

ALMA MATER STUDIORUM
UNIVERSITÀ DI BOLOGNA
SEDE DI CESENA

Scuola di Ingegneria ed Architettura
Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica e
Telecomunicazioni per l'Energia

ANALISI SPERIMENTALE DI UN
SISTEMA DI LOCALIZZAZIONE
UWB PER APPLICAZIONI
ROBOTICHE

Tesi di Laurea in
Sistemi di Telecomunicazioni LM

Tesi di Laurea di:
MATTEO CECCARELLI

Relatore:
Chiar.mo Prof. Ing.
DAVIDE DARDARI

Correlatori:
Dott. Ing.
ANNA GUERRA
Ing.
MARINA LOTTI

SESSIONE UNICA
ANNO ACCADEMICO 2020–2021

PAROLE CHIAVE

Real time localization system RTLS

Ultra-wideband UWB

Filtraggio Bayesiano

GDOP

Indice

Introduzione	1
1 Tecnologia UWB	5
1.1 Tecniche per la generazione di segnali UWB	6
1.2 Regolamentazione dei segnali UWB	7
1.2.1 Regolamentazione Stati Uniti	7
1.2.2 Regolamentazione Europea	8
1.2.3 Standard IEEE 802.15.4a	9
1.3 Formato pacchetto UWB	9
1.3.1 Codifica dei dati PSDU	9
1.3.2 Caratteristiche PHR	10
1.3.3 Inserimento del preambolo SHR	10
2 Processo di localizzazione	13
2.1 Definizione del problema della stima per il tracciamento in tempo reale	13
2.2 Filtri Bayesiani	14
2.3 Filtri di Kalman	16
2.4 Particle filter	18
3 Tecniche di localizzazione e influenza della geometria	23
3.1 Angle/Direction of arrival	24
3.2 Receiver signal strength	24
3.2.1 Misure basate sul tempo	27
3.2.2 TOA	27
3.2.3 TWR	27
3.2.4 TDOA	28
3.3 Limiti teorici	29
3.3.1 CRLB dell'errore quadratico medio (MSE) della stima di posizione	31
3.3.2 GDOP applicato alle misure sperimentali	34

4	Attività sperimentale	37
4.1	Il sistema di localizzazione Sequitur	37
4.1.1	Set up misure	38
4.2	Risultati sperimentali ottenuti in laboratorio	38
4.2.1	Scelta del modello di mobilità	40
4.2.2	Calibrazione e relazioni tra offset, RSSI e distanza	41
4.3	Risultati sperimentali in presenza di un piano metallico	47
4.3.1	Prima campagna di misure	47
4.3.2	Seconda campagna di misure	50
4.3.3	Misure con configurazione TDOA	54
4.4	Risultati sperimentali in presenza di acqua dolce	55
4.4.1	Misure di posizione	56
4.4.2	Misure dinamiche	59
	Conclusioni	65
	Appendice	67
	Appendice A	67
	Appendice B	70
	Appendice C	73
	Appendice D	74
	Appendice E	76
	Elenco delle Figure	79
	Bibliografia	83

Introduzione

La possibilità di poter localizzare oggetti o persone è una caratteristica sempre più ricercata per applicazioni logistiche e di sicurezza, sia della persona che dell'ambiente.

Le prime applicazioni nascono in ambito militare, ma grazie alla pervasività dell'elettronica nella vita moderna, sempre più interesse è maturato sull'argomento.

Le informazioni di posizione sono volte a proporre servizi molto vari, dal controllo della traiettoria di aerei, navi o, più in generale, veicoli, alla pubblicazione di attività nei paraggi della posizione dell'interessato, alla ricerca di oggetti e strumenti (per esempio il progetto ESA *LOST* [1] in ambito spaziale), o persone, come in caso di disastri ambientali. Per le diverse attività la precisione richiesta può variare dal centinaio di metri, all'ordine del centimetro.

Mentre per applicazioni di localizzazione in ambiente *outdoor* vengono solitamente utilizzati i *global navigation satellite systems (GNSS)*, con accuratezze, per l'utenza pubblica, dell'ordine del metro, per applicazioni indoor o dove è richiesta una precisione maggiore questa tecnologia non trova largo impiego. Lo sviluppo delle *wireless local area networks (WLAN)* ha portato ulteriori sviluppi al problema, combinando queste con sistemi di accesso multiplo e utilizzo di tecnologie a *banda ultra-larga (UWB)*.

I sistemi di localizzazione UWB sono già affermati e commercializzati, tuttavia l'applicazione tipica richiede il posizionamento dei nodi fissi (detti anche nodi ancora o nodi di riferimento) molto distanti tra loro e in numero eccedente rispetto a quello che sarebbe il minimo necessario al fine della localizzazione, rendendo più robusta la stessa.

L'obiettivo della tesi riguarda invece la possibilità di testare un sistema di localizzazione UWB, progettato dall'Università di Bologna, ora sviluppato e commercializzato, per un potenziale contesto di applicazione robotica, in cui la geometria della distribuzione delle antenne viene ridotta ad una disposizione sui vertici di un quadrato di lato un metro e, successivamente, 0.5 metri, consentendo al sistema di poter essere posizionato su elementi mobili. Per

esempio, come riportato in figura 1, si può immaginare che i quattro nodi ancora siano posti sulla parte terminale di un braccio meccanico per poter, al fine di afferrare un oggetto munito di un nodo UWB (detto tag), riuscire a stimare la posizione relativa tra braccio e oggetto.

La scelta della tecnologia UWB è dovuta all'idea di poter permettere al sistema di operare sia in ambienti outdoor che indoor, dunque con una potenziale esposizione a condizioni climatiche e propagative che renderebbero inutilizzabili altri tipi di tecnologia, come, per esempio, la localizzazione ottica, basata sul riconoscimento di marker [2]. Questi, infatti, potrebbero non essere visibili a causa della presenza di condizioni atmosferiche sfavorevoli o bassa visibilità, dovute per esempio ad idrometeorie o fumo.

L'obiettivo posto era quello di riuscire ad ottenere misure molto precise nel punto di afferraggio da parte del braccio meccanico, mirando ad errori minori di 10 cm, senza però l'imposizione della stessa precisione nella fase di avvicinamento all'oggetto. I limiti della tecnologia sono stati ulteriormente messi alla prova nel momento in cui il sistema è stato utilizzato in tre campagne di misura nelle quali si emulavano due condizioni sfavorevoli: la presenza di un piano metallico parallelo alla direzione di propagazione e la presenza di acqua dolce sul retro del tag da localizzare.

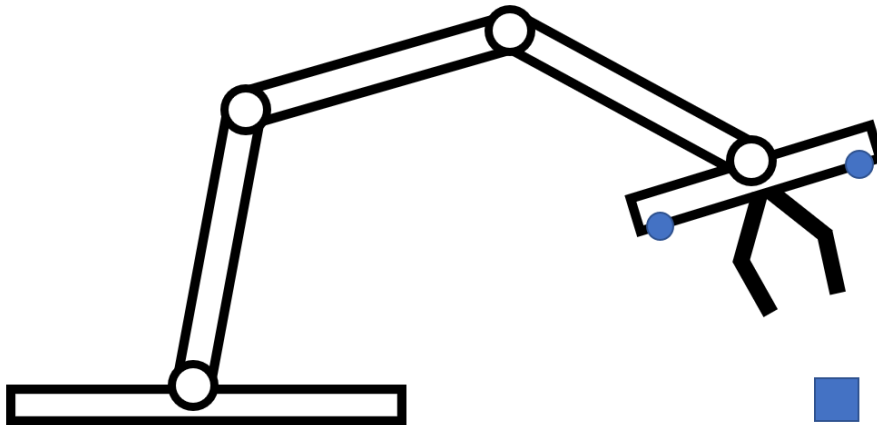


Figura 1: Esempio di applicazione. Posizionamento dei nodi sensore (cerchi blu) su braccio meccanico. Il quadrato blu indica l'oggetto da localizzare e afferrare.

La tesi segue il percorso riportato di seguito:

- *Capitolo 1*: si discute delle principali caratteristiche dei sistemi a banda ultra-larga (UWB), le normative vigenti e le potenzialità della tecnologia

- *Capitolo 2*: tratta il processo di localizzazione, con introduzione al *filtraggio Bayesiano* e alle sue implementazioni pratiche nei *filtri di Kalman* e *particle filter*
 - *Capitolo 3*: si considerano le principali tecniche di localizzazione, i loro limiti teorici, individuati nel concetto di *geometric dilution of precision (GDOP)*, e come questi vengono utilizzati per la trattazione del capitolo 4
 - *Capitolo 4*: vengono descritte le prove sperimentali e i risultati ottenuti utilizzando il sistema di localizzazione UWB in ambiente indoor in alcuni scenari simili a quelli applicativi
 - *Conclusioni*: contiene un riassunto riguardo delle osservazioni sulle misure raccolte e qualche possibile miglioramento
 - *Appendice*: viene descritto più in dettaglio il set up delle misure, con spiegazione dei parametri utilizzati e le varie griglie di test utilizzate per le misure sperimentali.
-

Capitolo 1

Tecnologia UWB

La Federal Communications Commission (FCC) degli Stati Uniti definì nel 2002 [3] i segnali UWB come qualunque segnale, indipendentemente da come esso sia stato generato, la cui banda frazionale (o relativa) B_f sia maggiore del 20%, dove $B_f = 2(f_h - f_l)/(f_h + f_l)$, definendo f_h e f_l come gli estremi superiore e inferiore della banda a -10 dB , o la cui banda sia almeno di 500 MHz .

Seguendo un processo regolatorio simile, anche altri stati seguirono la spinta innovativa che questa tecnologia può fornire. Tra i vantaggi dei sistemi UWB risaltano:

- resistenza al jamming: questa è ottenuta per due motivi, il primo è che la densità spettrale di potenza in gioco, essendo bassa, è difficile da rilevare per un possibile attacco e, secondo, la tecnica UWB si combina bene ad una modulazione *spread spectrum e CDMA*, dunque per poter interferire con la comunicazione sarebbe necessario conoscere anche il codice stesso.
- robustezza alla propagazione in presenza di fading e accurata misura di distanza (anche fino a livello centimetrico): poiché i segnali nel tempo sono di breve durata, l'interferenza tra cammini multipli è da considerarsi poco probabile. Ciò ha reso questa tecnologia come particolarmente adatta alla localizzazione in ambiente indoor, dove l'alta densità di oggetti mette in difficoltà altri tipi di tecnologia.
- coesistenza con sistemi a banda stretta: questo permette di poter operare sulle stesse frequenze di altri servizi, potendo riutilizzare lo spettro, inoltre ha comportato la possibilità di utilizzare bande non licenziate.

Questo tipo di tecnologia trova largo spazio in applicazioni tra cui comunicazioni short-range (con data rate anche fino ai 500 Mbit/s), reti di sensori

(con basso data rate), e sistemi radar ad alta risoluzione [4], [5].

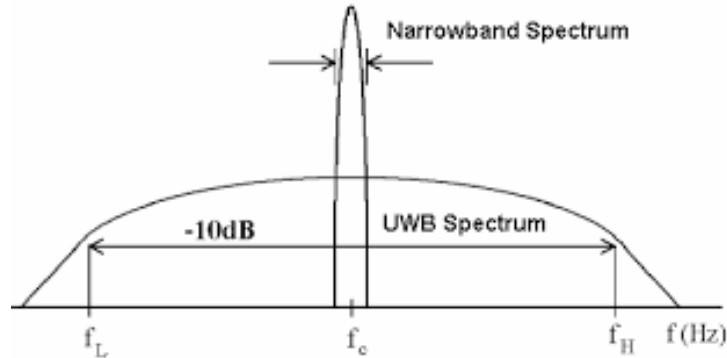


Figura 1.1: Spettro di un segnale UWB comparato ad un segnale a banda stretta. f_c indica la frequenza centrale, calcolabile come $f_c = (f_h + f_l)/2$.

1.1 Tecniche per la generazione di segnali UWB

La realizzazione di un segnale a banda ultra larga può avvenire basandosi su due tecniche: tramite l'utilizzo di impulsi di brevissima durata (*impulse radio*) e tramite tecniche di modulazione. Gli approcci più classici per allargare la banda sono il *frequency-hopping* (FH), il *time-hopping* (TH) e la *direct-sequence* (DS). Per queste modalità l'idea chiave è l'utilizzo di un opportuno codice, combinato al segnale da trasmettere, in modo tale da espanderne la banda. Per esempio, un segnale DS a banda larga viene realizzato moltiplicando il segnale con uno *spreading code*, ovvero con una sequenza pseudo casuale ad alto data rate. Lo schema FH invece basa l'allargamento della banda sull'utilizzo di più frequenze portanti utilizzate in sequenza, sulle quali si trasmette il segnale nativo a banda stretta.

Infine il TH è essenzialmente la modalità duale al FH. Ad ogni simbolo è associato uno slot temporale di durata molto breve, e quindi a banda larga, ad un tempo ben definito. Alternative sono l'utilizzo di codici ad alto data rate, ciò impone naturalmente un'ampia larghezza di banda, oppure soluzioni ibride. La tecnologia UWB si combina bene anche a schemi come OFDM, più appropriato per comunicazioni con alto data rate, rendendo inoltre il sistema robusto alla selettività in frequenza e implementando la funzione di accesso multiplo. Tuttavia gli standard UWB oggi in uso si basano principalmente sull'approccio *impulsive radio*, DS e TH. In particolare lo standard IEEE 802.15.4a [6] usa l'impulsive radio con soluzione ibrida DS e TH, mentre la

tecnica FH non viene utilizzata nel settore UWB.

Indipendentemente dallo schema di modulazione adottato, il segnale UWB potrebbe operare in un ambiente ricco di cammini multipli, causa di dispersione temporale del segnale. Un ricevitore UWB ha la possibilità di distinguere i vari cammini con una risoluzione approssimativamente di $1/B$, dove con B si indica la banda del segnale.

1.2 Regolamentazione dei segnali UWB

I segnali UWB, occupando uno spettro molto ampio, devono avere la possibilità di coesistere con altri sistemi. Ciò impone regolamentazioni molto stringenti sulle maschere degli spettri di emissione, sul tipo di applicazione e sui tempi di utilizzo.

Nel capitolo 4 viene descritto un *sistema di localizzazione in tempo reale (RTLS)* progettato principalmente per applicazioni indoor, usato per effettuare misure sperimentali. Dunque, si riportano solo le informazioni di questa particolare casistica.

1.2.1 Regolamentazione Stati Uniti

Negli Stati Uniti, FCC limita l'utilizzo dei sistemi UWB ad operare con *densità spettrali di potenza (PSD)* ben definite in relazione all'applicazione. In ambiente indoor i limiti che non si possono eccedere sono una PSD di -41.3 dBm/MHz nella banda tra 3.1 GHz e 10.6 GHz , come riportato nella sezione 15.517 *Technical requirements for indoor UWB system* [3]. La *potenza isotropica irradiata equivalente (EIRP)*, definita su una risoluzione in banda di 1 MHz , non deve superare i valori riportati in tabella 1.1

<i>Frequenza [MHz]</i>	<i>EIRP dBm</i>
960 – 1610	–75.3
1610 – 1990	–53.3
1990 – 3100	–51.3
3100 – 10600	–41.3
oltre 10600	–51.3

Tabella 1.1: Normativa FCC U.S. [3], Divisione delle frequenze con relativi limiti EIRP, espressi con una risoluzione in banda di 1 MHz .

1.2.2 Regolamentazione Europea

In Europa la regolamentazione risulta più complicata. Il 14 maggio 2019 la gazzetta ufficiale dell'Unione Europea riporta un documento [7] che abroga la decisione 2007/131/CE [8]. Nella nuova nota “decisione di esecuzione”, tra le varie definizioni, si ribadisce quella relativa all’“apparecchiatura che utilizza la tecnologia a banda larga” come ogni “apparecchiatura che contiene... una tecnologia per le radiocomunicazioni a corto raggio implicante la generazione e la trasmissione intenzionali di energia di radiofrequenza che si diffonde su una gamma di frequenze di ampiezza superiore a 50 MHz, in grado di coprire più bande di frequenze attribuite ai servizi di radiocomunicazione”. Inoltre in allegato al documento sono presenti delle tabelle, riferite a contesti applicativi differenti, che riportano i limiti di EIRP in due forme, in relazione alla massima densità spettrale di potenza media, e alla potenza di picco massima, definita in 50 MHz. Di seguito, a titolo esplicativo, si riporta la tabella relativa ai sistemi di geolocalizzazione di tipo 1 (LT1), poiché è su questi limiti che la sperimentazione doveva basarsi. In particolare questa è stata condotta su un canale la cui frequenza centrale è di 6489.6 MHz, con banda di 499.2 MHz (canale 5 nella definizione riportata in [6]); dunque con un limite EIRP di -41.3 dBm/MHz , a questo livello di potenza ci si riferirà anche come livello di potenza *standard*.

<i>Gamma di frequenze</i>	<i>Massimo della densità spettrale di potenza media (e.i.r.p.)</i>	<i>Potenza di picco massima (e.i.r.p.) (definita in 50 MHz)</i>
$f \leq 1,6 \text{ GHz}$	-90 dBm/MHz	-50 dBm
$1,6 < f \leq 2,7 \text{ GHz}$	-85 dBm/MHz	-45 dBm
$2,7 < f \leq 3,4 \text{ GHz}$	-70 dBm/MHz	-36 dBm
$3,4 < f \leq 3,8 \text{ GHz}$	-80 dBm/MHz	-40 dBm
$3,8 < f \leq 6,0 \text{ GHz}$	-70 dBm/MHz	-30 dBm
$6 < f \leq 8,5 \text{ GHz}$	$-41,3 \text{ dBm/MHz}$	0 dBm
$8,5 < f \leq 9 \text{ GHz}$	-65 dBm/MHz o $-41,3 \text{ dBm/MHz}$ usando DAA	-25 dBm o 0 dBm
$9 < f \leq 10,6 \text{ GHz}$	-65 dBm/MHz	-25 dBm
$f > 10,6 \text{ GHz}$	-85 dBm/MHz	-45 dBm

Tabella 1.2: Requisiti tecnici: limiti ERIP riferiti agli intervalli di frequenza per sistemi di geolocalizzazione di tipo 1 (LT1) [7].

dove DAA indica una tecnica di mitigazione delle interferenze (*detect and avoid*) definita nelle clausole 4.5.1.1, 4.5.1.2, 4.5.1.3, della norma ”ETSI EN

302 065-2 V2.1.1” [9].

1.2.3 Standard IEEE 802.15.4a

Lo standard IEEE 802.15.4a [6] [10] definisce due strati *PHY* (*physical layer*), gli strati UWB e *chirp spread spectrum (CSS)*. In particolare lo strato CSS PHY è stato sviluppato principalmente per sfruttare la regolamentazione più favorevole nella banda a 2450 MHz, mentre lo strato UWB PHY è stato ideato per usare le ampie bande di spettro disponibili in tutto il mondo. Lo strato UWB PHY ha inoltre importanti caratteristiche per renderlo coesistente con altri sistemi, tra le quali:

- bassa densità di potenza, in riferimento alle normative dei vari stati
- possibilità di utilizzare più tipi di impulsi UWB, ad esempio quello a radice di coseno rialzato
- diversi periodi di simbolo, per minimizzare l’occupazione quando non è richiesto un eccessivo impiego di canale
- definizione di più bande (16 in totale nel range 3.1 GHz – 10.6 GHz).

1.3 Formato pacchetto UWB

Il formato di un pacchetto UWB è divisibile in tre parti:

1. *PHY service data unit (PSDU)*, ovvero l’insieme dei dati utili da trasmettere
2. *PHY header (PHR)*, contenente le informazioni chiave per la codifica
3. preambolo *SHR* per sincronizzazione e delimitazione del frame

1.3.1 Codifica dei dati PSDU

Per prima cosa i dati PSDU subiscono una codifica *Reed-Solomon* $RS_6(K + 8, K)$, con $K = \lceil I/6 \rceil$ e $I = \text{numero di bit}$, su un campo di Galois $GF(2^6)$ sfruttando un codice generatore riportato in [6], dunque ritorna una codeword di lunghezza $I + 48$ bit. La fase di codifica prevede l’aggiunta di ulteriori $330 - I$ *dummy* bit (tutti a valore 0) ad inizio codeword, ottenendo di fatto una sequenza di 330 bit. I bit vengono convertiti in 55 simboli Reed-Solomon per poi essere codificati con un codice $RS_6(63, 55)$ ottenendo 63 simboli in

uscita, 55 di dato e 8 simboli per il controllo di parità. I simboli vengono poi convertiti in 378 bit e vengono rimossi i primi $330 - I$ (dummy), rimangono così solo gli $I + 48$ bit che devono effettivamente essere trasmessi. Successivamente i dati passano per un codificatore convoluzionale sistematico con coderate $R = 1/2$. Di seguito si fa lo *spreading* attraverso una sequenza tempo variante. Infine la trasmissione avviene con una modulazione combinata *burst position modulation-binary phase shift keying BPM-BPSK*, il cui rate è definito nel PHR.

1.3.2 Caratteristiche PHR

Il PHR è formato da $19\text{bit} + 6\text{bit}$ di parità che racchiudono le informazioni, come data rate, lunghezza preambolo e lunghezza del payload (dati utili), necessarie per una corretta decodifica al ricevitore. Il pacchetto PHR viene codificato col codice convoluzionale sistematico e viene fatto lo spreading per poter essere trasmesso ad una frequenza nominale di 850 kbit/s per data rate maggiori di 850 kbit/s , oppure a 110 kbit/s per bassi data rate, a seguito di una codifica BPM-BPSK. Tutti i dispositivi che lavorano sul UWB PHY devono obbligatoriamente supportare il data rate 850 kbit/s . Oltre ai due citati, per il PSDU, vi è la possibilità di scegliere anche tra rate di 6.81 Mbit/s e 27.24 Mbit/s .

1.3.3 Inserimento del preambolo SHR

Uno volta avvenuto lo spreading sia dei dati che del PHR, viene aggiunto il preambolo. Lo scopo di questo è riferibile a più effetti, per esempio sincronizzazione, stima di canale, ecc...

Il preambolo è diviso in due parti, *SYNC*, per sincronizzazione, stima canale, sequenza di ranging, e *SFD*, ovvero un delimitatore del frame. Il preambolo può avere lunghezza pari a 16, 64, 1024 o 4096 simboli.

La struttura finale del pacchetto è data dalla concatenazione di *SHR-PHR-PSDU* (figura 1.2).

I simboli della parte sistematica del codice convoluzionale determinano la modulazione BPM, ovvero la posizione del burst nella prima o seconda metà del simbolo, mentre i bit di parità la fase, ovvero il segno del burst. Così facendo è possibile realizzare sia demodulatori coerenti che non coerenti a bassa complessità. La struttura tipica dei simboli UWB PHY viene rappresentata in figura 1.3. Ogni simbolo è diviso in N_c posizioni di chip, ognuna delle quali di durata T_c e il cui insieme definisce il tempo di simbolo $T_{dsym} = N_c T_c$. Questo è diviso a metà in due blocchi, al fine di ottenere la modulazione BPM. Il tempo T_{burst} di un burst è multiplo intero di T_c . T_{burst} rimane molto

minore del periodo del BPM (T_{BPM}), questo comporta la possibilità di avere una maggiore resistenza alle interferenze in caso di accesso multiplo. Inoltre solo la prima metà di ogni periodo BPM viene utilizzata, realizzando così un intervallo di guardia che compensa potenziali interferenze da cammini multipli.

Altro dettaglio importante, nella sequenza PHR vi è un particolare bit, chiamato "ranging bit", la cui funzione è informare il ricevitore che il frame, che in questo caso prende il nome di *ranging frame (RFRAME)*, ha lo scopo di ottenere delle misure di distanza. Lo standard è volto principalmente per le misure *two-way ranging (TWR)*. Questa modalità verrà meglio descritta nel capitolo 3.

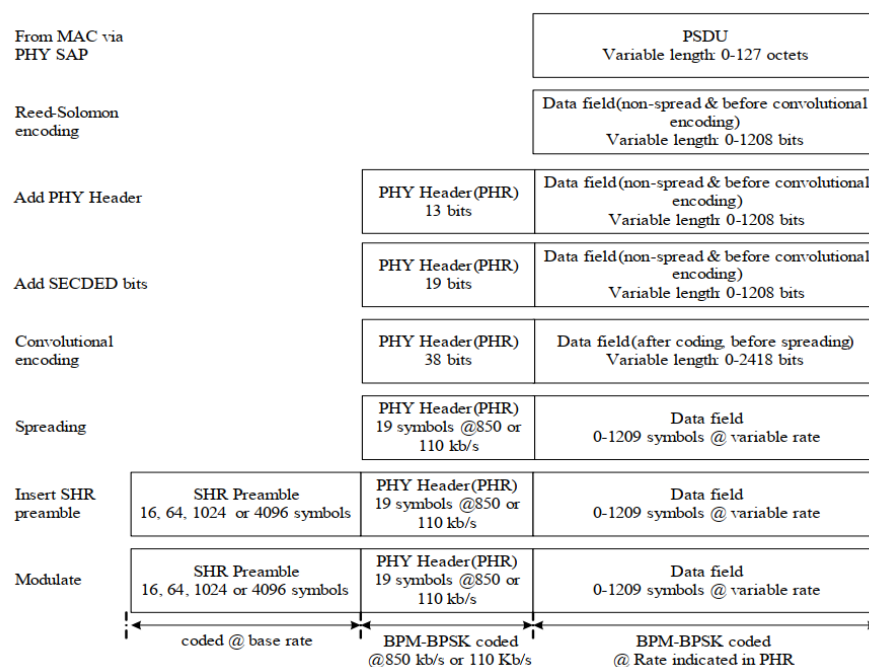


Figura 1.2: Generazione pacchetto UWB PHY, *IEEE Std 802.15.4a-2007* Fig.27b [6].

