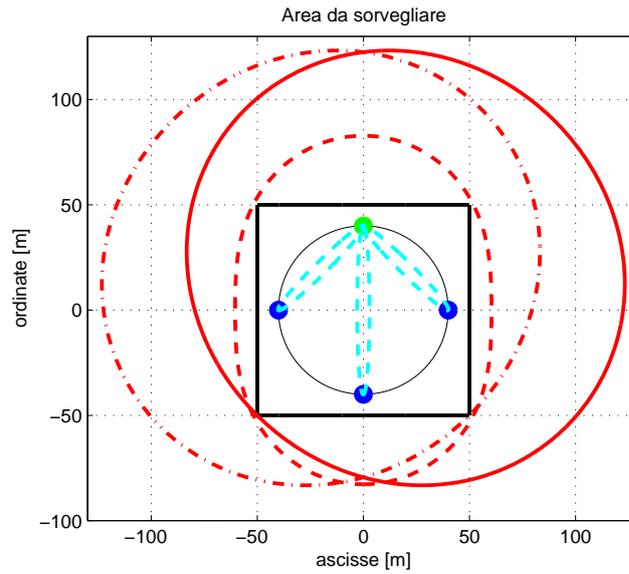


Fig. 5.19: Ovali di Cassini Massimi

Copertura

Un sistema con raggio r e ricevitori distanziati da un angolo θ è molto più efficiente per un'area quadrata con lato $L = 100$ m in quanto permette di coprire percentualmente un'area più grande. Il file `prova_copertura_quadra` permette di realizzare il grafico tridimensionale della copertura, grazie alla funzione `cov_quadra.m` e visibile in Fig. 5.20.

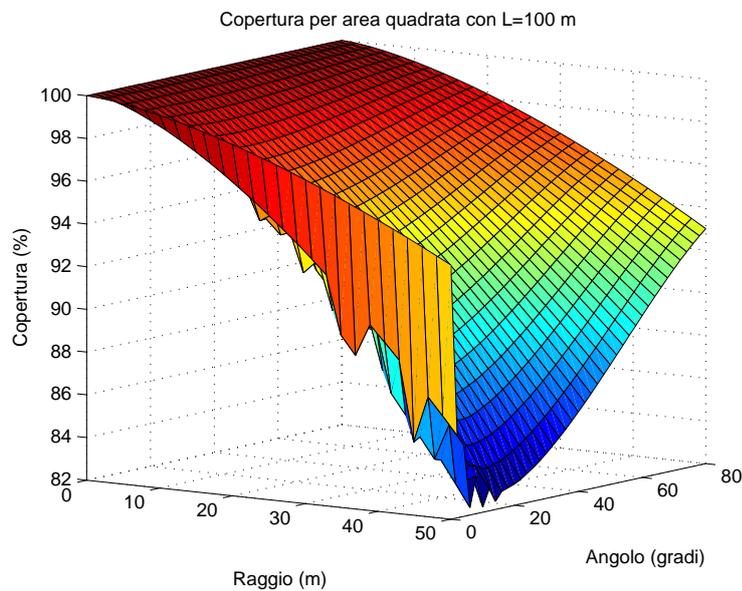


Fig. 5.20: Copertura per un'area quadrata

Se si paragona il grafico presente in Fig. 5.20 con quello presente in Fig. 4.32 si può notare un aumento della copertura.

Potenza minima

Come accennato nell'introduzione, la potenza minima dovrà essere più grande per poter garantire la localizzazione in tutti i possibili punti dell'area. La formula per la potenza minima diviene così:

$$P_{tmin}(dBm) = 10\log\left(\frac{P_{th}[l_{1max}l_{2max}]^2(4\pi)^3}{G_t G_r \sigma [1/f_L - 1/(f_L + B)]c^2}\right). \quad (5.3.1)$$

Analogamente a quanto visto per l'area rotonda, la 5.3.1 può essere scomposta in una parte $K(r, \theta)$ dipendente dalle caratteristiche geometriche e da una parte costante dipendente dai parametri del segnale e delle antenne, presenti in tabella 4.1. Il file prova_potenza_quadrata utilizza le funzioni `kpotenzaquadra` e `pow_quadra` per realizzare i grafici tridimensionali al variare di θ e di r . Essi sono visibili rispettivamente in Fig. 5.21 e 5.22.

