

ALMA MATER STUDIORUM
UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

SECONDA FACOLTÀ DI INGEGNERIA CON SEDE
A CESENA
CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA
ELETTRONICA E DELLE TELECOMUNICAZIONI

Implementazione di algoritmi di stima della distanza
con segnali a bassa frequenza

Elaborato nel corso di
Fondamenti di elaborazione dei segnali

Relatore
Chiar.mo Prof. Davide Dardari

Tesi di laurea di:
Christian Vigorito

Sessione III
Anno Accademico 2010–2011

... Alla mia famiglia e a tutte le persone che mi sono state vicino in questi anni.

Sommario

Introduzione	3
Capitolo 1.....	5
Sistemi RTLS e tecnica NFER.....	5
1.1 Generalità sui sistemi RLTS	5
1.2 Tecnologie di localizzazione fondamentali.....	5
1.3 Campi di applicazione.....	9
1.4 Tecnica NFER classica	11
1.4.1 Propagazione in campo lontano e in campo vicino.....	12
1.4.2 Architettura base di un sistema NFER.....	19
Capitolo 2.....	21
Tecnica NFER alternativa per la stima della distanza attraverso segnali a bassa frequenza.....	21
2.1 Tecnica NFER alternativa.....	21
2.2 Fase del campo magnetico	25
2.3 Antenne magnetiche: Ferrite loopstick	28
Capitolo 3.....	35
Analisi numerica della Tecnica NFER alternativa.....	35
3.1 Generalità.....	35
3.2 Stimatore di fase e valutazione dell'errore di stima.....	35
3.2.2 Definizione del codice	40
3.2.3 Risultati numerici e grafici.....	42
3.3 Stimatore della distanza	48
3.2.1 Definizione del codice.....	49
3.2.2 Risultati numerici e grafici.....	51
Conclusioni	63
Bibliografia	65

Introduzione

Oggigiorno la necessità di tenere sotto controllo il transito di oggetti o persone all'interno di spazi o edifici più o meno estesi è da sempre una criticità in numerosi ambienti di lavoro. Conoscere in maniera esatta la posizione di un macchinario, di una persona o di un oggetto può significare un considerevole risparmio di energie e di tempo all'interno di diversificate realtà.

I sistemi in grado di soddisfare tale necessità sono i sistemi RTLS (*Real Time Locating System*). Tali sistemi consentono, con ottima accuratezza, di risolvere problemi legati alla localizzazione anche in ambienti *indoor* dove il GPS (*Global Positioning System*) non funziona attraverso l'utilizzo del mezzo radio.

L'obiettivo della presente tesi è quello di descrivere tali sistemi ed, in particolare, i sistemi basati sulla tecnica NFER (*Near Field Electromagnetic Ranging*) per la stima della distanza in condizioni di campo vicino e di verificarne, attraverso una piattaforma di simulazione, la validità.

Questo lavoro di tesi è organizzato in tre capitoli:

- Nel primo capitolo si illustrano i principali sistemi RTLS presenti attualmente riportando alcuni esempi di applicazioni. In particolare viene descritta la tecnica NFER classica, evidenziandone i pregi ed i difetti.
- Nel secondo capitolo viene illustrata una tecnica NFER alternativa a quella classica, sviluppata dal gruppo di ricerca del Prof. Dardari, operante sempre in condizioni di campo vicino avente l'obiettivo di ridurre le dimensioni e i costi del sistema.
- Nel terzo ed ultimo capitolo viene descritta ed analizzata tale tecnica sia a livello teorico sia a livello di simulazione al fine di comprendere le prestazioni raggiungibili dalla tecnica descritta nel capitolo in termini di ranging e accuratezza.

Capitolo 1

Sistemi RTLS e tecnica NFER

1.1 Generalità sui sistemi RLTS

Tra i numerosi settori tecnologici che sono da tempo oggetto di studio e di ricerca nel campo delle Telecomunicazioni, vi è quello della localizzazione, ovvero l'individuazione di oggetti o persone attraverso l'utilizzo del mezzo radio. I sistemi in grado di soddisfare pienamente tale necessità sono i sistemi RTLS (*Real Time Locating System*). Dal 1998 (anno di nascita di tali sistemi), la tecnologia consente, con sempre maggiore accuratezza, di agevolare e snellire numerosi processi organizzativi, sia nelle grandi organizzazioni che nelle piccole realtà.

Con l'espressione Real Time Locating System si indicano i sistemi automatici atti a localizzare beni e persone nello spazio, in tempo reale.

Un tipico sistema RTLS utilizza tag attivi o passivi, cioè dei dispositivi elettronici di piccole dimensioni che comunicano informazioni mediante onde elettromagnetiche. Tali dispositivi vengono posti sull'oggetto che si vuole localizzare; essi inviano il loro segnale a radiofrequenza in maniera continua o periodica al sistema centrale; la durata delle batterie dei tag dipende ovviamente dalla frequenza con cui il tag stesso invia il segnale di "presenza". In questo modo il sistema centrale è in grado di stimare, attraverso opportune tecniche, la posizione dei tag e quindi dell'oggetto su cui è applicato ^[1].

1.2 Tecnologie di localizzazione fondamentali

La scelta di una tecnologia rispetto ad un'altra scaturisce dallo specifico campo di applicazione. L'accuratezza e la copertura del

sistema di localizzazione e la capacità in termini spaziali sono in stretta dipendenza con il tipo di tecnologia utilizzata.

Attualmente esistono varie tecnologie di sistemi di localizzazione, i quali si possono suddividere in due grandi gruppi, ciascuno basato su diverse tecnologie wireless:

- Localizzazione *outdoor*: GPS (*Global Positioning System*), Celle ID, RFID attivi (*Radio Frequency IDentification*), WiFi (*wireless fidelity*);
- Localizzazione *indoor*: NFER (*Near-Field Electromagnetic Ranging*), WiFi, ZigBee, UWB (*Ultra Wide Band*);

La figura 1.1 vengono riassunte le caratteristiche della maggior parte di queste tecnologie, tenendo in considerazione l'accuratezza e la capacità spaziale, mentre nella figura 1.2 viene tenuto conto anche dei costi dei singoli sistemi.

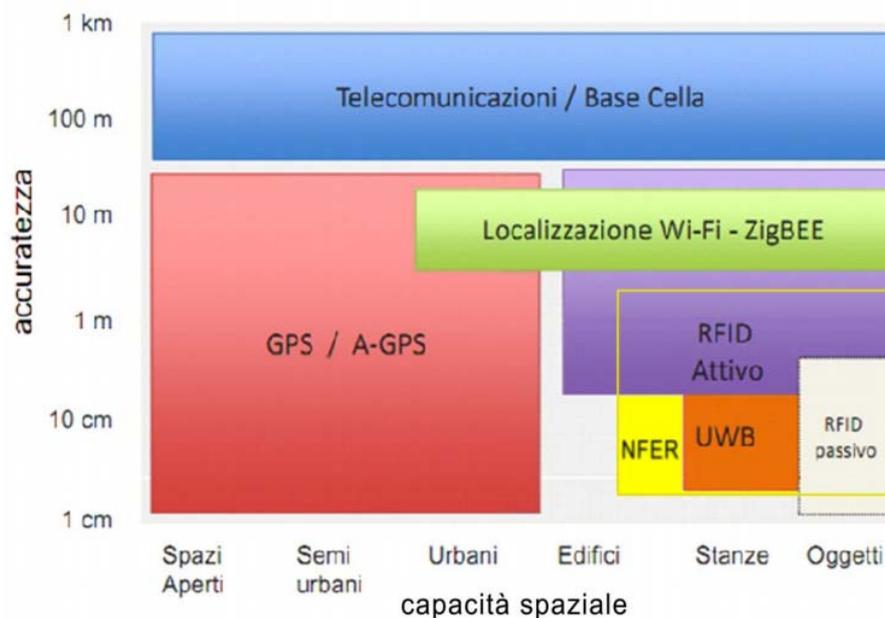


Fig.1.1a: Confronto fra le varie tipologie di sistemi di localizzazione in funzione dell'accuratezza e della capacità spaziale

RTLS Technologies for Indoor Tracking

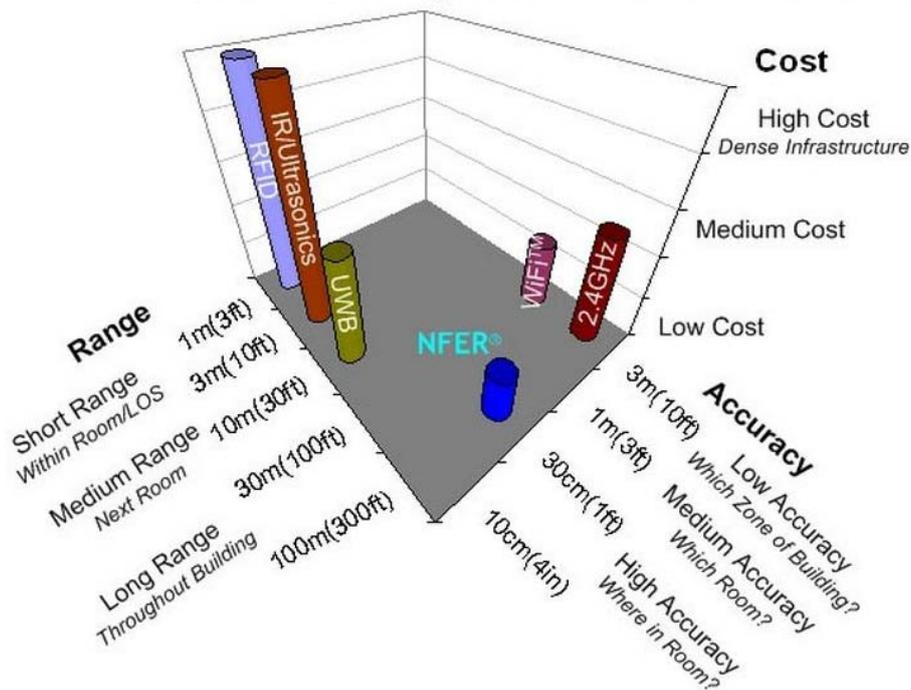


Fig.1.2: Confronto fra le varie tipologie di sistemi di localizzazione in funzione dell'accuratezza, della capacità spaziale e dei costi^[3]

Queste tecnologie sono le più diffuse e testate in ambito commerciale. Le caratteristiche tecniche dei diversi sistemi fanno sì che ognuno di questi sia collocabile in un particolare ambito applicativo^[2].

Il Sistema di Posizionamento Globale, abbreviato **GPS**, è un sistema di posizionamento e navigazione satellitare che fornisce posizione ed orario in ogni condizione meteorologica, ovunque sulla Terra, o nelle sue immediate vicinanze, ove vi sia un contatto privo di ostacoli con almeno quattro satelliti del sistema. Il sistema GPS è gestito dal governo degli Stati Uniti d'America ed è liberamente accessibile da chiunque dotato di ricevitore GPS. Il suo grado attuale di accuratezza è dell'ordine degli 8 metri, in dipendenza dalle condizioni meteorologiche, dalla disponibilità e dalla posizione dei satelliti rispetto al ricevitore, dalla qualità e dal tipo di ricevitore, dalla riflessione del segnale, dagli effetti della ionosfera, della troposfera e della relatività. Il limite di tale tecnologia è pertanto la sua precisione: margini di errore nell'ordine dei 10 metri sono accettabili solo se dobbiamo localizzare oggetti di grosse dimensioni come auto,

aerei, treni; Pertanto non di potrà utilizzare per oggetti di piccole dimensioni e ambienti chiusi^[4].

Il **Cell ID** nasce dall'esigenza di poter sapere dove siamo senza un collegamento GPS; lo si può definire un ricercatore di posizione degli identificativi delle antenne che appartengono agli operatori mobili. Ciò è possibile grazie all'appoggio, diretto e indiretto, su di alcuni database i quali sono costantemente aggiornati in tutto il mondo^[5].

La localizzazione basata su **RFID** (*Radio Frequency IDentification*) tradizionale (*UHF Ultra High Frequency*) non consente il tracking di oggetti in tempo reale ma ci consente di conoscere se un oggetto è in un determinato luogo/stanza, non potendo conoscere con esattezza la sua posizione nello spazio. Si parla quindi di “presenza” o di “non localizzazione”.

Per quanto riguarda la tecnologia **Wi-Fi** (*wireless fidelity*) si può affermare che è ben sviluppata e consolidata e offre prestazioni intorno ai 5 metri di margine d'errore. Ciò consente l'utilizzo di questo tipo di localizzazione in numerosi ambiti, soprattutto in ambienti indoor. Inoltre, la presenza di diversi tipi di tag (per dimensioni e peso), applicabili a persone o cose, ne consente un utilizzo abbastanza flessibile.

ZigBee è il nome di una specifica per un insieme di protocolli di comunicazione ad alto livello basato sullo standard IEEE 802.15.4 per wireless personal area networks (WPAN). All'interno di una rete basata su questa tecnologia abbiamo la possibilità di localizzare in tempo reale tutti i nodi che compongono la rete stessa con una precisione simile a quella dei sistemi Wi-Fi.

Infine la tecnologia **UWB** (*Ultra Wide Band*) ha un margine di errore molto più basso rispetto ai sistemi sopra citati. Essa utilizza impulsi a radiofrequenza di durata molto ridotta e ha un bassissimo impiego di potenza che permette di avere consumi piuttosto ridotti e un'interferenza quasi nulla con le modulazioni tradizionali che operano sulle medesime frequenze; inoltre rende le comunicazioni immuni dal rischio di intercettazioni^[6]. L'uso del segnale impulsivo porta anche notevoli svantaggi tra cui la difficile sincronizzazione durante la fase di ricezione e

la distorsione del segnale durante la fase di trasmissione, dovuta ad una banda del segnale impulsivo maggiore della banda di coerenza del canale. Questo sistema, però, consente precisione fino a qualche centimetro a discapito del raggio d'azione che è limitato a circa 100 metri, il che consente un'ottima applicazione in ambito indoor senza però molti ostacoli (soprattutto metalli e liquidi).

Per risolvere i diversi problemi degli UWB, senza perdere eccessivamente in accuratezza, si è sviluppata negli ultimi anni la tecnologia NFER (*Near Field Electromagnetic Ranging*) che sarà trattata in dettaglio successivamente.

1.3 Campi di applicazione

Le sperimentazioni delle applicazioni RTLS sul campo sono svariate: dalla logistica alla gestione di grandi aree espositive, dall'utilizzo su persone alla grande distribuzione.

Nel campo della logistica, ad esempio, sfruttando tali applicazioni si potrebbero snellire numerose procedure spesso lunghe e di scarsa efficienza come lo stoccaggio e la ricerca delle merci. Allo stesso modo l'aver sempre a disposizione la posizione di tutti gli oggetti presenti in magazzino, velocizza enormemente le operazioni, soprattutto in caso di errore umano nel posizionamento iniziale. Questo tipo di soluzione è applicabile a qualsiasi tipo di magazzino (indoor, outdoor), e su qualsiasi tipo di merce o prodotto.

Nel settore dei trasporti l'utilizzo di questo tipo di tecnologie permette il tracciamento di veicoli, la creazione automatica di report ed allarmi in caso di pericolo o deviazione dai percorsi prestabiliti. Così le "flotte" di automezzi possono offrire alla gestione un quadro completo della distribuzione sul territorio dei mezzi viaggianti, nei parcheggi di quelli in deposito, contribuendo ad una ottimizzazione dei percorsi e alla sicurezza di macchine ed equipaggi.

Oltre allo snellimento di procedimenti industriali, i sistemi RTLS possono essere un valido strumento marketing-oriented. La possibilità

di studiare il comportamento degli utenti durante l'acquisto e l'invio contestuale o meno di messaggi pubblicitari potrebbe anche rivoluzionare il modello business legato alla grande distribuzione. Questo settore è ancora parzialmente inesplorato ma merita di essere preso in seria considerazione.

Tali sistemi si propongono come aiuto anche negli ambienti di lavoro ad alto rischio in cui infortuni e decessi sono quotidiani. Infatti, considerando ambienti lavorativi che si espandono in zone molto estese (ad esempio impianti chimici, petroliferi, ecc...) spesso può capitare che i lavoratori si trovano a svolgere i loro compiti lontano dalla squadra di assistenza o dal centro medico della zona industriale di riferimento. Con l'utilizzo del sistema RTLS si potrebbe aumentare la rapidità degli interventi di assistenza in caso di infortunio, quindi diminuire il tempo che trascorre tra lo scattare di un allarme, il reperimento della zona in cui si trova il lavoratore e il suo raggiungimento. Un esempio calzante è quello dei vigili del fuoco. Infatti in caso di incendio in ambienti di grandi dimensioni, come palazzi o fabbriche, dove la visibilità a causa del fumo è molto bassa, se un vigile del fuoco si dovesse trovare in difficoltà o si sentisse male, grazie all'utilizzo di un tag applicato ad esempio sulla radio del pompiere stesso, i colleghi dall'esterno potrebbero conoscere esattamente la sua posizione e soccorrerlo immediatamente.

Sempre nel campo della localizzazione di persone, gli RTLS potrebbero trovare interessanti applicazioni nel settore del soccorso. L'utilizzo di tag attivi per il tracciamento dei bambini all'interno dei parchi divertimento, progetto già applicato all'interno del "LegoLand" in Danimarca, può essere una soluzione economica e affidabile ad una delle maggiori criticità per strutture di questo tipo. All'interno del parco le famiglie possono affittare un tag Wi-Fi attivo da applicare sul polso del bambino. Nel caso di smarrimento l'utente avrà la possibilità di rivolgersi al centro informazioni e far partire la macchina della localizzazione. In pochi istanti si potrà conoscere la posizione del bambino e allertare il personale addetto. L'allerta può scattare allo stesso

modo se viene rilevato un tag che esce dal perimetro di riferimento; in questo caso il sistema di localizzazione si attiverebbe per allertare il genitore e il personale del parco in modo automatico e istantaneo^[1].

Questa tecnologia è anche usata nell'ambito ospedaliero per individuare le posizioni di attrezzature e dispositivi medicali di particolare rilevanza e soggetti a spostamento, oppure per supportare il coordinamento di gruppi di personale medico e paramedico in attività di routine o di emergenza^[7].

Questi e tanti altri sono gli impieghi dei sistemi RTLS poiché sono molti i vantaggi che offrono, con costi moderati e senza montare ulteriori specifiche infrastrutture di rete oltre a quelli già esistenti.

1.4 Tecnica NFER classica

L'abbreviazione NFER (*Near Field electromagnetic Ranging*) indica qualunque tecnologia che utilizza le proprietà del campo vicino delle onde radio per la stima della distanza fra trasmettitore e ricevitore. Questa tecnica risolve diversi problemi dei sistemi RTLS a microonde come quelli basati sulla tecnologia UWB, senza perdere eccessivamente in accuratezza. Essa usa le relazioni di fase dei campi elettrici e magnetici nel campo vicino per la stima della distanza fra trasmettitore e ricevitore. In linea generale le regioni caratteristiche della propagazione di un'onda elettromagnetica emanata da un'antenna trasmittente sono il campo vicino (Near Field) e il campo lontano (Far Field) unitamente alla zona di transizione. Il confine fra le due zone dipende dalla lunghezza d'onda (λ) emessa dalla sorgente: il campo vicino è la regione entro un raggio $r \ll \lambda$, mentre il campo lontano è la regione per la quale $r \gg \lambda$.