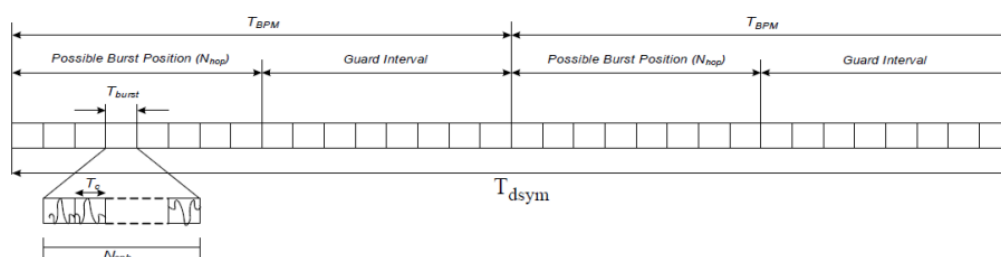


Figura 1.3: Generazione pacchetto UWB PHY, *Esempio di simbolo UWB PHY* [6].

Capitolo 2

Processo di localizzazione

Il processo di localizzazione prevede innanzitutto l'utilizzo di nodi sensore in posizione nota e ben definita, che verranno chiamati *ancore*.

I nodi ancora hanno funzione di riferimento spaziale per la localizzazione dei nodi target, che verranno invece chiamati più generalmente *tag*.

Le tecniche di localizzazione e tracking più performanti ed utilizzate nella pratica si basano sul *filtraggio Bayesiano* [11].

2.1 Definizione del problema della stima per il tracciamento in tempo reale

Il processo di localizzazione può basarsi su singole misure di posizione, oppure, con risultati migliori, sfruttare la memoria delle stime precedenti per conoscere un maggior numero di informazioni, quali velocità, potendo così idealmente predire la posizione futura del target.

Per prima cosa bisogna definire i gradi di libertà del problema, ovvero se si lavora in uno spazio due o tridimensionale. Per esempio, la localizzazione di una persona in un piano di un edificio può essere svolta più semplicemente definendo il problema su due dimensioni, ciò non è possibile se l'elemento da localizzare può trovarsi ad altezze diverse.

Definiamo con x_n lo stato globale del sistema all'intervallo temporale discreto n , che ingloba gli stati di tutti i nodi mobili presenti nel sistema. Identifichiamo con $x_n^{(k)}$ lo stato del k -esimo nodo, contenente per esempio le informazioni di posizione $p_n^{(k)}$, di velocità $\dot{p}_n^{(k)}$ e potenzialmente altre. Per i nodi ancora lo stato è noto e tempo indipendente.

L'informazione disponibile non è tuttavia $x_{0:n}$, ovvero la sequenza degli stati dal tempo zero al tempo n , ma una sequenza di osservazioni rumorose $y_{0:n} = \{y_0, y_1, \dots, y_n\}$. In generale, l'osservazione y_n è composta da tut-

te le misure svolte tra coppie di nodi, dunque è possibile definire $y_n = \{y_n^{(1,1)}, y_n^{(1,2)}, \dots, y_n^{(2,1)}, y_n^{(2,2)}, \dots, y_n^{(K,K)}\}$, dove K è il numero totale di nodi (quando possibile o disponibili), mentre $y_n^{(k,m)}$ è l'osservazione acquisita dal nodo m -esimo riferito al k -esimo all'istante temporale discreto n .

Tutte le informazioni in possesso fino all'istante n possono essere riassunte nella distribuzione congiunta a posteriori della sequenza di stati condizionata a tutte le misure collezionate fino all'istante n , espressa nella formula:

$$p(x_{0:n}|y_{1:n}) = \frac{p(y_{1:n}|x_{0:n})p(x_{0:n})}{p(y_{1:n})} \quad (2.1)$$

dove $p(y_{1:n}|x_{0:n})$ indica la funzione di verosimiglianza delle misure tenuto conto del rumore, $p(x_{0:n})$ incorpora la conoscenza di tutte le distribuzioni marginali degli stati fino allo stato corrente e $p(y_{1:n})$ è la probabilità a priori delle misure, che opera come un fattore di normalizzazione.

La difficoltà chiave risiede nella complessità del problema, poiché la 2.1 prevede il ricalcolo completo per ogni nuova osservazione ottenuta dal sistema, quindi la formulazione tende a diventare impraticabile all'aumentare di n . Ciò, però, può essere compensato se è possibile trattare il problema come una sequenza di Markov, ovvero se lo stato all'istante n dipende solo dallo stato all'istante $n-1$. Se è possibile affermare che la misura all'istante n è indipendente dalle misure precedenti, e che le osservazioni $y_n^{(m,k)}$ tra singole coppie di nodi sono anch'esse indipendenti, ovvero $p(y_n|x_n) = \prod_{m,k} p(y_n^{(m,k)}|x_n)$, dove i termini nella produttoria indicano la funzione di verosimiglianza delle singole osservazioni, allora possiamo ipotizzare di lavorare con un modello probabilistico di Markov.

2.2 Filtri Bayesiani

Le ipotesi marcoviane introdotte sopra, consentono di trovare un approccio iterativo per il calcolo delle *funzioni densità di probabilità (pdf)* a posteriori dello stato x_n date le misure collezionate negli istanti precedenti. Questo approccio prende il nome di filtraggio Bayesiano. La metodologia prevede di calcolarsi ricorsivamente per ogni istante temporale la $p(x_n|y_{1:n})$. L'algoritmo segue tre fasi:

1. inizializzazione
 2. predizione
 3. aggiornamento
-

Nella fase 1, poiché ancora in assenza di qualsivoglia misura, dobbiamo fornire al sistema la marginale $p(x_0)$ al tempo 0. La scelta di questa può diventare fase critica. Nel caso dovessimo avere un'informazione nota sullo stato del sistema, totale o anche solo parziale, si può utilizzare per facilitare il calcolo degli stati futuri. In alternativa, se non dovessimo avere nessuna conoscenza, piuttosto che dare un'informazione errata conviene impostare una marginale uniforme, al costo di un transitorio più lungo affinché il filtro inizi a lavorare a regime.

La seconda fase prevede la computazione della distribuzione dello stato x_n all'istante n data la conoscenza del modello di mobilità.

$$p(x_n|y_{1:n-1}) = \int p(x_n|x_{n-1})p(x_{n-1}|y_{1:n-1})dx_{n-1} \quad (2.2)$$

Questa fase prende il nome di predizione poiché basiamo la conoscenza dello stato all'istante n dalle informazioni disponibili fino all'istante $n - 1$.

L'ultima fase prevede l'aggiornamento (o correzione) dello stato corrente data l'ultima misura, questo avviene secondo la formula:

$$p(x_n|y_{1:n}) = \frac{p(y_n|x_n)p(x_n|y_{1:n-1})}{\int p(y_n|x_n)p(x_n|y_{1:n-1})dx_n} \quad (2.3)$$

dove il denominatore assume lo scopo di normalizzazione.

Possiamo ora schematizzare il procedimento:

$$\begin{aligned} & \xrightarrow{I} p(x_0) \\ & \xrightarrow{P} p(x_1|y_0) \\ & \xrightarrow{A} p(x_1|y_1) \xrightarrow{S} \hat{x}_1 \\ & \xrightarrow{P} p(x_2|y_1) \\ & \xrightarrow{A} p(x_2|y_2) \xrightarrow{S} \hat{x}_2 \\ & \xrightarrow{P} \dots \\ & \xrightarrow{P} p(x_n|y_{n-1}) \\ & \xrightarrow{A} p(x_n|y_n) \xrightarrow{S} \hat{x}_n \end{aligned}$$

Dove con le lettere I , P , A ed S si indicano rispettivamente le fasi di *inizializzazione*, *predizione*, *aggiornamento* e *stima*.

La stima può avvenire attraverso per esempio uno stimatore *maximum a posteriori* (MAP)

$$\hat{x}_n^{MAP} = \arg \max_x p(x_n|y_{1:n}) \quad (2.4)$$

o *minimum mean square error (MMSE)*

$$\hat{x}_n^{MMSE} = \int x_n p(x_n | y_{1:n}) dx_n \quad (2.5)$$

Dunque, nasce la necessità di riuscire a trovare un sistema computazionalmente accessibile per riuscire ad ottenere la pdf a posteriori $p(x_n | y_{1:n})$.

Nella pratica i filtri Bayesiani non sono implementabili, se non in casi particolari o in modo approssimato, in quanto prevedono il tracking di funzioni densità di probabilità. Per esempio, un'eccezione è fatta se consideriamo un modello lineare (equazioni 2.6 e 2.7) con rumore di tipo Gaussiano. Si ricordi che una variabile aleatoria Gaussiana è completamente descrivibile dalla sola conoscenza di valore medio e varianza.

Il modello di mobilità più classico utilizzato nella fase di predizione si basa su due formule, spesso chiamate *target motion model* (2.6) e *sensor measurement model* (2.7):

$$x_n = g(x_{n-1}) + w_n \quad (2.6)$$

$$y_n = h(x_n) + v_n \quad (2.7)$$

dove $g(\cdot)$ e $h(\cdot)$ sono funzioni deterministiche ben note, w_n , chiamato anche *rumore di processo*, definisce l'incertezza sul modello di mobilità, mentre v_n si riferisce al rumore random della misura. Un'opportuna definizione della 2.6 e della 2.7 aiuta il filtro ad ottenere delle stime migliori.

2.3 Filtri di Kalman

Una prima variante per la risoluzione del problema prevede l'utilizzo dei filtri di Kalman [12].

Ipotizzati i modelli di sistema e dei sensori di tipo lineare e congiuntamente Gaussiani, con rumore di processo e rumore di misura a valore medio statisticamente nullo, il filtro Bayesiano degenera nel filtro di Kalman che ne rappresenta un caso particolare. I modelli di mobilità e di osservazione sono dati da:

$$X_n = F_{n-1}x_{n-1} + W_{n-1} \quad (2.8)$$

$$Y_n = H_n x_n + V_n \quad (2.9)$$

dove X_n e Y_n sono le variabili aleatorie di stato e misura, W_n e V_n sono variabili aleatorie Gaussiane a valore medio nullo che modellano rumore di processo e di misura, mentre F_n e H_n sono rispettivamente le *matrici di*

transizione degli stati e di trasformazione stato a misura. Avendo ipotizzato W_n e V_n congiuntamente Gaussiane, e descrivendo le rispettive matrici di covarianza con i simboli Q_n e R_n , allora possiamo esprimere le due come:

$$W_n \sim \mathcal{N}(0, Q_n) \quad (2.10)$$

$$V_n \sim \mathcal{N}(0, R_n) \quad (2.11)$$

dove in generale, presa una variabile aleatoria di riferimento $Z = [Z_1, Z_2, \dots, Z_k]^T$, con Z_1, Z_2, \dots, Z_k variabili aleatorie reali continue, Gaussiane a valore medio μ , e matrice di covarianza $C = \mathbb{E}[(Z - \mu)(Z - \mu)^T]$, allora la pdf congiuntamente Gaussianica può essere scritta come:

$$Z \sim \mathcal{N}(\mu, C) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^k \det(C)}} \exp\left(-\frac{1}{2}(Z - \mu)^T C^{-1}(Z - \mu)\right) \quad (2.12)$$

Dal modello descritto è possibile ricavare la *funzione densità di transizione di Markov* (2.13) e la *funzione di verosimiglianza* (2.14)

$$p(x_n|x_{n-1}) = \mathcal{N}(x_n - F_{n-1}x_{n-1}, Q_n) \quad (2.13)$$

$$p(y_n|x_n) = \mathcal{N}(y_n - H_n x_n, R_n) \quad (2.14)$$

Si definisce poi la distribuzione congiunta a posteriori, in particolare congiuntamente Gaussianica, a valore medio $x_{n|n} = \mathbb{E}\{x_n|y_{1:n}\}$ e matrice di covarianza $P_{n|n} = \mathbb{E}\{[x_n - x_{n|n}][x_n - x_{n|n}]^T|y_{1:n}\}$ come:

$$p(x_n|y_n) = \mathcal{N}(x_n - x_{n|n}, P_{n|n}) \quad (2.15)$$

Se ad un generico istante k la 2.15 è congiuntamente Gaussianica, allora si continuerà a propagare una pdf congiuntamente Gaussianica, dunque sarà sufficiente a livello computazionale propagare solamente $x_{n|n}$ e $P_{n|n}$ ottenendo uno schema del tipo:

$$\begin{aligned} &\xrightarrow{\text{I}} x_{0|0}; P_{0|0} \\ &\xrightarrow{\text{P}} x_{1|0}; P_{1|0} \\ &\xrightarrow{\text{A}} x_{1|1}; P_{1|1} \xrightarrow{\text{S}} \hat{x}_1 = x_{1|1} \\ &\xrightarrow{\text{P}} x_{2|1}; P_{2|1} \\ &\xrightarrow{\text{A}} x_{2|2}; P_{2|2} \xrightarrow{\text{S}} \hat{x}_2 = x_{2|2} \\ &\xrightarrow{\text{P}} \dots \\ &\xrightarrow{\text{P}} x_{n|n-1}; P_{n|n-1} \end{aligned}$$

$$\xrightarrow{A} x_{n|n}; P_{n|n} \xrightarrow{S} \hat{x}_n = x_{n|n}$$

Sfruttando le assunzioni fatte, la fase di predizione, basata sulla formula 2.2 dei filtri Bayesiani diventa [13]:

$$p(x_n|y_{1:n-1}) = \mathcal{N}(x - x_{n|n-1}, P_{n|n-1}) \quad (2.16)$$

dove

$$x_{n|n-1} = F_{n-1}x_{n-1|n-1} \quad (2.17)$$

$$P_{n|n-1} = F_{n-1}P_{n-1|n-1}F_{n-1}^T + Q_k \quad (2.18)$$

mentre la fase di aggiornamento (equazione 2.3) diventa:

$$p(x_n|y_{1:n}) = \mathcal{N}(x - x_{n|n}, P_{n|n}) \quad (2.19)$$

dove

$$x_{n|n} = x_{n|n-1} + K_n(y_n - H_n x_{n|n-1}) \quad (2.20)$$

$$P_{n|n} = (I - K_n H_n)P_{n|n-1} \quad (2.21)$$

K_n prende il nome di *guadagno di Kalman* e assume valore:

$$K_n = P_{n|n-1}H_n^T(H_n P_{n|n-1}H_n^T + R_n)^{-1} \quad (2.22)$$

Per un filtro di Kalman la stima eseguita con metodo MAP o MMSE coincide. Prevedendo l'inversione di una matrice, la complessità dell'algoritmo diventa cubica. Esiste la possibilità di impostare una matrice K fissa, ciò però può influire anche pesantemente sulle performance della stima. I filtri di Kalman sono inoltre stimatori ottimi date le ipotesi precedenti, tuttavia, spesso i sistemi non sono lineari. A tal riguardo, sono state sviluppate delle varianti, come gli *extended Kalman filter (EKF)* che prevedono una fase precedente di linearizzazione usando un'approssimazione in serie di Taylor al primo ordine [12].

2.4 Particle filter

Essendo la linearità del modello e la presenza di processi Gaussiani rispettata in pochi contesti, sempre più ricerca si è svolta nel trovare soluzione a questo problema. Una tecnica che si è sviluppata è quella relativa all'utilizzo dei *particle filters* [14] - [17]. Questi prevedono di lavorare con rappresentazioni discrete delle distribuzioni di probabilità. La prima fase è definire il numero

N_p di campioni random, o particelle, e associare a queste un peso W , ottenendo un set $\{x_n^i, w_n^i\}$, dove $i = 1, \dots, N_p$ indica la particella di riferimento. In ogni istante deve valere:

$$\sum_{i=1}^{N_p} w_n^i = 1 \quad (2.23)$$

Tanto maggiore si imposta N_p , tanto migliore sarà l'approssimazione, ma tanto più pesante diventerà l'algoritmo a livello computazionale. Scelto il numero di particelle, la loro distribuzione iniziale e il tipo di campionamento, è possibile procedere con l'algoritmo di stampo Bayesiano:

1. *inizializzazione*: si distribuiscono le particelle $\{x_0^i\}$ nello spazio data una possibile conoscenza a priori, se non è disponibile allora si può predisporre una distribuzione uniforme. I pesi invece vengono tutti impostati come $\{w_{1|0}^i\} = 1/N_p$.

2. *aggiornamento pesi*: per tutti gli N_p campioni i pesi vengono aggiornati come:

$$w_{n|n}^i = \frac{1}{W_n} w_{n|n-1}^i p(y_n | x_n^i), \quad i = 1, \dots, N_p \quad (2.24)$$

dove W_n indica il *fattore di normalizzazione dei pesi*, necessario per rispettare la condizione 2.23, ed è espresso come:

$$W_n = \sum_{i=1}^{N_p} w_{n|n-1}^i p(y_n | x_n^i) \quad (2.25)$$

3. *stima dello stato*: la distribuzione a posteriori viene approssimata come un treno di impulsi di tipo delta di Dirac $\delta(\cdot)$ ottenendo:

$$\hat{p}(x_{1:n} | y_{1:n}) = \sum_{i=1}^{N_p} w_{n|n}^i \delta(x_{1:n} - x_{1:n}^i) \quad (2.26)$$

mentre la stima ottenuta con uno stimatore *minimum mean square* (2.27) viene approssimata come in 2.28.

$$\hat{x}_{n|n}^{MMS} = \int x_n p(x_n | y_{1:n}) dx_n \quad (2.27)$$

$$\hat{x}_{1:n} \approx \sum_{i=1}^{N_p} w_{n|n}^i x_{1:n}^i \quad (2.28)$$

4. ricampionamento: (opzionale) in questa fase vengono selezionati N_p campioni degli stati $\{x^i\}$ in relazione ai pesi $\{w_{n|n}^i\}$ i cui valori vengono impostati nuovamente a $1/N_p$.
5. predizione: viene generato un nuovo set di stati partendo dall'insieme $\{x_n^i\}$ e nuove misure $\{y_{n+1}\}$, sfruttando

$$x_{n+1}^i \sim q(x_{n+1}|x_n^i, y_{n+1}) \quad (2.29)$$

dove $q(x_{n+1}|x_n^i, y_{n+1})$ è una densità di proposta, meglio discussa successivamente, mentre i pesi vengono aggiornati secondo:

$$w_{n+1|n}^i = w_{n|n}^i \frac{p(x_{n+1}^i|x_n^i)}{q(x_{n+1}|x_n^i, y_{n+1})} \quad (2.30)$$

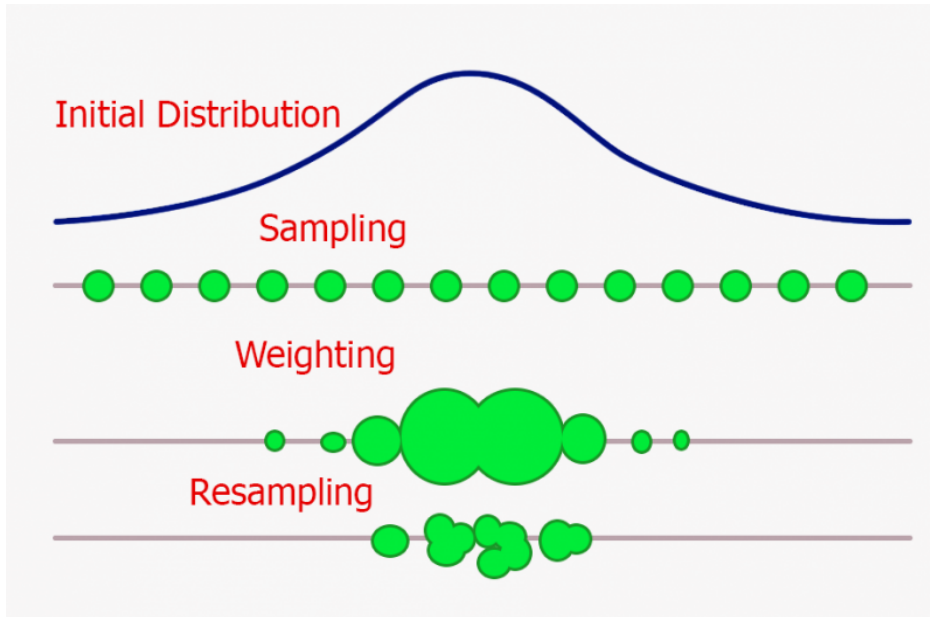


Figura 2.1: Processo di ricampionamento degli stati in un particle filter [17].

Lo scopo del punto 4 è quello di evitare il *depletion problem*, ovvero che durante le varie iterazioni i possibili stati $\{x^i\}$ si vadano a concentrare troppo attorno ad alcuni valori, rendendo il filtro non più in grado di approssimare ed inseguire accuratamente la pdf a posteriori negli istanti successivi. Un possibile modo di ricampionare è quello di un reset del filtro, andando però a perdere tutti i vantaggi ottenuti nelle varie iterazioni. Se nell'algoritmo viene impiegata questa fase solo nel caso in cui si ottenga un numero troppo

basso di campioni, allora si parla di un caso *sampling importance sampling* (*SIS*). La versione più base dell'algoritmo invece prevede il ricampionamento ad ogni iterazione, ottenendo un algoritmo *sampling importance resampling* (*SIR*) oppure *bootstrap*. Un'alternativa può essere quella di fare del *jittering*, ovvero introdurre rumore addizionale al fine di rendere le misure più variabili.

La scelta della distribuzione di proposta $q(x_n|x_{1:n-1}, y_{1:n+1})$ influisce molto sulle performance del filtro. La formula corretta sarebbe più propriamente $q(x_{1:n}|y_{1:n})$, ovvero la distribuzione è dipendente da tutte le misure raccolte e tutti gli stati, rendendo computazionalmente impossibile il problema. Ipotizzando valida la proprietà di Markov, la trattazione può essere semplificata e resa computazionalmente valida. Il caso ottimo sarebbe ottenibile esprimendo la distribuzione come:

$$q(x_n|x_{n-1}, y_n) = p(x_n|y_n, x_{n-1}) \quad (2.31)$$

il cui secondo membro non è però noto.

Nonostante i particle filter possono permettere di ottenere stime molto buone dello stato del sistema, anche quando il modello che lo descrive non è né lineare, né l'ipotesi di distribuzione dell'errore è Gaussiana, vi è da considerare che comunque il peso computazionale può diventare anche molto importante. Per come è stato impostato l'aggiornamento dei pesi in 2.30, la complessità è di $\mathcal{O}(N_p)$, tuttavia altre formulazioni, ad esempio il SIR, che portano a risultati migliori, possono implicare una crescita esponenzialmente della complessità con l'aumentare di N_p [14].

Capitolo 3

Tecniche di localizzazione e influenza della geometria

In un contesto indoor le tecniche di localizzazione basate sui sistemi satellitari non sono utilizzabili. Sono inoltre necessari particolari accorgimenti a causa dell'ambiente. I tre approcci classici su cui si basa la localizzazione sono [18] - [20]:

- *angle on arrival (2D) o direction of arrival (3D) (AOA-DOA)*
- *receive signal strength (RSS)*
- *time based methods*

rimane poi possibile sfruttare soluzioni ibride.

Come già anticipato nel capitolo 1, per ridurre l'influenza del fading, i segnali utilizzati sono a banda ultra-larga. Per le prime due classi verrà trattato solo il principio di funzionamento, mentre le tecniche basate sulla terza saranno meglio discusse in quanto il sistema del capitolo 4 lavora sulle informazioni temporali.

In tutti i casi, i principali limiti sono dati da:

- errori di misura dei parametri, da informazioni relative alle antenne (banda, guadagno, direttività,...), alla corretta locazione dei nodi ancora, senza tralasciare il rumore
- effetti di propagazione, tipo cammini multipli, interferenze, posizione in *line of sight (LOS)* o *non-line of sight (NLOS)*
- effetti geometrici riassunti nel concetto di *geometric dilution of precision (GDOP)*.

3.1 Angle/Direction of arrival

La tecnica prevede l'utilizzo di antenne a schiera [21] [22]. Sfruttando i diagrammi di radiazione di queste, o meglio, la proprietà di poter orientare il diagramma lavorando sui ritardi e sull'ampiezza dei segnali ai singoli elementi costitutivi della schiera, è possibile, con un minimo di due schiere, riuscire a triangolare la posizione del target (figura 3.1). Il principio è quello per cui le antenne citate sopra, che nella nomenclatura utilizzata precedentemente sono le *ancore*, effettuano una scansione dell'area. Conoscendo la direzione per cui ottengono un buon segnale e gli angoli rispetto ad un comune sistema di riferimento, riescono ad ottenere la posizione del target. La precisione del sistema è direttamente legata alla direttività dell'antenna, e dunque, all'apertura del lobo principale, e alla distanza del target. Sono stati sviluppati algoritmi di *super-risoluzione* per compensare almeno parzialmente questi limiti, come *MUSIC* e *ESPRIT* [23].

Si ricorda che, scelto l'elemento radiativo costituente la schiera, maggiore il numero di questi, minore sarà l'apertura del fascio, ma più grande diventerà il dispositivo. L'utilizzo di alte frequenze permette la riduzione della dimensione geometrica delle antenne a parità di direttività.

La tecnica funziona bene in ambiente LOS, mentre la qualità peggiora drasticamente in un caso NLOS, poiché le antenne riferiranno un angolo non corretto. Altro limite fondamentale è dato dalla presenza, impossibile da eliminare, dei lobi secondari. In ambiente con forti cammini multipli questi possono causare degradazione della precisione e stime non veritiere.

3.2 Receiver signal strength

La tecnica RSS [24] sfrutta la multi-laterazione. Per semplicità di spiegazione, si fa riferimento ad un caso in due dimensioni. Per la localizzazione necessitiamo di tre ancore in posizione nota e una stima della distanza del nodo da ciascuna ancora. Tale stima è ottenuta sfruttando la correlazione che sussiste fra il livello di potenza ricevuto (received signal strength RSS) e la distanza. Idealmente il punto localizzato giace nell'intersezione di tre circonferenze, ognuna delle quali centrata su un'ancora e di raggio pari alla stima della distanza. Nella pratica però, a causa del fading da cammini multipli e shadowing, il livello di potenza non è una funzione deterministica della distanza, dunque si otterrà un'intersezione di corone circolari, come mostrato in figura 3.2.