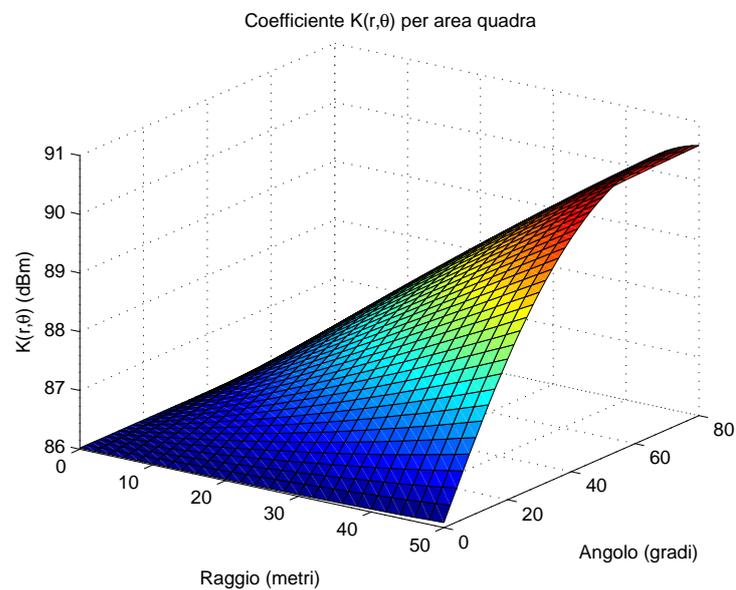


Fig. 5.21: Coefficiente $K(r, \theta)$ per area quadrata

Confrontando i grafici presenti in Fig. 5.21 e 5.22 con quelli presentati in Fig. 4.33 e 4.34 si può osservare un notevole aumento della potenza minima necessaria, dipendente dalla variazione di geometria.

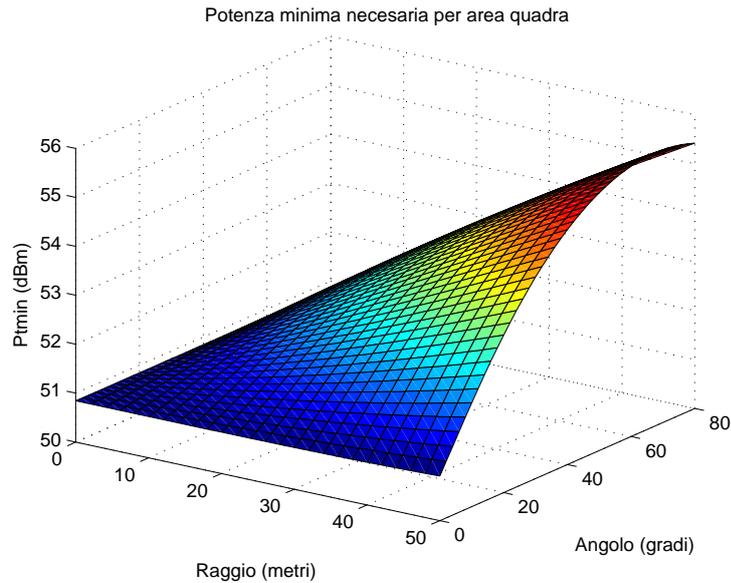


Fig. 5.22: Potenza minima richiesta per area quadrata

5.4 Applicazioni future

Nelle simulazioni mostrate nei capitoli precedenti sono state rivolte alla localizzazione di un target fermo all'interno dell'area di sorveglianza. Uno studio innovativo potrebbe portare alla simulazione e realizzazione di tecniche per la determinazione della traiettoria e stima della velocità di un eventuale target in movimento.

