



DOTTORATO DI RICERCA IN ELETTRONICA APPLICATA

XXIX CICLO DELLA FORMAZIONE DOTTORALE

Sistemi di posizionamento indoor ad alte prestazioni con forme d'onda ispirate ad OFDM

Dottorando: Massimo Massaro

Massimo Massaro

Docente guida: Prof. Alessandro Neri

Alessandro Neri

Coordinatore: Prof. Enrico Silva

Enrico Silva

A Gina, Valentina e Sara
per l'amore che mi date

Ringraziamenti

Al termine di questo percorso durato tre anni mi sento di ringraziare tutti quelli che in qualche modo hanno contribuito al raggiungimento di questo ambizioso obiettivo.

Vorrei ringraziare innanzitutto il mio docente guida, prof. Alessandro Neri per avermi dato la possibilità di lavorare insieme a lui e per avermi trasmesso una parte della professionalità, sapienza e passione che mette in tutto quello che fa. Le sue spiegazioni, i suoi suggerimenti e consigli sono stati una risorsa indispensabile durante tutto il percorso.

Un ringraziamento sentito anche a Marco Carli, Federica Battisti e Anna Maria Vegni per il supporto avuto durante il mio percorso e anche nei progetti che ci hanno visto lavorare insieme.

Voglio salutare e ringraziare anche i miei amici e colleghi dottorandi con cui ci siamo incrociati durante questi anni e con cui ho condiviso tanti impegni, studio lavoro ma anche momenti spensierati.

Ringrazio, infine, moltissimo mia moglie Gina e le mie figlie Valentina e Sara per avermi supportato e sopportato durante questi anni, impegnativi per me ma, sono sicuro, altrettanto faticosi per loro. Se sono arrivato alla fine di questo percorso è anche merito loro.

Introduzione

*Indoor navigation is one of the last great technical problems
that hasn't been solved*

Dean Takanashi, 2012

Negli ultimi anni una serie di fattori ha rivoluzionato il nostro modo di muoverci in esterni:

- il servizio GPS (Global Positioning Satellite) [1], che consente di conoscere la nostra posizione praticamente in ogni parte del globo, in pochi secondi ed in modo gratuito;
- l'esistenza della rete Internet [2] con la possibilità di accedere in modo telematico a qualunque tipo di informazione;
- la disponibilità di reti di comunicazione mobili [3] con alte capacità trasmissive, per poter scambiare velocemente con l'utente una serie di informazioni;
- l'esplosione della diffusione delle telefonia mobile [4] che rende possibile connettere chiunque, in qualsiasi posto e a qualsiasi ora. Secondo l'ITU (International Telecommunication Union), il 95% della popolazione mondiale nel 2016 è raggiunta da reti mobili almeno 2G¹ e l'84% della popolazione da reti mobili almeno 3G;
- la grande diffusione di apparati mobili ad alte prestazioni come smartphone, tablet, ecc, secondo Ericsson [5] pari a 4,1 miliardi nel 2016 e 7,1 miliardi nel 2022. Questi dispositivi, dotati di elevate potenze di calcolo, di grandi

¹ Per reti 2G si intendono le reti mobili note come GSM, per reti 3G si intendono quelle note con la sigla UMTS, le reti 4G sono conosciute con l'acronimo LTE.

schermi ad alta risoluzione e di una grande varietà di sensori, primo fra tutti il ricevitore GPS, hanno la possibilità di installare, in qualsiasi momento, applicazioni di qualunque genere, per poter svolgere le funzioni richieste dagli utenti, adattandosi quindi alle loro necessità.

Tutto questo ha reso possibile la nascita e proliferazione di servizi basati sulla posizione dell'utente, chiamati LBS (Location Based Services), atti a fornire una serie di informazioni geolocalizzate utili, basti pensare ai servizi offerti da Google, TripAdvisor, Meteo, Booking, ecc.

I servizi offerti sono raggruppabili nelle seguenti tipologie [6]:

- navigazione, intesa come indicazioni di percorso per veicoli o per pedoni;
- social network e ricerca di amici, per la ricerca e la messa in contatto con amici e conoscenti che si trovano nelle vicinanze;
- tracciamento dei familiari e sicurezza personale, per tracciare gli spostamenti di familiari per scopi di controllo o di sicurezza personale;
- ricerca di informazioni locali, per chiedere informazioni su attività commerciali, turistiche, ricreative, ecc. poste nelle vicinanze;
- giochi in mobilità, dove l'informazione di posizione dell'utente viene utilizzata per modificare le dinamiche del gioco, come ad esempio "Pokémon Go";
- servizi di vendita e promozione, per le attività commerciali che sono in grado di "attrarre" il cliente nelle vicinanze con messaggi pubblicitari o promozioni;
- servizi aziendali, per la fornitura alle aziende di tutta una serie di servizi, ad es. la gestione e ottimizzazione dei trasporti merci o passeggeri, l'erogazione di informazioni al pubblico, ecc.