Il procedimento base per il calcolo della distanza parte dall'assunzione di un

modello di pathloss. La potenza al ricevitore P_r può essere scritta come:

$$P_r[dBm] = P_0[dBm] - 10\alpha \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) [dB] + S[dB] \quad (3.1)$$

dove P_0 è il livello di potenza alla distanza di riferimento d_0 , d è la distanza in eccesso rispetto a d_0 , alla quale si vuole calcolare la P_r , α prende il nome di *pathloss exponent*, ovvero un coefficiente che descrive quando velocemente il segnale perde di intensità, mentre S è una variabile log-normale, ovvero Gaussiana nel dominio logaritmico, a valore medio nullo e varianza σ_S , modellante le fluttuazioni del segnale dovute allo shadowing. Noto il pathloss exponent (che in ambiente indoor LOS può variare tra 1 e 2, mentre in NLOS da 3 a 7), la potenza P_0 (solitamente la potenza dicevuta ad una distanza d_0 di un metro in condizioni di spazio libero), e la potenza ricevuta P_r , facilmente ottenibile da praticamente ogni dispositivo che sfrutta le radiofrequenze, indipendentemente dallo scopo per cui è stato prodotto, possiamo stimare la distanza tra tag e singola ancora come:

$$\hat{d} = d_0 \left(\frac{P_0}{P_r} \right)^{(1/\alpha)} \quad (3.2)$$

L'incertezza è causata dal termine S e si ripercuote sul fatto che non possiamo conoscere d , ma solo una sua stima. Incide poi l'incertezza sul guadagno d'antenna, sulla potenza trasmessa e sulla stima della potenza ricevuta. Anche questo sistema soffre di problemi legati alle condizioni di lavoro, quali cammini multipli e localizzazione NLOS.

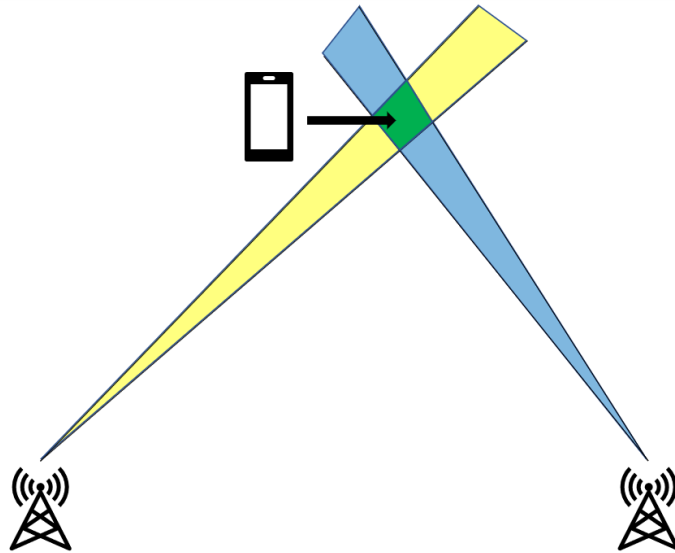


Figura 3.1: Principio di localizzazione AOA. In verde la regione nella quale il dispositivo può risiedere.

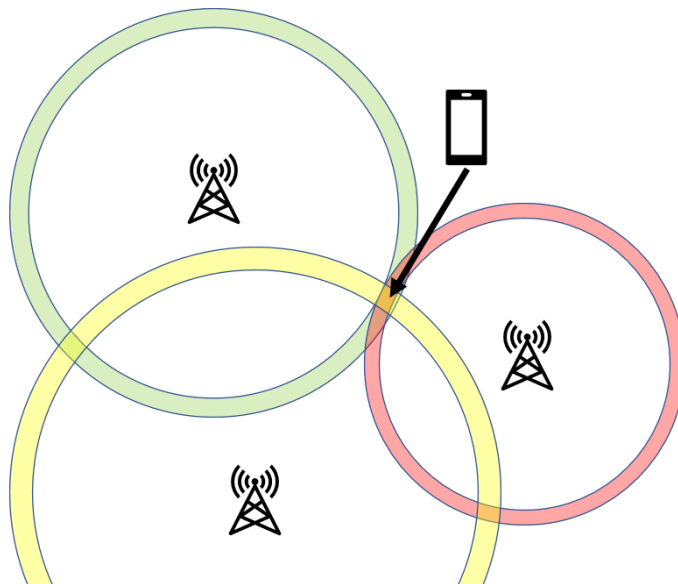


Figura 3.2: Principio di localizzazione per tecnica RSS, TOA e TWR nel caso bidimensionale. Il target viene localizzato nell'intersezione delle tre corone circolari.

3.2.1 Misure basate sul tempo

Le misure basate sul tempo sono quelle che generalmente restituiscono stime più precise. Già utilizzate nei sistemi di navigazione satellitare (GNSS), il loro utilizzo trova ampio impiego anche in ambiente indoor.

Le alte performance sono motivate dall'utilizzo di segnali a banda larga (GNSS) e ultra-larga per sistemi di posizionamento a corto raggio. Si sfrutta così l'alta risoluzione temporale per limitare l'interferenza da cammini multipli.

Il concetto alla base di queste misure è la stima del tempo di volo o ritardo di propagazione (TOA o TOF, per semplicità di notazione T_p). Questo può essere visto come il rapporto tra distanza percorsa e la velocità di propagazione dell'onda (ovvero la velocità della luce che viaggia nel mezzo di riferimento), dunque $T_p = d/c$. Le tre tecniche basate su queste misure più utilizzate sono:

- *time of arrival (TOA)*
- *two-way ranging (TWR)*
- *time-difference of arrival (TDOA)*

3.2.2 TOA

La tecnica TOA, è la più basilare, si sfrutta il ritardo di propagazione per avere idealmente un'intersezione tra circonferenze nel caso 2D, o di sfere nel caso 3D. Prevede però una sincronizzazione esatta su tutti i dispositivi, ciò la rende di difficile praticità.

3.2.3 TWR

La tecnica TWR [25] prevede l'invio di un segnale e la ricezione della risposta dal nodo con cui avviene la comunicazione. Stimando il tempo di ritardo tra l'invio e la ricezione si ottiene l'informazione utile di distanza d . In particolare

$$d = T_p c = \frac{RTT - T_d}{2} c \quad (3.3)$$

dove il *round trip time (RTT)* contiene anche un tempo aggiuntivo T_d di risposta del nodo che riceve l'interrogazione, dunque nella formulazione sarà da sottrarre al RTT, mentre il coefficiente moltiplicativo $1/2$ tiene conto che il tempo di propagazione è raddoppiato.

Anche per la localizzazione TWR si necessita di almeno quattro nodi ancora

per un ambiente 3D. La misura di distanza fornisce idealmente, come nel caso RSS e TOA, una sfera centrata nell'ancora di riferimento. L'intersezione delle quattro circonferenze restituisce così un singolo punto nel quale si trova il tag (la figura 3.2 si riferisce ad un caso 2D).

Due peculiarità sono la simmetria nell'operazione, ovvero non variano le prestazioni se l'interrogazione viene svolta dal tag o dalle ancore, e la non necessaria sincronizzazione dei tempi dei nodi.

La tecnica TWR soffre nel caso di oscillatori poco precisi presenti nei nodi che possono generare una misura errata dei tempi.

3.2.4 TDOA

La tecnica, come dice il nome, sfrutta per il calcolo della posizione delle misure di ritardo differenziale tra due ancore [23]. Il tag trasmette un pacchetto che viene ricevuto da tutte le ancore. Queste utilizzano l'istante di arrivo per ricavare il tempo relativo di ritardo Δt tra le coppie di ancore. La conoscenza dell'istante di tempo in cui è stato trasmesso il segnale non è importante, l'informazione risiede nella conoscenza dell'istante di ricezione, dunque il problema del sincronismo rimane relegato ai soli nodi ancora. Convertendo il tempo nello spazio, quello che succede è che il tag, in riferimento a due ancore, deve trovarsi su una linea, luogo geometrico dei punti in cui la differenza delle distanze punto - ancora rimane costante, ovvero una iperbole (2D) o iperboloide (3D) (figura 3.3). Per un ambiente tridimensionale, rimane necessario l'utilizzo di quattro ancore.

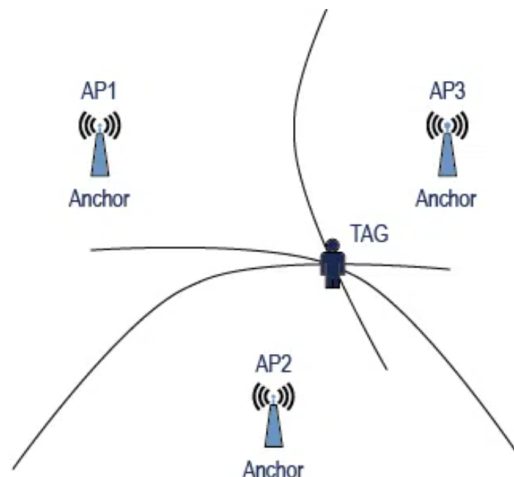


Figura 3.3: Principio di localizzazione per la tecnica TDOA in ambiente bidimensionale.

3.3 Limiti teorici

Il *Cramér-Rao lower bound (CRLB)* [26] [27] rappresenta un limite inferiore teorico sull'errore quadratico medio di stima di uno stimatore unbiased. Prima di osservare come questo viene utilizzato nel definire i limiti nei casi TWR e TDOA, viene proposto un caso pratico, riferito ad uno stimatore del tempo di arrivo, che è l'operazione fondamentale alla base del TWR e TDOA. Ipotizzando l'invio di un segnale $s(t)$ di tempo limitato in $[0; T_0]$ e rumore additivo Gaussiano bianco (AWGN) con spettro di potenza $G_N(f) = N_0/2$ [26]. Il segnale ricevuto è possibile esprimerlo come:

$$r(t) = s(t - \tau) + n(t) \quad (3.4)$$

dove τ è il tempo d'arrivo (TOA) del segnale, ovvero il parametro da stimare, e $n(t)$ il rumore bianco. Lo stimatore a massima verosimiglianza (maximum likelihood -ML) è dato dalla seguente espressione:

$$\hat{\tau}_{ML} = \arg \max_{\tau} \ln P(r(t)|\tau) = \arg \max_{\tau} \int_0^{T_0} r(t)s(s - \tau)d\tau \quad (3.5)$$

dove $P(r(t)|\tau)$ indica la funzione di verosimiglianza, mentre $\ln P(r(t)|\tau)$ prende il nome di funzione di verosimiglianza logaritmica (*log-likelihood function*). Lo stimatore è possibile implementarlo attraverso un filtro adattato con funzione di risposta impulsiva del tipo $h(t) = s(-t)$ e un blocco di ricerca del massimo.

L'interesse verso stimatori ML risiede nella loro semplicità e nel fatto che sono asintoticamente efficienti, cioè l'errore quadratico medio dell'errore di stima tende al limite teorico dato dal CRLB per elevati rapporti segnale rumore SNR.

Il CRLB per uno stimatore del tempo di arrivo può essere espresso come:

$$CRLB = \frac{1}{\mathbb{E} \left[\left(\frac{d \ln P(r(t)|\tau)}{d\tau} \right)^2 \right]} \quad (3.6)$$

Il limite teorico di precisione lo possiamo ricavare studiando il termine $\ln P(r(t)|\tau)$, infatti, dopo qualche passaggio e sfruttando la distribuzione Gaussiana del rumore possiamo scrivere:

$$\ln P(r(t)|\tau) = cost - \frac{1}{N_0} \int_0^{T_0} [r(t) - s(t - \tau)]^2 dt \quad (3.7)$$

Trascurando il termine costante, che non influisce nella stima, e inserendo la 3.7 nel denominatore della 3.6 si ottiene

$$\mathbb{E} \left[\left(\frac{d \ln P(r(t)|\tau)}{d\tau} \right)^2 \right] = \frac{4}{N_0^2} \mathbb{E} \left[\int_0^{T_0} \int_0^{T_0} [r(t) - s(t - \tau)] s'(t - \tau) [r(\xi) - s(\xi - \tau)] s'(\xi - \tau) dt d\xi \right] \quad (3.8)$$

dove $r(t) - s(t - \tau) = n(t)$ e $r(\xi) - s(\xi - \tau) = n(\xi)$, mentre $s'(t)$ indica la derivata prima di $s(t)$. Sfruttando la proprietà di linearità degli integrali e del valore medio, si può rimaneggiare la 3.8 come

$$\mathbb{E} \left[\left(\frac{d \ln P(r(t)|\tau)}{d\tau} \right)^2 \right] = \frac{4}{N_0^2} \int_0^{T_0} \int_0^{T_0} \mathbb{E}[n(t)n(\xi)] s'(t - \tau) s'(\xi - \tau) dt d\xi \quad (3.9)$$

Dato che il rumore è stato assunto AWGN, allora il termine $\mathbb{E}[n(t)n(\xi)]$, ovvero la funzione di autocorrelazione, assume valore $R_n(t - \xi) = \frac{N_0}{2} \delta(t - \xi)$. Dunque l'integrale è nullo per ogni $t \neq \xi$, si può così semplificare l'integrale

$$\frac{4}{N_0^2} \int_0^{T_0} \frac{N_0}{2} [s'(t - \tau)]^2 dt \quad (3.10)$$

Espandendo l'integrale da $[0; T_0]$ a $[-\infty; \infty]$, possibile perché $s(t) \in [0; T_0]$, e applicando il teorema di Parseval, si può arrivare a scrivere la 3.8 come

$$\mathbb{E} \left[\left(\frac{d \ln P(r(t)|\tau)}{d\tau} \right)^2 \right] = \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} (2\pi f)^2 |S(f)|^2 df \quad (3.11)$$

dove $S(f)$ è lo spettro in frequenza del segnale trasmesso, ottenuto dalla sua trasformata di Fourier. Ricordandosi ora la definizione di banda efficace

$$B_{eff}^2 = \frac{\int f^2 |S(f)|^2 df}{E_s} (\approx B^2) \quad (3.12)$$

dove E_s indica l'energia del segnale e B la sua banda. Si può indicare il rapporto segnale rumore come $SNR = E_s/N_0$. Allora otteniamo

$$CRLB = \frac{N_0}{8\pi^2 E_s B_{eff}^2} = \frac{1}{8\pi^2 SNR B_{eff}^2} \quad (3.13)$$

Dunque il CRLB dipende da due fattori chiave, il rapporto segnale rumore, e la banda del segnale trasmesso. Questo aspetto mostra ancora una volta i vantaggi dell'utilizzo di segnali UWB per misure di ranging. Una nota importante è che la forma del segnale non incide sul limite teorico, lasciando libertà implementativa sotto questo aspetto. Lo stimatore ML per stima della distanza si dice asintoticamente unbiased ed efficiente, ovvero tende al CRLB per un SNR idealmente infinito.

3.3.1 CRLB dell'errore quadratico medio (MSE) della stima di posizione

Sulla base di quanto detto precedentemente, ora bisogna concentrarsi su una stima di posizione riferita ad un sistema tridimensionale. Inoltre la grandezza utilizzata non è per forza quella di ranging, ma può essere la differenza tra due (caso TDOA) [28].

Per fare ciò si parte dal definire un vettore θ contenente le informazioni sconosciute (posizione tag $p = [x, y, z]$), mentre si indica con \mathcal{T} il vettore delle misure utili. Si riporta con $J(\theta)$ la *matrice di informazione di Fisher*, funzione di θ , allora il CRLB si può esprimere come [29]:

$$CRLB(\theta) = J^{-1}(\theta) = \mathbb{E}[\nabla_{\theta}^T \ln P(\mathcal{T}|\theta) \nabla_{\theta} \ln P(\mathcal{T}|\theta)]^{-1} \quad (3.14)$$

che in forma matriciale diventa:

$$CRLB(\theta) = \begin{pmatrix} \sigma_{xx}^2 & \sigma_{xy}^2 & \sigma_{xz}^2 \\ \sigma_{yx}^2 & \sigma_{yy}^2 & \sigma_{yz}^2 \\ \sigma_{zx}^2 & \sigma_{zy}^2 & \sigma_{zz}^2 \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

dove gli elementi σ_{ii} rappresentano la varianza dell'errore di stima delle coordinate (x,y,z), mentre gli altri elementi la cross-correlazione, ovvero l'informazione di come gli uni influiscono sugli altri. Si definisce col termine *position error bound (PEB)* la traccia della matrice $CRLB(\theta)$ sotto radice

$$PEB = \sqrt{\sigma_{xx}^2 + \sigma_{yy}^2 + \sigma_{zz}^2} \quad (3.16)$$

Ipotizzando che la deviazione standard di tutte le misure sia uguale a σ , si ottiene la relazione

$$GDOP = \frac{PEB}{\sigma} \quad (3.17)$$

dove col termine GDOP si intende la *geometric dilution of precision*, ovvero un fattore moltiplicativo dell'errore legato alla geometria del problema, in particolare alla posizione di ancore e tag.

Nelle analisi sperimentali del capitolo 4 il coefficiente GDOP è stato diviso in due termini

- *vertical dilution of precision (VDOP)*, riferito alla distanza del piano delle ancore dal piano, parallelo al precedente, dove giace il tag (solitamente asse z), misurato come $VDOP = \sqrt{\sigma_{zz}^2}$
- *horizontal dilution of precision (HDOP)*, riferito invece all'errore di disallineamento sul piano (solitamente al piano xy), misurato come $HDOP = \sqrt{\sigma_{xx}^2 + \sigma_{yy}^2}$

Il vettore \mathcal{T} contiene misure diverse nei casi TWR (3.18) e TDOA (3.19):

$$\mathcal{T}_{TWR} = [r_1, r_2, \dots, r_n] \quad (3.18)$$

$$\mathcal{T}_{TDOA} = [\Delta r_1, \Delta r_2, \dots, \Delta r_{n-1}] \quad (3.19)$$

dove, indicando con $p_i = (x_i, y_i, z_i)$ le coordinate delle ancore, $r_i = \|p - p_i\| + e_i$ rappresenta la misura della distanza tra tag e i -esima ancora, $\Delta r_i = \|p - p_i\| - \|p - p_1\| + e_i$ la differenza tra le misure di distanza tra l' i -esima ancora e la prima (presa come riferimento per le altre), infine col termine e_i si indica il rumore Gaussiano presente e con n il numero di nodi ancora.

Combinando queste in informazioni, con la 3.14 si ottengono le formule [30]:

$$CRLB(p) = \sigma^2 \left[\sum_{i=1}^n \nabla_p^T d_i \nabla_p d_i \right]^{-1} \quad (3.20)$$

$$CRLB(p) = \sigma^2 \left[\sum_{i=1}^{n-1} \nabla_p^T \Delta d_i \nabla_p \Delta d_i \right]^{-1} \quad (3.21)$$

A questo punto, ponendo $\sigma = 1$, dunque eguagliando la PEB con la GDOP, e derivando opportunamente i parametri, si possono ottenere le curve GDOP espresse come:

$$GDOP_{TWR} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{d_i}{x - x_i} \right)^2 + \left(\frac{d_i}{y - y_i} \right)^2 + \left(\frac{d_i}{z - z_i} \right)^2} \quad (3.22)$$

$$GDOP_{TDOA} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{d_i}{x - x_i} - \frac{d_1}{x - x_1} \right)^2 + \left(\frac{d_i}{y - y_i} - \frac{d_1}{y - y_1} \right)^2 + \left(\frac{d_i}{z - z_i} - \frac{d_1}{z - z_1} \right)^2} \quad (3.23)$$

dove (x_i, y_i, z_i) rappresentano le coordinate dei nodi ancora, d_i la distanza vera tra i -esima ancora e punto, mentre (x_1, y_1, z_1) le coordinate dell'ancora di riferimento nel caso TDOA.

Un metodo alternativo per il calcolo della GDOP nel caso TWR (equazione 3.22) ed utilizzato per ricavare i riferimenti utilizzati nel capitolo 4 si basa sul calcolo della matrice:

$$A = \begin{pmatrix} \frac{x-x_0}{r_0} & \frac{y-y_0}{r_0} & \frac{z-z_0}{r_0} \\ \frac{x-x_1}{r_1} & \frac{y-y_1}{r_1} & \frac{z-z_1}{r_1} \\ \frac{x-x_2}{r_2} & \frac{y-y_2}{r_2} & \frac{z-z_2}{r_2} \\ \frac{x-x_3}{r_3} & \frac{y-y_3}{r_3} & \frac{z-z_3}{r_3} \end{pmatrix} \quad (3.24)$$

dalla quale si può ricavare la matrice di covarianza:

$$Q = (A^T A)^{-1} = \begin{pmatrix} \sigma_{xx}^2 & \sigma_{xy}^2 & \sigma_{xz}^2 \\ \sigma_{yx}^2 & \sigma_{yy}^2 & \sigma_{yz}^2 \\ \sigma_{zx}^2 & \sigma_{zy}^2 & \sigma_{zz}^2 \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

Di seguito vengono proposte alcune osservazioni in riferimento alle curve GDOP relative alla scelta della tecnica di localizzazione.

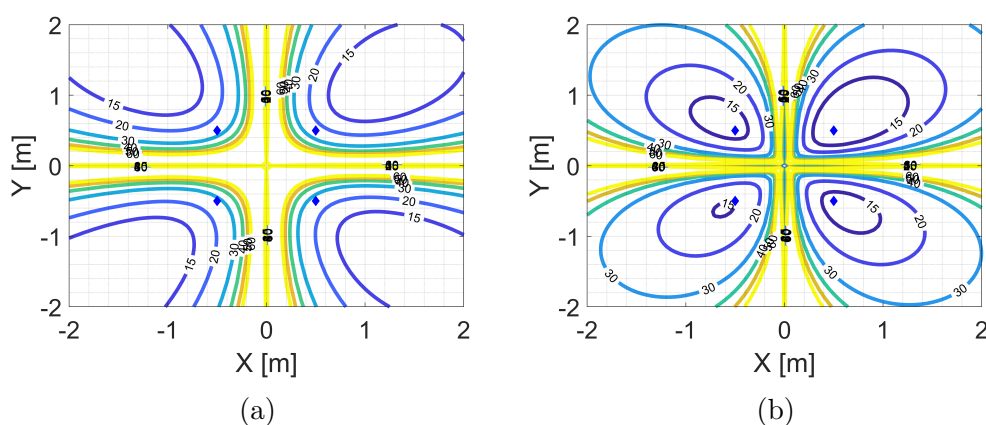


Figura 3.4: VDOP (a) e HDOP (b) per modalità TDOA, con spaziatura ancore di 1m. Piano per $z = 1m$.

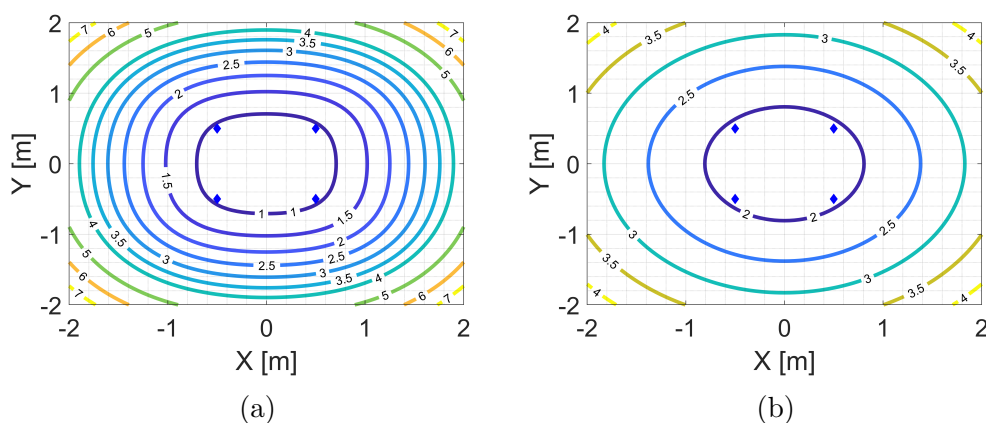


Figura 3.5: VDOP (a) e HDOP (b) per modalità TWR, con spaziatura ancore di 1m. Piano per $z = 1m$.

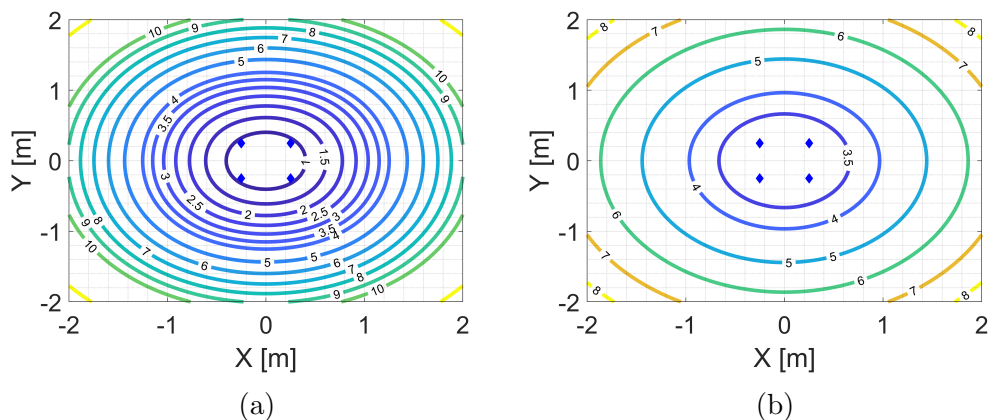


Figura 3.6: VDOP (a) e HDOP (b) per modalità TWR, con spaziatura ancore di 0.5m. Piano per $z = 1\text{m}$.