I principali vantaggi di questo sistema, rispetto agli altri sistemi RTLS, sono diversificati:

- Sebbene la portata effettiva del sistema è limitata a meno della metà della lunghezza d'onda ($\lambda/2$), usando le basse frequenze

(tipicamente banda AM 530 – 1710KHz) si possono raggiungere distanze fino a centinaia di metri;

- i segnali trasmessi sono meno vulnerabili al fading dovuto al multipath;
- L'uso delle basse frequenze implica che le onde elettromagnetiche tendono a essere più penetranti nella materia e risentono meno degli ostacoli;
- I sistemi NFER sono adatti anche per l'utilizzo in ambienti indoor;
- Non è necessaria alcuna modulazione quindi possono essere utilizzati segnali a banda molto stretta (in particolare sinusoidi);
- La progettazione e la realizzazione pratica dei vari circuiti risulta relativamente semplice.
- Non è richiesta una sincronizzazione tra diversi ricevitori poiché una stima della distanza locale può essere fatta con un unico ricevitore.

D'altro canto i fondamentali svantaggi dei sistemi NFER sono la bassa efficienza rispetto alle dimensioni dell'antenna e la scarsa efficienza energetica. Infatti le antenne sono più efficaci a frequenza le cui lunghezze d'onda sono paragonabili alla lunghezza delle antenne. Di conseguenza, poiché le frequenze più alte hanno lunghezze d'onda più piccole, antenne ad alta frequenza hanno dimensioni inferiori rispetto a quelle a bassa frequenza.

1.4.1 Propagazione in campo lontano e in campo vicino

L'equazione di Friis permette di calcolare la potenza ricevuta da un'antenna in funzione dei parametri del collegamento. Il calcolo esatto presenta generalmente molte difficoltà. Per questo nella pratica viene eseguito in modo approssimato utilizzando la seguente equazione valida per la propagazione in campo lontano:

$$\frac{P_{RX}}{P_{TX}} = \frac{A_{RX}A_{TX}}{(d\lambda)^2} \quad (1.4.1)$$

Dove:

- P_{RX} è la potenza ricevuta dell'antenna ricevente
- P_{TX} è la potenza trasmessa dell'antenna trasmittente
- A_{RX} è l'area efficace dell'antenna ricevente
- A_{TX} è l'area efficace dell'antenna trasmittente
- d è la distanza fra le due antenne
- λ è la lunghezza d'onda dell'onda magnetica.

Tale equazione può essere scritta di nuovo considerando la relazione che lega il guadagno dell'antenna con la rispettiva area efficace:

$$G = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (1.4.2)$$

Sostituendo questa relazione nella formula sopra citata otteniamo l'equazione di Friis della trasmissione, scritta nel modo tradizionale:

$$P_{RX} = P_{TX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_{TX} G_{RX} \quad (1.4.3)$$

Naturalmente bisogna tenere ben presente che la potenza del segnale trasmesso dall'antenna in trasmissione diminuisce con d^2 e quindi non si annulla mai solo che ad un certo punto diventa così piccola che non siamo in grado di rivelarla perché si confonde con il rumore, cioè con un disturbo che esiste sempre in natura e che è dovuto all'agitazione termica degli elettroni nella materia; inoltre questa formula può essere utilizzata solo per fronti d'onda piani ed è corretta quando:

$$d \geq \frac{2a^2}{\lambda} \quad (1.4.4)$$

dove “ a ” indica la più grande dimensione lineare di ogni antenna. Di conseguenza si deduce che tale formula può essere applicata solo nello spazio libero cioè in condizioni di campo lontano.

In condizioni di campo vicino, tale equazione non è valida, perché come vedremo in seguito, la potenza ricevuta decade come $\sim 1/d^4$. Una conseguenza importante di questo comportamento è che il rapido decadimento della potenza permette di lavorare su distanze non troppo elevate e ben definite, limitando così le interferenze con altri sistemi a radiofrequenza posti al di fuori dell’area di servizio. Inoltre, in tali condizioni, è importante tenere in considerazione il tipo di antenne impiegate nel radiocollegamento. Infatti a seconda che si utilizzi una coppia di antenne dello stesso tipo per la trasmissione e la ricezione del segnale (entrambe magnetiche o elettriche), oppure che si utilizzi una coppia di antenne di tipo diverso (una elettrica e l’altra magnetica) si ottengono due diversi andamenti del path gain^[8].

Come noto, un’onda elettromagnetica è costituita dalla sovrapposizione di un’onda elettrica e di un’onda magnetica. I campi elettrici e quelli magnetici, in condizioni di campo vicino, hanno comportamenti diversi tra loro per cui sono necessarie equazioni differenti. Infatti se si considera un’antenna elettrica in trasmissione, come ad esempio un dipolo infinitesimo in regime sinusoidale (figura 1.3), l’espressione del campo elettrico nel punto $P(r, \theta, \varphi)$ sarà la seguente^[9]:

$$\vec{E} = \frac{I\Delta lk^2}{4\pi\epsilon_0 c} \left[\left(\frac{j}{kr} + \frac{1}{(kr)^2} - \frac{1}{(kr)^3} \right) \sin(\theta) \hat{\theta} + 2 \left(\frac{1}{(kr)^2} - \frac{1}{(kr)^3} \right) \cos(\theta) \hat{r} \right] e^{-jkr} \quad (1.4.5)$$

dove:

- $k = 2\pi/\lambda$ è il numero d’onda
- ϵ_0 è la permittività elettrica nel vuoto
- $c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0\mu_0}}$ è la velocità della luce
- μ_0 è la permeabilità magnetica nel vuoto

- I è la corrente che attraversa il dipolo
- Δl è la lunghezza del dipolo

mentre il campo magnetico l'espressione che lo caratterizza è :

$$\vec{H} = \frac{I\Delta lk^2}{4\pi} \left[\left(\frac{j}{kr} + \frac{1}{(kr)^2} \right) \sin(\theta) \hat{\varphi} \right] e^{-jkr}. \quad (1.4.6)$$

La potenza del segnale ricevuto è proporzionale al valore quadratico medio temporale del campo stesso^[8]:

$$P_{RX,E} \propto \langle |\vec{E}|^2 \rangle \propto \left(\frac{1}{(kr)^2} - \frac{1}{(kr)^4} + \frac{1}{(kr)^6} \right). \quad (1.4.7)$$

Se invece considero un'antenna magnetica in trasmissione, come ad esempio un loopstick, l'espressione del campo elettrico e del campo magnetico sono^[9]:

$$\begin{aligned} \vec{E} &= \frac{I\Delta S k^3}{4\pi\epsilon_0 c} \left[\left(\frac{1}{kr} - \frac{j}{(kr)^2} \right) \sin(\theta) \hat{\varphi} \right] e^{-jkr} \\ \vec{H} &= \frac{I\Delta S k^3}{4\pi} \left[\left(-\frac{1}{kr} + \frac{j}{(kr)^2} + \frac{1}{(kr)^3} \right) \sin(\theta) \hat{\theta} \right. \\ &\quad \left. + 2 \left(\frac{j}{(kr)^2} + \frac{1}{(kr)^3} \right) \cos(\theta) \hat{r} \right] e^{-jkr} \end{aligned} \quad (1.4.8)$$

dove ΔS è l'area dell'anello.

La potenza del segnale ricevuto, come nel caso di antenne elettriche, è proporzionale al valore quadratico medio temporale del campo stesso^[8]:

$$P_{RX,H} \propto \langle |\vec{H}|^2 \rangle \propto \left(\frac{1}{(kr)^2} + \frac{1}{(kr)^4} \right). \quad (1.4.9)$$

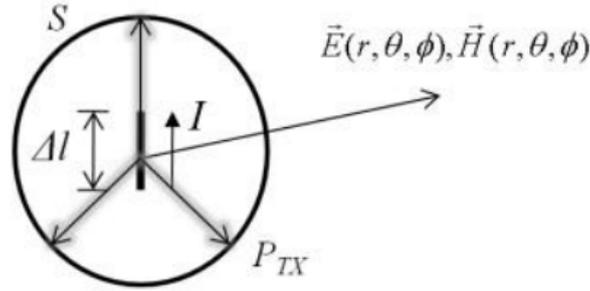


Fig.1.3 Dipolo infinitesimo

Di conseguenza, dividendo tali risultati per la potenza trasmessa (P_{TX}) ed esplicitandola si ottengono le equazioni del path gain per il campo elettrico (1.4.10) e per il campo magnetico (1.4.11) nello specifico caso in cui il segnale sia irradiato da un'antenna elettrica:

$$P_E(d, f) = \frac{P_{RX,E}}{P_{TX}} = \frac{G_{TX}G_{RX,E}}{4} \left(\frac{1}{(kd)^2} - \frac{1}{(kd)^4} + \frac{1}{(kd)^6} \right) \quad (1.4.10)$$

$$P_H(d, f) = \frac{P_{RX,H}}{P_{TX}} = \frac{G_{TX}G_{RX,H}}{4} \left(\frac{1}{(kr)^2} + \frac{1}{(kr)^4} \right) \quad (1.4.11)$$

Se si considera il caso in cui il segnale sia irradiato da un'antenna magnetica, il comportamento del sistema è duale, pertanto l'equazione (1.4.10) rappresenta la legge di propagazione nel caso di antenne dello stesso tipo ("like antennas"), ossia due antenne elettriche o due antenne magnetiche; L'equazione (1.4.11) rappresenta la legge di propagazione nel caso antenne di tipo diverso ("unlike antennas") ossia considera un collegamento tra un'antenna elettrica in trasmissione e un'antenna magnetica in ricezione, o viceversa. Nel campo vicino i segnali tra due antenne dello stesso tipo hanno una pendenza di 60dB per decade e tra due antenne di diverso tipo hanno una pendenza di 40dB per decade, mentre nel campo lontano la pendenza dei segnali è di 20dB per decade (figura 1.4).

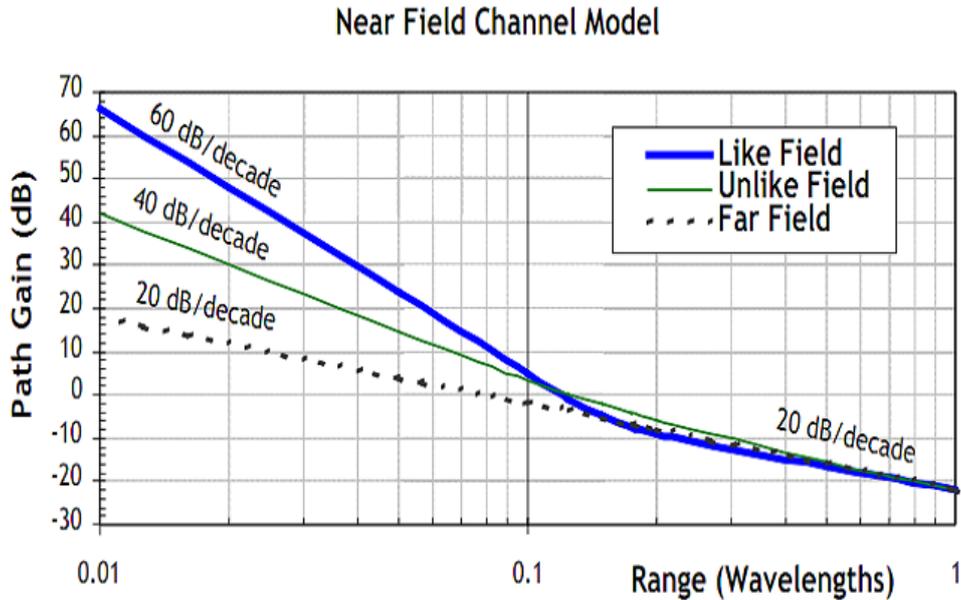


Fig. 1.4 Guadagno di un canale in funzione della distanza

Inoltre tale figura mostra che sotto certe circostanze il guadagno può essere maggiore di 0dB. Teoricamente questo fatto significherebbe che la potenza ricevuta può essere maggiore della potenza trasmessa, ma per il principio di conservazione dell'energia questo non può accadere e quindi il guadagno non può essere arbitrariamente alto. Esiste infatti un limite di guadagno dell'antenna in funzione della sua dimensione^[8].

Per quanto riguarda le relazioni di fase fra il campo elettrico e quello magnetico è possibile notare che nella regione di campo lontano tali onde sono esattamente in fase fra loro mentre nella regione di campo vicino è importante considerarle separatamente poiché il loro sfasamento varia da 90° (per piccole distanze) fino a 0° (per grandi distanze). La relazione di fase (in gradi) dell'onda elettrica in funzione della distanza è data da^[10] :

$$\Phi_E(r) = -\frac{180}{\pi} \left\{ \frac{\omega r}{c} + \left[\cot^{-1} \left(\frac{\omega r}{c} - \frac{c}{\omega r} \right) + n\pi \right] \right\} \quad (1.4.12)$$

mentre quella dell'onda magnetica (in gradi) sempre in funzione della distanza è:

$$\Phi_H(r) = -\frac{180}{\pi} \left\{ \frac{\omega r}{c} + \left[\cot^{-1} \left(\frac{\omega r}{c} \right) + n\pi \right] \right\} \quad (1.4.13)$$

dove:

- $\omega = 2\pi f$ è la pulsazione dell'onda elettromagnetica
- $f = c/\lambda$ è frequenza d'onda dell'onda elettromagnetica
- $c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}}$ è la velocità della luce.

Siccome non si conoscono i valori della fase del campo elettrico e del campo magnetico in trasmissione, si definisce lo sfasamento finale che è dato dalla differenza tra la fase dell'onda magnetica e quella elettrica, quindi^[9]:

$$\Delta\Phi(r) = \Phi_H(r) - \Phi_E(r) = \frac{180}{\pi} \left[\cot^{-1} \left(\frac{\omega r}{c} - \frac{c}{\omega r} \right) - \cot^{-1} \left(\frac{\omega r}{c} \right) \right]. \quad (1.4.14)$$

Nella figura 1.5 vengono riportati gli andamenti degli sfasamenti del campo elettrico, del campo magnetico e della differenza fra i due al variare della distanza.

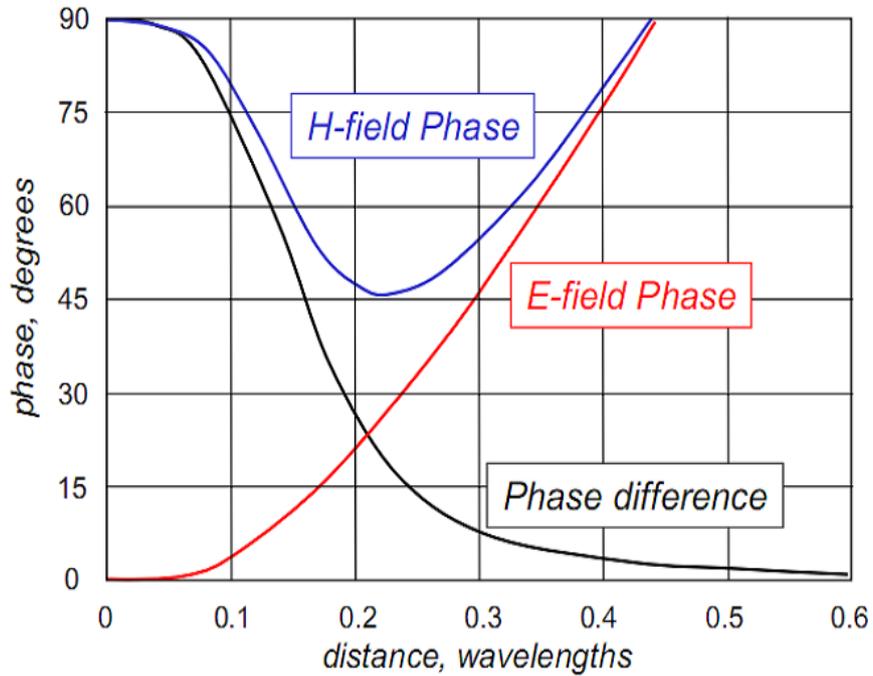


Fig.1.5 Relazione di fase

Se non si conosce la distanza (r), ma si conosce lo sfasamento finale $\Delta\Phi$, tramite la (1.4.14), è possibile ricavarla semplicemente invertendo l'equazione:

$$r = \frac{\lambda^3 \sqrt{\cot(\Delta\Phi)}}{2\pi}.$$

(1.4.15)

1.4.2 Architettura base di un sistema NFER

Nella figura 1.6 viene mostrata l'architettura base di un sistema NFER che è composta principalmente da due blocchi: beacon o trasmettitore (A) e locator o ricevitore (B).

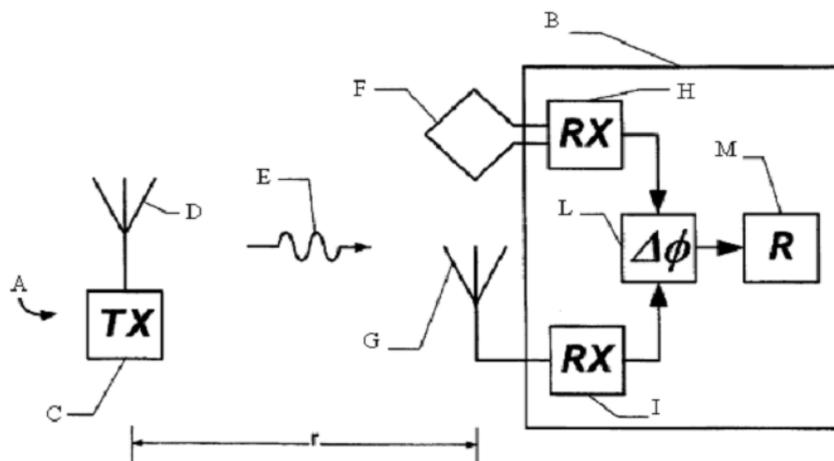


Fig.1.6 Architettura base di un sistema NFER^[11]

Il beacon ha la funzione di trasmettere, periodicamente o continuamente, un segnale elettromagnetico sinusoidale (E) e può essere mobile o fisso. Esso è composto da un trasmettitore (C) e un'antenna di trasmissione (D) che può essere un'antenna di tipo magnetico (detta loopstick) o di tipo elettrico (detta whip).

Il locator è situato ad una distanza r dal beacon e riceve il segnale elettromagnetico tramite una coppia di antenne elettrica e magnetica (G,F) collegate ciascuna a un rispettivo ricevitore (H,I). Le antenne in ricezione sono configurate in modo che una riceve l'onda magnetica (F), mentre l'altra si occupa di quella elettrica (G). La distanza tra le esse è dell'ordine del 1-3% della lunghezza d'onda.

I due segnali ricevuti sono inviati ad un comparatore di fase (L) il quale calcola la differenza di fase fra i segnali ricevuti. Infine tale differenza viene inviata ad un rilevatore di distanza (M) che implementa l'equazione (1.4.15) e determina così il valore della distanza (compresa tra 0.05λ – 0.5λ) tra il beacon e il locator.