È evidente che i servizi basati sulla posizione risultano attraenti sia per l'utenza, che ne chiede sempre di nuovi, sia per le aziende, sempre alla ricerca di modi per soddisfare i clienti ed aumentare il volume di affari. Questo ha determinato un grande sviluppo dell'intero settore, le stime [7] parlano di un ritmo di crescita annuo del 38%, con tendenza a crescere nei prossimi anni.

Questo enorme interesse collettivo sta creando i presupposti per l'espansione dei servizi LBS anche negli ambienti chiusi. Al momento, infatti, essi sono disponibili all'aperto dove si ricorre alla localizzazione tramite le reti mobili e, per avere una maggiore precisione, al ricevitore GPS incorporato. L'indisponibilità di segnale GPS all'interno di edifici comporta l'utilizzo delle sole reti mobili per la localizzazione, con una precisione spesso insufficiente per una piena fruibilità del servizio. Si pensi ad un museo che voglia rendere disponibile la guida multimediale, per mezzo di una app su cellulare, in grado di riconoscere automaticamente la posizione dell'utente e proporgli la descrizione dell'opera a lui vicina. Utilizzando la localizzazione tramite le reti mobili la precisione ottenibile è quella dettata dal FCC (Federal Communications Commission) che nell'ultima revisione del documento di specifica [8] del servizio E911² richiede una precisione di localizzazione di 50 m. Questa precisione, nel caso specifico del museo, non consente l'erogazione del servizio di guida multimediale, è quindi necessario poter disporre di altri sistemi di localizzazione in grado di offrire una precisione sufficiente.

Se a questo si aggiunge il fatto che gli utenti trascorrono in luoghi chiusi gran parte del loro tempo, più dell'80% negli USA secondo Mobile Marketing Watch [9], si comprende come la ricerca nella localizzazione indoor stia crescendo molto.

Questo è testimoniato anche dall'interesse che grandi aziende di ICT (Information and Communications Technologies) come la Apple, Google o Microsoft dimostrano con l'acquisizione di aziende operanti nel settore o l'avvio di progetti in quell'ambito. Nel 2013, ad esempio, la Apple ha acquisito per venti milioni di dollari [10] una compagnia che aveva messo a punto un sistema di localizzazione indoor, con la risoluzione di 2.5 m, basato sulla misura del segnale Wi-Fi, senza bisogno di hardware aggiuntivo. Nel 2014 Google ha ufficializzato l'esistenza di un nuovo progetto di ricerca denominato "Tango" [11] rivolto alla divulgazione di

² Il servizio E911 o Enhanced-911 è il servizio che negli Stati Uniti si occupa di servire le richieste di aiuto tramite il numero telefonico di emergenza 911. Per adempiere i loro compiti gli addetti del servizio devono poter inviare una squadra di soccorso anche nel caso in cui l'utente non conosca la sua posizione o non sia in grado di comunicarla; per questo motivo deve essere possibile localizzare, con la precisione necessaria, gli utenti chiamanti.

una nuova tecnologia brevettata da impiegare su tablet e smartphone allo scopo di dotarli di sensori e capacità per poter determinare lo spazio circostante e la loro posizione all'interno di esso [12]. Nel 2014 Microsoft ha avviato una competizione internazionale annuale [13] per determinare la migliore tecnologia di localizzazione indoor.

In questo momento un sistema di localizzazione indoor universalmente riconosciuto, come lo è il GPS per la localizzazione outdoor, non esiste; esiste una moltitudine di sistemi e tecniche diverse, ognuno con le sue caratteristiche, i suoi punti di forza e i suoi aspetti negativi. Per tutti questi motivi la ricerca in questo settore è molto aperta.

Il lavoro svolto durante il triennio dottorale, ed illustrato in questa tesi, può essere inquadrato in quest'ottica, infatti, è stato rivolto allo studio e realizzazione di un sistema di posizionamento indoor ad alte prestazioni tramite l'utilizzo di segnali a radiofrequenza multiportante ad ampia larghezza di banda con forme d'onda ispirate ad OFDM (Orthogonal Frequency Division Modulation).

Il primo capitolo descrive le principali tecniche di localizzazione e le tecnologie trasmissive utilizzate. Segue quindi una rassegna su alcuni sistemi di localizzazione commerciali.

Il secondo capitolo descrive il sistema proposto, cominciando dall'architettura e dalla banda radio da utilizzare per poi descrivere il fenomeno del multipath e infine calcolare il limite teorico di prestazioni del sistema.