Dalle figure 3.4 e 3.5 è possibile osservare che per ancore poco spaziate, in particolare di un metro, e in riferimento a distanze piccole (le figure si riferiscono ad un piano distante un metro dal quello ove giacciono le ancore) la qualità della localizzazione è molto migliore nel caso TWR. La scelta di porre le ancore così vicine è dovuta al fatto che per applicazioni robotiche potenzialmente il sistema potrebbe essere montato su una struttura mobile, dunque geometrie troppo grandi non sarebbero implementabili fisicamente. La questione è stata ulteriormente esasperata nella figura 3.6, dove le ancore sono poste a soli 0.5 metri di distanza. Risulta evidente che minore è la distanza delle ancore, maggiori sono i valori delle curve e dunque la qualità della stima tende a peggiorare. Successivamente viene proposta una modalità visiva che rende più facile la comparazione degli errori per le prove sperimentali.

3.3.2 GDOP applicato alle misure sperimentali

Ricavate le curve GDOP, VDOP e HDOP, si procede col loro utilizzo per definire la bontà delle misure ipotizzando tre valori di deviazione standard, 2, 5 e 10 cm, ottenendo così delle curve con riferimento dell'errore in metri e non più adimensionale.

Il paragone con queste misure veniva fatto calcolando la *radice dell'errore quadratico medio (RMSE)*, diviso nelle sue due forme *vertical RMSE* e *horizontal RMSE* come

$$\text{vertical RMSE} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (z_m^i - z_r)^2}{n}} \quad (3.26)$$

$$\text{horizontal RMSE} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n [(x_m^i - x_r)^2 + (y_m^i - y_r)^2]}{n}} \quad (3.27)$$

dove (x_m^i, y_m^i, z_m^i) è la i -esima posizione misurata del tag e (x_r, y_r, z_r) la sua posizione reale, mentre n il numero di acquisizioni (sempre maggiore di 1000).

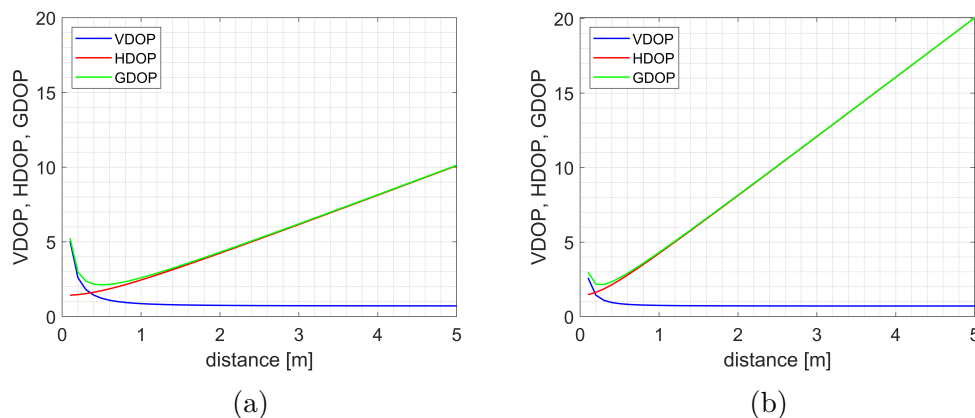


Figura 3.7: Confronto curve GDOP, VDOP e HDOP su asse centrato rispetto alle ancore con spaziatura a 1 m (a) e 0.5 m (b).

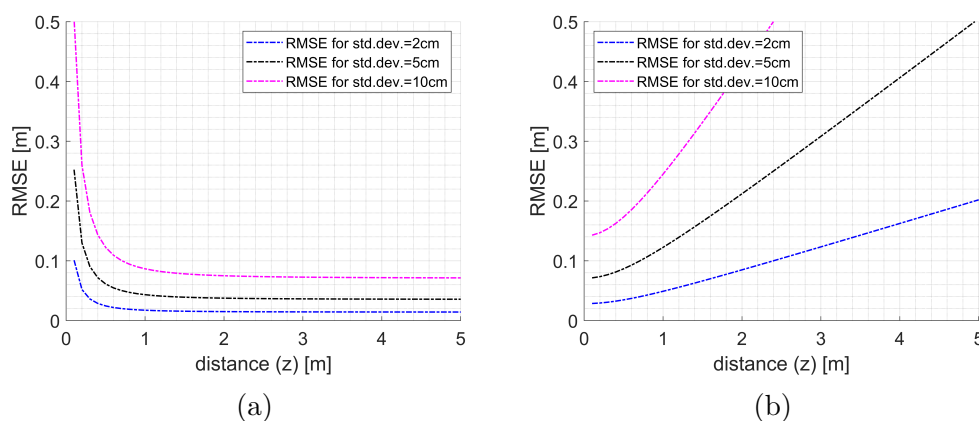


Figura 3.8: Confronto curve vertical RMSE(a) e horizontal RMSE (b) con fattori di normalizzazione (deviazione standard) di 2, 5 e 10 cm, su asse centrato rispetto alle ancore con spaziatura a 1 m.

Dalle curve in figura 3.7 (riportante un caso di calcolo delle curve GDOP, VDOP e HDOP riferite ad un fattore di normalizzazione unitario, su asse centrato rispetto alle ancore) si può notare come il problema principale, soprattutto a grande distanza, è dato dall'errore che cresce molto velocemente

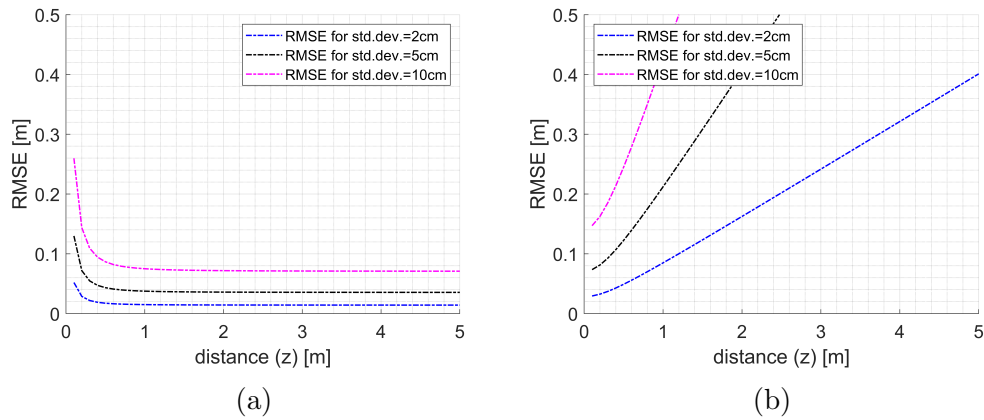


Figura 3.9: Confronto curve vertical RMSE(a) e horizontal RMSE (b) con fattori di normalizzazione (deviazione standard) di 2, 5 e 10 cm, su asse centrato rispetto alle ancore con spaziatura a 0.5 m.

sul piano parallelo a quello delle ancore (HDOP), mentre, salvo che per le brevissime distanze, l'errore sull'asse z rimane molto basso ($VDOP \simeq 1$). Nelle figure 3.8 e 3.9 vengono invece riportate rispettivamente le curve relative ad ancore distanziate di un metro e 0.5 metri, a seguito della normalizzazione secondo l'ipotesi di tre valori di deviazione standard, 2, 5 e 10 cm, rispettivamente per le curve blu, nera e magenta. Queste curve saranno poi usate nel capitolo 4 come riferimento dell'errore.

Capitolo 4

Attività sperimentale

Di seguito viene illustrata la tecnologia utilizzata, il set up di misura e i principali risultati ricavati dalle misure sperimentali.

4.1 Il sistema di localizzazione *Sequitur*

Il sistema di localizzazione a banda ultra-larga *Sequitur*, utilizzato nelle campagne di misura, è composto da una parte hardware e una parte software proprietari. È stato sviluppato dal gruppo del prof. Dardari presso l'Università di Bologna, ora commercializzato da un'azienda operante nel settore dei sistemi wireless. Nasce per operare in un ambiente tipicamente indoor e per applicazioni di logistica. Per tale finalità, l'antenna era stata progettata con pattern omnidirezionale in modo da coprire un'area più vasta [31]. Tuttavia per l'obiettivo di questa tesi e per l'accuratezza proposta, tale pattern non è ottimale in quanto risente delle riflessioni da cammini multipli che diminuiscono le performance di localizzazione, come sarà chiarito più avanti. Ancore e tag sono componenti attivi, con potenzialità di operare sia in modalità TDOA che TWR. Per le prove sperimentali la modalità usata è quella basata su TWR, poiché nella teoria è quella che porta a performance migliori. A livello hardware *Sequitur* permette di utilizzare come tag due elementi diversi, uno chiamato proprio *tag* e l'altro *minitag*. Mentre il primo permette di lavorare con ambo le modalità, il secondo supporta solo quella TDOA. Da qui la necessità di utilizzare i tag, più ingombranti dei minitag, ma i soli a poter operare in modalità TWR. Inoltre questa tecnica è decentralizzata, cioè il tag interroga le ancore, ricava la stima della distanza, processa il firmware con l'algoritmo di localizzazione e, dunque, l'informazione verrà ricavata dal tag stesso. Le ancore in questa modalità rispondono solo alle interrogazioni del tag.

Il sistema permette di impostare una zona in cui l'algoritmo può operare, chiamata *localization area*, definendo così dei limiti spaziali. Un'importante premura è quella di fissare quest'area usando come limite il piano stesso delle ancore, come riportato in figura 4.1, poiché vi è il rischio che il punto da stimare possa essere calcolato non nella posizione reale, ma in quella speculare rispetto al piano delle ancore a causa della geometria dello stesso.

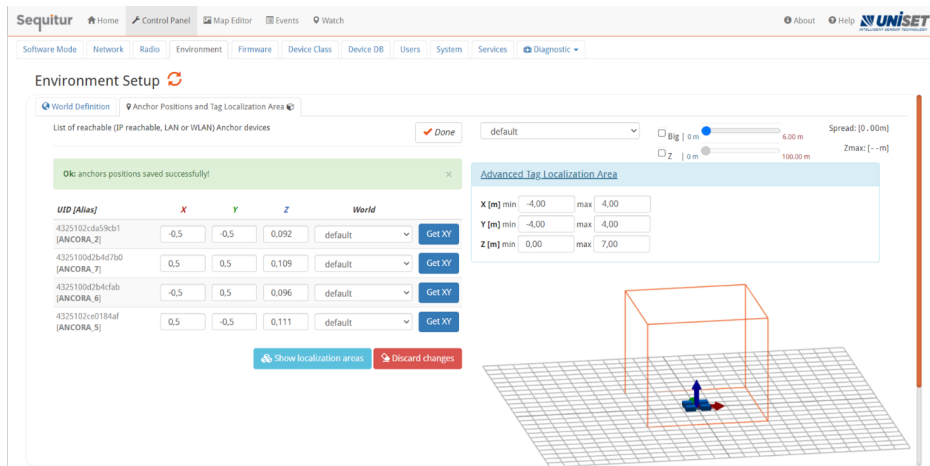


Figura 4.1: Esempio di impostazione della localization area.

4.1.1 Set up misure

Le quattro ancore necessarie per la localizzazione in 3D sono state poste sui vertici di un quadrato, il cui lato è stato fissato a 0.5 e 1 metro per indagare l'effetto di due distanze diverse. L'alimentazione delle ancore viene fornita tramite porta microUSB, proveniente da un hub USB, collegato poi alla presa elettrica a muro. Il tag invece è alimentato tramite power bank. La comunicazione tra nodi e PC avviene sfruttando un access point. Il set up viene meglio descritto in Appendice A.

4.2 Risultati sperimentali ottenuti in laboratorio

Le prime misure che sono state svolte in laboratorio erano volte ad imparare ad utilizzare il sistema e a trovare la migliore configurazione di parametri per operare poi in scenari dove erano presenti effetti ambientali sfavorevoli. Il

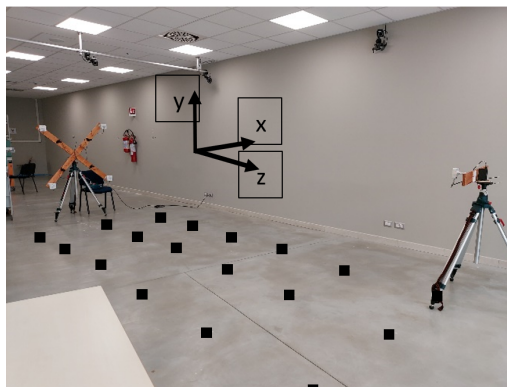


Figura 4.2: Set-up misure di laboratorio. I punti neri rappresentano la proiezione sul terreno delle posizioni del tag. La griglia è visibile in dettaglio nell'Appendice B figura 4.34.

set up è mostrato in figura 4.2. Il tag veniva spostato su una griglia di punti preventivamente definita. Questa era limitata dalle coordinate $z = [1, 4]m$ e $z = [5, 6]m$ per rispettivamente valori di $x = [-2, 1]m$ e $x = [-3, 1]m$, con passi di un metro. La coordinata y è stata sempre posta uguale a 0, poiché la geometria del problema determina una simmetria circolare sull'asse perpendicolare al piano delle ancore e centrato rispetto a queste. Idealmente il centro del sistema di riferimento viene posto nell'intersezione tra il piano e l'asse.

Per la realizzazione della griglia, orientare il supporto delle ancore e ricavare le coordinate di queste, nonché per posizionare il tag, è stato usato un distanziometro laser e l'ausilio di fili a piombo. Dunque sono da tenere in considerazione errori manuali nella realizzazione del set up della prova in laboratorio.

Riferendoci al sistema Sequitur, una fase importante è quella di regolazione delle dimensioni della *localization area*. Nella prima fase delle misure, si lavorava con due modelli di mobilità. Il primo (*mobility model 1*) sfrutta un *particle filter* per predire la zona in cui più probabilmente il tag si sarebbe trovato nell'istante successivo e, dunque, concentra in questa zona iterativamente le particelle. La seconda modalità (*mobility model 3*) invece basa la localizzazione solo sulla misura corrente, ma sempre facendo riferimento alle particelle disposte nell'ambiente in maniera uniforme, cioè senza nessuna informazione sul modello dinamico del tag né memoria di stime passate. Dunque, impostando una *localization area* troppo larga, mentre con la prima modalità non vi sono problemi, in virtù delle proprietà del *particle filter*, con la seconda il punto stimato tende ad essere molto impreciso e mobile, questo

perché i punti, di numero limitato (al più 6000), dovendo coprire un'area troppo grande, sono presenti solo in poche unità per metro cubo, quindi insufficienti per intercettare la funzione di verosimiglianza, mentre una localizzazione area troppo piccola causa effetti di bordo, che rendono la stima della posizione troppo vincolata e dunque compromessa.

4.2.1 Scelta del modello di mobilità

Di seguito vengono mostrati due test effettuati con i due modelli di mobilità, per ancore spaziate di un metro, 6000 particelle e un'area di localizzazione sufficientemente ampia da evitare effetti di bordo, ovvero $8m \times 6m \times 8m$ centrata sulla posizione reale del tag. Ciò vuole dire che erano presenti mediamente $15 \text{ particelle}/m^3$.

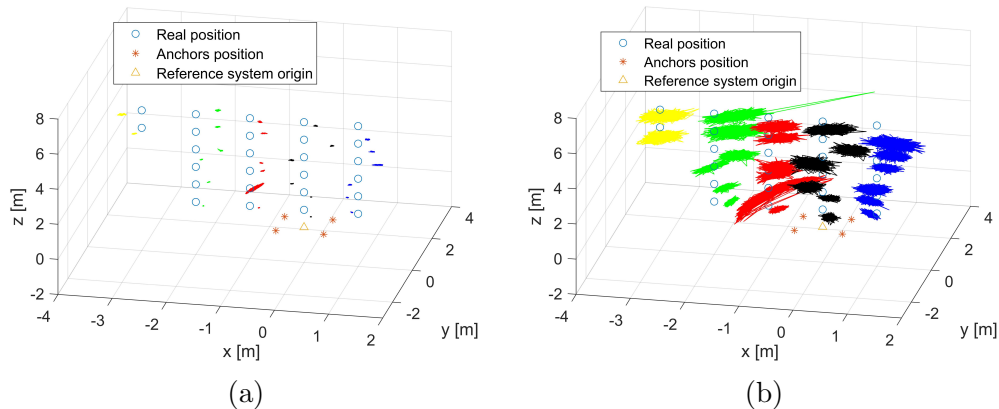


Figura 4.3: Misure di posizione, confronto modello di mobilità 1 (a) e 3 (b), 6000 particelle in un volume di $384 m^3$. I cerchi blu rappresentano le posizioni reali assunte dal tag, gli asterischi rossi la posizione delle ancore e il triangolo giallo il centro del sistema di riferimento. I punti localizzati sono divisi per colore in relazione all'asse a cui si riferiscono.

Quello che appare subito chiaro dalla figura 4.3 è che col modello di mobilità 3 la densità di punti non è sufficiente a permettere una buona localizzazione. A riprova, dalla figura 4.4 si può osservare come l'errore segua lo stesso andamento per i due modelli, ma con il 3, a causa della maggiore dispersione, l'errore si presenta in maniera più intensa. Qualche tipo di filtraggio deve essere effettuato. Per tale ragione nelle misure successive, faremo riferimento solo al modello di mobilità 1.

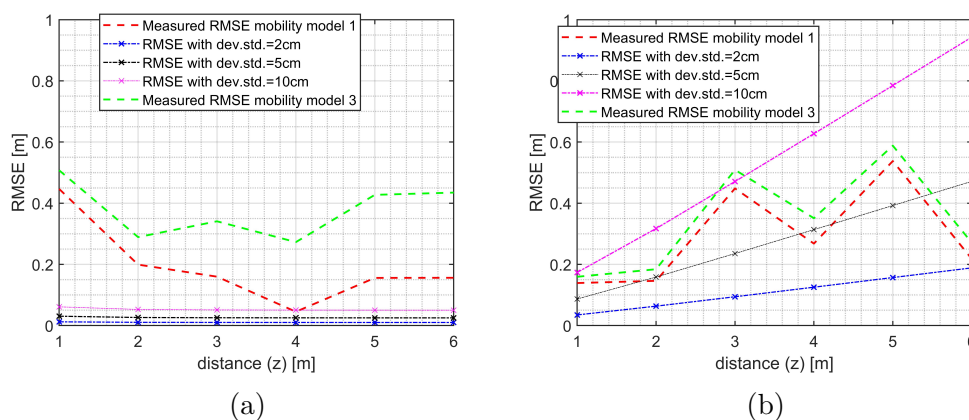


Figura 4.4: Vertical RMSE (a) e horizontal RMSE (b). Tag disposto sull'asse centrale. Le curve rossa e verde si riferiscono alle misure raccolte con mobility 1 e 3 rispettivamente, le curve magenta, nera e blu invece al RMSE nell'ipotesi di un sistema ideale con deviazioni standard di 10, 5 e 2 cm rispettivamente.

4.2.2 Calibrazione e relazioni tra offset, RSSI e distanza

Il sistema permette di fornire ai dispositivi un offset di calibrazione riferito alla distanza tra tag e ancora volto a compensare eventuali offset di stima della distanza dei dispositivi coinvolti. Questo offset è possibile inserirlo sfruttando due parametri, definiti per ogni nodo, *radiotxoffset* e *radiorxoffset*. Come era già evidente dalla figura 4.3, la distanza del tag è sottostimata. Un ulteriore test (figura 4.5) svolto con modello di mobilità 3 per alcuni punti campione e con coordinata $y = 0$ m fissata (quindi imponendo una localizzazione in 2D), mostra come la posizione stimata esegua circa degli archi di circonferenza, dovuti al fatto che le ancore sono molto vicine tra loro, senza mai intersecare il punto reale, quindi lasciando intendere che la distanza veniva sottostimata. In una prima fase è stato pensato di fornire l'offset tutto a lato tag, testandolo per alcuni possibili valori. Nella figura 4.6 vengono mostrati i risultati ottenuti nel caso di un offset totale di -0.3 e -0.4 metri. Le ancore erano distanziate di un metro in questa fase.

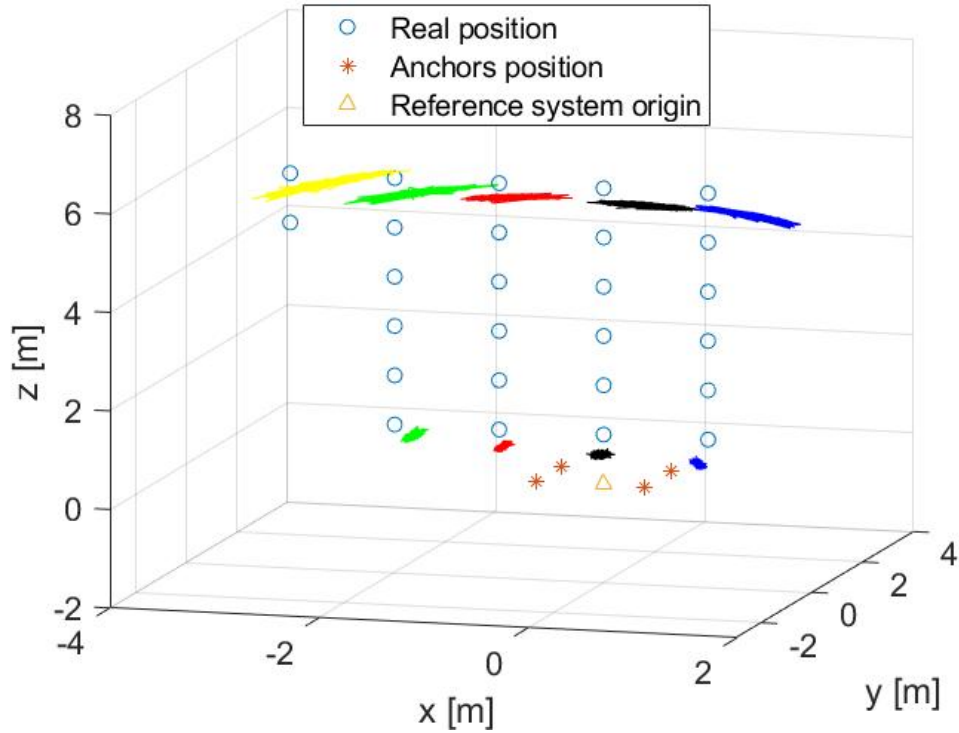


Figura 4.5: Visualizzazione del problema dell'offset, ancore distanziate di 1 m , localizzazione in 2D ($y = 0$ fissata).

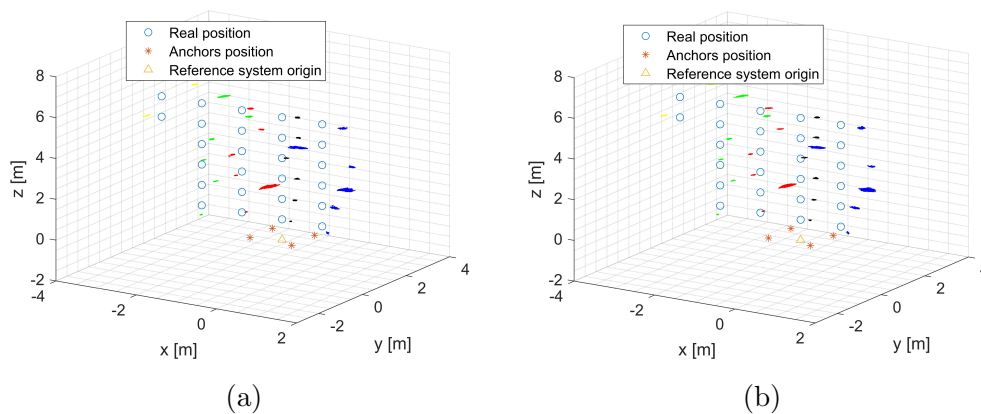


Figura 4.6: Misure di posizione. Ancore spaziate di 1 m , confronto dell'offset fornito al tag: -0.30 m (a) vs -0.40 m (b).

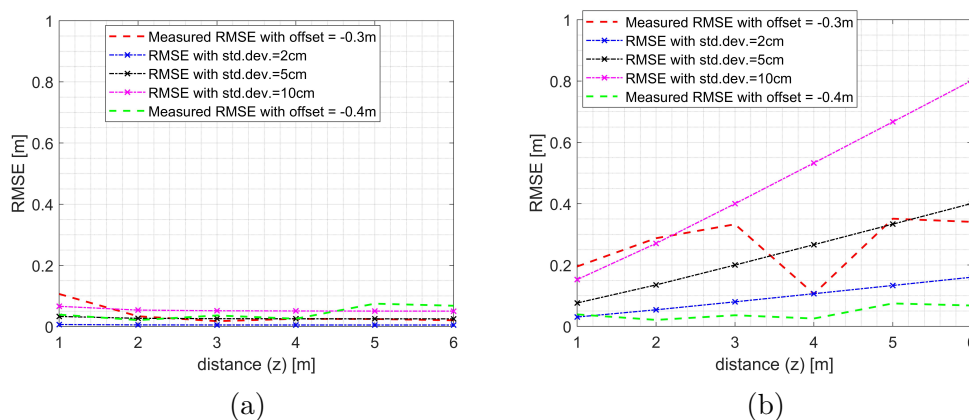


Figura 4.7: Vertical RMSE (a) e horizontal RMSE (b), con spaziatura ancora di 1 m. Tag disposto sull'asse centrato. Offset di -0.30 m vs -0.40 m .

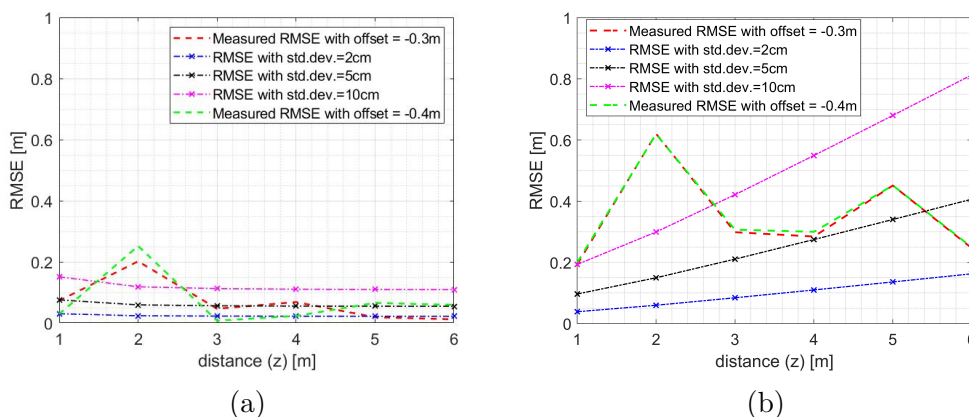


Figura 4.8: Vertical RMSE (a) e horizontal RMSE (b), con spaziatura ancora di 1 m. Tag disposto sull'asse per $x = -1\text{ m}$. Offset di -0.30 m vs -0.40 m .