Capitolo 2

Tecnica NFER alternativa per la stima della distanza attraverso segnali a bassa frequenza

2.1 Tecnica NFER alternativa

In questo capitolo viene esposta una variante della tecnica NFER vista precedentemente^[12]. Tale tecnica, operante sempre in condizioni di campo vicino, è nata con l'obiettivo di ridurre le dimensioni ed i costi del sistema. La differenza fondamentale fra le due tecniche consiste principalmente nell'utilizzare in trasmissione due segnali sinusoidali a frequenze distinte invece che uno solo. Così facendo, in ricezione non sono più necessarie due antenne diverse ma è sufficiente un'antenna sola che riceve entrambi i segnali. Di conseguenza, si è pensato di utilizzare quelle di tipo magnetico in quanto esse sono di dimensioni ridotte rispetto a quelle di tipo elettrico. Fra queste, quelle più efficienti e adatte a questo tipo di trattazione, sono denominate "ferrite loopstick".

Nella figura 2.1 viene riportato lo schema a blocchi di un sistema che caratterizza la tecnica NFER alternativa. In tale modello è possibile constatare che il trasmettitore è composto principalmente da:

- un oscillatore ad una certa frequenza f_2
- un divisore di frequenza che serve per avere due segnali, entrambi sinusoidali, con frequenze diverse ($f_2 = f_1/2$) ma sincroni;
- un'antenna trasmittente.

Mentre il ricevitore è composto da:

- antenna ricevente
- un amplificatore di segnale
- due filtri passa banda: uno a frequenza di centro banda pari a f_1 e un altro a frequenza di centro banda pari a f_2
- un rilevatore di fase per ogni segnale trasmesso
- un nodo comparatore (che serve per rivelare la relazione tra le fasi dei segnali ricevuti)

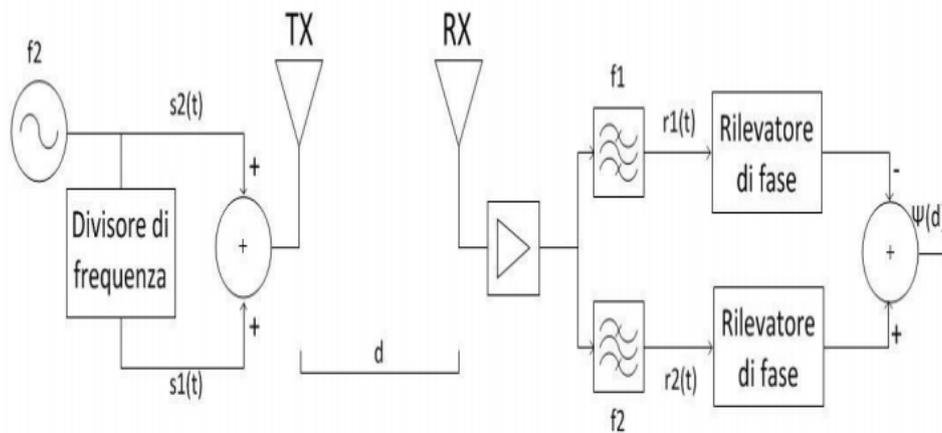


Fig.2.1 Schema a blocchi della tecnica NFER alternativa

Si ipotizzi che l'espressione dei segnali trasmessi sia la seguente:

$$s_1(t) = A_0 \cos(2\pi f_1(t - t_0)) \quad (2.1.1)$$

$$s_2(t) = A_0 \cos(2\pi f_2(t - t_0)) \quad (2.1.2)$$

dove t_0 evidenzia l'offset temporale che esiste fra il trasmettitore ed il ricevitore. Tale parametro non è noto a priori in quanto il trasmettitore ed il ricevitore non sono sincronizzati temporalmente.

Successivamente i suddetti segnali vengono sommati tra loro dal nodo sommatore e si avrà :

$$s(t) = s_1(t) + s_2(t) = A_0 \cos(2\pi f_1(t - t_0)) + A_0 \cos(2\pi f_2(t - t_0)) \quad (2.1.3)$$

e dopo un'opportuna amplificazione vengono trasmessi attraverso l'antenna trasmittente.

Ad una certa distanza d viene posto il ricevitore sopra descritto. Il segnale ricevuto sarà sempre di tipo sinusoidale ma sfasato di una quantità pari all'argomento del campo magnetico che, come vedremo successivamente, sarà in funzione della distanza. Quindi l'espressione del segnale ricevuto sarà:

$$v(t) = A_{r1} \cos(2\pi f_1(t - t_0) + \varphi_1(d)) + A_{r2} \cos(2\pi f_2(t - t_0) + \varphi_2(d)) + n(t) \quad (2.1.4)$$

dove:

- A_{r1}, A_{r2} sono le due ampiezze delle sinusoidi ricevute che dipendono dalla distanza
- $\varphi_1(d), \varphi_2(d)$ descrivono lo sfasamento delle due sinusoidi ricevute, le quali, in condizione di campo vicino, sono funzioni note della distanza, della frequenza e dell'orientamento reciproco fra le antenne
- $n(t)$ rappresenta la componente di rumore termico additivo gaussiano bianco AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) introdotta dal canale, il quale si sovrappone ai segnali utili.

Tale segnale viene prima amplificato con un amplificatore a basso rumore LNA (*Low Noise Amplifier*) e in seguito filtrato da due filtri passa banda i quali hanno la funzione di separare le due componenti utili. All'uscita dei due filtri ottengo le due componenti utili a cui viene sommato il rispettivo rumore:

$$r_1(t) = A_{r1} \cos(2\pi f_1(t - t_0) + \varphi_1(d)) + n_1(t) \quad (2.1.5)$$

$$r_2(t) = A_{r2} \cos(2\pi f_2(t - t_0) + \varphi_2(d)) + n_2(t). \quad (2.1.6)$$

In seguito, attraverso i rilevatori di fase, si ottiene una stima delle fasi di questi due segnali, in un generico istante considerato. Ad esempio per $t = 0$ si avrà:

$$\widehat{\Phi}_1(d, t_0) = -2\pi f_1 t_0 + \varphi_1(d) + w_1(t) \quad (2.1.7)$$

$$\widehat{\Phi}_2(d, t_0) = -2\pi f_2 t_0 + \varphi_2(d) + w_2(t) \quad (2.1.8)$$

dove $w_1(t)$ e $w_2(t)$ rappresentano relativo rumore di fase dovute alle componenti di rumore residue $n_1(t)$ e $n_2(t)$. Tali stime di fase risultano in funzione di due parametri non noti a priori: “d” e “ t_0 ” dove rispettivamente rappresentano la distanza fra le due antenne e lo scostamento temporale che esiste fra trasmettitore e ricevitore.

Ottenendo t_0 dalla (2.1.7) e sostituendo nella (2.1.8) si ricava un’espressione in cui scompare la dipendenza da esso e rimane unicamente la dipendenza dalla distanza:

$$\begin{aligned} \widehat{\Phi}_2(d) &= -2\pi f_2 \left(\frac{\widehat{\Phi}_1(d) - \varphi_1(d) - w_1}{-2\pi f_1} \right) + \varphi_2(d) + w_2 \\ &= \frac{f_2}{f_1} (\widehat{\Phi}_1(d) - \varphi_1(d) - w_1) + \varphi_2(d) + w_2 \end{aligned} \quad (2.1.9)$$

Da queste due stime si ottiene la stima dell’espressione finale calcolata dal blocco stimatore:

$$\begin{aligned} \widehat{\Psi}(d) &= \widehat{\Phi}_2(d) - \frac{f_2}{f_1} \widehat{\Phi}_1(d) = \varphi_2(d) - \frac{f_2}{f_1} \varphi_1(d) + w_2 - \frac{f_2}{f_1} w_1 \\ &= \Psi(d) + w(d) \end{aligned} \quad (2.1.10)$$

In generale la (2.1.10) dipende, oltre che dalla distanza d , anche dall’orientamento reciproco delle antenne ϑ , quindi a rigore di notazione si ha $\widehat{\Psi}(d) = \widehat{\Psi}(d, \vartheta)$. Inoltre questa differenza, $\widehat{\Psi}(d, \vartheta)$, evidenzia il fatto che la relazione fra gli argomenti dei campi magnetici coincide con la

relazione fra gli argomenti dei segnali ricevuti ovviamente considerando anche il relativo rumore introdotto dal canale per ogni sinusoide trasmessa. Pertanto, attraverso questa espressione, conoscendo le frequenze f_1 e f_2 , i valori delle fasi relative $\widehat{\Phi}_1(d)$ e $\widehat{\Phi}_2(d)$ (misurate attraverso i rilevatori di fase) e la relazione $\widehat{\Psi}(d)$ è possibile ottenere una stima della distanza. Tale stima è tanto più precisa quanto più è piccolo il termine del rumore. Esso può essere reso piccolo aumentando la selettività dei filtri o aumentando la potenza in trasmissione.

Nel proseguo di questa trattazione si procederà ad un'accurata analisi della parte teorica fin ora proposta, per mezzo di simulazioni numeriche implementate con appositi algoritmi sul software di elaborazione matriciale MatLabTM; tale approccio numerico permetterà di esaminare il problema della stima di fase e della valutazione della dispersione del rumore introdotto dal canale, ottenendo appositi risultati numerici e grafici di simulazione per uno studio ulteriormente approfondito.

2.2 Fase del campo magnetico

Nel capitolo precedente abbiamo visto che se considero un'antenna magnetica in trasmissione, come ad esempio un loopstick, l'espressione del campo magnetico prodotto sarà la seguente ^[9]:

$$\vec{H} = \frac{I\Delta S k^3}{4\pi} \left[\left(-\frac{1}{kr} + \frac{j}{(kr)^2} + \frac{1}{(kr)^3} \right) \sin(\theta) \hat{\theta} + 2 \left(\frac{j}{(kr)^2} + \frac{1}{(kr)^3} \right) \cos(\theta) \hat{r} \right] e^{-jkr} \quad (2.2.1)$$

dove:

- $k = 2\pi/\lambda$ è il numero d'onda
- d è la distanza
- ΔS area della spira

- I correte uniformemente distribuita lungo tutta la lunghezza dell'anello
- $I\Delta S$ è il momento della spira

Da questa espressione vettoriale si ricavano le equazioni che mettono in relazione la fase dei segnali trasmessi con la distanza fra le due antenne. Infatti, nella figura 2.2, viene rappresentato un sistema di riferimento sferico centrato sull'antenna trasmittente posta a sua volta a una distanza $r = d$ dall'antenna ricevente attraverso il quale sarà possibile ricavare tali espressioni. Successivamente le relazioni di fase, conseguite dalla (2.2.1), sono utilizzate per ottenere l'espressione e l'andamento della $\hat{\Psi}(d)$ calcolata dal blocco stimatore.

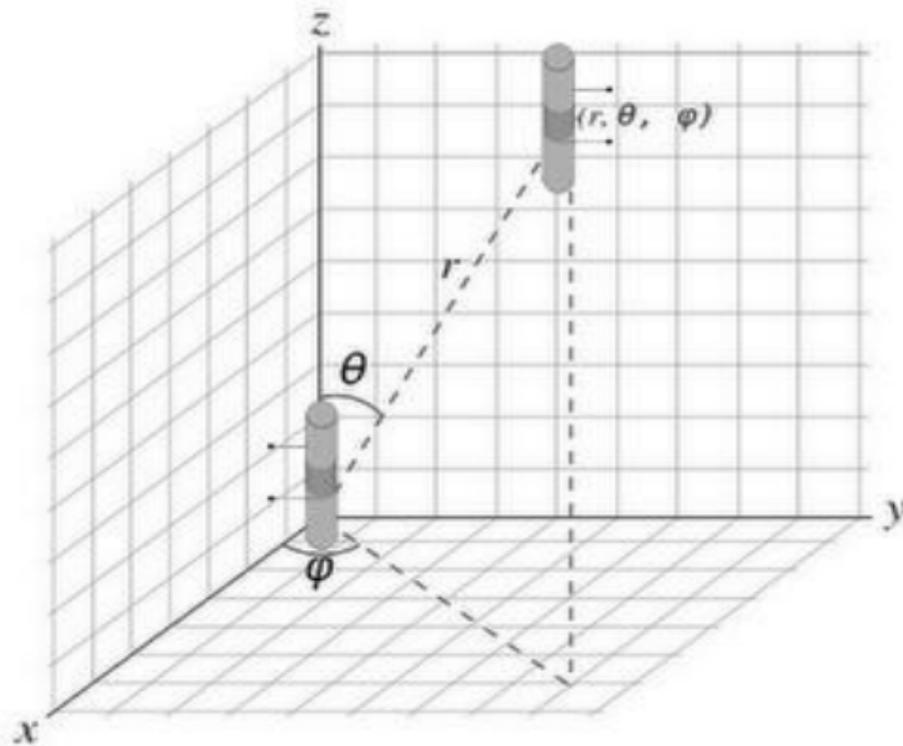


Fig. 2.2 Sistema di riferimento fra due antenne

In particolare, vengono ricavate le espressioni dei casi estremi di tale situazione, cioè quando si considera solo la componente tangenziale

(ovvero per $\vartheta = 90^\circ$) del campo magnetico oppure il caso in cui valuto solo la componente radiale (ovvero per $\vartheta = 0^\circ$).

Quindi, facendo l'ipotesi che $\vartheta = \pi/2$ ovvero quando le antenne sono parallele fra loro, avremo che l'espressione (2.2.1) si riduce alla sola componente tangenziale in quanto $\cos\left(\frac{\pi}{2}\right) = 0$:

$$\begin{aligned}\vec{H} &= \frac{I\Delta S k^3}{4\pi} \left[\left(-\frac{1}{kr} + \frac{j}{(kr)^2} + \frac{1}{(kr)^3} \right) \sin(\theta) \hat{\theta} \right] e^{-jkd} \\ &= \frac{I\Delta S k^3}{4\pi} \left[\left(\frac{-(kd)^2 + jkd + 1}{(kd)^3} \right) \sin(\theta) \hat{\theta} \right] e^{-jkd} \\ &= \frac{I\Delta S}{4\pi} \left[\left(\frac{1 - (kd)^2 + jkd}{d^3} \right) \sin(\theta) \hat{\theta} \right] e^{-jkd}.\end{aligned}\tag{2.2.2}$$

Siccome il termine $\frac{I\Delta S}{4\pi}$ è un numero reale e quindi la sua fase è nulla, di conseguenza l'argomento del campo magnetico nel caso $\vartheta = \pi/2$ è:

$$\arg\{\vec{H}\}_{\vartheta=\pi/2} = \begin{cases} \operatorname{atan}\left(\frac{kd}{1 - (kd)^2}\right) - kd & \text{per } (kd) \leq 1 \\ \operatorname{atan}\left(\frac{kd}{1 - (kd)^2}\right) - kd + \pi & \text{per } (kd) > 1 \end{cases}\tag{2.2.3}$$

Bisogna notare quindi, che l'argomento del campo magnetico è in funzione solamente della distanza e della frequenza del segnale (attraverso il parametro k). Siccome tale quantità coincide con lo sfasamento del segnale ricevuto $\varphi_1(d)$ e $\varphi_2(d)$, è possibile determinare, attraverso la (2.1.10), il valore di $\hat{\Psi}(d)$ conoscendo le frequenze dei due segnali trasmessi e la distanza tra le due antenne. Di conseguenza si avrà:

$$\begin{aligned}\hat{\Psi}(d, \vartheta = \pi/2) &= \operatorname{atan}\left(\frac{k_2/c}{1 - (k_2/c)^2}\right) - \frac{f_2}{f_1} \operatorname{atan}\left(\frac{k_1/c}{1 - (k_1/c)^2}\right) \\ &= \operatorname{atan}\left(\frac{2\pi f_2 d/c}{1 - (2\pi f_2 d/c)^2}\right) - \frac{f_2}{f_1} \operatorname{atan}\left(\frac{2\pi f_1 d/c}{1 - (2\pi f_1 d/c)^2}\right)\end{aligned}\tag{2.2.4}$$

rammentando che $k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{c}$;

Invece nel caso in cui $\vartheta = 0$, avremo solo la componente radiale della (2.2.1) in quanto il $\sin(0) = 0$:

$$\vec{H} = \frac{2I\Delta S k^3}{4\pi} \left[\left(\frac{j}{(kd)^2} + \frac{1}{(kd)^3} \right) \right] e^{-jkd} \hat{r} = \frac{2I\Delta S}{4\pi} \left[\left(\frac{1 + jkd}{d^3} \right) \right] e^{-jkd} \hat{r} \quad (2.2.5)$$

dove il fattore moltiplicativo $\frac{2I\Delta S}{4\pi}$ risulta un numero reale e quindi il suo argomento risulta nullo, pertanto la fase del campo in questo caso risulterà:

$$\arg\{\vec{H}\}_{\vartheta=0} = \text{atan}(kd) - kd \quad (2.2.6)$$

Anche in questo caso è possibile notare che la fase dipende unicamente dalla distanza e dalla frequenza. Allo stesso modo è possibile determinare attraverso la (2.1.10) il valore di $\hat{\Psi}(d)$:

$$\begin{aligned} \hat{\Psi}(d, \vartheta = 0) &= \text{atan}(k_2 d) - \frac{f_2}{f_1} \text{atan}(k_1 d) \\ &= \text{atan}\left(\frac{2\pi f_2 d}{c}\right) - \frac{f_2}{f_1} \text{atan}\left(\frac{2\pi f_1 d}{c}\right) \end{aligned} \quad (2.2.7)$$

Nel prossimo capitolo, si procederà ad un'accurata analisi di questa parte teorica proposta, per mezzo di simulazioni numeriche. In particolare si valuterà la sensibilità di queste espressioni al variare di ϑ , quindi, si dedurrà se il sistema sia utilizzabile o meno^[12].

2.3 Antenne magnetiche: Ferrite loopstick

Siccome tale la tecnica alternativa prevede l'utilizzo di questo tipo di antenne è importante caratterizzarle. Innanzitutto riportiamo un esempio grafico di questo tipo di antenna (figura 2.3):

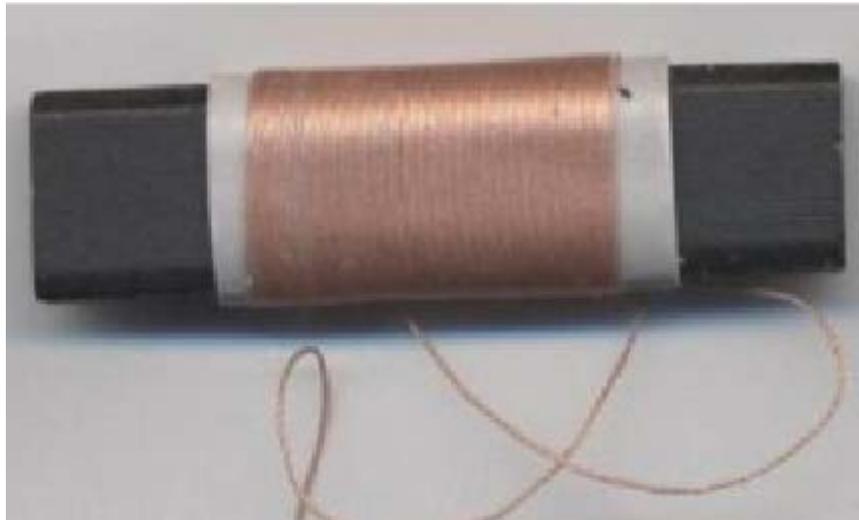


Fig. 2.3 Antenna Ferrite loopstick

Un'antenna Ferrite loopstick è essenzialmente un insieme di spire di filo conduttore avvolte intorno ad un nucleo di materiale avente una buona permeabilità magnetica (appunto la ferrite). Queste antenne possono essere utilizzate come dei trasduttori di segnali elettromagnetici, cioè come antenne. La tensione a vuoto ai capi dei morsetti di un'antenna circolare (loop) in ricezione può essere aumentata riempiendo il loop con un nucleo di materiale permeabile, di solito la ferrite. L'effetto del nucleo è quello di aumentare il flusso magnetico attraverso l'area del loop, come illustrato per una spirale solenoidale con un nucleo cilindrico posto in un campo magnetico assiale uniforme (figura 2.4)^[13].