Tale problema è già stato anticipato [24] ed è strettamente dipendente dal numero N_S di impulsi UWB trasmessi, come indicato in figura 5.23: Nell'articolo [1] è presente la

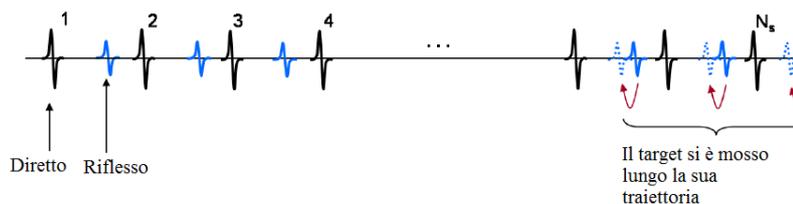


Fig. 5.23: Impulsi nel caso di target mobile

condizione di frequenza di ripetizione massima degli impulsi PRF_{max} , che dipende θ ed r , come indicato nella 4.3.19. Essa è visualizzabile nel grafico presente in Fig. 4.35. La Fig. 4.17 mostra come la frequenza di ripetizione maggiore si abbia per $r \rightarrow 0m$ mentre quella minore si ha per $r \rightarrow 50m$ e $\theta \rightarrow 80\text{ gradi}$. A partire dalla PRF_{max} ottenuta a partire da r e di θ scelti in base alle esigenze di compromesso fra copertura e potenza minima necessaria. A partire da tali considerazioni sarà necessario scegliere in numero degli impulsi N_S del segnale inviato.

Uno studio futuro potrà realizzare dei metodi di stima della variazione di posizione in base agli impulsi ricevuti, implementando degli algoritmi di calcolo della velocità del target. Un'eventuale passo successivo potrà consistere nella realizzazione di equazioni per

la predizione della stima della posizione futura sulla base della posizione precedente con un'eventuale correzione della posizione precedente [24, 23].

Conclusioni

Il documento ha presentato un panoramica generale sulle tecniche per la localizzazione di target umani mediante radar, studiando in dettaglio il caso applicativo di un sistema anti-intrusione. Si è visto come la scelta dei parametri geometrici influisca sulle principali caratteristiche come copertura dell'area, potenza minima richiesta ed accuratezza nella stima della posizione.

La caratterizzazione geometrica sulla disposizione dei ricevitori, deve risultare come scelta di compromesso al fine di ottimizzare il più possibile una delle caratteristiche precedentemente elencate. In caso di applicazioni particolari, nelle quale si deve ottimizzare solamente una di queste caratteristiche, la scelta può essere fatta in modo più semplice, si avrà tuttavia un peggioramento delle prestazioni del sistema in merito alle altre caratteristiche.

Si è visto inoltre come la scelta di un sistema meno performante incida direttamente sulle prestazioni del sistema anti-intrusione. Ad esempio un dispositivo che presenta un minimo *delay* risolubile maggiore di quello di riferimento (1 ns) determina un peggioramento considerevole della percentuale di copertura dell'area.

Allo stesso modo, mediante simulazioni più laboriose potrebbe essere dimostrato che una stima più incerta del TOA provochi un'area di incertezza più grande, diminuendo di fatto l'accuratezza sulla localizzazione. In base quindi alle prestazioni desiderate del sistema, si renderà necessario la scelta dei componenti hardware per la realizzazione dei dispositivi.

Il sistema multistatico presentato è costituito da un trasmettitore e tre ricevitori. Ovviamente sarebbe possibile realizzare lo stesso sistema con più ricevitori. In tal caso alcune prestazioni migliorerebbero, ma ovviamente si avrebbe un costo ed una complessità maggiore.