Da queste misure si evince che la localizzazione tende a migliorare, soprattutto in riferimento all'asse centrato (figura 4.7), arrivando ad errori di circa 5 cm sia in relazione all'asse z che al piano xy e rimanendo in linea con le aspettative di errore relative alle curve GDOP, mentre per l'asse decentrato (figura 4.8) l'andamento conforme alla teoria viene perso rispetto all'allineamento sul piano orizzontale.

Successivamente, poiché l'obiettivo finale è valutare le caratteristiche del sistema per applicazioni robotiche, si è testata una geometria più compatta. Si è dunque passati a valutare la possibilità di usare ancore distanziate di 50 cm, dimezzando così le dimensioni della struttura.

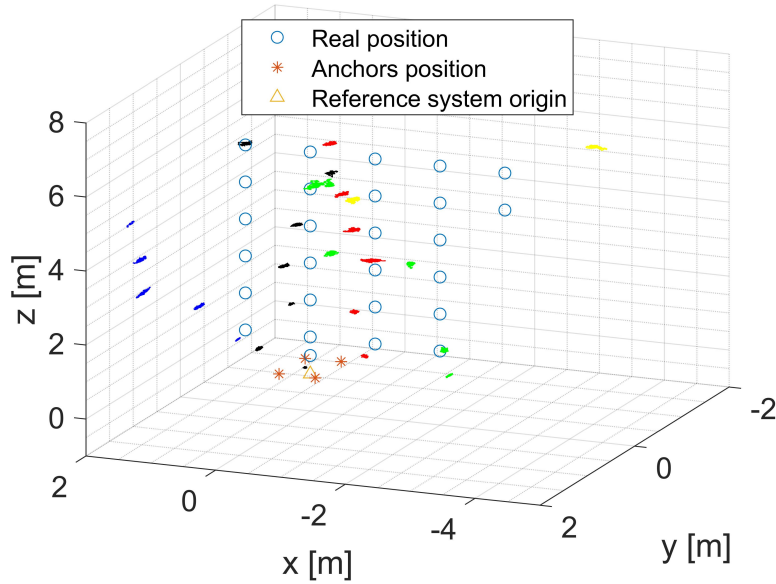


Figura 4.9: Misure di posizione. Ancore spaziate di 50 cm , offset = -0.30 m , fornito al tag.

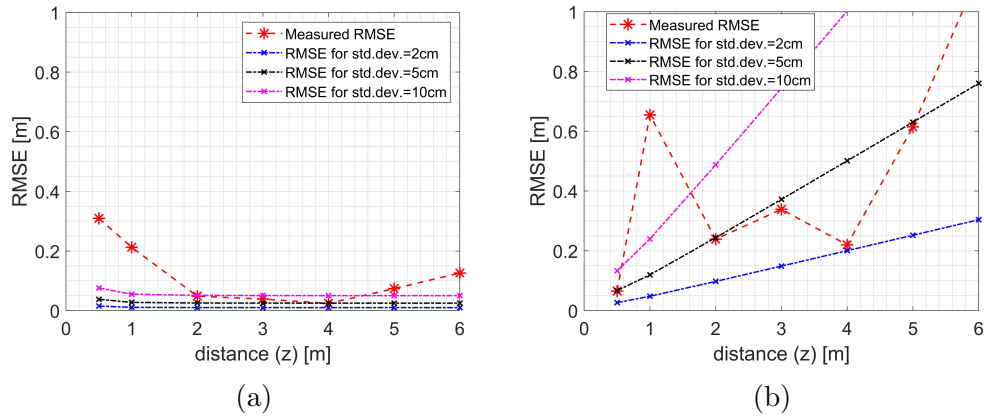


Figura 4.10: Vertical RMSE (a) e horizontal RMSE (b), con spaziatura tra ancore di 50 cm . Tag disposto sull'asse centrato. Offset di -0.30 m .

Dalle figure 4.9 e 4.10 si può osservare che con una spaziatura tra ancore di soli 50 cm questo tipo di calibrazione non consente buoni risultati nella zona di maggiore importanza, ovvero nel momento in cui le ancore, ed in particolare il braccio meccanico, devono avere la massima precisione per l'allineamento all'oggetto.

Un'analisi più dettagliata è stata eseguita attraverso lo strumento di debug

del software Sequitur. Con questo è stato possibile far compiere al sistema delle misure di distanza tra due nodi alla volta, in particolare tra tag e ancore, per poi riferire a queste ultime l'offset, e non più al tag. Per fare ciò bisogna porre l'offset sui parametri *radiotxoffset* e *radiorxoffset* secondo le formule:

$$\text{radiotxoffset} = -0.44 * 2 * (\text{distanza reale} - \text{distanza misurata}) \quad (4.1)$$

$$\text{radiorxoffset} = -0.56 * 2 * (\text{distanza reale} - \text{distanza misurata}) \quad (4.2)$$

dove i coefficienti 0.44 e 0.56 servono per dividere le percentuali di offset come consigliato dalla documentazione [32], il coefficiente 2 invece tiene conto del fatto che le misure TWR, su cui si basa il calcolo delle distanze, sono riferite ad un percorso doppio, di andata del segnale e di ritorno, dunque è necessario raddoppiare la differenza tra distanza reale e misurata.

Inoltre queste misure forniscono anche parametri quali *received signal strength indicator (RSSI)*, *accuracy*, cioè una misura dell'accuratezza delle misure, *quality*, ovvero una relazione tra segnale utile e rumore e rate di successo della trasmissione.

Per capire se fosse possibile riuscire ad ottenere misure più precise regolando dinamicamente l'offset, si sono osservate le relazioni tra questo, il RSSI e la distanza. Queste misure sono state raccolte per più ancore, sia prima che durante le campagne di misura successivamente descritte. In particolare, dalla terza campagna, viene riportato un esempio illustrativo del problema nelle figure 4.11 e 4.12.

Quello che si può notare è che non si riesce ad identificare una legge empirica che modelli in maniera predicibile la dipendenza dell'offset dall'RSSI, facilmente misurabile. Fissato un valore di RSSI, l'offset tende ad essere molto variabile, anche di decine di centimetri. Inoltre, neanche il comportamento delle coppie ancora - tag è unico, per esempio nelle misure raccolte, la coppia ancora 6 - tag 2 mantiene un valore di offset con variazione di pochi centimetri, ciò non è vero per la coppia ancora 5 - tag 5, dove si passa da circa -15 cm a più di 20 cm (figura 4.11) Dunque una calibrazione dinamica non sembra un'ipotesi realistica. Tuttavia si nota come in genere un offset risulti necessario, e in particolare queste misure ci danno conferma che la distanza è sottostimata. La calibrazione tende a migliorare la precisione nell'intorno del punto ove è avvenuta la stessa, ma la peggiora all'allontanarsi dal punto di calibrazione, come viene poi confermato nelle campagne di misura. Dunque un approccio possibile potrebbe essere quello di calibrare le ancore nella zona di interesse, accettando risultati di localizzazione peggiori nella fase di avvicinamento al tag.

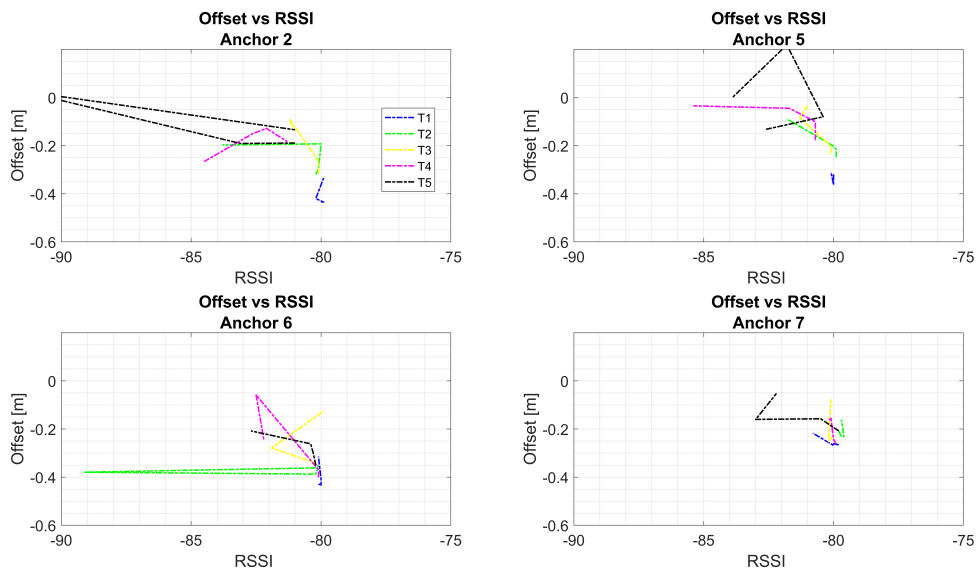


Figura 4.11: Offset in relazione al RSSI. Misure raccolte nella terza campagna di misure fuori vasca.

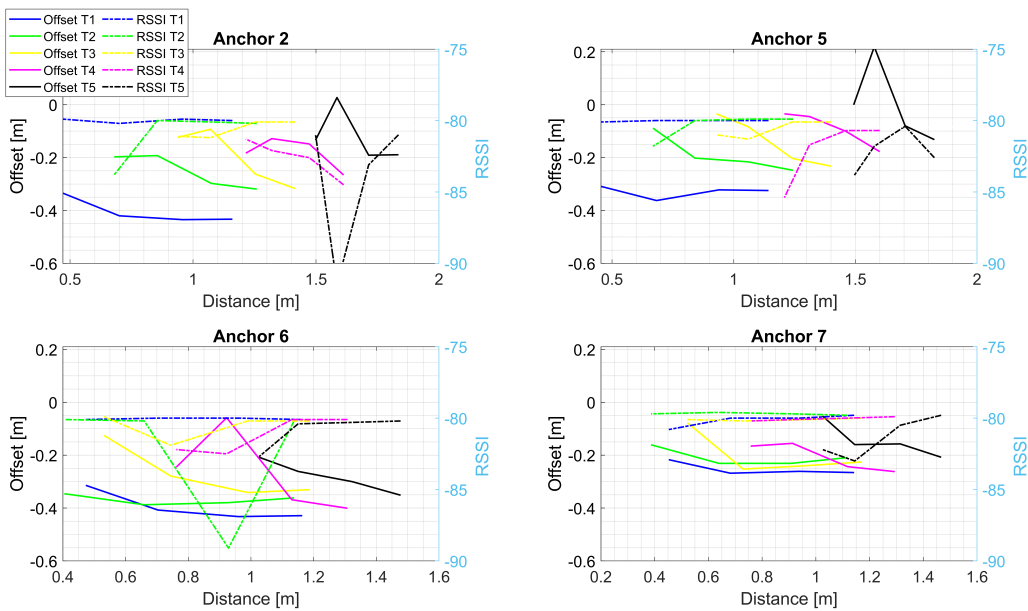


Figura 4.12: Offset e RSSI in relazione alla distanza. Misure raccolte nella terza campagna di misure fuori vasca.

4.3 Risultati sperimentali in presenza di un piano metallico

Su una superficie di materiale conduttore piana l'onda elettromagnetica subisce fenomeni di riflessione seguendo la legge di Snell:

$$n_1 \sin(\theta_1) = n_2 \sin(\theta_2) \quad (4.3)$$

dove n_1 e n_2 indicano gli indici di rifrazione dei materiali su cui si propaga l'onda elettromagnetica, mentre θ_1 e θ_2 gli angoli di incidenza e riflessione. Nel caso in esame il mezzo nel quale viaggia l'onda è sempre l'aria, quindi $n_1 = n_2$, da cui risulta $\theta_1 = \theta_2$, cioè la riflessione comporta l'osservazione del punto sull'immagine speculare al piano metallico, quindi un non veritiero calcolo delle distanze ancora - tag e dunque un errore nella stima della posizione se il ricevitore, anziché stimare il TOA del cammino diretto, stima quello del cammino riflesso. Il fenomeno è tanto più intenso, tanto più si tende ad una incidenza radente, poiché la lunghezza del percorso diretto e riflesso tendono ad eguagliarsi, e tanta più potenza viene fornita al percorso riflesso, poiché l'algoritmo rischia di agganciarsi al segnale riflesso piuttosto che a quello del cammino diretto.

Questi fenomeni nella stima della distanza si ripercuotono con errori anche dell'ordine del metro, deteriorando di molto le prestazioni del sistema.

Sono state svolte in totale tre campagne di misura in un'azienda esterna all'università che ha messo a disposizione per le prime due campagne la propria sala metrologica, dotata di un piano metallico e un sistema di misurazione con precisione del centesimo di millimetro. Ciò ha permesso di ottenere misure molto accurate sia della posizione delle ancore, che del tag nei suoi vari punti e, contemporaneamente, di simulare la presenza di un piano metallico.

4.3.1 Prima campagna di misure

Durante la prima campagna di misure si è lavorato con quattro ancore spaziate di 0.5 metri e con un orientamento delle antenne che successivamente si è rivelato essere non ottimale (figura 4.13). In questo modo sono stati ricavati dei dati confrontabili con quelli ottenuti in laboratorio. Nella prima fase si è svolta la ricerca dei parametri di localizzazione che meglio si adattavano all'ambiente, come il canale, ovvero l'intervallo di frequenze su cui agisce il segnale UWB e il livello di potenza utilizzato, incentrando la ricerca su distanze inferiori al metro.

I parametri utilizzati nella prova mostrata vengono riportati di seguito in tabella 4.1.

<i>Parametro</i>	<i>Valore</i>
<i>Locationparticles</i>	6000
<i>Maximumanchor</i>	4
<i>Minimumanchors</i>	4
<i>Mobilitymodel</i>	1
<i>Mobilitystdx</i>	0.5m/s
<i>Mobilitystdy</i>	0.5m/s
<i>Mobilitystdz</i>	0.5m/s
<i>Toaestimationstd</i>	0.3
<i>Radiotxoffset</i>	Calibrato sulle ancore a $(x, y, z) \simeq (0, 0, 1)$
<i>Radiorxoffset</i>	0
<i>distanza ancore</i>	0.5m
<i>Numero ancore</i>	4
<i>Orientamento ancore</i>	Non ottimo
<i>Power</i>	minima
<i>Channel</i>	5
<i>Luogo</i>	Laboratorio università vs stanza metrologica

Tabella 4.1: Parametri della prima campagna di misura.



Figura 4.13: Orientamento nodi non ottimo.

In questo caso l'offset sulle ancore era stato riferito al solo parametro 'radiotxoffset', mentre per ridurre i fenomeni di riflessione e poiché si lavorava a breve distanza, la potenza era stata impostata al minimo consentito dal sistema.

Per distanze molto brevi si può osservare dalla figura 4.14 che in entrambi i casi il sistema tende a concentrare i punti sull'asse centrale e ad avvicinarli. Questo comportamento è stato spesso osservato quando si lavora a distanze

troppo brevi, tenendo sempre in considerazione che il sistema non nasce per questo tipo di applicazione. La figura 4.15 mostra come la stima della posizione è peggiorata. Ulteriori indagini sono state svolte nella campagna successiva.

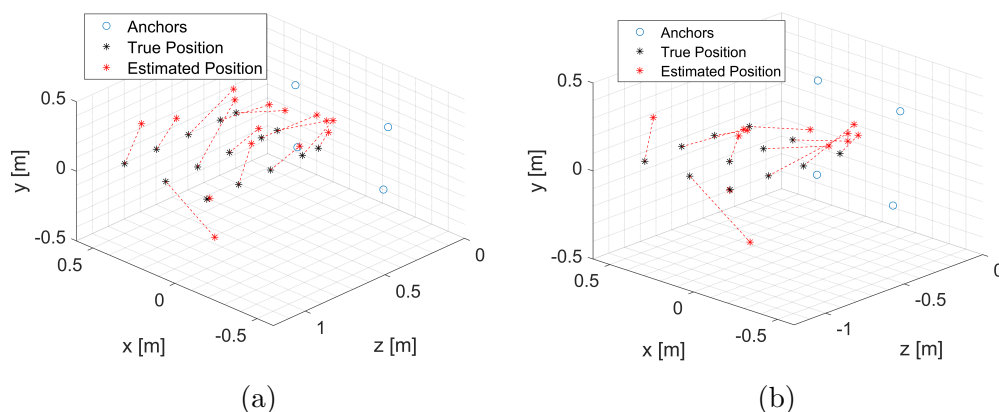


Figura 4.14: Scenario misure. Laboratorio università (a) vs stanza metrologica (b). I cerchi blu indicano la posizione delle ancore, gli asterischi neri e rossi indicano rispettivamente la posizione vera e quella stimata del tag. Ancore distanziate di 0.5 m . La griglia utilizzata in stanza metrologica viene riportata in Appendice B figura 4.35.

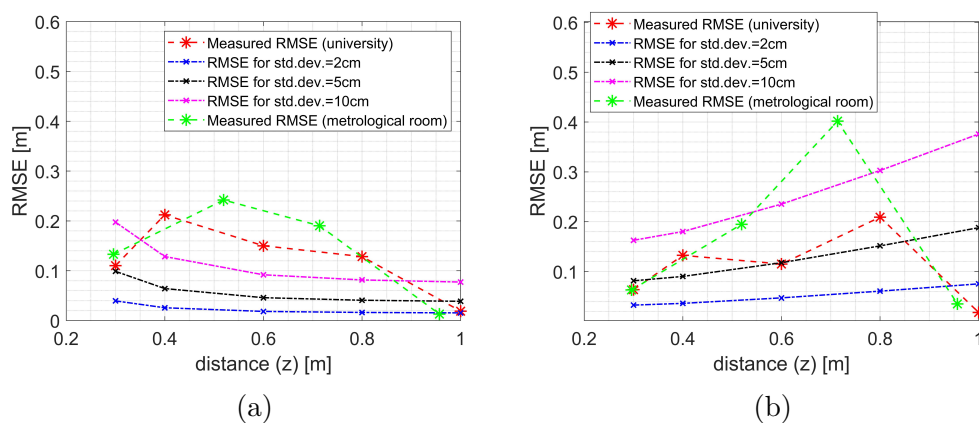


Figura 4.15: Vertical RMSE (a) e horizontal RMSE (b), calibrazione avvenuta ad un metro dal piano delle ancore sull'asse centrato. Ancore distanziate di 0.5 m .

4.3.2 Seconda campagna di misure

Nella seconda campagna di misure si è ripresa l'indagine precedente, rimanendo con quattro ancore spaziate di mezzo metro e con orientamento non ottimo. Ora però ci si concentra sull'osservazione di punti più lontani dalle ancore.

I principali parametri utilizzati sono riportati in tabella 4.2.

<i>Parametro</i>	<i>Valore</i>
<i>Locationparticles</i>	6000
<i>Maximumanchor</i>	4
<i>Minimumanchors</i>	4
<i>Mobilitymodel</i>	1
<i>Mobilitystdx</i>	0.5m/s
<i>Mobilitystdy</i>	0.5m/s
<i>Mobilitystdz</i>	0.5m/s
<i>Toaestimationstd</i>	0.3
<i>Radiotxoffset</i>	0
<i>Radiorxoffset</i>	0
<i>distanza ancore</i>	0.5m
<i>Numero ancore</i>	4
<i>Orientamento ancore</i>	Non ottimo
<i>Power</i>	standard
<i>Channel</i>	5
<i>Luogo</i>	stanza metrologica

Tabella 4.2: Parametri seconda campagna di misura. Indagine per ancore non opportunamente orientate.

Per distanze superiori ai due metri la posizione stimata si trovava al di sotto del piano metallico, questo era causato da forti fenomeni di riflessione. È possibile osservare questi fenomeni già in figura 4.16. L'errore cresce molto rapidamente, diventando dell'ordine del metro. È importante tenere in considerazione però che le misure sono senza calibrazione, ciò giustifica la presenza di un errore significativo già a distanze minori, questo si può osservare sul vertical RMSE in figura 4.17.

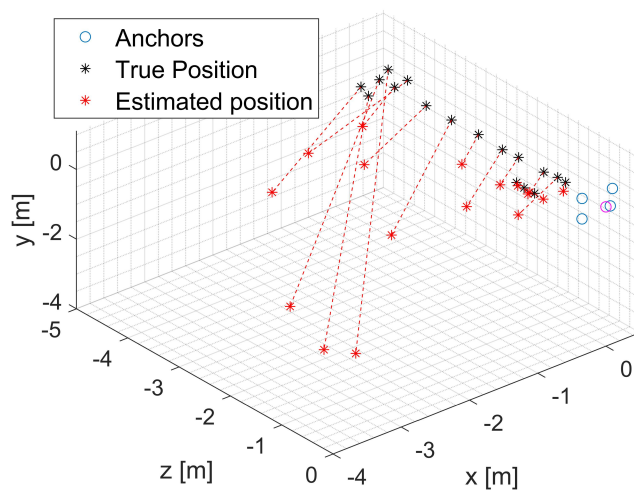


Figura 4.16: Scenario misure in presenza di forti riflessioni. I cerchi blu indicano la posizione delle ancore, gli asterischi neri e rossi indicano rispettivamente la posizione vera e quella stimata del tag. La griglia utilizzata viene riportata in Appendice B figura 4.36.

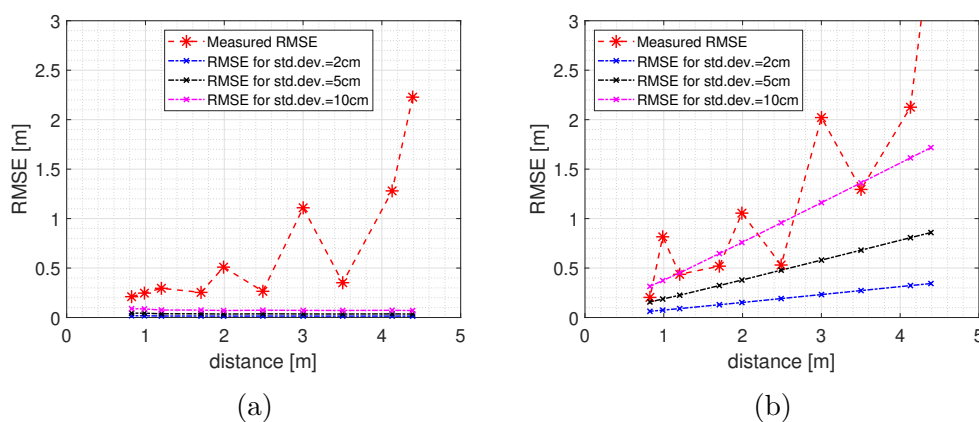


Figura 4.17: Vertical RMSE (a) e horizontal RMSE (b). Asse centrato, ancore spaziate di 50 cm.

Successivamente sia le ancore che i tag sono stati ruotati in modo tale da avere il minimo guadagno in direzione del piano metallico, mentre massimo verso il tag come mostrato in figura 4.18. Così facendo si riduce la potenza trasmessa in direzione del piano metallico e, di conseguenza, l'interferenza che questa può comportare nella stima della posizione.

<i>Parametro</i>	<i>Valore</i>	<i>Valore</i>
<i>Locationparticles</i>	6000	6000
<i>Maximumanchor</i>	4	4
<i>Minimumanchors</i>	4	4
<i>Mobilitymodel</i>	1	1
<i>Mobilitystdx</i>	0.5m/s	0.5m/s
<i>Mobilitystdy</i>	0.5m/s	0.5m/s
<i>Mobilitystdz</i>	0.5m/s	0.5m/s
<i>Toaestimationstd</i>	0.3	0.3
<i>Calibrato</i>	1m su asse centrale	no
<i>Radiotxoffset</i>	44% dell'offset totale	0
<i>Radiorxoffset</i>	56% dell'offset totale	0
<i>distanza ancore</i>	0.5m	0.5m
<i>Numero ancore</i>	4	4
<i>Orientamento ancore</i>	Ottimo	Ottimo
<i>Power</i>	standard	standard
<i>Channel</i>	5	5
<i>Luogo</i>	stanza metrologica	stanza metrologica

Tabella 4.3: Parametri seconda campagna di misura. Indagine per ancore opportunamente orientate.

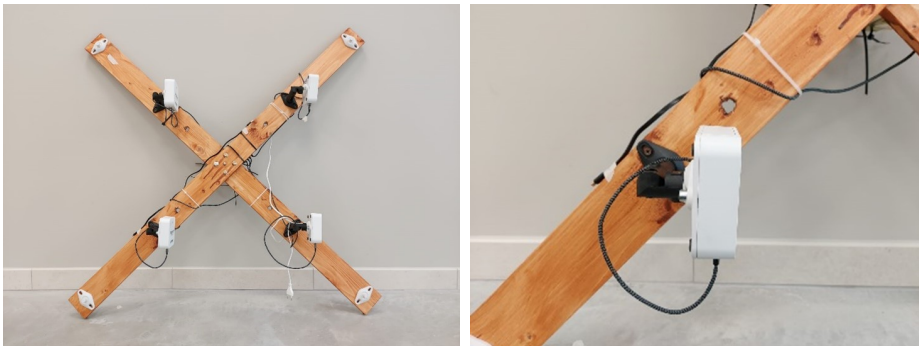


Figura 4.18: Ancore orientate in modo da minimizzare il guadagno verso la superficie metallica, e massimizzarlo parallelamente al piano verso il tag.