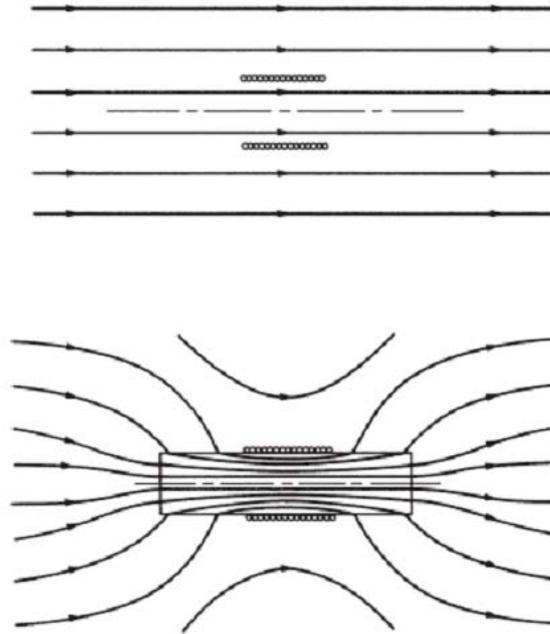


Fig. 2.4 Flusso magnetico di una spirale solenoidale senza nucleo e con nucleo

La ferrite è caratterizzata da una permeabilità magnetica relativa $\mu_r = \mu_r' - j\mu_r''$, e da una permittività elettrica relativa $\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}$. Il materiale è solitamente scelto in modo tale da avere un angolo di perdita $\tan \delta = \mu_r'' / \mu_r'$ sufficientemente piccolo alla frequenza di funzionamento. Inoltre le dimensioni del nucleo devono essere piccole rispetto alla lunghezza d'onda nella ferrite per evitare risonanze interne nel nucleo. La figura 2.5 mostra come varia la permeabilità magnetica apparente μ_r in funzione della permeabilità magnetica iniziale μ_r' e del rapporto tra la lunghezza l_r e il diametro $2b$ del nucleo in ferrite.

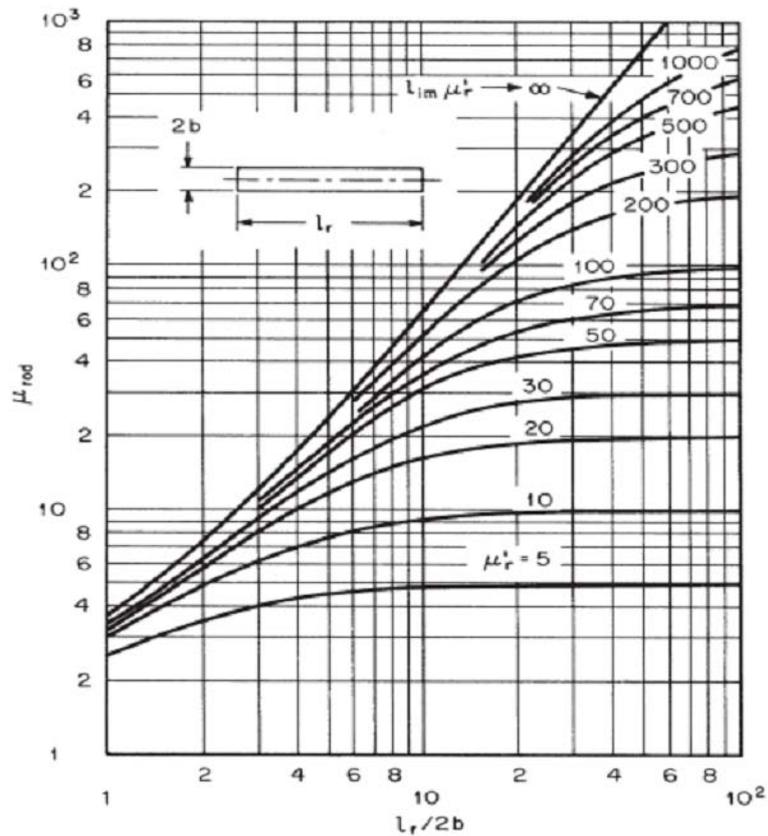


Fig. 2.5 Variazione della permeabilità magnetica^[13]

Per una bobina solenoidale di lunghezza l_c la tensione a vuoto è data da:

$$V_{OC} = j\omega\mu_r F_V N A B \quad (2.3.1)$$

dove:

- ω è la pulsazione
- μ_r è la permeabilità magnetica relativa
- F_V è un fattore empirico ricavato da una media di risultati sperimentali (figura 2.6)
- N sono il numero delle spire del solenoide
- A area di ogni spira
- B è il campo magnetico nel vuoto

La tensione e la corrente all'interno del loop sono legate tra di loro tramite la relazione $V = ZI$ dove $Z = R_p + j\omega L$ è l'impedenza di ingresso del loop. Per un loop piccolo questa impedenza è la combinazione di un

contributo reattivo (L) e di uno resistivo che prende il nome di resistenza parassita (R_p). La componente reattiva è data da:

$$L = \mu_0 \mu_r F_L N^2 \frac{A}{l_c} \quad (2.3.2)$$

in cui il parametro F_L è ricavabile dalla figura 2.6;

La componente resistiva è invece data dai tre contributi:

$$R_p = R^i + R^r + R^m \quad (2.3.3)$$

dove:

- R^i tiene conto delle perdite ohmiche
- R^r resistenza di radiazione
- R^m tiene conto delle perdite del nucleo.

La resistenza R^i risulta trascurabile rispetto a R^r ed R^m le quali sono date da:

$$R^r = \frac{\zeta}{6\pi} k^4 (\mu_r F_V N A)^2$$

$$R^m = \omega \left(\frac{\mu_r}{\mu_r'} \right)^2 \mu_r'' \mu_0 F_R N^2 \frac{A}{l_c} \quad (2.3.4)$$

dove:

- ζ rappresenta l'impedenza dello spazio libero ($\approx 377\Omega$)
- $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ è il numero d'onda
- F_R e F_V sono ricavabili dalla figura 2.6

Infatti nella figura sottostante sono riportati i parametri F_R , F_V e F_L in funzione del rapporto tra la lunghezza del solenoide l_c e la lunghezza del nucleo in ferrite l_r . Questi fattori sono stati determinati sulla base delle medie dei dati sperimentali ^[13].

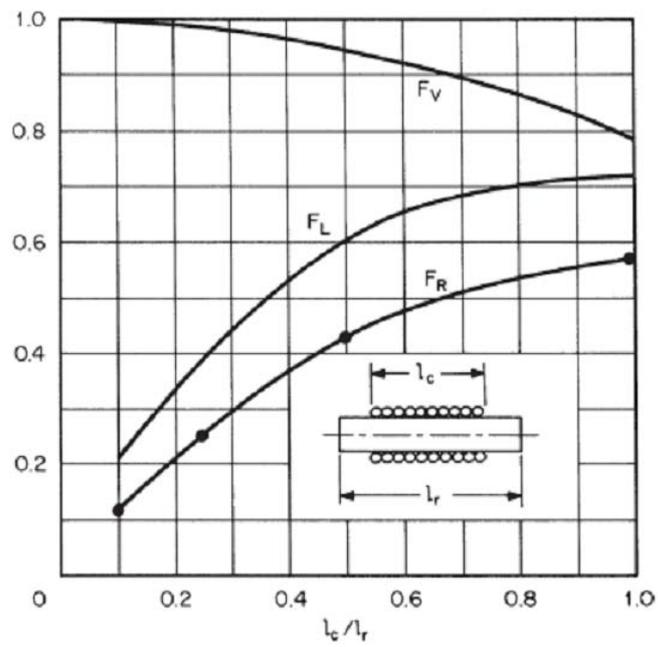


Fig.2.6 Parametri F_R, F_L e F_V in funzione del rapporto $\frac{l_c}{l_r}$ ^[13]

Capitolo 3

Analisi numerica della Tecnica NFER alternativa

3.1 Generalità

In questo ultimo capitolo si procederà ad un'accurata analisi numerica della tecnica NFER alternativa, per mezzo di simulazioni implementate con appositi algoritmi sul software di elaborazione matriciale MatLab™, al fine di comprendere le prestazioni raggiungibili in termini di ranging e accuratezza.

In particolare, nel paragrafo 3.2, tale approccio numerico permetterà di effettuare una stima della fase del segnale trasmesso al variare del rapporto segnale/rumore (SNR) e, successivamente, si valuterà l'errore di stima introdotto dal rumore, attraverso apposite simulazioni, in modo da poter ottenere risultati numerici e grafici.

Oltretutto, nel paragrafo 3.3, si valuterà la sensibilità dell'espressione (2.1.10), ottenuta nel precedente capito, al variare di ϑ , della distanza d e delle frequenze che caratterizzano le sinusoidi fornite al sistema, quindi, di conseguenza, sarà possibile dedurre se il sistema sia ottimale per l'utilizzo previsto o meno.

3.2 Stimatore di fase e valutazione dell'errore di stima

Nell'algoritmo definito successivamente, si permetterà all'utente di stimare la fase delle sinusoidi trasmesse in funzione del SNR relativo e di valutare, attraverso opportuni grafici, l'errore di stima che viene commesso.

Per fare ciò, nella simulazione, il segnale utile sarà sovrapposto a un rumore di tipo AWGN (*Additive White Gaussian Noise*), cioè un rumore additivo gaussiano bianco, il quale ha il compito di considerare i disturbi presenti nel sistema. Questo è una forma di disturbo indesiderato che si somma al segnale utile degradandone il contenuto informativo, ed impedendo così di rilevare, in ricezione, tutto l'insieme delle informazioni trasmesse. Viene detto additivo in quanto possiamo immaginare che il rumore sia un segnale indesiderato $n(t)$ che si somma al segnale utile $s(t)$ (figura 3.1):

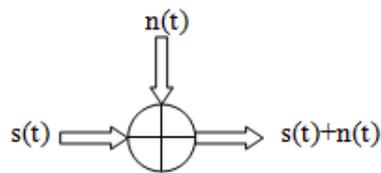


Fig. 3.1: Incidenza del rumore sul segnale utile

quindi, in uscita al sommatore, si avrà che il segnale analizzato nella simulazione che sarà pari:

$$r(t) = s(t) + n(t) \tag{3.2.1}$$

Con rumore bianco, invece, si intende che, nel dominio delle frequenze, il rumore ha uno spettro “bianco”, cioè costante, quindi crea disturbo su tutte le frequenze (figura 3.2):

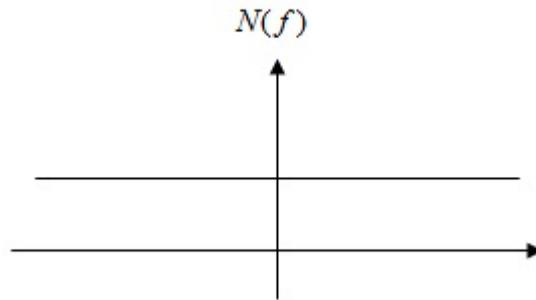


Fig. 3.2: Spettro di potenza del rumore di tipo AWGN

Infine il termine gaussiano si riferisce alla distribuzione di probabilità del rumore che ha la forma di una curva a campana (gaussiana) a media nulla, cioè centrata sullo zero:

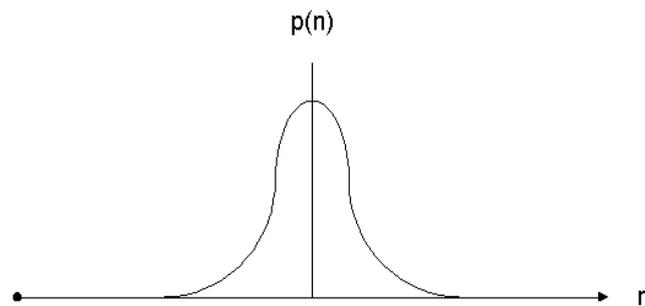


Fig. 3.3: Probabilità del rumore di tipo AWGN

Per introdurre tale rumore nell'analisi svolta, innanzitutto, esprimiamo la versione campionata del segnale tempo continuo analizzato dal simulatore $r(t)$, con frequenza di campionamento pari ad f_s :

$$r_i = s_i + n_i \tag{3.2.2}$$

dove:

- $r_i = r(i/f_s)$ campioni del segnale analizzato nella simulazione
- $s_i = s(i/f_s)$ campioni del segnale trasmesso
- $n_i = n(i/f_s)$ campioni del segnale rumore

A questo punto è possibile esprimere la potenza di rumore del segnale campionato σ_n^2 che sarà:

$$\sigma_n^2 = N_0 f_S \quad (3.2.3)$$

dove:

- $N_0 = kT_{SIST}$ è il prodotto fra la costante di Boltzmann e la temperatura del sistema

e considerando che il SNR sarà:

$$SNR = \frac{A^2}{2N_0} \quad (3.2.4)$$

dove:

- A è l'ampiezza della relativa sinusoide

è possibile quindi ottenere la deviazione standard dei campioni di rumore in funzione dei dati in ingresso:

$$\sigma_n = \sqrt{\left(\frac{A^2 f_S}{2 SNR}\right)}. \quad (3.2.5)$$

Questa espressione rappresenta la dispersione del rumore additivo gaussiano sommato alla sinusoide considerata. E' possibile anche notare che all'aumentare del SNR la deviazione standard diminuisce (σ_n) e quindi di conseguenza diminuisce anche il rumore, e viceversa. Attraverso tali espressioni introduciamo il rumore all'interno del sistema. Pertanto definiti i segnali, a cui sarà sovrapposto il rumore sopra descritto, è possibile ottenere una stima della fase della sinusoide implementando tale formula:

$$\hat{\phi} = -atan\left(\frac{\sum_i r_i \sin\left(2\pi f \frac{i}{f_s}\right)}{\sum_i r_i \cos\left(2\pi f \frac{i}{f_s}\right)}\right) \quad (3.2.6)$$

dove:

- f rappresenta la frequenza del segnale
- f_s rappresenta la frequenza di campionamento
- r_i corrisponde al campione i -esimo del segnale considerato

Infatti, nel paragrafo successivo sarà definito lo script che implementa tali formule e grazie al quale sarà possibile ottenere una stima della fase iniziale del segnale dato in ingresso in funzione del SNR.

Successivamente sarà stimata, attraverso opportuni grafici, la valutazione dell'errore di stima di fase che viene commesso al variare del SNR. Per implementare ciò viene adoperato il metodo Monte Carlo. Il metodo Monte Carlo fa parte della famiglia dei metodi statistici non parametrici in cui ogni iterazione riproduce uno dei possibili scenari. Questo metodo è usato per trarre stime attraverso simulazioni. Si basa su un algoritmo che genera una serie di numeri tra loro incorrelati, che seguono la distribuzione di probabilità che si suppone abbia il fenomeno da indagare. La simulazione Monte Carlo calcola una serie di realizzazioni possibili del fenomeno in esame, con il peso proprio della probabilità di tale evenienza, cercando di esplorare in modo denso tutto lo spazio dei parametri del fenomeno. Una volta calcolato questo campione casuale, la simulazione esegue delle 'misure' delle grandezze di interesse su tale campione. La simulazione Monte Carlo è ben eseguita se il valore medio di queste misure sulle realizzazioni del sistema converge al valore vero^[14]. Essa è anche considerata la più precisa simulazione tecnica. Inoltre l'output può essere osservato solo dopo un certo intervallo di tempo e la precisione delle statistiche ottenute dipende dal tempo di osservazione.

3.2.2 Definizione del codice

In questo paragrafo verrà riportato il codice che ci permette di verificare quanto sopra detto. Precisamente verranno definite due tabelle in cui saranno riportate rispettivamente l'implementazione per ottenere una stima della fase dei segnali trasmessi (tabella 1) mentre nella tabella 2 viene sviluppato uno script che ci permetterà di valutare l'errore della stima.

```
%% Stimatore di Fase
clc, close all, clear;

A1 = input('Inserisci l ampiezza della sinusoidel: ');
f1 = input('Inserisci la frequeza della sinusoidel: ');
phi1 = input('Inserisci la fase inziale della sinusoidel: ');
SNR_dB1 = input( 'Inserisci l SNR_dB1 della sinusoidel: ' );

A2 = input('Inserisci l ampiezza della sinusoide2: ');
f2 = input('Inserisci la frequeza della sinusoide2: ');
phi2 = input('Inserisci la fase inziale della sinusoide2: ');
SNR_dB2 = input( 'Inserisci l SNR_dB2 della sinusoide2: ' );

fs = input('Inserisci la frequenza di campionamento: ');
N = input('Inserisci il numero di campioni: ');
dt=1/fs;

snr1=10^(SNR_dB1/10);
var1=(A1^2*fs)/(snr1*2);
DS1 = sqrt(var1);

snr2=10^(SNR_dB2/10);
var2=(A2^2*fs)/(snr2*2);
DS2 = sqrt(var2);

for e=1:N
    n(e)= A1*cos(2*pi*f1*e*dt + phi1);
    m(e)= A2*cos(2*pi*f2*e*dt + phi2);
end
for w=1:N
    s(w)= A1*cos(2*pi*f1*w*dt + phi1) + DS1*randn;
    r(w)= A2*cos(2*pi*f2*w*dt + phi2) + DS2*randn;
end

t=0:dt:dt*(N-1);
figure;
subplot(211),plot(t,n),xlabel('[sec]'),ylabel('Ampiezza'),title('Sinusoide a freq f1');
subplot(212),plot(t,m),xlabel('[sec]'),ylabel('Ampiezza'),title('Sinusoide a freq f2');
figure;
subplot(211),plot(t,s),xlabel('[sec]'),ylabel('Ampiezza'),title('Sinusoide a freq f1 sovrapposto a un rumore di tipo AWGN');
subplot(212),plot(t,r),xlabel('[sec]'),ylabel('Ampiezza'),title('Sinusoide a freq f2 sovrapposto a un rumore di tipo AWGN');
```

```

num1=0;num2=0;den1=0;den2=0;
for w=1:N
    num1 = num1 + s(w)*sin(2*pi*f1*w*dt);
    den1 = den1 + s(w)*cos(2*pi*f1*w*dt);
    num2 = num2 + r(w)*sin(2*pi*f2*w*dt);
    den2 = den2 + r(w)*cos(2*pi*f2*w*dt);
end

phi1
phi_stima1 = - atan2(num1,den1)
phi2
phi_stima2 = - atan2(num2,den2)