Il terzo capitolo descrive il simulatore, realizzato in ambiente Matlab, utilizzato per simulare i modelli messi a punto e verificare le prestazioni del sistema prima dell'implementazione.

Il quarto capitolo descrive come il sistema è stato realizzato, quali apparati sono stati utilizzati e come sono stati configurati.

Il quinto capitolo riporta i risultati sperimentali, sono mostrati i risultati delle misure di multipath e delle misure di localizzazione.

Il sesto capitolo riporta il confronto fra due sistemi di posizionamento indoor basati su misure TDOA (Time Differences Of Arrival). Il primo sistema è del tipo LTE (Long Term Evolution) in cui la misura di posizione rispetto all'infrastruttura può essere effettuata contemporaneamente su tutti gli apparati. Il secondo sistema è del tipo 802.11ad e fa uso della tecnica FTM (Fine Timing Measurement) in cui la misura di posizione rispetto agli elementi fissi dell'infrastruttura viene effettuata in modo sequenziale. I risultati di questo lavoro saranno presentati alla conferenza ION Pacific PNT 2017 (1-4 maggio 2017).

Il settimo capitolo è dedicato alle conclusioni.

Nell'ottavo capitolo è riportata una breve descrizione della modulazione OFDM, del sistema LTE e del sistema Wi-Fi.

INDICE

Ringraziamenti.....	iii
Introduzione	iv
1 Sistemi di localizzazione	1
1.1 Tecniche di localizzazione	7
1.1.1 Tecniche basate su prossimità.....	8
1.1.2 Tecniche basate su misure di angoli	8
1.1.3 Tecniche basate su misure di intervalli di tempo.....	10
1.1.4 Tecniche basate sull'analisi della scena.....	16
1.2 Tecnologie trasmissive utilizzabili.....	19
1.2.1 Trasmissioni satellitari.....	19
1.2.2 Sistemi ottici	19
1.2.3 Trasmissioni a radiofrequenza	20
1.2.4 Ultrasuoni.....	23
1.2.5 Campi magnetici	23
1.3 Riepilogo delle tecnologie per localizzazione.....	23
1.4 Sistemi commerciali di localizzazione.....	26
2 Sistema proposto.....	29
2.1 Architettura di sistema	29
2.1.1 Architettura User-Centric	32
2.1.2 Architettura Network-Centric	35
2.2 Banda radio da usare	37
2.3 Modellazione del multipath in ambienti chiusi	39
2.3.1 Effetti del multipath sulla risposta in frequenza del canale	40
2.3.2 Modello di multipath per ambienti chiusi.....	45

2.4	Limite teorico per la localizzazione indoor.....	48
3	Simulatore.....	51
3.1	Ambiente di sviluppo	51
3.2	Architettura del simulatore.....	51
3.2.1	Sottosistema trasmettitore.....	54
3.2.2	Sottosistema canale di trasmissione.....	55
3.2.3	Sottosistema ricevitore + localizzatore	56
3.3	Algoritmi.....	57
3.3.1	Panoramica del sistema.....	57
3.4	Risultati delle simulazioni.....	59
3.4.1	Target ad altezza 0,50 m.....	61
3.4.2	Target ad altezza 0,80 m.....	64
3.4.3	Target ad altezza 2,00 m.....	67
4	Sistema realizzato	70
4.1	I sistemi SDR	71
4.2	Apparecchi utilizzati	73
4.3	Il software sviluppato.....	77
4.3.1	Introduzione a LabVIEW.....	77
4.3.2	Il trasmettitore.....	78
4.3.3	Il ricevitore.....	85
5	Risultati sperimentali	90
5.1	Verifica degli effetti del multipath.....	90
5.1.1	Scenario uno - laboratorio.....	94
5.1.2	Scenario due - laboratorio.....	96
5.1.3	Scenario tre - laboratorio	98
5.1.4	Scenario quattro - laboratorio	100

5.1.5	Scenario cinque - corridoio.....	102
5.2	Verifica delle prestazioni del sistema	104
6	Confronto fra sistemi di posizionamento indoor basati su TDOA con segnali ispirati ad OFDM.....	110
7	Conclusioni e sviluppi futuri.....	117
8	Appendici.....	120
8.1	La modulazione OFDM	120
8.2	LTE	125
8.2.1	Canale downlink	126
8.2.2	Canale uplink	128
8.2.3	Il posizionamento nel sistema LTE	130
8.3	Wi-Fi	131
8.3.1	Il posizionamento nelle reti Wi-Fi	135
9	Indici	137
9.1	Indice delle figure	137
9.2	Indice delle tabelle	140
9.3	Lista delle abbreviazioni	141
10	Bibliografia	144

1 Sistemi di localizzazione

Il bisogno dell'uomo di conoscere la sua posizione nell'ambiente in cui si trova non è nuovo. Nel corso di millenni di evoluzione ha sviluppato delle capacità di orientamento che, sebbene siano molto inferiori a quelle di altri esseri viventi come i piccioni o le api, consentono di muoverci con relativa facilità in ambienti sconosciuti.