Un orientamento ottimo delle antenne permette di ridurre notevolmente i fenomeni di riflessione, ottenendo errori più vicini a quelli teorici legati ai limiti geometrici della configurazione delle ancore. Per entrambi gli assi illustrati nelle figure 4.20 e 4.21, l'errore nel caso calibrato si mantiene sempre sotto la curva dell'ipotesi di sistema con deviazione standard di 10 cm, mentre il caso non calibrato in genere ottiene stime migliori sul piano xy. Il vantaggio sul vertical RMSE però è molto forte, soprattutto sull'asse centrale

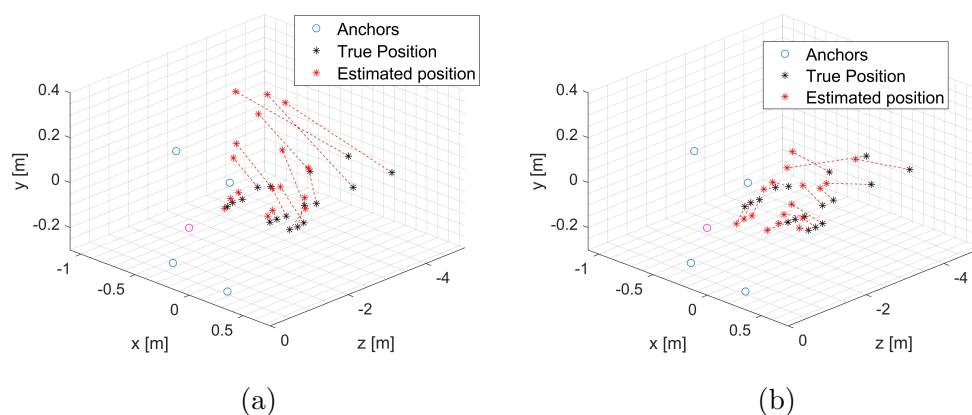


Figura 4.19: Scenario misure, localizzazione con calibrazione a 1 m sull'asse centrato (a) e senza calibrazione(b). I cerchi blu indicano la posizione delle ancore, gli asterischi neri e rossi indicano rispettivamente la posizione vera e quella stimata del tag. La griglia utilizzata viene riportata in Appendice B figura 4.37.

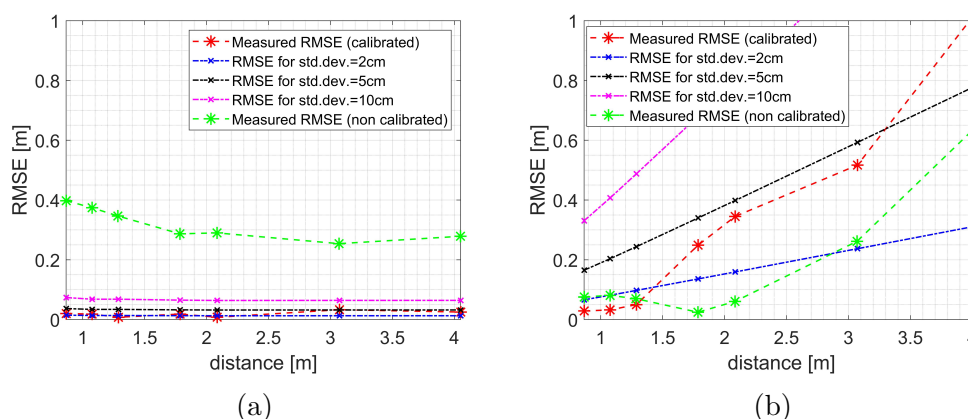


Figura 4.20: Vertical RMSE (a) e horizontal RMSE (b) sull'asse centrato, calibrazione avvenuta ad un metro dal piano delle ancore sull'asse centrato.

dove l'errore si è ridotto di almeno 25 cm.

Si ritorna ad osservare un aspetto molto importante, ovvero quello relativo alla calibrazione. Infatti, come già discusso, il tag tende a sottostimare la distanza con le singole ancore, determinando dunque un errore nella localizzazione. Il problema è che come già osservato, tale offset non è né costante, né segue una precisa legge, ma dipende da più fattori, come la potenza ricevuta. Non è possibile modificare l'offset dinamicamente, tuttavia si nota

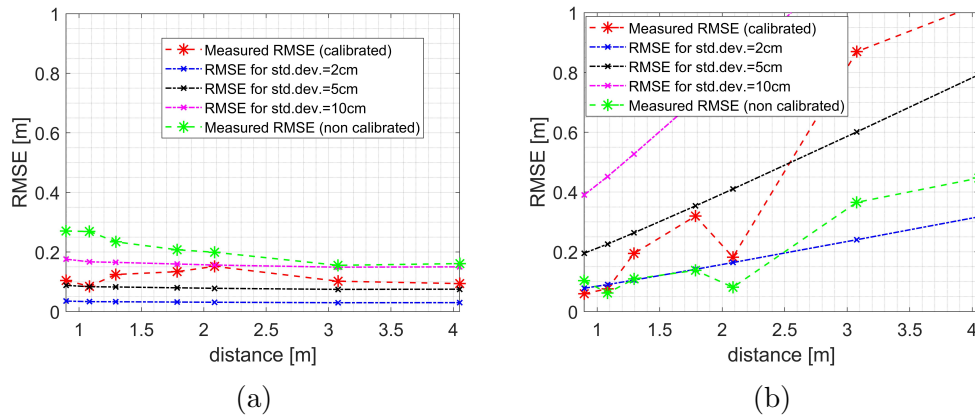


Figura 4.21: Vertical RMSE (a) e horizontal RMSE (b) su asse decentrato di $\Delta x = 0.4 m$, calibrazione avvenuta ad un metro dal piano delle ancore sull'asse centrato.

come l'aggiunta di questo tenda a migliorare la localizzazione in prossimità del punto di calibrazione, mentre allontanarsi comporta errori più grandi. Per concludere, l'effetto del metallo come piano laterale può comportare errori molto grandi dovuti a riflessione, come ci si aspettava. Tuttavia, con una opportuna rotazione delle antenne, è possibile mitigare questi effetti, riducendo la potenza inviata verso la superficie metallica, e sfruttando le proprietà di resistenza ai cammini multipli intrinseca nella tecnologia UWB.

4.3.3 Misure con configurazione TDOA

Durante la seconda campagna di misure, per vedere se era possibile compensare almeno parzialmente l'offset di distanza, si è provato a fare qualche misura campione sfruttando l'algoritmo TDOA. Le misure, realizzate con una configurazione geometrica con ancore a $0.5 m$, hanno dato risultati non soddisfacenti, come è possibile osservare in figura 4.22, nettamente più scarsi del caso con TWR, come ci si aspettava dalla teoria. La modalità TDOA dunque non è stata indagata ulteriormente.

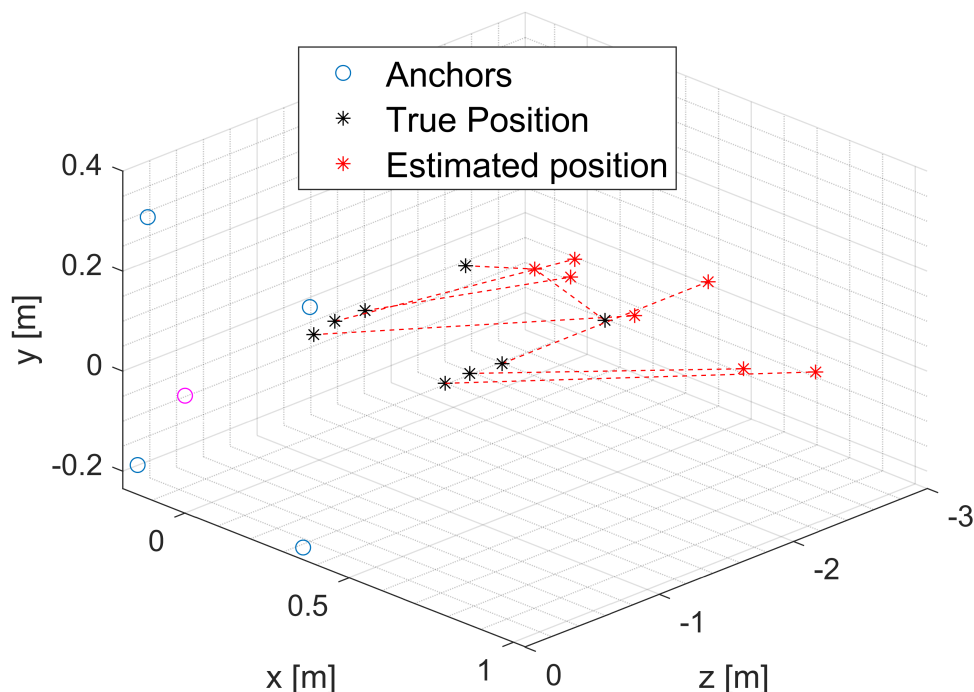


Figura 4.22: Scenario misure con algoritmo di localizzazione TDOA

4.4 Risultati sperimentali in presenza di acqua dolce

La terza campagna di misure era volta a studiare gli effetti dell'acqua dolce sul sistema di localizzazione, dato che in alcune applicazioni robotiche vi può essere la presenza di acqua. Per prima cosa, sono state montate le ancore su un telaio in legno, sui vertici di un quadrato di lato 50 cm . A differenza delle prove precedenti, in questo caso sono stati montati cinque tag, distanziati di 30 cm l'uno dall'altro, disposti su una trave solidale col piano delle ancore. Di questi solo uno alla volta veniva tenuto attivo per evitare interferenze. Il tag disposto sull'asse centrale delle ancore viene successivamente indicato come T1, per poi proseguire in ordine crescente all'allontanarsi da centro. La trave poteva essere fissata a distanza di $40, 70, 100$ e 120 cm dal piano delle ancore.

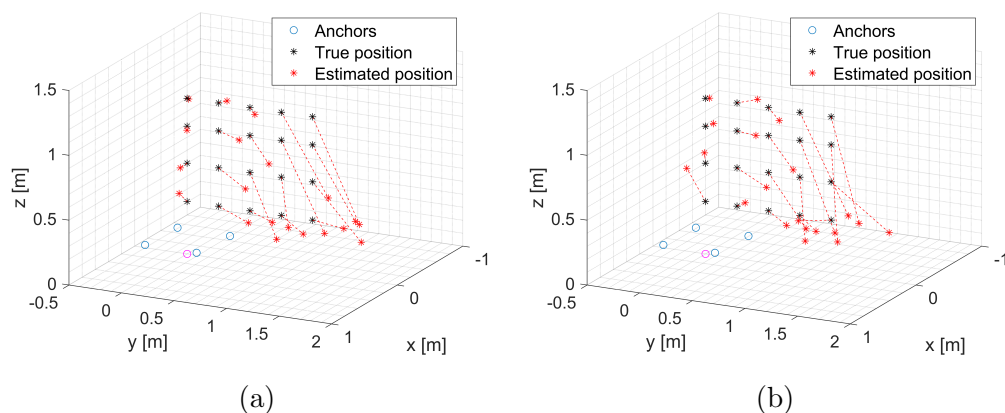


Figura 4.23: Misure di posizione: fuori vasca (a) vs in vasca (b). Il set up e la griglia utilizzata vengono riportati in Appendice B figura 4.38

4.4.1 Misure di posizione

Per prima cosa è avvenuta la calibrazione su T1 a distanza di un metro, poi si è passati alla raccolta delle misure di controllo, ovvero i dati di posizione all'esterno della vasca, necessari per poterli confrontare con quelli acquisiti in presenza di acqua e poter trarre delle conclusioni sull'entità dell'errore aggiuntivo.

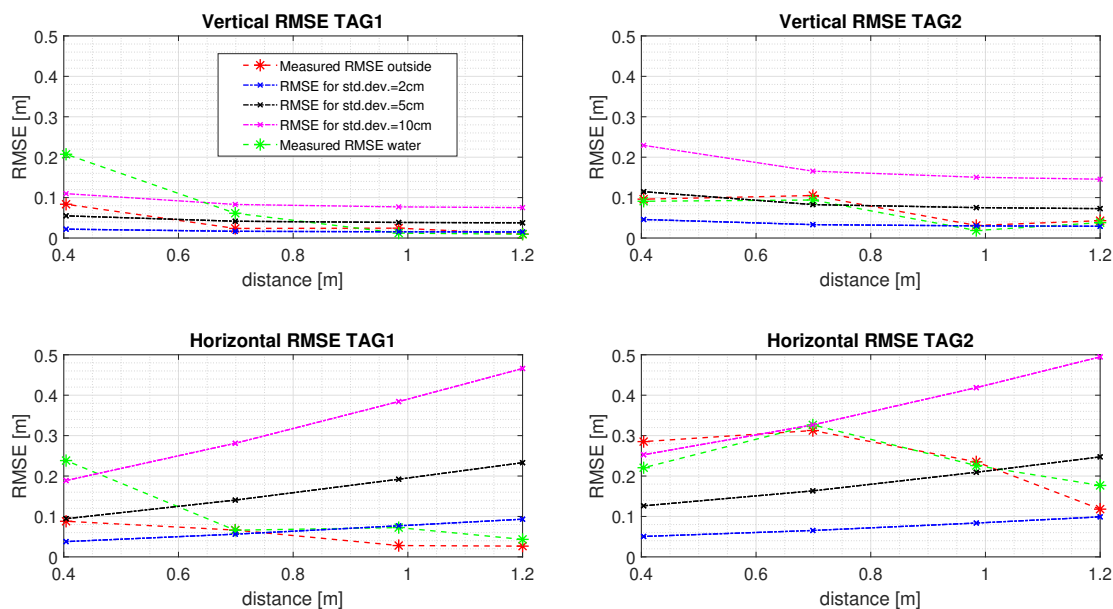
Terminate le misure fuori vasca, si è passati a quelle in vasca. L'esecuzione di queste prevedeva il posizionamento dei tag il più vicino possibile al livello dell'acqua (figura 4.26 b), dunque le ancore tendevano ad avvicinarsi al bordo vasca, di materiale metallico. Ciò ha causato, come si può vedere dalle figure 4.24 e 4.25, un aumento dell'errore per le brevi distanze.

In generale però la discrepanza tra RMSE calcolato sulle misure fuori e dentro la vasca è bassa, dunque la presenza di acqua dolce non sembra dare contributi significativi sulla stima della posizione.

Riferendoci a T1 e T2, (figura 4.24) si vede come il processo di localizzazione porti in relazione al vertical RMSE errori in linea con la teoria, a differenza di quando ci si sposta troppo dal centro del piano delle ancore (T3, T4 e T5 in figura 4.25), a riprova dei limiti della calibrazione effettuata su un punto. Riferendoci invece all'errore sul piano orizzontale, generalmente questo risulta maggiore rispetto a quello ottenuto nel caso della seconda prova, risiedendo solitamente oltre la curva del caso ideale con deviazione standard di 5 cm (curva nera), eccezion fatta per l'asse centrale.

<i>Parametro</i>	<i>Valore</i>
<i>Locationparticles</i>	6000
<i>Maximumanchor</i>	4
<i>Minimumanchors</i>	4
<i>Mobilitymodel</i>	1
<i>Mobilitystdx</i>	0.5m/s
<i>Mobilitystdy</i>	0.5m/s
<i>Mobilitystdz</i>	0.5m/s
<i>Toaestimationstd</i>	0.3
<i>Calibrato</i>	1m su asse centrale
<i>Radiotxoffset</i>	44% dell'offset totale
<i>Radiorxoffset</i>	56% dell'offset totale
<i>distanza ancora</i>	0.5m
<i>Numero ancora</i>	4
<i>Orientamento ancora</i>	Ottimo
<i>Power</i>	standard
<i>Channel</i>	5
<i>Luogo</i>	fuori vasca vs in vasca

Tabella 4.4: Parametri terza campagna di misura.

Figura 4.24: Vertical RMSE e Horizontal RMSE per T1 (asse centrato) e T2 (asse decentrato di $\Delta y = 0.3m$). Calibrazione avvenuta su T1 ad un metro di distanza.

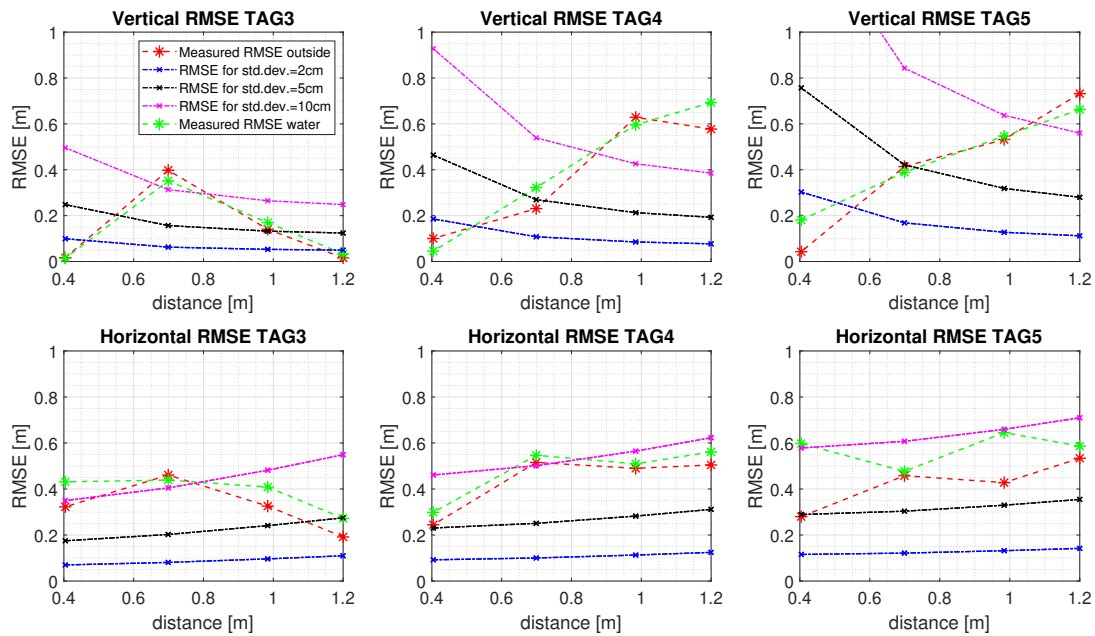


Figura 4.25: Vertical RMSE e horizontal RMSE per T3 (asse decentrato di $\Delta y = 0.6m$), T4 (asse decentrato di $\Delta y = 1m$) e T5 (asse decentrato di $\Delta y = 1.20m$). Calibrazione avvenuta su T1 ad un metro di distanza.

4.4.2 Misure dinamiche

Durante la terza campagna di misure si è provato a raccogliere delle misure dinamiche, ovvero con il telaio in movimento. Questa tipologia di dati è stata acquisita sia in vasca che fuori, ma con modalità operative diverse, coinvolgendo inoltre il solo tag T1.

In vasca le misure sono state raccolte con il tag posto ad un metro e a 0.7 metri di distanza, dunque con distanza ancora - tag fissa. Il telaio veniva alzato e abbassato per due cicli all'interno della vasca con l'ausilio di un carroponete telecomandato, fino ad avere i tag a filo dell'acqua (figura 4.26). Quello che ci si aspetta di osservare idealmente sono due punti fissi in coordinate $(x, y, z) = (0, 0, 1)m$ e $(0, 0, 0.7)m$. Il risultato della rilevazione è mostrato il figura 4.27.

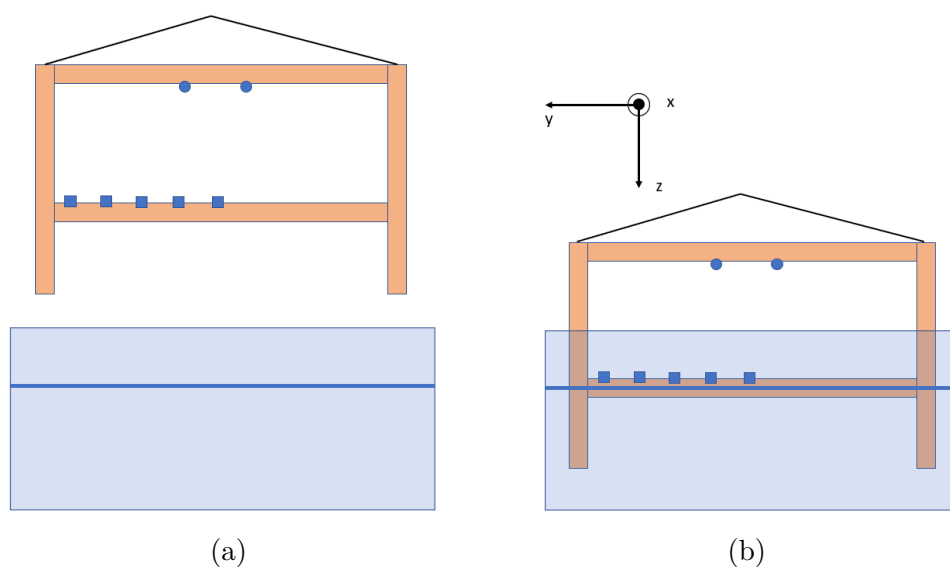


Figura 4.26: Posizionamento telaio per misure dinamiche in vasca. Posizione fuori dalla vasca (a) e posizione di massimo avvicinamento all'acqua (b). Cerchi e quadrati blu indicano le ancore e i tag rispettivamente, la linea blu indica il livello dell'acqua.

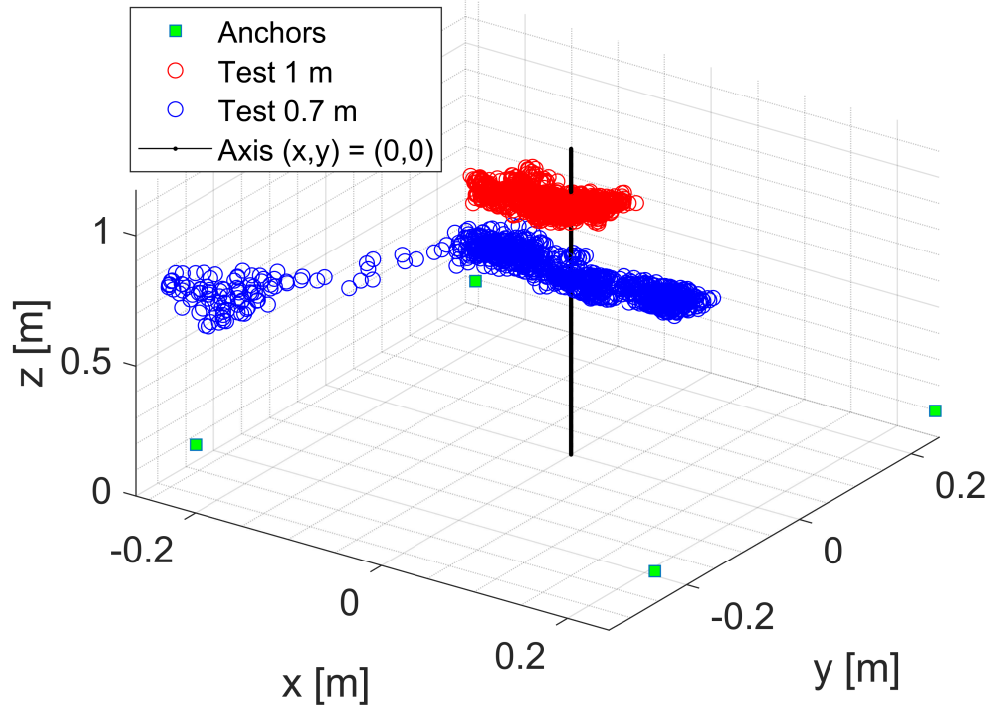


Figura 4.27: Test dinamico in vasca. Cerci rossi e blu indicano rispettivamente il caso a distanza 1 m e 0.7 m, i quadrati verdi indicano le ancore e la linea nera l'asse $(x, y) = (0, 0)m$. Idealmente avremmo dovuto osservare due punti in posizione $(x, y, z) = (0, 0, 1)m$ e $(0, 0, 0.7)m$.

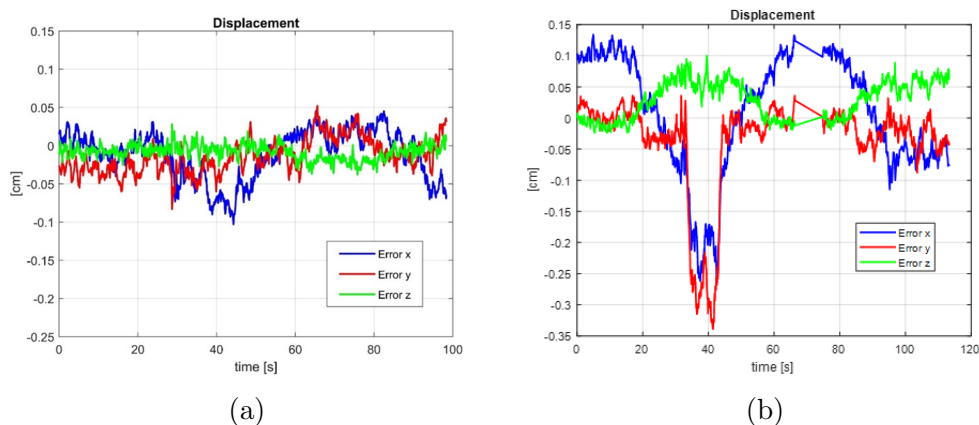


Figura 4.28: Test dinamico in vasca. Errori su assi x, y e z nel caso a 1 m (a) e a 0.7 m (b) al variare del tempo.

Essendo le ancore solidali col tag, queste venivano avvicinate al bordo della vasca, causando l'insorgere di errori dovuti a fenomeni di riflessione, in particolare, come viene mostrato nella figura 4.28, intorno ai 40 e 100 secondi, ovvero quando il tag era nel punto più vicino all'acqua e, dunque, con le ancore prossime all'estremità della vasca. Mentre per il caso a un metro l'entità dell'errore rimane comunque sotto i 10 *cm*, il fenomeno risulta molto più evidente nel caso di ancore a 0.7 *m*, con un dislocamento che arriva a sfiorare i 35 *cm* nella sola coordinata *y*. Tuttavia questo comportamento si propone solo una volta su due con un'intensità particolarmente marcata.