```

Tabella 1: Stimatore di Fase

```

%% Valutazione dell'errore della stima
clc, close all, clear;

A1 = input('Inserisci l ampiezza della sinusoidel: ');
f1 = input('Inserisci la frequeza della sinusoidel: ');
phi1 = input('Inserisci la fase inziale della sinusoidel: ');
fs = input('Inserisci la frequenza di campionamento: ');
N = input('Inserisci il numero di campioni: ');
dt=1/fs;

for SNRdB=1:50
    W=0;
    M=1000;
    snr=10^(SNRdB/10);
    var=(A1^2*fs)/(snr*2);
    DS = sqrt(var);

    for j=1:M
        for i=1:N
            t(i)= A1*cos(2*pi*f1*i*dt + phi1)+ DS*randn;
        end

        num=0;
        den=0;

        for i=1:N
            num = num + t(i)*sin(2*pi*f1*i*dt);
            den = den + t(i)*cos(2*pi*f1*i*dt);
        end

        phi_stima = - atan2(num,den);
        W = ( phi1 - phi_stima )^2 + W;

    end
    W = W/M;
    ds1 = sqrt(W);
    stima(SNRdB)=ds1;

end

figure;
SNRdB = [1:1:50];
semilogy(SNRdB,stima), xlabel('SNR[dB]'), ylabel('Deviazione

```

```

standard dell errore stima [rad]' ),grid,title('Valutazione dell
errore della stima [scala logaritmica]');
figure;
plot(SNRdB,stima), xlabel('SNR[dB]'), ylabel( 'Deviazione
standard della stima [rad]' ),grid,title('Valutazione dell
errore della stima [scala lineare]');

```

Tabella 2: Valutazione dell'errore della stima

3.2.3 Risultati numerici e grafici

Fornendo in ingresso al simulatore di fase due sinusoidi caratterizzate dai seguenti parametri:

- $A1 = 1$ [V] è l'ampiezza della sinusoide 1
- $f1 = 2$ [MHz] è la frequenza della sinusoide 1
- $\phi1 = \frac{\pi}{4}$ [rad] = 0,7854 [rad] è la fase iniziale della sinusoide 1
- $SNR_{dB1} = 15$ [dB] è il rapporto segnale/rumore della sinusoide 1
- $A2 = 2$ [V] è l'ampiezza della sinusoide 2
- $f2 = 3$ [MHz] è la frequenza della sinusoide 2
- $\phi2 = \frac{5\pi}{6}$ [rad] = 2,6180[rad] è la fase iniziale della sinusoide 2
- $SNR_{dB2} = 20$ [dB] è il rapporto segnale rumore della sinusoide 2
- $f_s = 50$ [MHz] è frequenza di campionamento
- $N = 3000$ è il numero campioni totali utilizzati nella simulazione

è possibile osservare la relativa variazione di fase delle sinusoidi trasmesse, dovuta al rumore presente nel sistema cioè alle non idealità del canale:

	fase iniziale ($\phi1$)	Fase iniziale stimata (ϕ_{stima})
Sinusoide 1	0,7854	0.8046
Sinusoide 2	2,6180	2.6158

Tabella 3: Confronto fra le fasi assegnate in ingresso e quelle ottenute dal simulatore per $SNR_{dB1} = 15$ [dB] e $SNR_{dB2} = 20$ [dB]

Tuttavia si può constatare che tale variazione di fase aumenta al diminuire del SNR. Infatti per $SNR_{dB1} = 15$ [dB] e $SNR_{dB2} = 20$ [dB] avremo che:

$$\begin{aligned} |\Delta\varphi1| &= |\phi_{1_stima} - \phi1| = 0.0192 \text{ [rad]} \\ |\Delta\varphi2| &= |\phi_{2_stima} - \phi1| = 0.0022 \text{ [rad]} \end{aligned} \tag{3.4.1}$$

Invece, fornendo sempre gli stessi parametri in ingresso, a meno dei rapporti segnale rumore che saranno pari a $SNR_{dB1} = 2$ [dB] e $SNR_{dB2} = 2$ [dB], si otterranno i seguenti stime:

	fase iniziale ($\phi1$)	Fase iniziale stimata (ϕ_{stima})
Sinusoide 1	0,7854	0.6801
Sinusoide 2	2,6180	2.4981

Tabella 4: Confronto fra le fasi assegnate in ingresso e quelle ottenute dal simulatore per $SNR_{dB1} = 2$ [dB] e $SNR_{dB2} = 2$ [dB]

e quindi avremo che le relative variazioni di fase saranno:

$$\begin{aligned} |\Delta\varphi1| &= |\phi_{1_stima} - \phi1| = 0.1053 \text{ [rad]} \\ |\Delta\varphi2| &= |\phi_{2_stima} - \phi1| = 0.1199 \text{ [rad]}. \end{aligned} \tag{3.4.2}$$

Inoltre è possibile visualizzare graficamente anche l'effetto del rumore sulle sinusoidi trasmesse. Attraverso lo script di riferimento, definito nella tabella 1, riportiamo entrambe le sinusoidi ed entrambe prive di rumore in modo da poter effettuare successivamente un confronto. Quindi, fornendo in ingresso al simulatore gli stessi parametri definiti precedentemente, con $SNR_{dB1} = 15$ [dB] e $SNR_{dB2} = 20$ [dB], è possibile ottenere gli andamenti dei segnali trasmessi in assenza di rumore (figura 3.4):

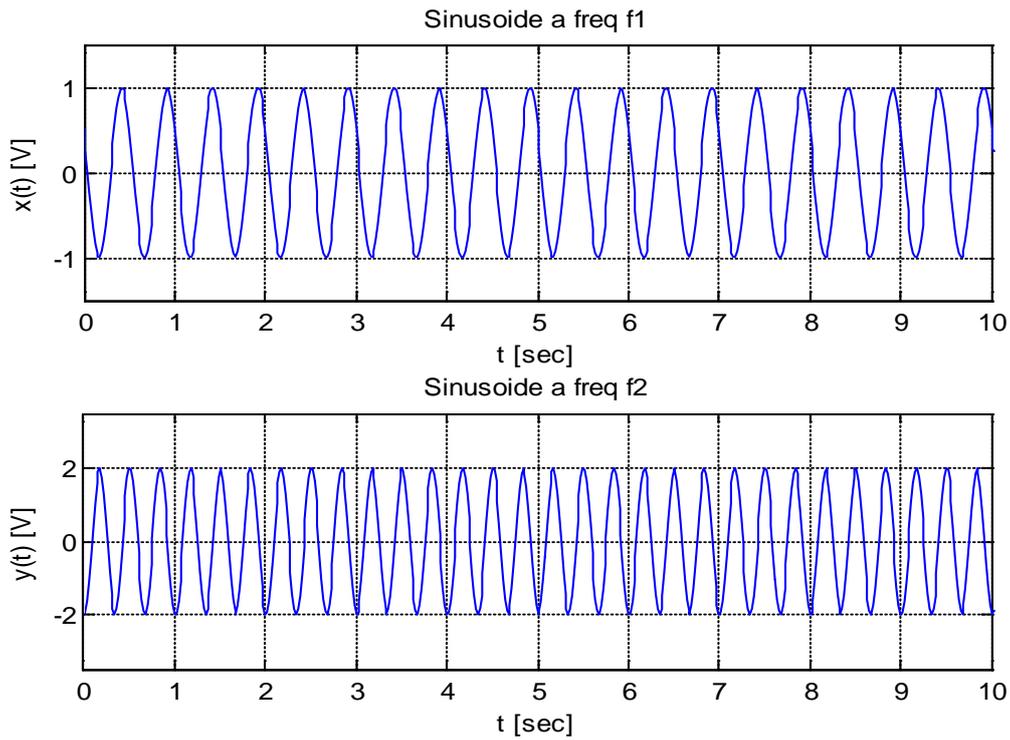


Fig. 3.4: Segnali trasmessi privi di rumore

dove:

$$\begin{aligned}
 x(t) &= A1 \cos(2\pi f_1 t) \\
 y(t) &= A2 \cos(2\pi f_2 t)
 \end{aligned}
 \tag{3.4.3}$$

Sovrapponendo il rumore AWGN ($n(t)$) si avranno le espressioni dei segnali che considerano i disturbi introdotti dal canale. Tali segnali, a questo punto, risulteranno essere pari:

$$\begin{aligned}
 s(t) &= x(t) + n_1(t) \\
 r(t) &= y(t) + n_2(t)
 \end{aligned}
 \tag{3.4.4}$$

Riportando i relativi andamenti (figura 3.5) si avrà:

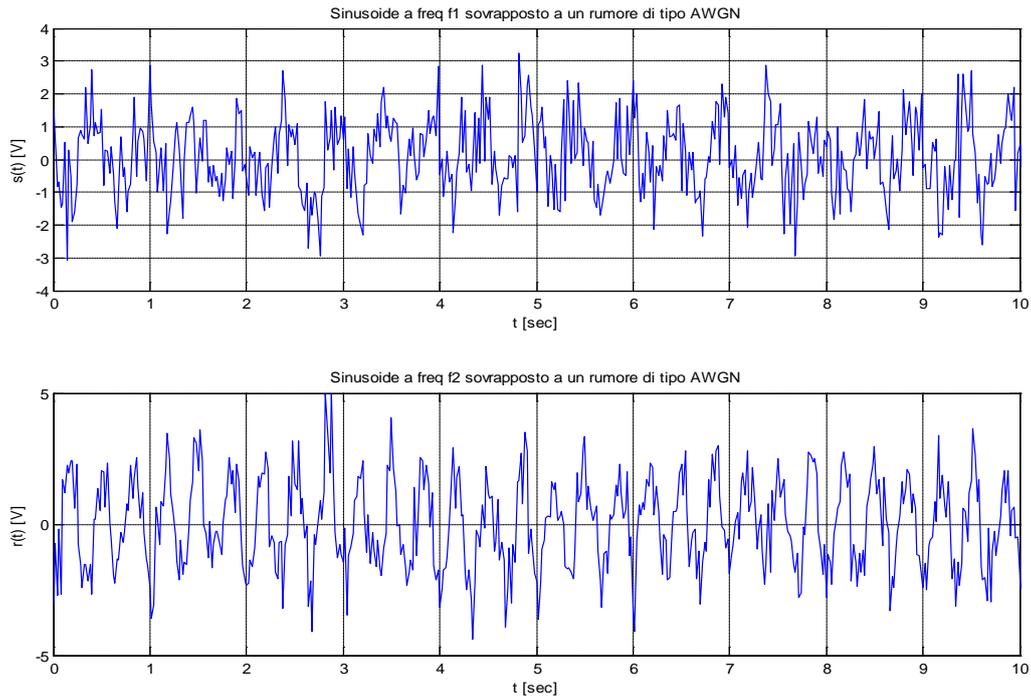


Fig. 3.5: Segnali trasmessi sovrapposti al relativo rumore

Anche graficamente, è possibile notare che diminuendo l'SNR in ingresso si ottengono andamenti sempre più discostati da quelli realmente trasmessi. Infatti, fornendo sempre gli stessi parametri in ingresso al simulatore, a meno dei rapporti segnale rumore che saranno pari a $SNR_{dB1} = 2$ [dB] e $SNR_{dB2} = 2$ [dB], si ottengono gli andamenti che sono riportati nella figura 3.6. In essa si nota che il range di ampiezza dei segnali aumenta al diminuire del SNR degradandone le caratteristiche mentre, invece, aumentando l'intensità del segnale e quindi aumentandone l'SNR i disturbi si attenuano e il segnale tende sempre di più al segnale trasmesso. Confrontando le figure 3.5 e la 3.6 è possibile verificare graficamente quanto detto.

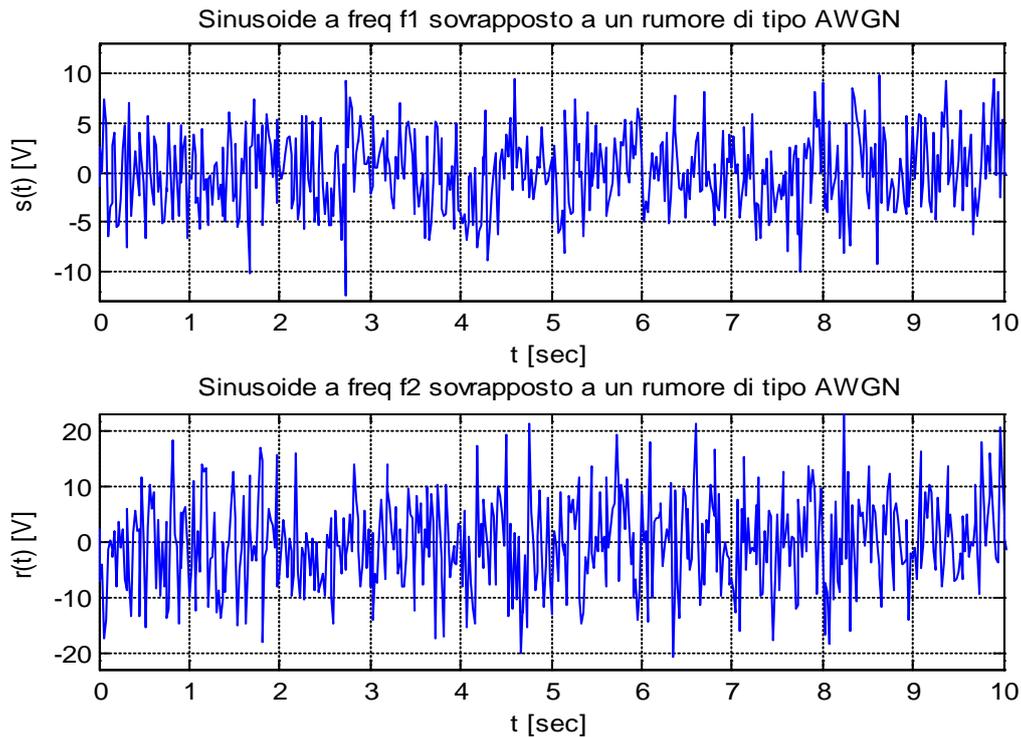


Fig. 3.6: Segnali trasmessi sovrapposti al relativo rumore riducendo il valore del rapporto segnale rumore

Successivamente, implementando il codice riportato nella tabella 2, è possibile valutare, attraverso opportuni grafici, l'errore di stima di fase che viene commesso al variare del SNR. Assegnando in ingresso al simulatore i seguenti parametri:

- $A1 = 1$ [V] è l'ampiezza della sinusoide 1
- $f1 = 2$ [MHz] è la frequenza della sinusoide 1
- $\text{phi}1 = \frac{\pi}{4}$ [rad] = 0,7854 [rad] è la fase iniziale della sinusoide 1
- $fs = 50$ [MHz] è frequenza di campionamento
- $N = 3000$ è il numero campioni totali utilizzati nella simulazione

è possibile ottenere dei grafici, sia in scala logaritmica (figura 3.7) che in scala lineare (figura 3.8), della stima dell'errore al variare del SNR. Inoltre, anche da questi grafici è possibile osservare che all'aumentare del SNR la dispersione del rumore diminuisce asintoticamente verso lo zero.

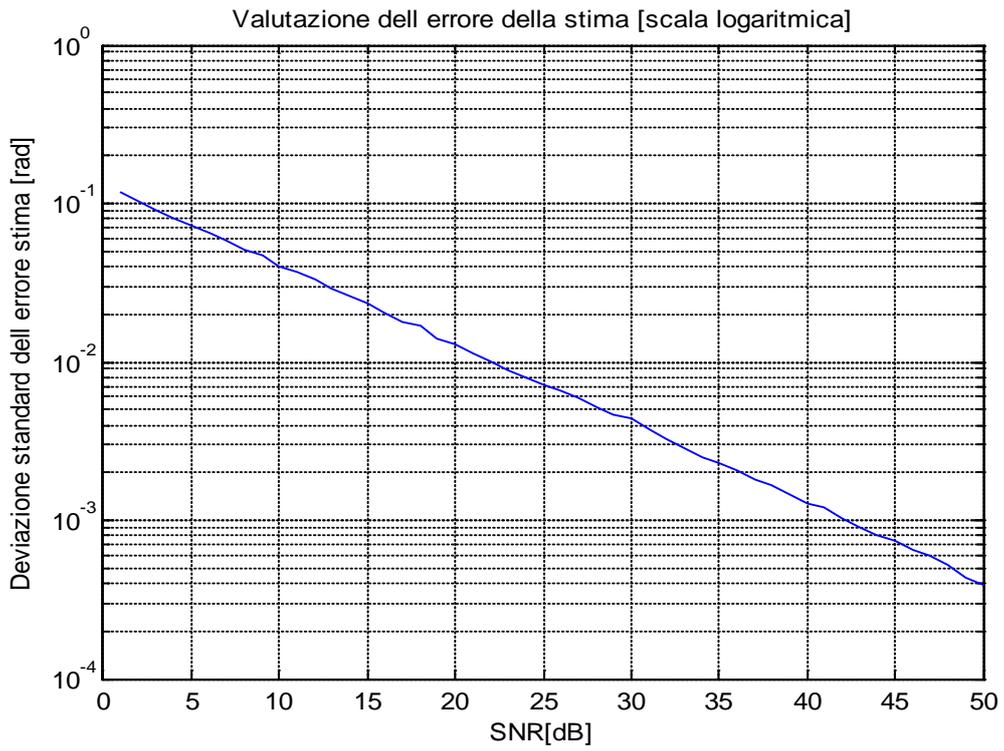


Fig. 3.7: Valutazione dell'errore di stima in scala logaritmica

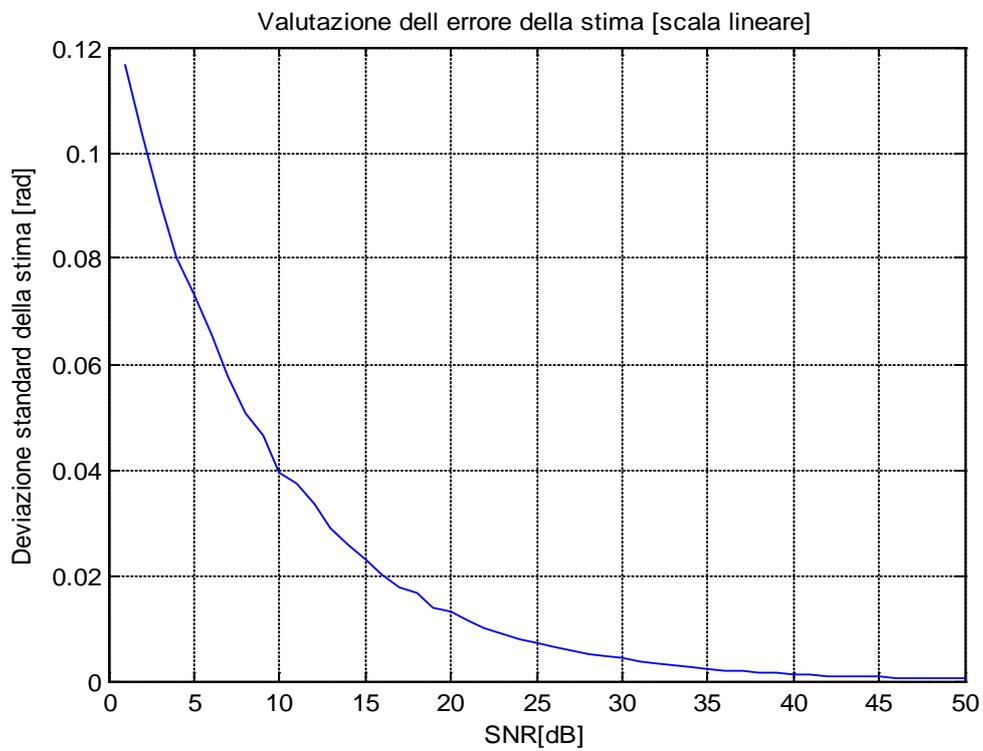


Fig. 3.8: Valutazione dell'errore di stima in scala lineare

3.3 Stimatore della distanza

L'obiettivo di questo nuovo simulatore, il quale sarà definito nel successivo sottoparagrafo, è quello di dare la possibilità all'utente di valutare la sensibilità della seguente espressione:

$$\begin{aligned}\hat{\Psi}(d, \vartheta) &= \hat{\Phi}_2(d) - \frac{f_2}{f_1} \hat{\Phi}_1(d) = \varphi_2(d) - \frac{f_2}{f_1} \varphi_1(d) + w_2 - \frac{f_2}{f_1} w_1 \\ &= \Psi(d) + w(d)\end{aligned}\tag{3.3.1}$$

ottenuta nel paragrafo 2.1 del capitolo precedente, al variare di ϑ e della distanza d . Attraverso questa espressione, conoscendo le frequenze f_1 e f_2 , i valori delle fasi relative $\hat{\Phi}_1(d)$ e $\hat{\Phi}_2(d)$ e la relazione $\hat{\Psi}(d)$ è possibile ottenere una stima della distanza. Tale stima è tanto più precisa quanto più è piccolo il termine del rumore. Esso può essere diminuito rendendo i filtri più selettivi o aumentando la potenza in trasmissione.