Le simulazioni hanno dimostrato come la presenza di rumore sovrapposto intervenga direttamente sulla stima del ritardo fra segnali (TDE) e causi un'errata stima della posizione del target da localizzare. Ovviamente anche questo problema deve essere tenuto in considerazione durante la progettazione di un sistema di localizzazione, in base all'ambiente in cui esso andrà ad operare. Nella trattazione si è giustificato ampiamente l'utilizzo della tecnologia radar nella realizzazione di un sistema di localizzazione, per via dei numerosi vantaggi che essa comporta. Non è da escludere tuttavia l'utilizzo di altri dispositivi in caso di applicazione alternative o che richiedano determinati risultati.

Gli sviluppi futuri possono portare un miglioramento delle prestazioni di ogni dispositivo, al fine di aumentarne le caratteristiche principali come l'accuratezza alla stima della posizione. Anche la maggior reiezione possibile ai disturbi esterni è un'aspetto di primaria importanza nel miglioramento della tecnologia radar come sottolineato precedente.

Un'ulteriore ramo molto importante riguarda la realizzazione di algoritmi per la determinazione della velocità del target in movimento, con una stima della traiettoria dello stesso. La localizzazione e la stima della traiettoria potranno essere associate direttamente all'identificazione della persona, in modo da ottenere un prodotto completo nell'ambito dell'*human detection*.

Ringraziamenti

Il ringraziamento principale va senz'altro ai miei genitori, senza il loro sostegno economico e morale non avrei mai raggiunto quest'obiettivo.

Un ringraziamento particolare va anche al Prof. Alessandro Sona, per la proposta di tesi e per la disponibilità dimostrata in questi sei mesi.

Un grazie ad Andrea e Roberto, con i quali ho condiviso gran parte di questi mesi di lavoro, il loro aiuto e la loro compagnia è stata di notevole importanza per me.

Ringrazio anche agli amici ed in particolare ad Ilaria, che mi ha sopportato ultimamente.

Un grazie va anche ai nonni ed ai parenti in generale, il loro supporto è stato molto importante.

Bibliografia

- [1] E. Paolini, A. Giorgetti, M. Chiani, R. Minutolo, and M. Montanari, "Localization Capability of Cooperative Anti-Introducer Radar System," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, 2006.
- [2] P. Withington, H. Fluhler, and S. Nag, "Enhanced Homeland Security with Advanced UWB Sensor," *IEEE Microwave Magazine*, 2003.
- [3] A. Yarovoy and L. Ligthart, "UWB Radar for Human Being Detection," in *Second European Radar Conference 2005*, 2005.
- [4] C. Liebe, A. Gaugue, J. Khamlichi, and M. Menard, "Radar UWB Detection Through a Wall," *Laboratoire Image Informatique Internationale*, 2005.
- [5] J. J. Lee and S. Singh, "Using UWB Radios as Sensor Disaster Recovery," in *Ultra-Wideband ICUWB 2007 IEEE International Conference on*, 2007, pp. 311–315.
- [6] J. P. Ianniello, "Threshold effects in Time Delay Estimation via cross-correlation," *Naval Underwater System Center*, 1968.
- [7] C. H. Knapp and C. G. Carter, "The generalized correlation method for estimation of time delay," *IEEE Trans, Acoust, Speech, Signal Processing*, 1976.
- [8] J. P. Ianniello, "Time Delay Estimation via Cross-Correlation in the Presence of Large Estimation Error," *IEEE Transaction on acoustic, speech, and signal processing*, 1982.
- [9] Y. Zhang and W. H. Abdulla, "A Comparative Study of Time-Delay Estimation Techniques Using Microphone Arrays," Department of Electrical and Computer Engineering The University of Auckland, Tech. Rep., 2005, pp. 1–57.
- [10] K. Nandi, "On the subsample time delay estimation of narrowband ultrasonic echoes," *IEEE Transactions on Ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 1995.
- [11] L. Zhang and L. J. Zhang, "A GCC Time Delay Estimation Algorithm Based on Wavelet Transform," *IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security*, 2010.
- [12] J. Shalchian, A. Khaki-Sedigh, and A. Fatehi, "A Subspace Based Method for Time Delay Estimation," *Proceedings of the 4th International Symposium on Communications*, 2010.
- [13] S. W. Varade and K. D. Kulate, "Robust Algorithms for DOA Estimation and Adaptive Beamforming for Smart Antenna," in *Second International Conference on Emerging Trends in Engineering and Technology ICETET-09*, 2009.