Successivamente sono state svolte le misure dinamiche fuori dalla vasca. In queste il tag era svincolato dal telaio, il quale è stato sollevato e abbassato tra i 60 *cm* e i 380 *cm*. Individuare la corretta posizione del tag per riportare gli errori, così come l'impedire che il telaio oscillasse, è stato molto difficile, dunque bisogna aspettarsi errori sistematici non quantificabili, senza contare che le oscillazioni del piano poi andavano a rendere il sistema di riferimento locale del telaio diverso da quello globale. Non potendo misurare istante per istante tutti questi fattori, le misure degli errori riportate sono da intendersi qualitative per avere un'idea di come opera la localizzazione piuttosto che come valori precisi e ben definiti su cui poter caratterizzare il sistema.

Di seguito sono riportate tre casistiche: tag centrato mantenendo il telaio il più stabile possibile, tag centrato cercando di fare oscillare il telaio, e tag decentrato di 25 *cm*.

Nelle figure 4.29, 4.30 e 4.31 la curva verde fornisce un'indicazione della distanza a cui si trovava il piano delle ancore rispetto al tag. Nel primo caso (figura 4.29) è possibile osservare uno spike sull'errore nel momento in cui il tag era nella posizione più vicina al piano delle ancore, probabilmente dovuto a fenomeni di saturazione, mentre l'aumento di errore quando il telaio era nella posizione di massima altitudine può essere giustificato dalle oscillazioni indesiderate o da effetti relativi al GDOP. Riferendoci invece alla figura 4.30, l'oscillazione voluta è stata instaurata nel momento in cui le ancore si trovavano alla massima altitudine, ciò si ripercuote in una sorta di asimmetria dell'errore tra la fase di salita e di discesa. Si può ancora una volta osservare, verso fine simulazione, uno spike di errore presente quando le ancore erano alla minima distanza dal tag. Infine, la figura 4.31 si riferisce al caso in cui il tag era spostato di 25 *cm* di distanza dal centro delle ancore, senza instaurazione forzata di oscillazione. Qui il problema principale è che, nonostante i tentativi di mantenere il telaio il più fermo possibile, le rotazioni di questo iniziavano a comportare errori maggiori di localizzazione sul piano *xy*.

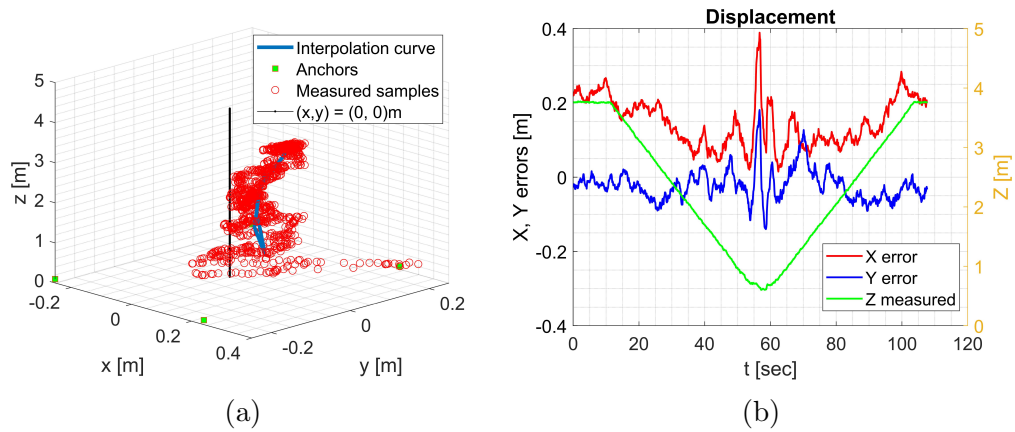


Figura 4.29: Test dinamico fuori vasca su asse centrato limitando le oscillazioni del telaio. Scenario misure (a) e relativi errori x,y (b)

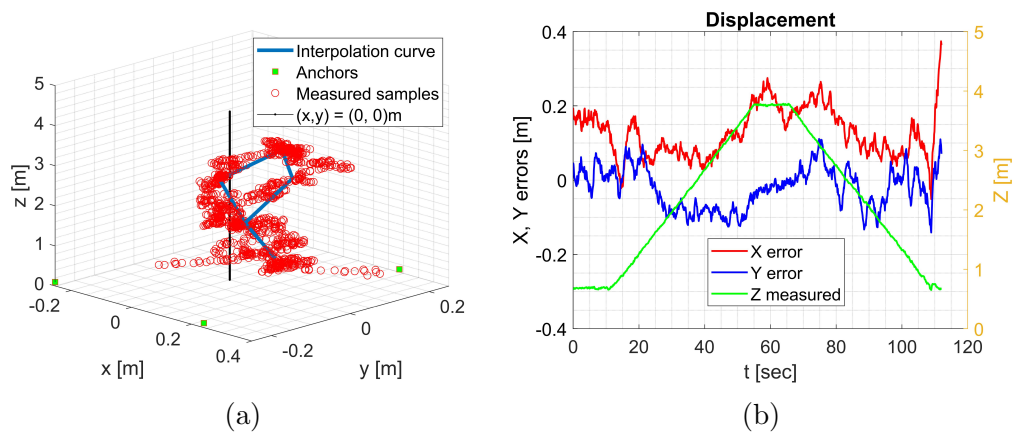


Figura 4.30: Test dinamico fuori vasca su asse centrato con oscillazioni del telaio. Scenario misure (a) e relativi errori x,y (b).

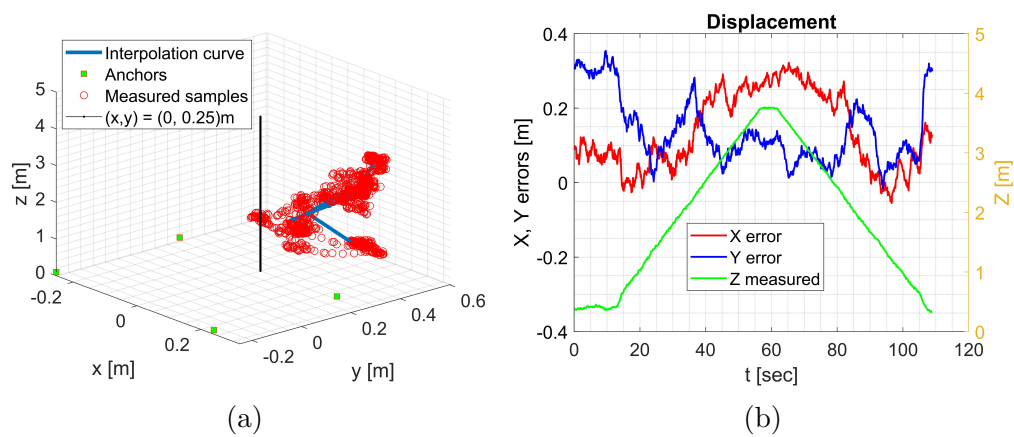


Figura 4.31: Test dinamico fuori vasca su asse decentrato di 0.25 cm limitando le oscillazioni del telaio. Scenario misure (a) e relativi errori x,y (b).

Conclusioni

Nell'elaborato è stata indagata la possibilità di utilizzare un sistema di localizzazione UWB per un'ipotetica applicazione robotica. A tale fine si è lavorato con le ancore poste sui vertici di un quadrato di lato 1 m e, di interesse maggiore, 0.5 m , in virtù della possibilità di utilizzare il sistema su un supporto mobile. In aggiunta, si è testato il sistema con l'emulazione di due ambienti sfavorevoli in tre campagne di misura, ricavando dati in presenza di riflessioni e acqua.

L'obiettivo imposto era quello di riuscire ad arrivare ad errori minori dei 10 cm in prossimità del punto di maggiore interesse, ovvero dove avverrebbe l'aggancio del target, rilassando poi il vincolo nella fase di avvicinamento. I test condotti con il sistema di localizzazione Sequitur, data una geometria molto stretta, hanno confermato la superiorità della modalità TWR per la localizzazione, ribadendo ciò che è stato osservato nella teoria del capitolo 3. Come riferito in precedenza, problematiche relative alla calibrazione sono emerse dalle varie campagne di misura. La possibilità di calibrare il sistema ha portato miglioramenti, soprattutto in vicinanza del punto di calibrazione, ma ha peggiorato le stime all'allontanarsi da quello. Quindi, calibrare il sistema nel punto di massimo interesse ha permesso di raggiungere la precisione richiesta, sacrificandola invece nella fase di avvicinamento in conformità a quelle che erano le specifiche di partenza. Ipotizzando una calibrazione ottima dinamica, riferita ad una possibile funzione deterministica, si sarebbe potuto raggiungere precisioni migliori in ogni punto.

Riguardo alle campagne di misura, si è osservato un forte impatto sulle prestazioni della localizzazione in presenza di metallo vicino alle ancore nel momento in cui queste non erano opportunamente orientate. Per evitare questi effetti, l'utilizzo di antenne direttive studiate ad hoc per l'ambiente e opportunamente orientate può evitare il presentarsi di questi forti fenomeni di riflessione, migliorando la localizzazione.

La presenza di acqua dolce invece non influisce significativamente sulle misure, tuttavia potrebbe essere interessante osservare gli effetti in presenza di acqua salata.

Nonostante sistemi ottici potrebbero dare risultati migliori, la tecnologia UWB ha la possibilità di lavorare anche in condizioni di scarsa visibilità. Un possibile sviluppo futuro, nel momento in cui precisioni molto spinte dovessero essere necessarie, potrebbe essere quello di basarsi sul concetto di *sensor fusion*, ovvero l'integrazione di più dati da sensori di tipologie diverse, al fine di sfruttare i vantaggi di questi nelle varie fasi del processo di localizzazione e avvicinamento al target.

Appendice

Appendice A

In questa viene descritto il set up del sistema di localizzazione utilizzato, composto da:

- supporti in legno, uno per il tag e uno per le ancore, composto da due assi a formare una croce inscritta in un quadrato di lato maggiore di un metro
- due treppiedi per il supporto dei sostegni in legno
- sostegni per speaker universali, per fissare i nodi al legno
- almeno 5 nodi del sistema Sequitur, quattro per le ancore e uno per il tag. (Nella terza campagna sono stati utilizzati 5 tag)
- hub USB, utilizzato per alimentare le ancore
- power bank, per alimentazione dei tag
- prolunga per connettere l'usb HUB alla presa a muro
- cavi USB A - microUSB, i nodi sensore sono dotati di ingresso microUSB (non è l'unico modo in cui possono essere alimentati)
- access point
- PC con installata Java Virtual machine ($\geq 1.8.0_{121}$)

Si consiglia di installare i supporti delle ancore con il lato lungo fissato al legno, mentre quello corto al nodo, permettendo così una maggiore mobilità per l'orientamento dello stesso (figura 4.32).

L'utilizzo del power bank sul nodo tag permette una maggiore mobilità, ma comporta la necessità di doverlo cambiare regolarmente. Il power bank utilizzato aveva una capacità di 10000mAh, sufficiente a ricavare misure per

quasi due giornate lavorative. Lato ancore invece, poiché fisse, si è utilizzata l'alimentazione a muro per evitare interazioni con la struttura che avrebbero potuto spostare le ancore (figura 4.33). Infatti fase critica era proprio il posizionamento delle ancore, poiché bisognava stare attenti all'orientamento di queste, alla definizione della posizione e della direzione normale al piano delle ancore. Il posizionamento in laboratorio era afflitto da errori manuali, nonostante l'utilizzo della maggior premura possibile. La posizione delle ancore veniva raccolta con un distanziometro laser, mentre per la corretta angolazione si usava una combinazione di fili a piombo e laser. Lato tag il posizionamento avveniva sempre con filo a piombo e distanziometro per il controllo della corretta altezza. Il tag veniva spostato su una griglia predefinita (Appendice B).

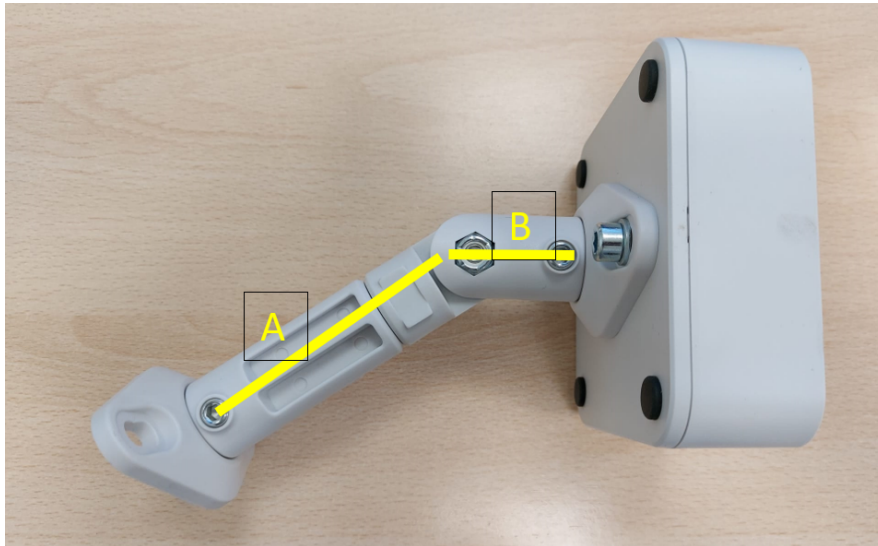


Figura 4.32: Fissaggio ancore al sostegno. Per garantire la massima mobilità si consiglia di collegare la parte lunga (A) alla struttura, mentre la parte corta (B) al nodo sensore.

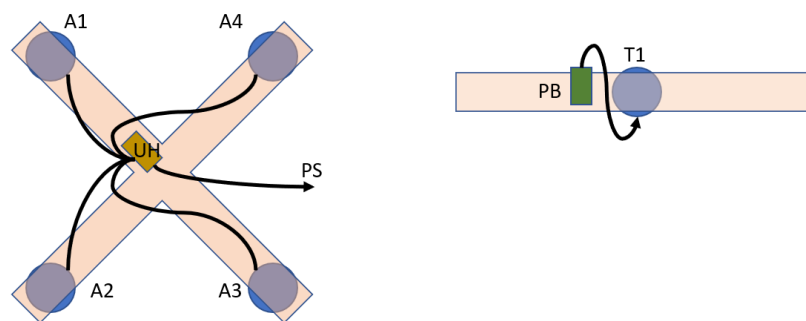


Figura 4.33: Visione da dietro dei collegamenti dei nodi. A1,...,A4 indicano le ancore, T1 il tag, UH l'hub USB, PS il collegamento alla presa a muro e PB il power bank.

Appendice B

Di seguito vengono mostrate le griglie utilizzate sia in laboratorio che nelle varie campagne.

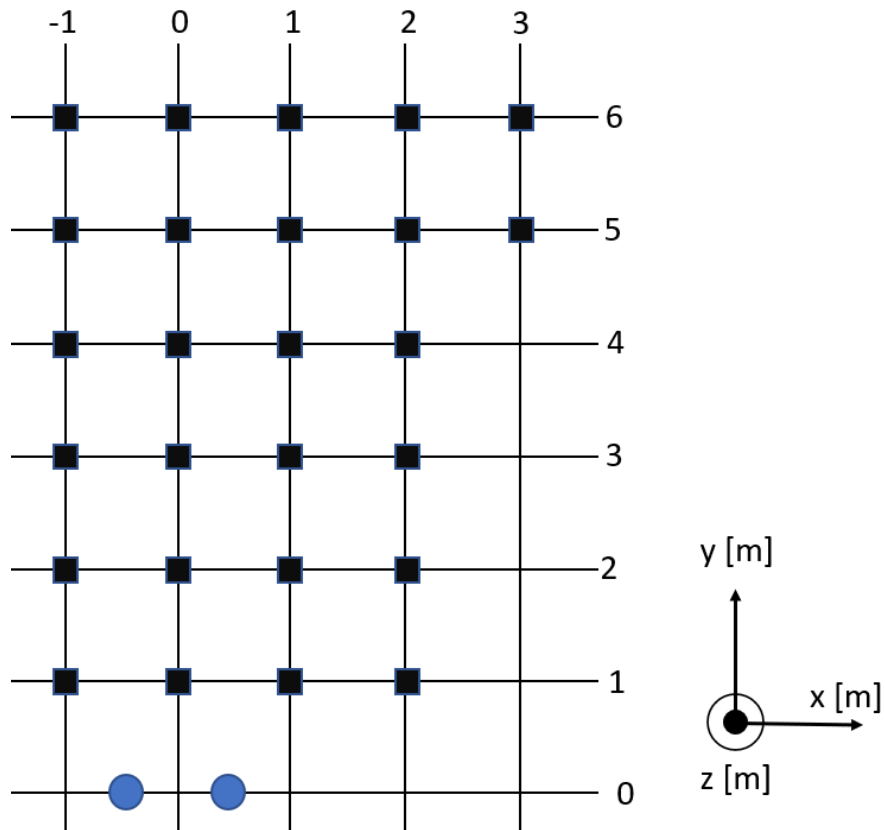


Figura 4.34: Griglia dei punti dove posizionare il tag utilizzata in laboratorio.

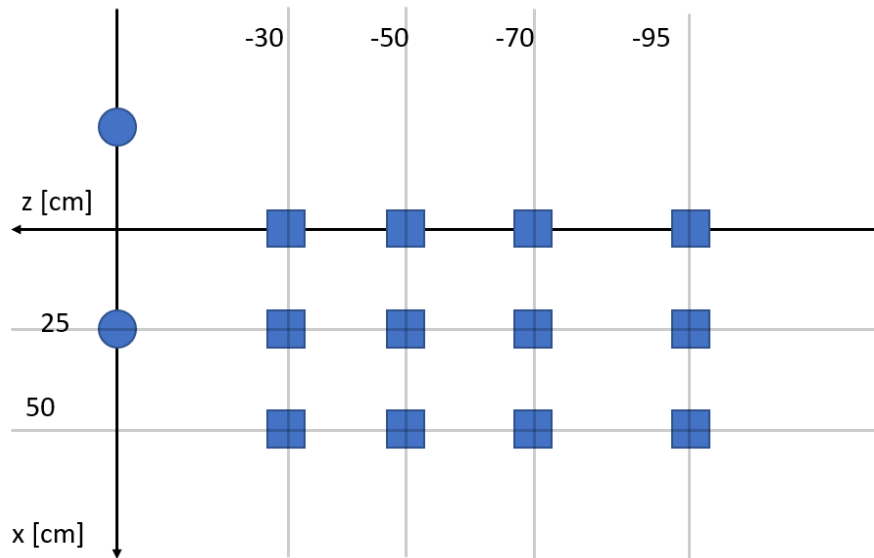


Figura 4.35: Griglia dei punti dove posizionare il tag utilizzata nella prima campagna di misure.

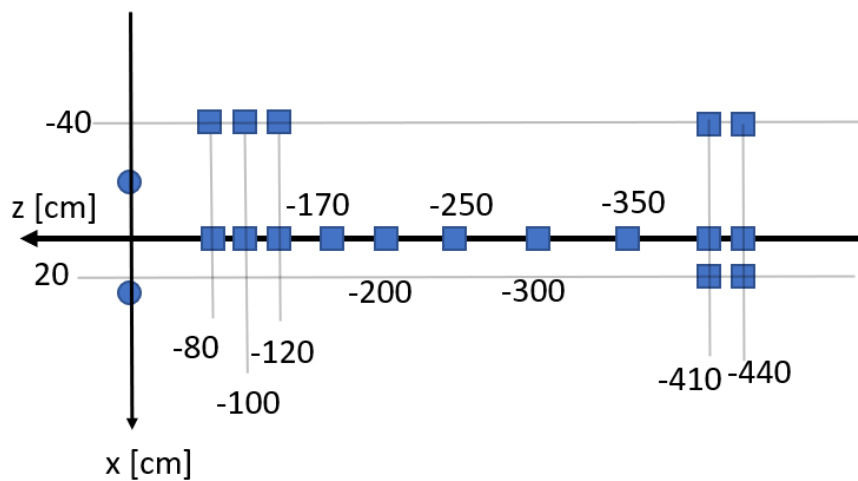


Figura 4.36: Griglia dei punti dove posizionare il tag utilizzata nella prima parte della seconda campagna di misure.

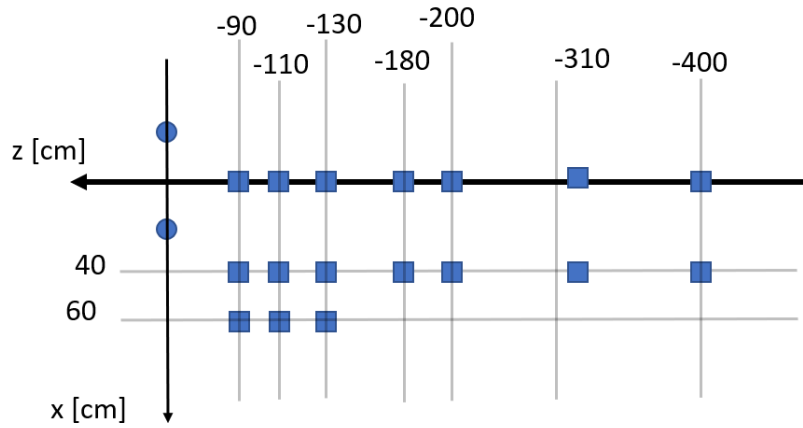


Figura 4.37: Griglia dei punti dove posizionare il tag utilizzata nella seconda parte della seconda campagna di misure.

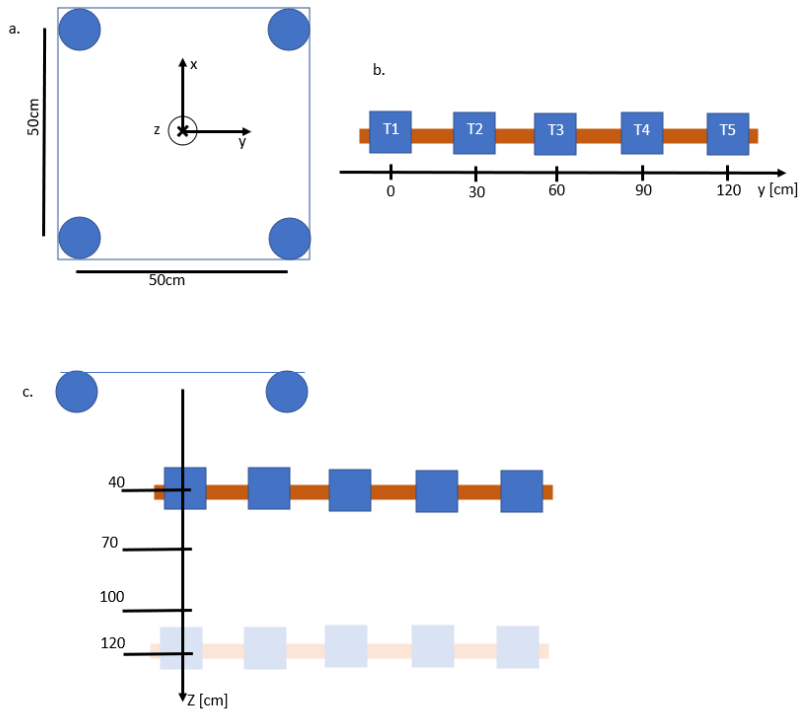


Figura 4.38: Dettaglio del posizionamento delle ancore (a) e dei tag (b). Griglia dei punti dove posizionare il tag utilizzata nella terza campagna di misure (c).

Appendice C

In questa viene descritto come impostare il software del sistema Sequitur per l'utilizzo delle funzioni di localizzazione.

- Per prima cosa bisogna collegare i nodi desiderati e il PC alla stessa rete, a tale fine si è utilizzato un access point.
 - Nella barra degli indirizzi di un qualunque motore di ricerca, copiare e incollare l'indirizzo IP del nodo sensore e procedere con l'autenticazione attraverso le apposite credenziali. Qui è possibile aggiornare il firmware del nodo e, se necessario, impostare un IP statico.
 - Lanciare ora il file *sequitur_manager.bat*, contenuto in una cartella con nome *SequiturCore-full-2021-06-07-1.16.8-ui1.107* (o simile) e premere su "Open Client".
 - Selezionare **Control Panel** e successivamente impostare la **Software Mode**, ovvero la tecnica di localizzazione (InGPS TWR).
 - Selezionare **Network** e creare la rete fisica (poiché vengono impiegati i tag). Salvare premendo *Send to server*.
 - Nella voce **Radio** selezionare LT1. Parametri aggiuntivi sono disponibili accedendo alla modalità *developer*, con apposito comando fornito dall'azienda sviluppatrice. Da questa si può accedere a parametri aggiuntivi anche in altri campi, ma questi influiscono pesantemente sulle prestazioni, quindi prestare attenzione alle modifiche.
 - Sotto **System** attivare *Maintenance ON*, permettendo al sistema di rilevare nuovi nodi. Passare a **Device class** per conferire ai nodi l'attributo necessario (ancora o tag), per poi tornare a **System** e premere *Maintenance OFF*, disattivando la possibilità di rilevare nuovi nodi.
 - Sotto **Device DB** è possibile interagire con i nodi e modificare i parametri. Passaggio consigliato è l'associazione di un *alias* ai vari nodi (voce: *ALIAS*). Per farlo, associare il codice UID mostrato nel software con quello scritto al lato del nodo. È anche possibile, premendo il pulsante *user* sul nodo, illuminare momentaneamente la riga riferita al nodo nel software, per facilitare l'associazione. Ad ogni aggiornamento salvare le modifiche.
-

- In **Environment** è possibile indicare la posizione delle ancore nello spazio tridimensionale, impostare la *localization area* e potenzialmente aree proibite.
- In **Firmware** è possibile controllare il firmware utilizzato, indicato con una stella colore arancione. Nelle prove è stato utilizzato il firmware *InGPS versione 2.6*.
- Tornando a **Device DB**, sotto *parameters*, è possibile modificare i vari parametri di localizzazione.