In particolare, in tale simulazione, si effettuerà un confronto fra l'andamento teorico e l'andamento reale di tale stima in funzione della distanza. Per ottenere l'andamento teorico si considera il segnale senza sovrapporlo al rumore, mentre, per quanto riguarda il caso reale, si ha il segnale sovrapposto al rumore. Il rumore sarà considerato sempre di tipo AWGN. Inoltre, nella simulazione, verrà utilizzato di nuovo il metodo Monte Carlo in modo da ottenere una stima ottimale.

Partendo dallo studio della 2.2.1, si sono studiate le relazioni tra la fase e la distanza tra le antenne; in tal modo, le relazioni di fase - ottenute nel sistema di riferimento che vede l'antenna trasmittente al centro di una sfera e l'antenna ricevente posizionata ad una distanza d - conducono all'espressione della $\hat{\Psi}(d)$ calcolata dal blocco stimatore.

Il paragrafo successivo verterà sulla presentazione del codice implementativo (tabella 5) che ci permetterà, successivamente, di svolgere un'analisi più dettagliata.

3.2.1 Definizione del codice

```
%% Stimatore della distanza (Simulatore).
clc, clear, close all;

f1 = input('Inserisci la frequeza della sinusoidel: ');
f2 = input('Inserisci la frequeza della sinusoide2: ');
fs = input('Inserisci la frequeza di campionamento: ');

N = input('Inserisci il numero di campioni: ');

dt = 1/fs;
c = 299792458;
k1 = (2*pi*f1)/c;
k2 = (2*pi*f2)/c;
m=1;
cost1 = ( m*(k1)^3)/(4*pi) ;
cost2 = ( m*(k2)^3)/(4*pi) ;

SNR_dB1 = input( 'Inserisci l SNR1: ' );
SNR_dB2 = input( 'Inserisci l SNR2 ' );

Theta = input( 'Inserisci l angolo Theta: ' );

for dm=1:50          % Faccia variare la distanza! (in metri)

    d=dm*10^6;

    %% Genero la CURVA TEORICA

    H1(dm) = cost1 * [ ( -1/(k1*d) + i/(k1*d)^2 + 1/(k1*d)^3 ) *
sin(Theta)] * exp(-i*k1*d) * sin(Theta) +...
cost1 * [ 2*( i/(k1*d)^2 + 1/(k1*d)^3 ) * cos(Theta) ]* exp(-
i*k1*d) * cos(Theta);

    phi_1(dm) = angle (H1(dm));

    H2(dm) = cost2 * [ ( -1/(k2*d) + i/(k2*d)^2 + 1/(k2*d)^3 ) *
sin(Theta)] * exp(-i*k2*d) * sin(Theta) +...
cost2 * [ 2*( i/(k2*d)^2 + 1/(k2*d)^3 ) * cos(Theta) ]*
exp(-i*k2*d) * cos(Theta);

    phi_2(dm) = angle (H2(dm));

    Psi_ideale(dm) = phi_2(dm) - (f2/f1)* phi_1(dm);

    %% Implementazione della simulazione

    a1(dm) = cost1 * [ ( -1/(k1*d) + i/(k1*d)^2 + 1/(k1*d)^3 ) *
sin(Theta)] * exp(-i*k1*d) * sin(Theta);
    b1(dm) = cost1 * [ 2*( i/(k1*d)^2 + 1/(k1*d)^3 ) *
cos(Theta) ]* exp(-i*k1*d) * cos(Theta);
    a2(dm) = cost2 * [ ( -1/(k2*d) + i/(k2*d)^2 + 1/(k2*d)^3 ) *
sin(Theta)] * exp(-i*k2*d) * sin(Theta);
    b2(dm) = cost2 * [ 2*( i/(k2*d)^2 + 1/(k2*d)^3 ) *
cos(Theta) ]* exp(-i*k2*d) * cos(Theta);
    H1z(dm) =a1(dm) + b1(dm);
```

```

Alz(dm) = abs (H1z(dm));
phi_1z(dm) = angle (H1z(dm));

H2z(dm) = a2(dm) + b2(dm);
A2z(dm) = abs (H2z(dm));
phi_2z(dm) = angle (H2z(dm));

snr1 = 10^(SNR_dB1/10);
var1 = (Alz(dm)^2*fs)/(snr1*2);
DS1 = sqrt(var1);
snr2 = 10^(SNR_dB2/10);
var2 = (A2z(dm)^2*fs)/(snr2*2);
DS2 = sqrt(var2);

% Applico il METODO MONTE CARLO
W1=0;
W2=0;
M=1000;

for m=1:M
    for w = 1:N
        s(w) = Alz(dm) * cos(2*pi*f1*w*dt + phi_1z(dm)) +
            DS1*randn;
        r(w) = A2z(dm) * cos(2*pi*f2*w*dt + phi_2z(dm)) +
            DS2*randn;
    end

    num1=0; num2=0; den1=0; den2=0;
    for y = 1:N
        num1 = num1 + s(y)*sin(2*pi*f1*y*dt);
        den1 = den1 + s(y)*cos(2*pi*f1*y*dt);
        num2 = num2 + r(y)*sin(2*pi*f2*y*dt);
        den2 = den2 + r(y)*cos(2*pi*f2*y*dt);
    end

    phi_stimal(dm) = - atan2(num1,den1);

    phi_stima2(dm) = - atan2(num2,den2);

    W1 = phi_stimal(dm) + W1;
    W2 = phi_stima2(dm) + W2;
end
phi_stimal(dm) = W1/M;
phi_stima2(dm) = W2/M;
Psi_reale(dm) = phi_stima2(dm) - (f2/f1) * phi_stimal(dm);

end

%% Grafico

distanza = [1:1:50];
figure;
plot(distanza,Psi_reale);
hold on, plot(distanza,Psi_ideale,'r'), xlabel('Distanza [m]'),
ylabel(' Psi [rad]'),title('Curva teorica sovrapposta alla
simulazione'), legend(' Simulazione','Curva teorica '), grid;

```

Tabella 5: Stimatore di distanza

3.2.2 Risultati numerici e grafici

In questo paragrafo verrà effettuato uno studio sul comportamento della tecnica NFER alternativa, attraverso lo script riportato nella tabella 5, al variare delle frequenze dei segnali trasmessi e del rapporto segnale rumore attraverso opportuni grafici che ci daranno la possibilità di effettuare uno studio ulteriormente approfondito. In particolare le curve ottenute di colore rosso raffigureranno gli andamenti teorici (al segnale non verrà sovrapposto il rumore) mentre di colore blu gli andamenti reali (al segnale verrà sovrapposto il rumore).

Innanzitutto, fissando la frequenza di campionamento pari a 20 [MHz] e il numero di campioni totali utilizzati nella simulazione uguale a 2000, analizzeremo graficamente il comportamento del sistema al variare sia dell'angolo di inclinazione dell'antenna ricevente che delle frequenze dei segnali trasmessi.

E' possibile osservare che la tecnica NFER alternativa fornisce risultati utili ed affidabili entro un range di frequenze che rimangono al di sotto di una soglia (collocabile, secondo le simulazioni sotto esposte, a circa 7 MHz); al di sopra di tale valore la funzione di uscita del sistema non mantiene le caratteristiche di monotonia e pertanto non è possibile associare ad ogni valore della funzione stessa un univoco valore di distanza. Inoltre, la pendenza (derivata prima) della funzione $\hat{\Psi}(d)$ che si ottiene, determina la sensibilità della tecnica: per funzioni con pendenza elevata si avrà una sensibilità maggiore della stima di $\hat{\Psi}(d)$ mentre per funzioni con pendenza molto bassa si riscontrerà una sensibilità minore.

Assumendo che in ingresso al sistema vengano assegnate due sinusoidi caratterizzate dai seguenti valori:

- $f_1 = 1$ [MHz] è la frequenza della sinusoide 1
- $f_2 = 2$ [MHz] è la frequenza della sinusoide 2
- $SNR_{dB1} = 5$ [dB] è il rapporto segnale rumore della sinusoide 1
- $SNR_{dB2} = 5$ [dB] è il rapporto segnale rumore della sinusoide 2

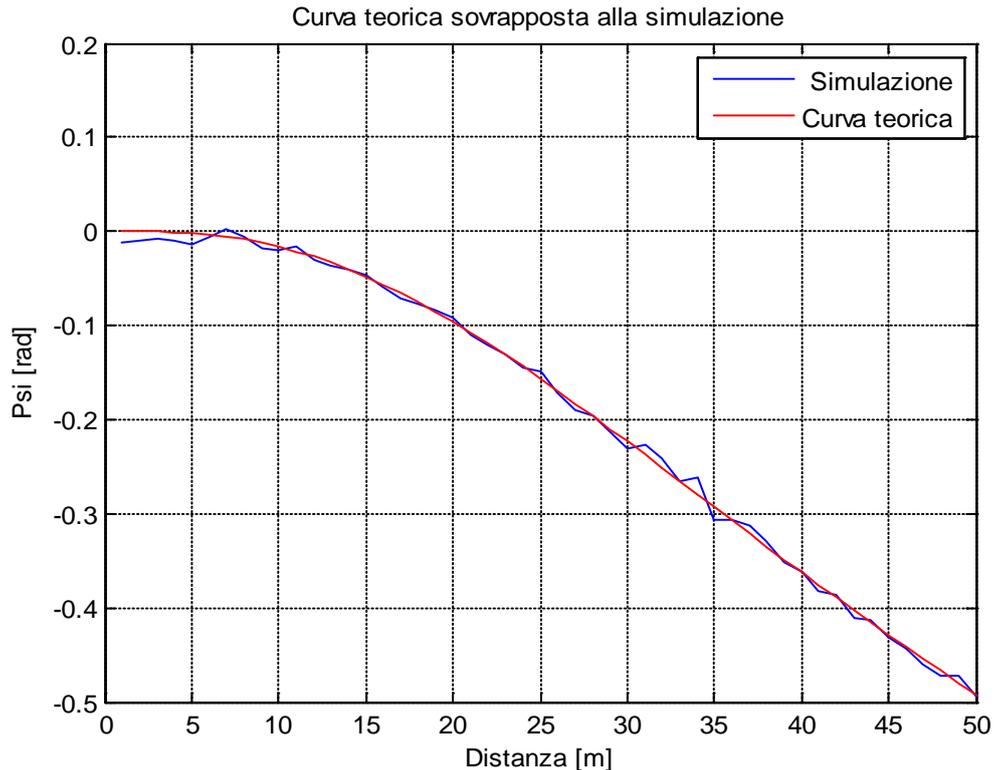


Fig. 3.9: Andamento di $\hat{\Psi}(d)$ con $\vartheta = 0$ [rad], $f_1 = 1$ [MHz] e $f_2 = 2$ [MHz]

- $\vartheta = 0$ [rad] è l'angolo di inclinazione dell'antenna ricevente rispetto all'antenna trasmittente (si faccia riferimento alla figura 2.2)

è possibile osservare, nella figura 3.9, l'andamento monotono del valore di $\hat{\Psi}(d)$ al variare della distanza:

Aumentando le frequenze delle sinusoidi trasmesse si evince, attraverso le simulazioni riportate successivamente, che l'andamento di $\hat{\Psi}(d)$ diventa sempre meno monotono e ciò non permette di associare ad ogni valore di $\hat{\Psi}(d)$ una univoca distanza.

Pertanto, esaminando i grafici sottostanti (figura 3.10 e la figura 3.11), è possibile dedurre che per $f_1 = 3$ [MHz] e $f_2 = 4$ [MHz] l'evoluzione di $\hat{\Psi}(d)$ è ancora monotona (figura 3.10) mentre per $f_1 = 4$ [MHz] e $f_2 = 5$ [MHz] lo sviluppo di $\hat{\Psi}(d)$ acquisisce valori non univoci al variare della distanza e riduce la sensibilità (figura 3.11). Inoltre, la figura 3.11 dimostra che, per frequenze al di sopra di un valore di soglia, si generano situazione

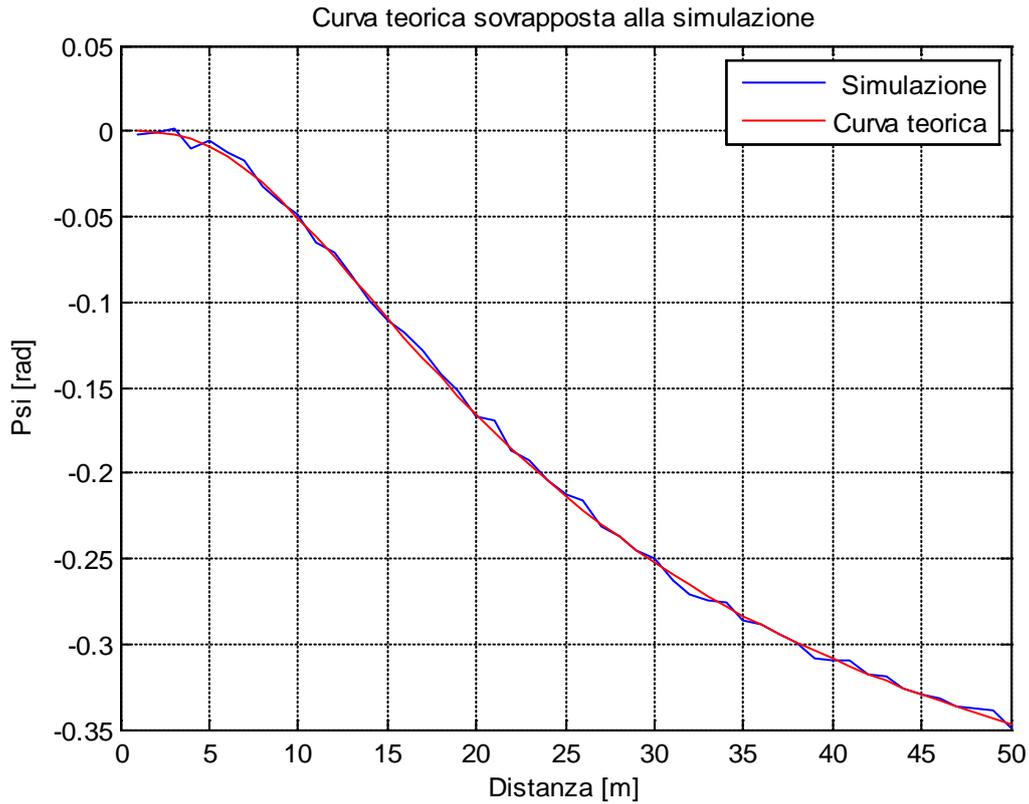


Fig. 3.10: Andamento di $\hat{\Psi}(d)$ con $\vartheta = 0$ [rad], $f_1 = 3$ [MHz] e $f_2 = 4$ [MHz]

di ambiguità dovute ad errori o problemi nella simulazione numerica delle curve, in quanto la fase si sposta da 0 a 2π creando dei saldi che rendono il sistema non più valido dal punto di vista pratico/applicativo. Mantenendosi, quindi, a frequenze basse ed in regioni di campo vicino, è possibile ottenere dati di simulazione numerica che non siano affetti da problemi di ambiguità sulla fase.