-
- [14] M. A. Al-Nuaimi, R. M. Shubair, and K. O. Al-Midfa, "DOA Estimation in Wireless Mobile Communications Using MVDR Response," in *Second International Conference on Innovations in Information Technology IIT-05*, 2005.
- [15] H. ElKamchouchi and M. A. Mofed, "Direction of Arrival (DOA) and Time Difference of Arrival (TDOA) Position Location Technique," in *Twenty Second National Science Conference (NRSC 2005)*, Cairo, Egypt, Mar. 2005.
- [16] C. Falsi, G. Dardari, L. Mucchi, and Z. Win, "Time of Arrival for UWB Localizers in Realistic Enviroments," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2008.
- [17] T. Teixeira, G. Dublon, and A. Savvides, *A Survey of Human Sensing: Presence, Count, Location, Track and Identity*. ACM Computing Service, 2008, pp. 1–35.
- [18] S. Z. Gurbuz, W. L. Melvin, and D. Williams, "Detection and Identification for Human Targets in Radar Data," *Center for Signal and Image Processing*, pp. 1–11, 2006.
- [19] G. Shingu, K. Takizawa, and T. Ikegami, "Human Body Detection using MIMO-UWB Radar Sensor Network in an Indoor Environment," in *Ninth Internaciona Conference on Parallel and Distributed Computing, Applications and Technologies*, 2008.
- [20] M. Skolnik, *Radar Handbook*. Mc Graw Hill, 2008, pp. 1145–1155.
- [21] M. C. Jackson, "The Geometry of Bistatic Radar Systems," *IEE Proceedings*, 1986.
- [22] S. Doughty and K. Woodbridge, "Charaterization of a Multistatic Radar Systems," in *Proceedings of IEE European Radar Conference (EuRad 2006)*, Manchester, UK, 2006, pp. 5–8.
- [23] M. Chiani, A. Giorgetti, M. Mazzotti, R. Minutolo, and E. Paolini, "Target Detection Metrics and Tracking for UWB Radar Sensor Network," *ICUWB 2009*, 2009.
- [24] E. Paolini, "High Precision Passive Localization Through UWB Radar Sensor Network," in *Summer School on Localization in Wireless Communication*, Aalborg, Danemark, Jun. 2010.

Considerazioni geometriche

A.1 Ellisse

Dato un diagramma cartesiano x-y, con origine in $(0,0)$ l'Ellisse con parametri a e b ed origine in (x_0, y_0) ed asse maggiore inclinato di φ ha equazione in coordinate cartesiane:

$$\begin{aligned}x &= a\cos(\varphi)\cos(t) - b\sin(\varphi)\sin(t) + x_0 \\y &= a\sin(\varphi)\cos(t) + b\cos(\varphi)\sin(t) + y_0\end{aligned}\tag{A.1.1}$$

A.2 Ovale di Cassini

Data una condizione simile a quanto spiegato al punto precedente l'*Ovale di Cassini* con parametri a e b ha equazione:

$$\begin{aligned}x &= a\cos(\varphi + t)\sqrt{\cos(2t) + \sqrt{\left(\frac{b}{a}\right)^4 - \left(\frac{\sin(2t)}{a}\right)^2}} + x_0 \\y &= a\sin(\varphi + t)\sqrt{\cos(2t) + \sqrt{\left(\frac{b}{a}\right)^4 - \left(\frac{\sin(2t)}{a}\right)^2}} + y_0\end{aligned}\tag{A.2.1}$$