Appendice D

In questa vengono descritti i principali parametri riportati in tabella 4.5. La lista completa di tutti i parametri di localizzazione è possibile trovarla, una volta lanciato il file *sequitur_manager.bat* ed aver fatto *Open client*, alla voce *Consult documentation of Sequitur RTLS (API and parameters)*.

Una rapida descrizione dei parametri principali viene riportata di seguito.

Tabella 4.5: Tabella descrittiva dei parametri del sistema Sequitur (ed aggiuntivi) utilizzati nelle misure sperimentali.

<i>Parametro</i>	<i>Valore</i>
<i>Positioningperiod</i>	Controlla il periodo nel quale il firmware colleziona le misure e aggiorna la posizione stimata. Se il Tag non ottiene sufficienti misure, l'aggiornamento della posizione dipende dal solo parametro mobilitymodel . Il valore è espresso in millisecondi. Valore utilizzato = 100
<i>2dpositioning</i>	Il parametro controlla la modalità di posizionamento del Tag (3D, 2D o modalità mista). Il valore indica la modalità. Caso utilizzato 0: Posizionamento stimato in 3 gradi di libertà (spazio x y z).
<i>Positioningfiltermode</i>	Il parametro controlla il tipo di filtro passa-basso utilizzato (se desiderato o richiesto), per ottenere una stima della posizione meno frenetica. Il filtro introduce ritardi. Caso utilizzato 0: filtro disabilitato.

Tabella 4.5 – Tabella descrittiva dei parametri del sistema *Sequitur* (ed aggiuntivi) utilizzati nelle misure sperimentali.

<i>Parametro</i>	<i>Valore</i>
<i>Sensorfusionmode</i>	Controlla l'utilizzo dei dati del sensore inerziale nel filtro di posizione per migliorare la precisione. Caso utilizzato 0: Disabilitato.
<i>Locationparticles</i>	Numero di particelle utilizzate nell'algoritmo di localizzazione. Usare un valore alto se utilizzata una <i>localization area</i> ampia. Usare un numero basso per ridurre la complessità computazionale.
<i>Maximumanchor</i>	Massimo numero di ancore utilizzate dal Tag nel processo di localizzazione TWR. Se più del Maximumanchor sono disponibili, il firmware del Tag sceglie le migliori in relazione alla qualità delle stime. Maggiore il numero di ancore coinvolte, migliore la stima, ma maggiore anche la latenza. In totale per un ciclo completo necessitiamo di $T_{TWR} = 3 * 6 * maximumanchors$ millisecondi.
<i>Minimumanchors</i>	Numero minimo di ancore coinvolte dal Tag per misure TWR. Se vi sono meno ancore visibili, viene effettuato uno scan della rete per cercarne di nuove.
<i>Mobilitymodel</i>	Modello di mobilità utilizzato dall'algoritmo di localizzazione. Caso 1: ipotesi di movimento equiprobabile in (x, y, z). La velocità ipotizzata è specificata nei parametri mobilitystdx , mobilitystdy , mobilitystdz . Caso 3: misure singole, il tracking è disabilitato e ogni misura di posizione dipende solo dalla misura corrente.
<i>Mobilitystdx</i>	Velocità del Tag attesa (per movimenti casuali) sull'asse x [m/s].
<i>Mobilitystdy</i>	Velocità del Tag attesa (per movimenti casuali) sull'asse y [m/s].
<i>Mobilitystdz</i>	Velocità del Tag attesa (per movimenti casuali) sull'asse z [m/s].

Tabella 4.5 – Tabella descrittiva dei parametri del sistema Sequitur (ed aggiuntivi) utilizzati nelle misure sperimentali.

<i>Parametro</i>	<i>Valore</i>
<i>Toaestimationstd</i>	Parametro che controlla la deviazione standard considerata per le misure UWB, quando la qualità è considerata buona.
<i>Radiotxoffset</i>	Parametro di calibrazione (offset) per la correzione del tempo in TX [m].
<i>Radiorxoffset</i>	Parametro di calibrazione (offset) per la correzione del tempo in RX [m].
<i>Power</i>	Livello di potenza utilizzato dal modulo di trasmissione radio UWB
<i>Radiochannel</i>	Il parametro controlla il dispositivo Sequitur affinché trasmetta e comunichi su uno specifico canale, in accordo con le specifiche IEEE 802.15.4a. Tutti i nodi Sequitur dello stesso sistema devono essere impostati sullo stesso canale. (Utilizzato canale 5).
<i>distanza ancore*</i>	Lunghezza del lato del quadrato sui cui vertici erano fissate le ancore, coincide con la minima spaziatura tra queste.
<i>Numero ancore*</i>	Numero di ancore utilizzato nelle misure, sempre impostato = Maximumanchors = Minimumanchors
<i>Orientamento ancore*</i>	Indicazione di come le ancore sono state orientate, se con orientamento ottimo o non ottimo.
<i>Luogo*</i>	Indicazione di dove la prova sia stata compiuta.

*Parametri aggiuntivi non presenti nel sistema Sequitur, ma di aiuto alla descrizione delle prove.

Appendice E

In questa viene riportato il diagramma di radiazione delle sole antenne nei moduli DWM1000 [31] (figura 4.39), senza considerare la circuiteria e il case dei nodi sensore, i quali però andranno ad incidere sui diagrammi di radiazione finali.

Dalla figura 4.39, in relazione al canale 5, si può notare come l'antenna irradia in maniera abbastanza uniforme rispetto al piano azimutale, mentre quando si passa ai piani di elevazione ciò non è più vero. In particolare per l'angolo a 270° nel caso del primo piano di elevazione, si arriva a -15dBi , mentre in riferimento al secondo piano di elevazione la perdita è di circa -10dBi per gli angoli 0° e 180° . Questa riduzione del guadagno è stata sfruttata per mitigare le riflessioni nella seconda metà della seconda campagna di misure.

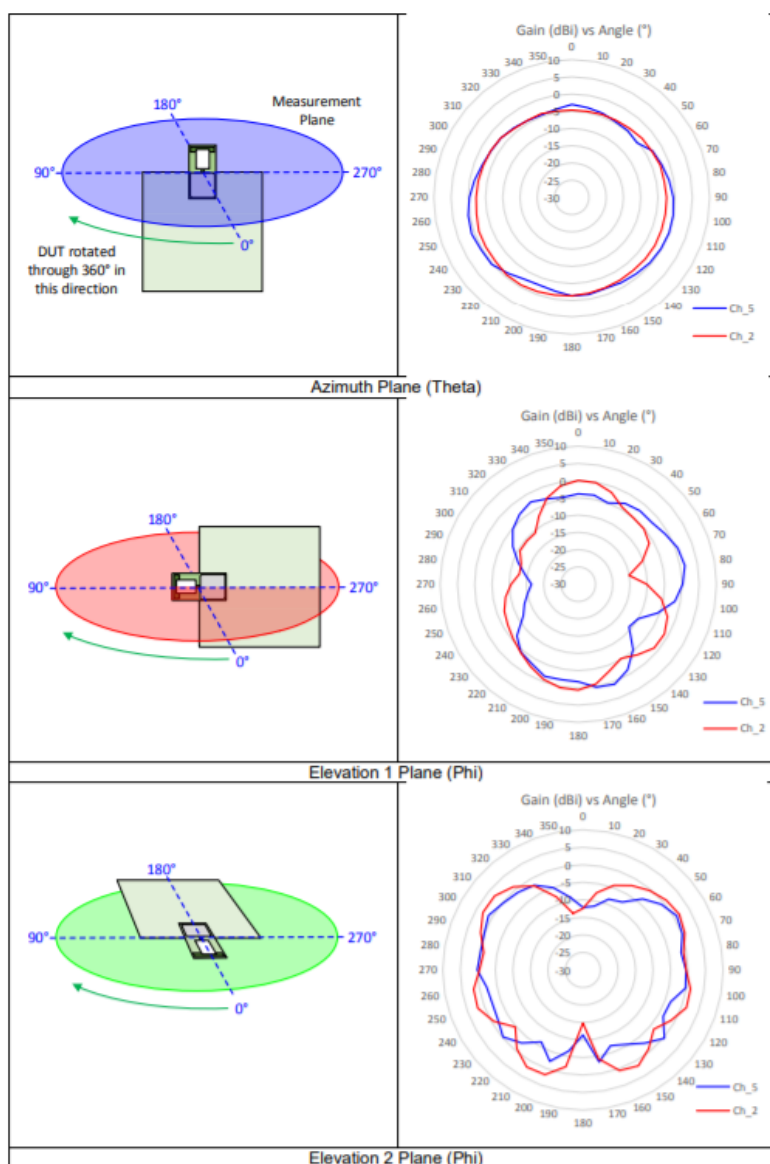


Figura 4.39: Diagramma di radiazione dell'antenna per canale 2 (rosso) e 5 (blu) [31].

Elenco delle figure

1	Esempio di applicazione. Posizionamento dei nodi sensore (cerchi blu) su braccio meccanico. Il quadrato blu indica l'oggetto da localizzare e afferrare.	2
1.1	Spettro di un segnale UWB comparato ad un segnale a banda stretta. f_c indica la frequenza centrale, calcolabile come $f_c = (f_h + f_l)/2$	6
1.2	Generazione pacchetto UWB PHY, <i>IEEE Std 802.15.4a-2007</i> Fig.27b [6].	11
1.3	Generazione pacchetto UWB PHY, <i>Esempio di simbolo UWB PHY</i> [6].	11
2.1	Processo di ricampionamento degli stati in un particle filter [17].	20
3.1	Principio di localizzazione AOA. In verde la regione nella quale il dispositivo può risiedere.	26
3.2	Principio di localizzazione per tecnica RSS, TOA e TWR nel caso bidimensionale. Il target viene localizzato nell'intersezione delle tre corone circolari.	26
3.3	Principio di localizzazione per la tecnica TDOA in ambiente bidimensionale.	28
3.4	VDOP (a) e HDOP (b) per modalità TDOA, con spaziatura ancore di 1m. Piano per $z = 1m$	33
3.5	VDOP (a) e HDOP (b) per modalità TWR, con spaziatura ancore di 1m. Piano per $z = 1m$	33
3.6	VDOP (a) e HDOP (b) per modalità TWR, con spaziatura ancore di 0.5m. Piano per $z = 1m$	34
3.7	Confronto curve GDOP, VDOP e HDOP su asse centrato rispetto alle ancore con spaziatura a 1 m (a) e 0.5 m (b). . . .	35

3.8	Confronto curve vertical RMSE(a) e horizontal RMSE (b) con fattori di normalizzazione (deviazione standard) di 2, 5 e 10 <i>cm</i> , su asse centrato rispetto alle ancore con spaziatura a 1 <i>m</i>	35
3.9	Confronto curve vertical RMSE(a) e horizontal RMSE (b) con fattori di normalizzazione (deviazione standard) di 2, 5 e 10 <i>cm</i> , su asse centrato rispetto alle ancore con spaziatura a 0.5 <i>m</i>	36
4.1	Esempio di impostazione della localization area.	38
4.2	Set-up misure di laboratorio. I punti neri rappresentano la proiezione sul terreno delle posizioni del tag. La griglia è visibile in dettaglio nell'Appendice B figura 4.34.	39
4.3	Misure di posizione, confronto modello di mobilità 1 (a) e 3 (b), 6000 particelle in un volume di 384 <i>m</i> ³ . I cerchi blu rappresentano le posizioni reali assunte dal tag, gli asterischi rossi la posizione delle ancore e il triangolo giallo il centro del sistema di riferimento. I punti localizzati sono divisi per colore in relazione all'asse a cui si riferiscono.	40
4.4	Vertical RMSE (a) e horizontal RMSE (b). Tag disposto sull'asse centrale. Le curve rossa e verde si riferiscono alle misure raccolte con mobility 1 e 3 rispettivamente, le curve magenta, nera e blu invece al RMSE nell'ipotesi di un sistema ideale con deviazioni standard di 10, 5 e 2 <i>cm</i> rispettivamente.	41
4.5	Visualizzazione del problema dell'offset, ancore distanziate di 1 <i>m</i> , localizzazione in 2D ($y = 0$ fissata).	42
4.6	Misure di posizione. Ancore spaziate di 1 <i>m</i> , confronto dell'offset fornito al tag: -0.30 <i>m</i> (a) vs -0.40 <i>m</i> (b).	42
4.7	Vertical RMSE (a) e horizontal RMSE (b), con spaziatura ancore di 1 <i>m</i> . Tag disposto sull'asse centrato. Offset di -0.30 <i>m</i> vs -0.40 <i>m</i>	43
4.8	Vertical RMSE (a) e horizontal RMSE (b), con spaziatura ancore di 1 <i>m</i> . Tag disposto sull'asse per $x = -1$ <i>m</i> . Offset di -0.30 <i>m</i> vs -0.40 <i>m</i>	43
4.9	Misure di posizione. Ancore spaziate di 50 <i>cm</i> , offset = -0.30 <i>m</i> , fornito al tag.	44
4.10	Vertical RMSE (a) e horizontal RMSE (b), con spaziatura tra ancore di 50 <i>cm</i> . Tag disposto sull'asse centrato. Offset di -0.30 <i>m</i>	44
4.11	Offset in relazione al RSSI. Misure raccolte nella terza campagna di misure fuori vasca.	46

4.12	Offset e RSSI in relazione alla distanza. Misure raccolte nella terza campagna di misure fuori vasca.	46
4.13	Orientamento nodi non ottimo.	48
4.14	Scenario misure. Laboratorio università (a) vs stanza metrologica (b). I cerchi blu indicano la posizione delle ancore, gli asterischi neri e rossi indicano rispettivamente la posizione vera e quella stimata del tag. Ancore distanziate di 0.5 m. La griglia utilizzata in stanza metrologica viene riportata in Appendice B figura 4.35.	49
4.15	Vertical RMSE (a) e horizontal RMSE (b), calibrazione avvenuta ad un metro dal piano delle ancore sull'asse centrato. Ancore distanziate di 0.5 m.	49
4.16	Scenario misure in presenza di forti riflessioni. I cerchi blu indicano la posizione delle ancore, gli asterischi neri e rossi indicano rispettivamente la posizione vera e quella stimata del tag. La griglia utilizzata viene riportata in Appendice B figura 4.36.	51
4.17	Vertical RMSE (a) e horizontal RMSE (b). Asse centrato, ancore spaziate di 50 cm.	51
4.18	Ancore orientate in modo da minimizzare il guadagno verso la superficie metallica, e massimizzarlo parallelamente al piano verso il tag.	52
4.19	Scenario misure, localizzazione con calibrazione a 1 m sull'asse centrato (a) e senza calibrazione (b). I cerchi blu indicano la posizione delle ancore, gli asterischi neri e rossi indicano rispettivamente la posizione vera e quella stimata del tag. La griglia utilizzata viene riportata in Appendice B figura 4.37.	53
4.20	Vertical RMSE (a) e horizontal RMSE (b) sull'asse centrato, calibrazione avvenuta ad un metro dal piano delle ancore sull'asse centrato.	53
4.21	Vertical RMSE (a) e horizontal RMSE (b) su asse decentrato di $\Delta x = 0.4 m$, calibrazione avvenuta ad un metro dal piano delle ancore sull'asse centrato.	54
4.22	Scenario misure con algoritmo di localizzazione TDOA	55
4.23	Misure di posizione: fuori vasca (a) vs in vasca (b). Il set up e la griglia utilizzata vengono riportati in Appendice B figura 4.38	56
4.24	Vertical RMSE e Horizontal RMSE per T1 (asse centrato) e T2 (asse decentrato di $\Delta y = 0.3m$). Calibrazione avvenuta su T1 ad un metro di distanza.	57

4.25	Vertical RMSE e horizontal RMSE per T3 (asse decentrato di $\Delta y = 0.6m$), T4 (asse decentrato di $\Delta y = 1m$) e T5 (asse decentrato di $\Delta y = 1.20m$). Calibrazione avvenuta su T1 ad un metro di distanza.	58
4.26	Posizionamento telaio per misure dinamiche in vasca. Posizione fuori dalla vasca (a) e posizione di massimo avvicinamento all'acqua (b). Cerchi e quadrati blu indicano le ancore e i tag rispettivamente, la linea blu indica il livello dell'acqua.	59
4.27	Test dinamico in vasca. Cerci rossi e blu indicano rispettivamente il caso a distanza $1m$ e $0.7m$, i quadrati verdi indicano le ancore e la linea nera l'asse $(x, y) = (0, 0)m$. Idealmente avremmo dovuto osservare due punti in pozione $(x, y, z) = (0, 0, 1)m$ e $(0, 0, 0.7)m$	60
4.28	Test dinamico in vasca. Errori su assi x, y e z nel caso a $1m$ (a) e a $0.7m$ (b) al variare del tempo.	60
4.29	Test dinamico fuori vasca su asse centrato limitando le oscillazioni del telaio. Scenario misure (a) e relativi errori x,y (b)	62
4.30	Test dinamico fuori vasca su asse centrato con oscillazioni del telaio. Scenario misure (a) e relativi errori x,y (b).	62
4.31	Test dinamico fuori vasca su asse decentrato di $0.25cm$ limitando le oscillazioni del telaio. Scenario misure (a) e relativi errori x,y (b).	63
4.32	Fissaggio ancore al sostegno. Per garantire la massima mobilità si consiglia di collegare la parte lunga (A) alla struttura, mentre la parte corta (B) al nodo sensore.	68
4.33	Visione da dietro dei collegamenti dei nodi. A1,...,A4 indicano le ancore, T1 il tag, UH l'hub USB, PS il collegamento alla presa a muro e PB il power bank.	69
4.34	Griglia dei punti dove posizionare il tag utilizzata in laboratorio. 70	
4.35	Griglia dei punti dove posizionare il tag utilizzata nella prima campagna di misure.	71
4.36	Griglia dei punti dove posizionare il tag utilizzata nella prima parte della seconda campagna di misure.	71
4.37	Griglia dei punti dove posizionare il tag utilizzata nella seconda parte della seconda campagna di misure.	72
4.38	Dettaglio del posizionamento delle ancore (a) e dei tag(b). Griglia dei punti dove posizionare il tag utilizzata nella terza campagna di misure (c).	72
4.39	Diagramma di radiazione dell'antenna per canale 2 (rosso) e 5 (blu) [31].	77

Bibliografia

- [1] D. Dardari et al., "An Ultra-wideband Battery-less Positioning System for Space Applications," 2019 IEEE International Conference on RFID Technology and Applications (RFID-TA), 2019, pp. 104-109, doi: 10.1109/RFID-TA.2019.8892114.
- [2] S. Lee, G. Tewolde, J. Lim and J. Kwon, "QR-code based Localization for Indoor Mobile Robot with validation using a 3D optical tracking instrument," 2015 IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM), 2015, pp. 965-970, doi: 10.1109/AIM.2015.7222664.
- [3] Federal Communications Commission, Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems, first report and order (ET Docket 98- 153), adopted Feb. 14, 2002, released April 22, 2002
- [4] M. Z. Win, D. Dardari, A. F. Molisch, W. Wiesbeck, and Z. Jinyun, "History and applications of UWB [scanning the issue]," Proc. IEEE, Special Issue UWB Technol. Emerging Appl., vol. 97, no. 2, pp. 198-204, Feb. 2009
- [5] F. Sabath, E. L. Mokole and S. N. Samaddar, "Definition and classification of ultra-wideband signals and devices," in URSI Radio Science Bulletin, vol. 2005, no. 313, pp. 12-26, June 2005, doi: 10.23919/URSIRSB.2005.7909522
- [6] IEEE Standard for Information technology- Telecommunications and information exchange between systems- Local and metropolitan area networks- Specific requirements Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)
- [7] Commission Implementing Decision (EU) 2019/785 of 14 May 2019 on the harmonisation of radio spectrum for equipment using ultra-wideband

technology in the Union and repealing Decision 2007/131/EC (notified under document C(2019) 3461) (Text with EEA relevance).

- [8] European Commission, Commission decision of 21 February 2007 on allowing the use of the radio spectrum for equipment using ultra-wideband technology in a harmonized manner in the community. Official Journal of the European Union, vol. C (2007) 522, Feb. 2007. European Commission, Amendment to ECC decision to include daa: Ecc/dec/(06)12 amended, October 2008
 - [9] Short Range Devices (SRD) using Ultra Wide Band technology (UWB); Harmonised Standard covering the essential requirements of article 3.2 of the Directive 2014/53/EU; Part 2: Requirements for UWB location tracking
 - [10] E. Karapistoli, F. Pavlidou, I. Gragopoulos and I. Tsetsinas, "An overview of the IEEE 802.15.4a Standard," in IEEE Communications Magazine, vol. 48, no. 1, pp. 47-53, January 2010, doi: 10.1109/MCOM.2010.5394030.
 - [11] D. Dardari, P. Closas and P. M. Djurić, "Indoor Tracking: Theory, Methods, and Technologies," in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 64, no. 4, pp. 1263-1278, April 2015, doi: 10.1109/TVT.2015.2403868.
 - [12] Brian D.O. Anderson and J. B. Moore, Optimal Filtering. New York, NY, USA: Courier Dover, 2012
 - [13] Welch, Greg and Bishop, Gary and others, An introduction to the Kalman filter, Chapel Hill, NC, USA, welch1995introduction, 1995.
 - [14] F. Gustafsson, "Particle filter theory and practice with positioning applications," in IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 25, no. 7, pp. 53-82, July 2010, doi: 10.1109/MAES.2010.5546308.
 - [15] J. V. Candy, "Bootstrap Particle Filtering," in IEEE Signal Processing Magazine, vol. 24, no. 4, pp. 73-85, July 2007, doi: 10.1109/MSP.2007.4286566.
 - [16] V. Fox, J. Hightower, Lin Liao, D. Schulz and G. Borriello, "Bayesian filtering for location estimation," in IEEE Pervasive Computing, vol. 2, no. 3, pp. 24-33, July-Sept. 2003, doi: 10.1109/MPRV.2003.1228524.
-

- [17] Peng Wang, Robert X. Gao, Adaptive resampling-based particle filtering for tool life prediction, *Journal of Manufacturing Systems*, Volume 37, Part 2, 2015, Pages 528-534, ISSN 0278-6125
 - [18] Mobile and wireless communications networks : IFIP- TC6/European Commission Networking 2000 International Workshop, MWCN 2000 : Paris, France, May 16-17, 2000 : proceedings IFIP-TC6/European Commission Networking 2000 International Workshop, Omidyar, Cambyse Guy,, Springer, Berlin; New York, 2000.
 - [19] S. Gezici et al., "Localization via ultra-wideband radios: a look at positioning aspects for future sensor networks," in *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 22, no. 4, pp. 70-84, July 2005, doi: 10.1109/MSP.2005.1458289.
 - [20] D.Dardari, E.Falletti, and M. Luise, in *Satellite and Terrestrial Radio Positioning Techniques - A signal processing perspective*. Elsevier Ltd, London, 2011, p.464
 - [21] R. Peng and M. L. Sichitiu, "Angle of Arrival Localization for Wireless Sensor Networks," 2006 3rd Annual IEEE Communications Society on Sensor and Ad Hoc Communications and Networks, 2006, pp. 374-382, doi: 10.1109/SAHCN.2006.288442.
 - [22] R. Peng and M. L. Sichitiu, "Angle of Arrival Localization for Wireless Sensor Networks," 2006 3rd Annual IEEE Communications Society on Sensor and Ad Hoc Communications and Networks, 2006, pp. 374-382, doi: 10.1109/SAHCN.2006.288442.
 - [23] Y. Sun, K. C. Ho and Q. Wan, "Solution and Analysis of TDOA Localization of a Near or Distant Source in Closed Form," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 67, no. 2, pp. 320-335, 15 Jan.15, 2019, doi: 10.1109/TSP.2018.2879622.
 - [24] T. Gigl, G. J. M. Janssen, V. Dizdarevic, K. Witrisal and Z. Irahhau-ten, "Analysis of a UWB Indoor Positioning System Based on Received Signal Strength," 2007 4th Workshop on Positioning, Navigation and Communication, 2007, pp. 97-101, doi: 10.1109/WPNC.2007.353618.
 - [25] DEWBERRY, Brandon; EINHORN, Mike. Indoor aerial vehicle navigation using ultra wideband active two-way ranging. In: *Proceedings of the AUVSI Xponential Conference*. 2016.
-

- [26] I. Guvenc, S. Gezici and Z. Sahinoglu, "Ultra-wideband range estimation: Theoretical limits and practical algorithms," 2008 IEEE International Conference on Ultra-Wideband, 2008, pp. 93-96, doi: 10.1109/ICUWB.2008.4653424.
- [27] J. Chaffee and J. Abel, "GDOP and the Cramer-Rao bound," Proceedings of 1994 IEEE Position, Location and Navigation Symposium - PLANS'94, 1994, pp. 663-668, doi: 10.1109/PLANS.1994.303374.
- [28] X. Lv, K. Liu and P. Hu, "Geometry Influence on GDOP in TOA and AOA Positioning Systems," 2010 Second International Conference on Networks Security, Wireless Communications and Trusted Computing, 2010, pp. 58-61, doi: 10.1109/NSWCTC.2010.150.
- [29] D. B. Jourdan, D. Dardari and M. Z. Win, "Position error bound for UWB localization in dense cluttered environments," in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 44, no. 2, pp. 613-628, April 2008, doi: 10.1109/TAES.2008.4560210.
- [30] A. R. Jiménez Ruiz and F. Seco Granja, "Comparing Ubisense, BeSpoon, and DecaWave UWB Location Systems: Indoor Performance Analysis," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 66, no. 8, pp. 2106-2117, Aug. 2017, doi: 10.1109/TIM.2017.2681398.
- [31] Decawave DWM1000 datasheet [Online]

<https://www.decawave.com/sites/default/files/resources/DWM1000-Datasheet-V1.6.pdf>
- [32] DecawaveAPS014: ANTENNA DELAY CALIBRATION OF DW1000-BASED PRODUCTS AND SYSTEMS [Online]

https://www.decawave.com/wp-content/uploads/2018/08/aps014-antennadelaycalibrationofdw1000-basedproductsandsystems_v1.01.pdf