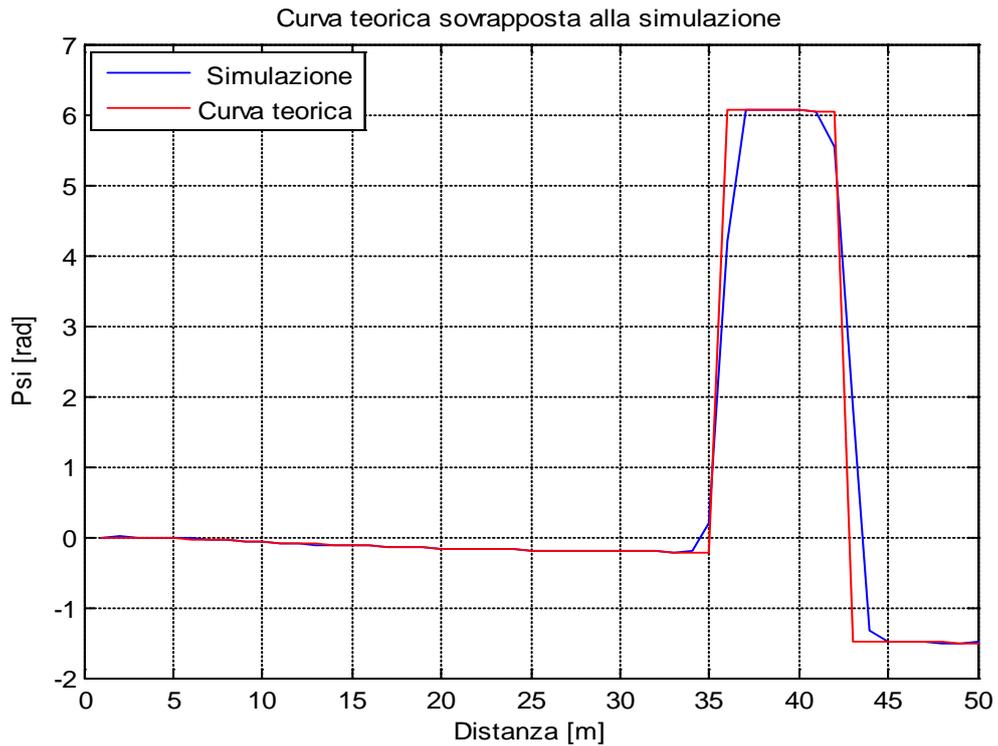


Fig. 3.11: Andamento di $\hat{\Psi}(d)$ con $\vartheta = 0$ [rad], $f_1 = 5$ [MHz] e $f_2 = 6$ [MHz]

Effettuando un'analisi dello stesso genere, però fornendo al sistema $\vartheta = \frac{\pi}{4}$ [rad] e facendo variare le frequenze delle sinusoidi come nel caso precedente è possibile fare le stesse considerazioni (figure 3.12, 3.13 e 3.14):

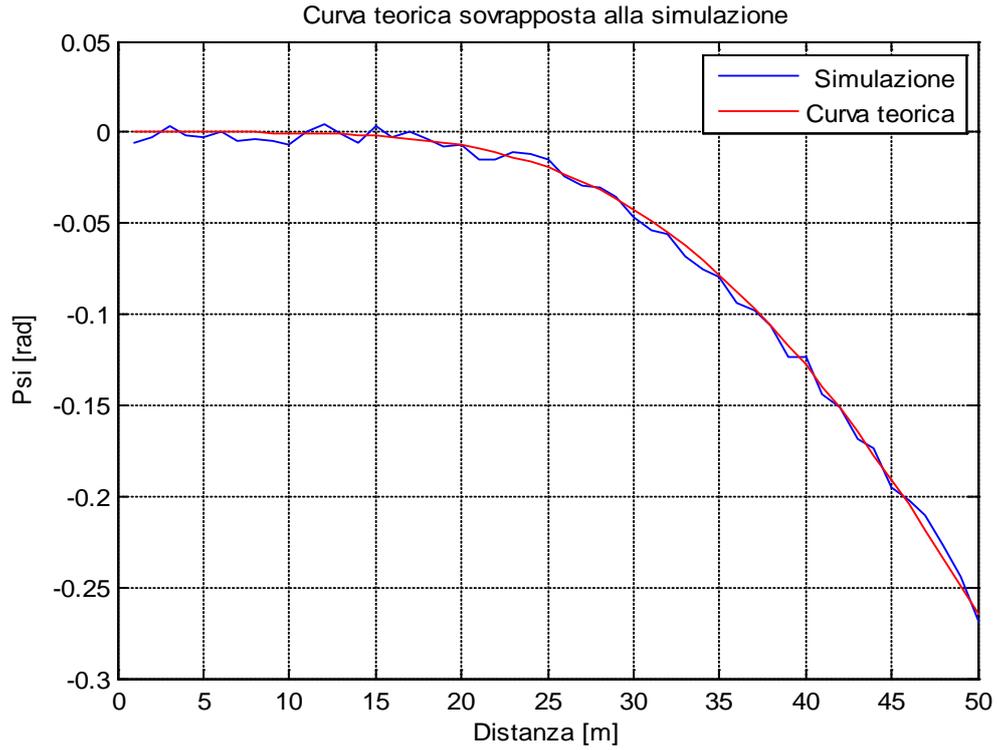


Fig. 3.12: Andamento di $\hat{\Psi}(d)$ con $\vartheta = \frac{\pi}{4}$ [rad], $f_1 = 1$ [MHz] e $f_2 = 2$ [MHz]

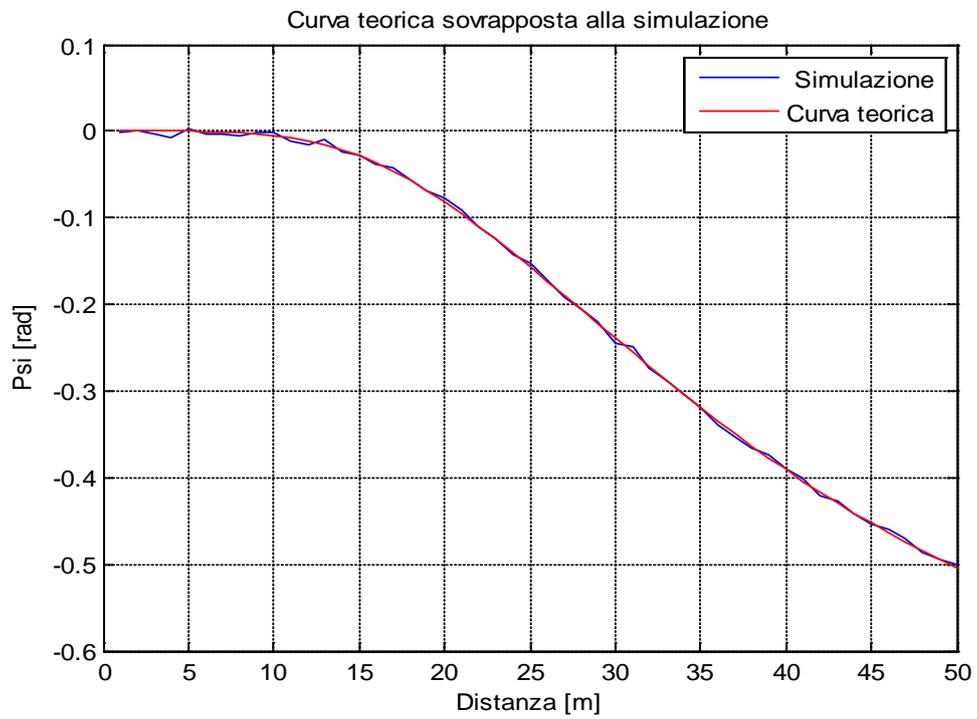


Fig. 3.13: Andamento di $\hat{\Psi}(d)$ con $\vartheta = \frac{\pi}{4}$ [rad], $f_1 = 3$ [MHz] e $f_2 = 4$ [MHz]

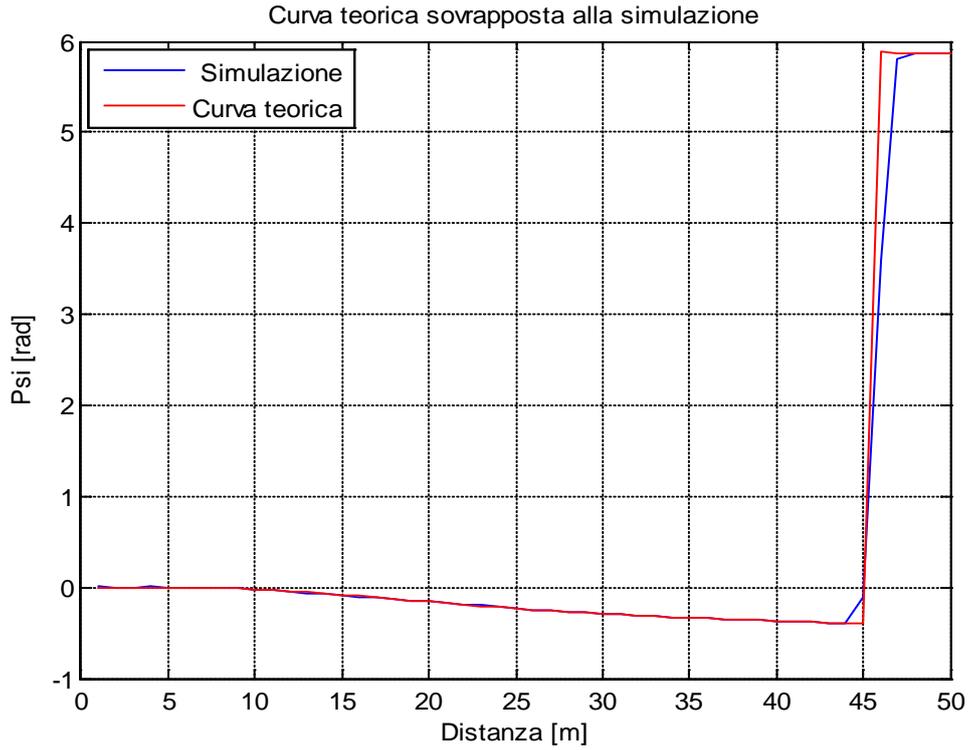


Fig. 3.14: Andamento di $\hat{\Psi}(d)$ con $\vartheta = \frac{\pi}{4}$ [rad], $f_1 = 5$ [MHz] e $f_2 = 6$ [MHz]

Invece, fornendo al sistema $\vartheta = \frac{\pi}{2}$ [rad], ed esaminando i grafici nelle figure 3.15, 3.16 e 3.17, è possibile osservare che l'andamento di $\hat{\Psi}(d)$

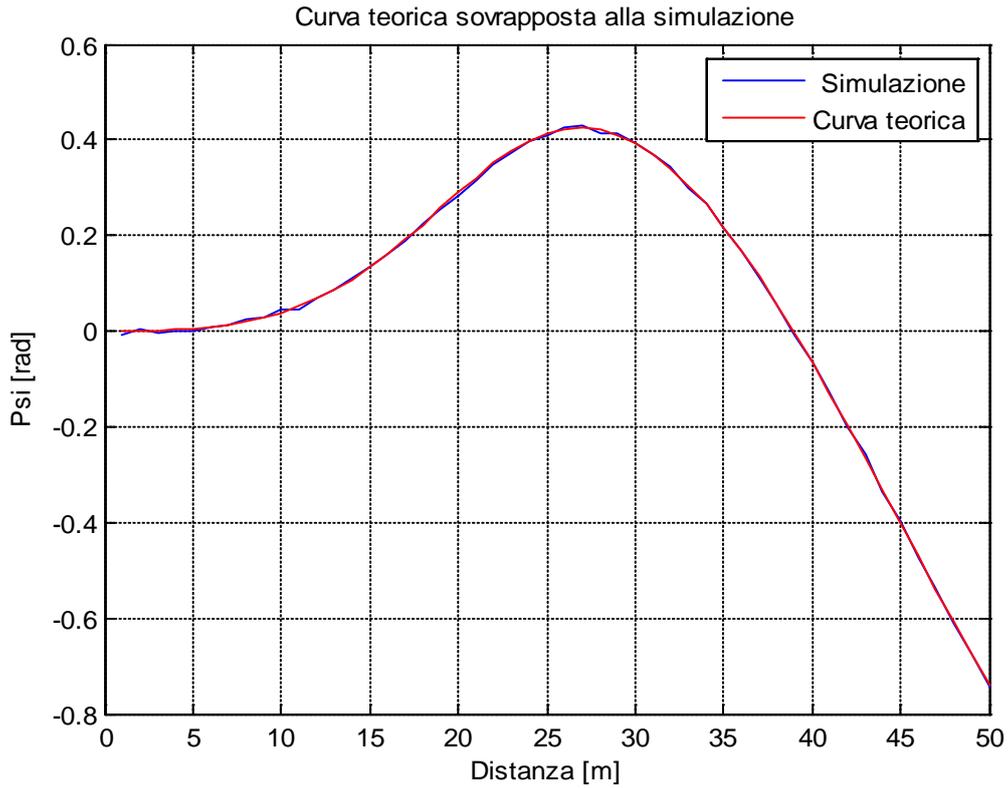


Fig. 3.15: Andamento di $\hat{\Psi}(d)$ con $\vartheta = \frac{\pi}{2}$ [rad], $f_1 = 1$ [MHz] e $f_2 = 2$ [MHz]

acquisisce, anche con basse frequenze, un andamento non monotono questo però solo per distanze maggiori di 30 [m]. Invece, per il resto, valgono, allo stesso modo le considerazioni fatte nei casi precedenti.

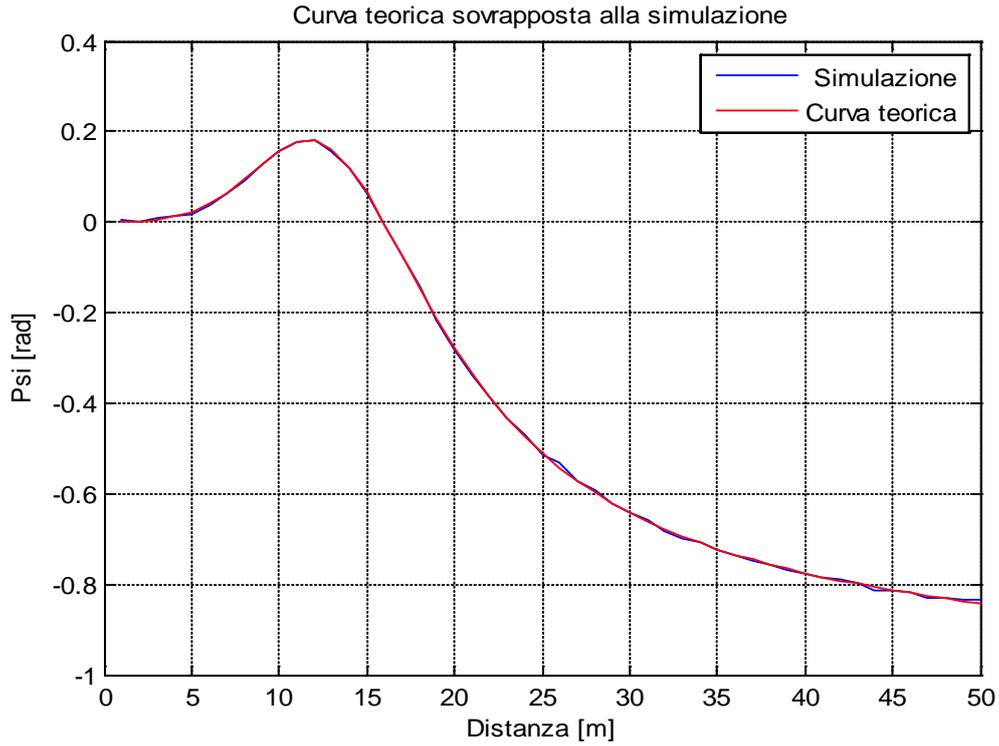


Fig. 3.16: Andamento di $\hat{\Psi}(d)$ con $\vartheta = \frac{\pi}{2}$ [rad], $f_1 = 3$ [MHz] e $f_2 = 4$ [MHz]

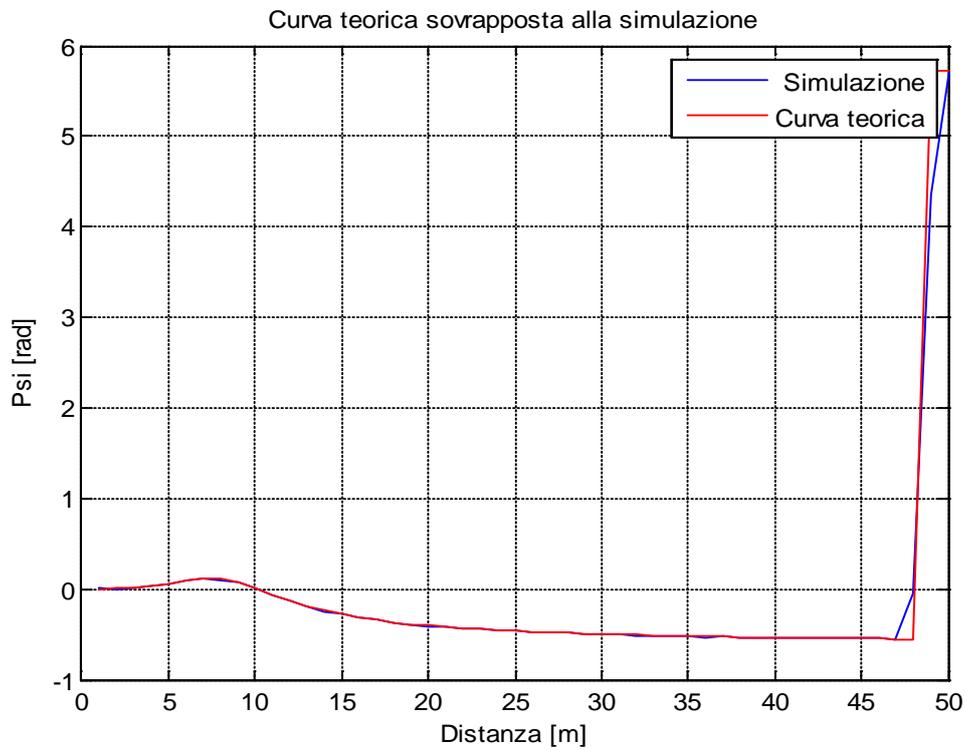


Fig. 3.17: Andamento di $\hat{\Psi}(d)$ con $\vartheta = \frac{\pi}{2}$ [rad], $f_1 = 5$ [MHz] e $f_2 = 6$ [MHz]

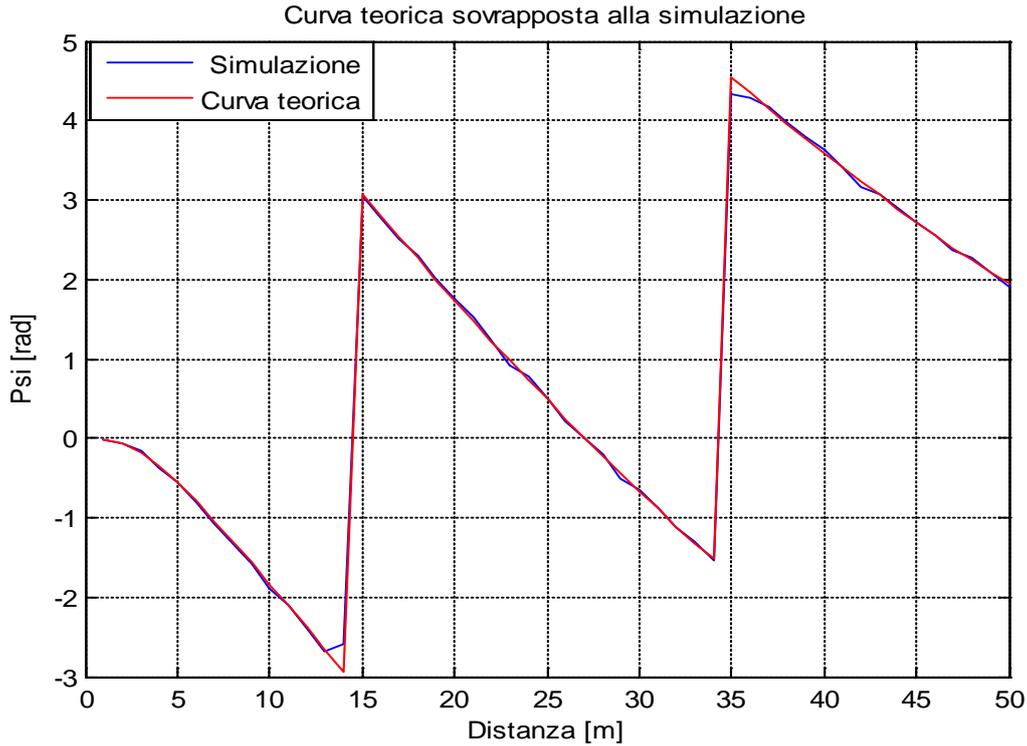


Fig.3.18: Andamento di $\hat{\Psi}(d)$ con $\vartheta = 0$ [rad], $f_1 = 1$ [MHz] e $f_2 = 15$ [MHz]

Infine, attribuendo in ingresso al sistema due sinusoidi con frequenze più distanti, è possibile verificare che non vengono rispettati i requisiti descritti in precedenza, cioè che $\hat{\Psi}(d)$ assuma un valore univoco al variare della distanza. Ciò è possibile verificarlo analizzando i grafici riportati in figura 3.18, 3.19 e 3.20. Infatti fissando $f_1 = 1$ [MHz] e $f_2 = 15$ [MHz] e considerando i casi in cui l'angolo di inclinazione fra le antenne sia: $\vartheta = 0$ [rad], $\vartheta = \frac{\pi}{4}$ [rad] e $\vartheta = \frac{\pi}{2}$ [rad] avremo i seguenti sviluppi:

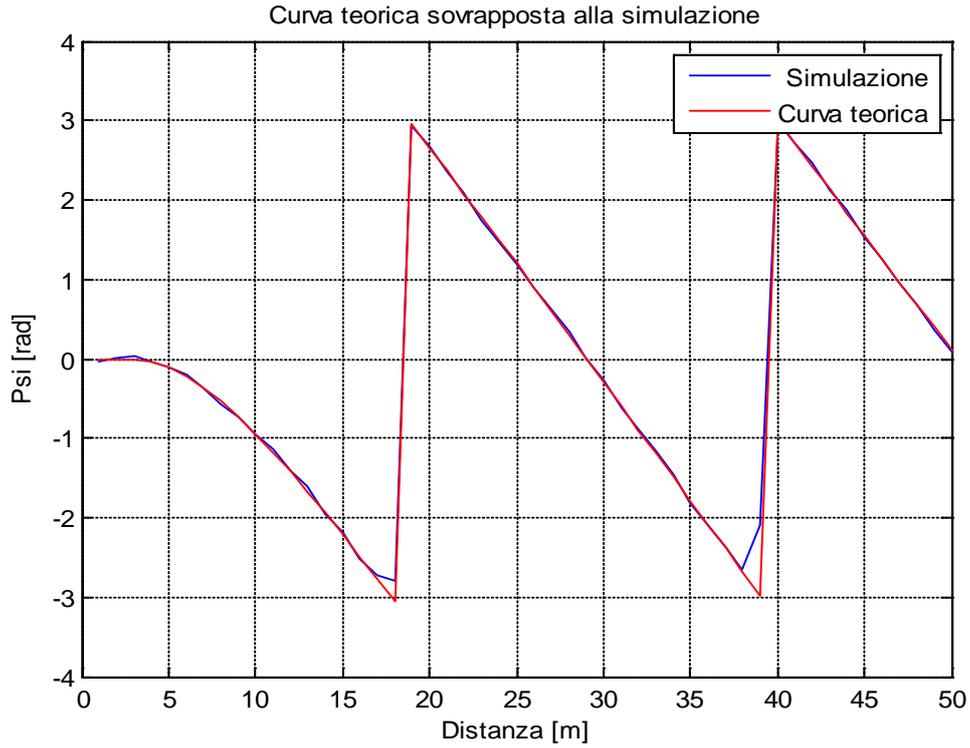


Fig. 3.19: Andamento di $\hat{\Psi}(d)$ con $\vartheta = \frac{\pi}{4}$ [rad], $f_1 = 1$ [MHz] e $f_2 = 15$ [MHz]

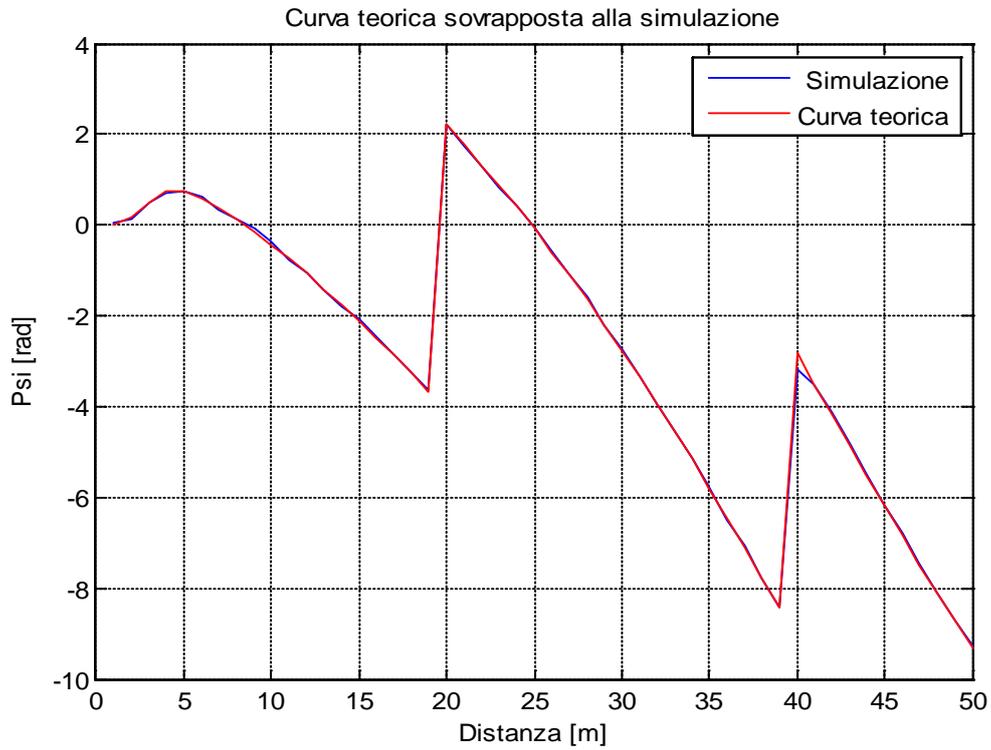


Fig. 3.20: Andamento di $\hat{\Psi}(d)$ con $\vartheta = \frac{\pi}{2}$ [rad], $f_1 = 1$ [MHz] e $f_2 = 15$ [MHz]

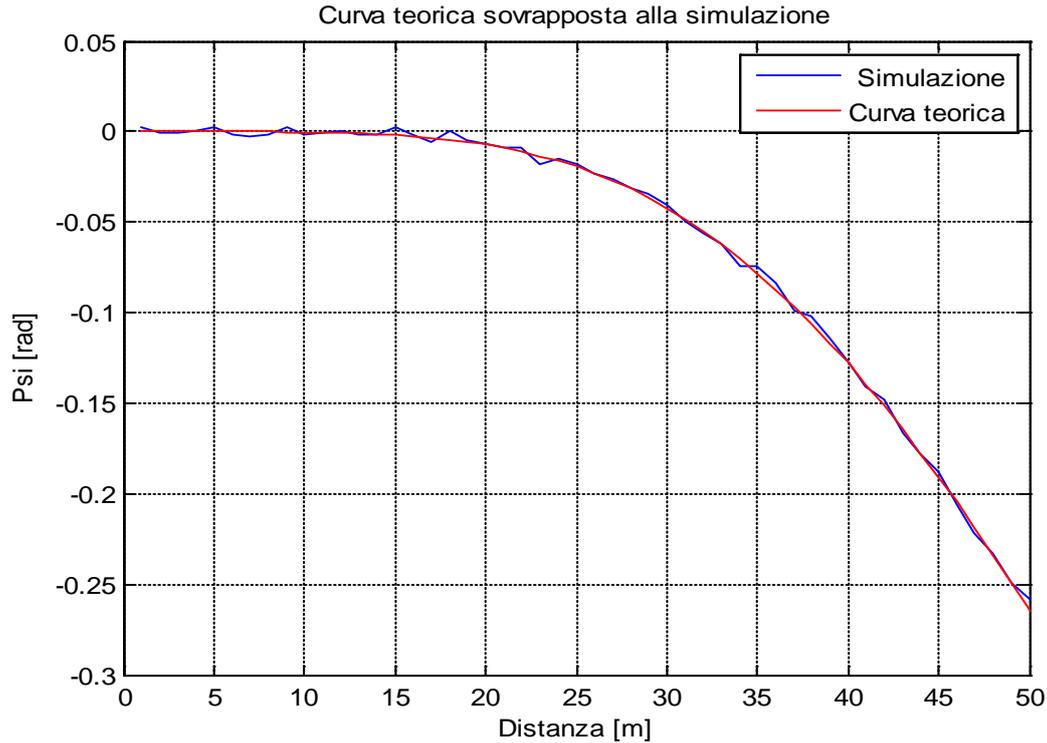


Fig. 3.21: Andamento di $\hat{\Psi}(d)$ con $\vartheta = \frac{\pi}{4}$ [rad], $f_1 = 1$ [MHz], $f_2 = 2$ [MHz],
 $SNR1 = 10$ [dB] e $SNR2 = 10$ [dB]

Oltre a ciò, è possibile osservare come reagisce il sistema variando il rapporto segnale rumore fornito in ingresso. Infatti è possibile notare che al diminuire di tale parametro l'andamento reale si discosta sempre di più da quello teorico. Difatti, nelle figure 3.21 e 3.22 sono graficati gli andamenti di $\hat{\Psi}(d)$ al variare della distanza in cui viene evidenziato tale discostamento. In particolare i grafici sottostanti sono ottenuti fissando: $\vartheta = \frac{\pi}{4}$ [rad], $f_1 = 1$ [MHz] e $f_2 = 2$ [MHz]. Nella figura 3.21, tali andamenti, vengono ottenuti assegnando ad entrambe le sinusoidi in ingresso un rapporto segnale rumore pari a 10[dB] mentre nella figura 3.22 tale rapporto assegnato viene ridotto a 3[dB]. Effettuando un confronto fra le figure è possibile mostrare quanto sopra detto.

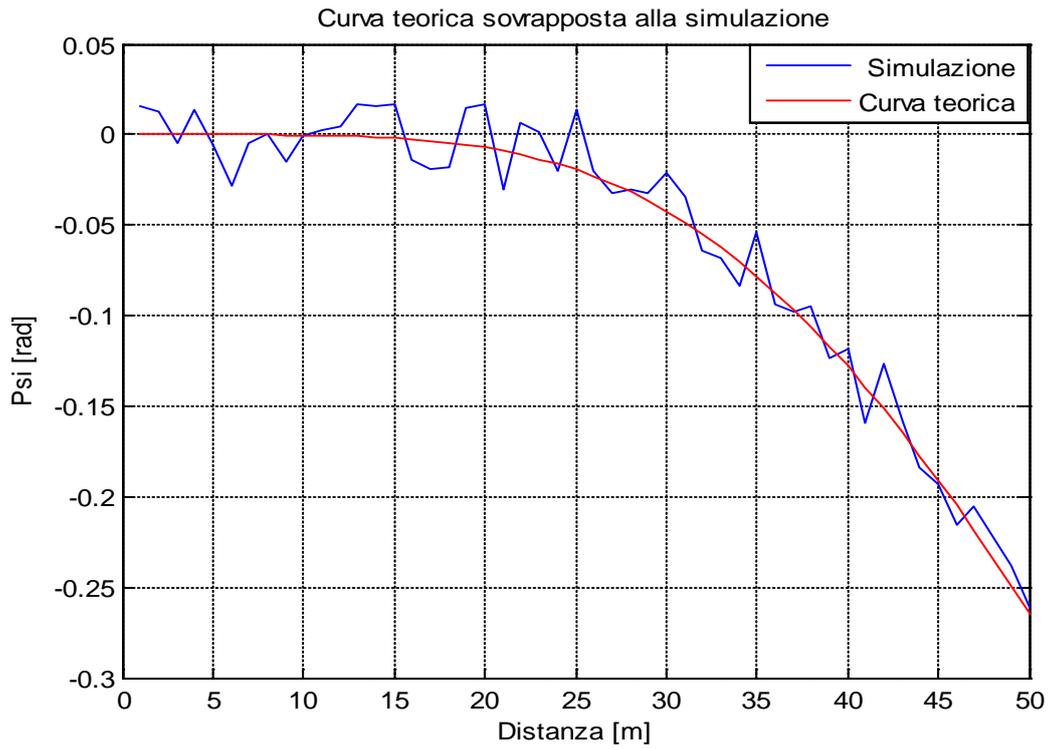


Fig. 3.22: Andamento di $\hat{\Psi}(d)$ con $\vartheta = \frac{\pi}{4}$ [rad], $f_1 = 1$ [MHz] e $f_2 = 2$ [MHz]
 $SNR1 = 3$ [dB] e $SNR2 = 3$ [dB]

Conclusioni

L'obiettivo di questo lavoro di tesi, come esplicitato nell'introduzione e nei capitoli successivi, è stato quello di definire degli algoritmi in grado di comprendere le prestazioni raggiungibili dalla tecnica NFER alternativa in termini di ranging e accuratezza e, di conseguenza, dedurre se il sistema sia utilizzabile o meno.

Il lavoro svolto per arrivare a definire tali algoritmi è stato così schematizzato:

- inizialmente sono state descritte e confrontate le diverse tecnologie di localizzazione RTLS, evidenziandone i vantaggi e gli svantaggi di ognuna di esse e definendone i vari campi di applicazione;
- in seguito è stata effettuata un'accurata analisi della tecnica NFER classica, effettuando opportuni confronti con altri sistemi RTLS in modo da fare risaltare i pregi di questo sistema. In particolare la capacità di operare in spazi chiusi e con ostacoli, cosa che un sistema di rilevazione basato, per esempio, su GPS non è in grado di fare;
- nel proseguo della trattazione, inoltre, è stata anche analizzata una tecnica NFER alternativa a quella classica la quale risulta simile ad essa ma di dimensioni ridotte e di minor costo. Questo perché si utilizzano dei componenti a basso costo, i quali non necessitano di infrastrutture di rete per la sincronizzazione dei ricevitori ed il segnale emesso da un tag può essere ricevuto da più ricevitori connessi ad un nodo centrale che effettua la stima della posizione;
- Infine, nel Capitolo 3, è stata effettuata un'analisi numerica di tale tecnica per mezzo di simulazioni, la quale permetterà all'utente di valutare le prestazioni del sistema.

Fra le simulazioni effettuate, è stato implementato un opportuno algoritmo in grado di stimare la fase delle sinusoidi trasmesse in funzione

del SNR fornito in ingresso. Oltre a questo, è stato anche sviluppato uno script la cui mansione è quella di valutare l'errore di stima che viene commesso sempre in funzione del SNR.

Successivamente è stato anche realizzato un simulatore che andrà a caratterizzare la sensibilità dell'espressione (3.3.1), al variare dell'angolo di inclinazione fra le due antenne ϑ e della distanza d fra il trasmettitore ed il ricevitore. Quindi, è possibile ottenere una stima della distanza, semplicemente conoscendo le frequenze f_1 e f_2 delle sinusoidi trasmesse, i valori delle fasi relative $\hat{\Phi}_1(d)$ e $\hat{\Phi}_2(d)$ e la relazione $\hat{\Psi}(d)$.

Testando numericamente il simulatore, è stato possibile osservare che ovviamente le performance del sistema stesso dipendono innanzitutto dal rapporto fra la potenza del segnale trasmesso e del rumore presente nel sistema e, nondimeno, dalle frequenze che caratterizzano le sinusoidi. Si è potuto, infatti, verificare che al diminuire dell'SNR, l'andamento di $\hat{\Psi}(d)$ reale si discosta notevolmente dall'andamento di $\hat{\Psi}(d)$ teorico e che all'aumentare delle frequenze di lavoro, la funzione che caratterizza $\hat{\Psi}(d)$ acquisisce un carattere non monotono e, per di più, riduce la sua sensibilità al variare della distanza; questo fa intuire che il sistema in questi casi non è ottimamente utilizzabile.

Le frequenze di lavoro e la praticità d'uso rendono i sistemi NFER adatti per il monitoraggio indoor, come ad esempio uffici ed ambienti industriali. Le basse frequenze impiegate, inoltre, non hanno effetti clinici sul corpo umano, il che rende l'NFER adatto ad operare in ambienti popolati.

I Sistemi NFER, quindi, si propongono all'ambito ingegneristico ed industriale come valide soluzioni di localizzazione ed il loro studio ed il loro ulteriore sviluppo verso sempre maggiori livelli di precisione e fruibilità rappresenta un'ulteriore sfida per la ricerca ingegneristica.

Bibliografia

- [1] U. Biader Ceipidor, C. Medaglia, A. Ingrosso, Il futuro degli RTLS, Wireless Management, 2007
(http://archivio.cnipa.gov.it/site/_files/2007022227566%5B1%5D.pdf)
- [2] D. Dardari, E. Falletti, M. Luise, Satellite and Terrestrial Radio Positioning techniques: a signal processing prospective, ELSEVIER, London, 2011
- [3] Q-Track™, Introduction to NFER® RTLS, 2010
(<http://q-track.com/index.php/location-innovation/nfer>)
- [4] U.S. Government, GPS Standard Positioning Service (SPS) Performance Standard
(<http://www.gps.gov/>)
- [5] “CellID, find your coordinates”, (www.cellid.eu)
- [6] D. Dardari, A. Conti, U. Ferner, A. Giorgetti, and M. Z. Win, Ranging with ultrawide bandwidth signals in multipath environments, Proc. of IEEE, Special Issue on UWB Technology & Emerging Applications, vol. 97, no. 2, pp. 404-426, Feb 2009
- [7] Gloria Marcoccio, RTLS: Localizzazione in tempo reale e privacy, 2007
(<http://www.interlex.it/675/marcoccio3.htm>)
- [8] H. G. Shantz: A Near Field Propagation Law & A Novel Fundamental Limit to Antenna Gain Versus Size, Antennas and Propagation Society International Symposium, Washington, DC, USA; Volume 3A, IEEE 2005

- [9] A.J. Compston, J. D. Fluhler, and H.G. Schantz: A Fundamental Limit on Antenna Gain for Electrically Small Antennas, IEEE 2008.
- [10] Hans Gregory Schantz, Near Field Phase Behavior, Antennas and Propagation Society International Symposium, Washington, DC, USA; Volume 3B, IEEE 2005
- [11] Hans Gregory Schantz, Robert Edward DePierre, SYSTEM AND METHOD FOR NEAR-FIELD ELECTROMAGNETIC RANGING, U.S Patent 6,963,301 B2, 2005
- [12] D. Dardari, N. Decarle, Metodo di apparato per la stima della distanza e della posizione mediante trasmissione radio multi-frequenza in campo-vicino, Brevetto M02012A000038, febbraio 2012
- [13] Smith, Glenn S., Radiation Efficiency of Electrically Small Multiturn Loop Antennas, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1972
- [14] Carlo Jacoboni e Paolo Lugli, The Monte Carlo Method for Semiconductor Device Simulation - Springer-Verlag, 1989

Ringraziamenti

Con questa tesi si conclude uno dei capitoli più affascinanti della mia vita e sono tante le persone a cui dovrei esprimere un sincero ringraziamento.

Innanzitutto desidero ringraziare chi ha reso possibile questo lavoro, il Chiar.mo Prof. Davide Dardari. Lo ringrazio per i numerosi e preziosi consigli che mi ha dato durante l'intero periodo che ho dedicato all'attività di tesi e per la completa disponibilità e professionalità nel coordinare il mio lavoro e nel chiarire i miei dubbi.

Inoltre intendo ringraziare sentitamente la mia famiglia, in particolare i miei genitori, i miei fratelli, mia cognata, mio nipote e la mia fidanzata per il sostegno ed il grande aiuto datomi durante questo percorso. In tutti questi anni hanno sempre cercato di valorizzare le mie capacità e anche nei momenti di sconforto mi hanno sempre trasmesso la forza di andare avanti per concretizzare i miei obiettivi.

Per ultimi, ma di certo non per importanza, ringrazio gli amici che mi sono stati vicino e con i quali ho trascorso esperienze meravigliose difficili da dimenticare, appunto mi sembra doveroso citarli: Alessandro, Loris, Sabatino, Massimo, Giuseppe, Rocco, Simon, Lamberto, Mattia, Luca, Roberta, Cono, Elena e Diego.

Un pensiero va a mio nonno che pur non potendo essere con me in questo momento sarebbe sicuramente orgoglioso del traguardo raggiunto.