D'altra parte la conoscenza della propria posizione rispetto all'ambiente circostante è una delle funzioni che siamo chiamati a svolgere più frequentemente nel corso della nostra vita anche se spesso non ce ne rendiamo conto. Persino l'attività più semplice come spostarsi da un punto all'altro della nostra casa richiede la determinazione del punto in cui ci troviamo, che noi inconsciamente facciamo per mezzo della vista. Essendo la casa un ambiente a noi ben noto è sufficiente un'occhiata per farci un'idea corretta di dove siamo.

Al di fuori degli ambienti conosciuti abbiamo invece la necessità di ricorrere ad un ausilio che ci faciliti il compito di capire dove siamo o che ci guidi in modo più rapido verso la destinazione desiderata.

Camminare in montagna, ad esempio, è una delle attività durante la quale possiamo ricorrere a degli strumenti per “fare il punto” cioè per determinare la nostra posizione poiché spesso la semplice mappa è insufficiente in quanto gli spazi sono molto grandi e i punti di riferimento sono pochi e lontani da noi. In questi casi l'orientamento con l'ausilio della sola vista non è più sufficiente e occorre usare una bussola. Individuati due o più punti di riferimento, con la bussola misuriamo l'angolo con cui li vediamo rispetto al nord. A questo punto sulla mappa tracciamo delle linee che partono dai punti di riferimento con lo stesso angolo che abbiamo misurato, il punto d'intersezione delle linee rappresenta la nostra posizione. Questa tecnica, mostrata schematicamente in Fig. 1-1, prende il nome di triangolazione.

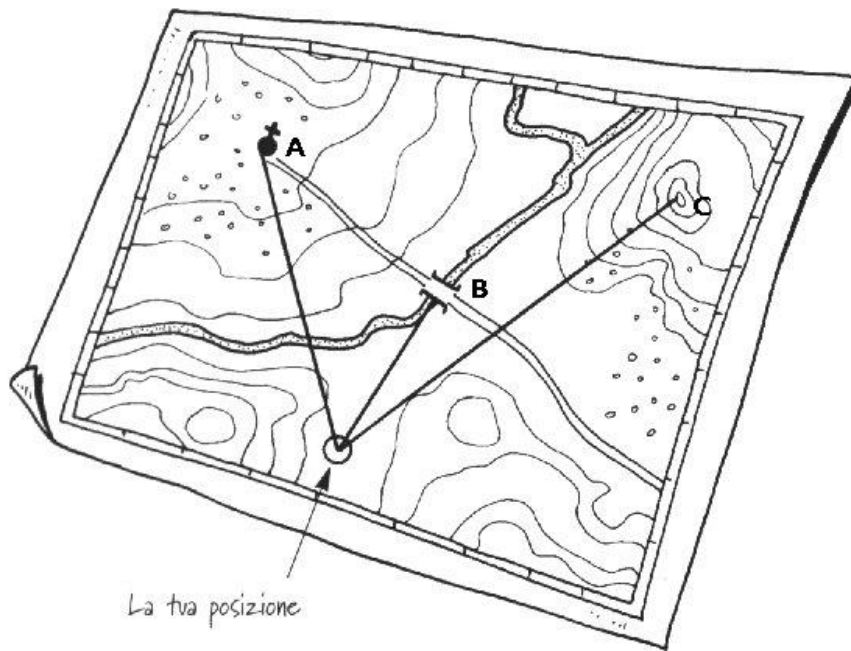


Fig. 1-1 Concetto di triangolazione

Concetto analogo è quello della trilaterazione che può essere usato, ad esempio, per la localizzazione in mare in presenza di nebbia per mezzo di un cronometro e delle sirene da nebbia che vengono attivate in queste condizioni. Ogni sirena ha una posizione nota e segnalata sulla mappa ed emette dei suoni ad intervalli noti. Misurando il tempo di volo del suono, pari alla differenza fra l'istante in cui il suono viene ascoltato e quello in cui è stato emesso, e moltiplicandolo per la velocità del suono in aria si risale alla distanza fra la sirena e l'imbarcazione. In questo modo si può affermare che l'imbarcazione è su una circonferenza con centro nella posizione della sirena e raggio pari alla distanza calcolata. Ripetendo la procedura con una seconda sirena si determina un'altra circonferenza in cui può trovarsi l'imbarcazione.

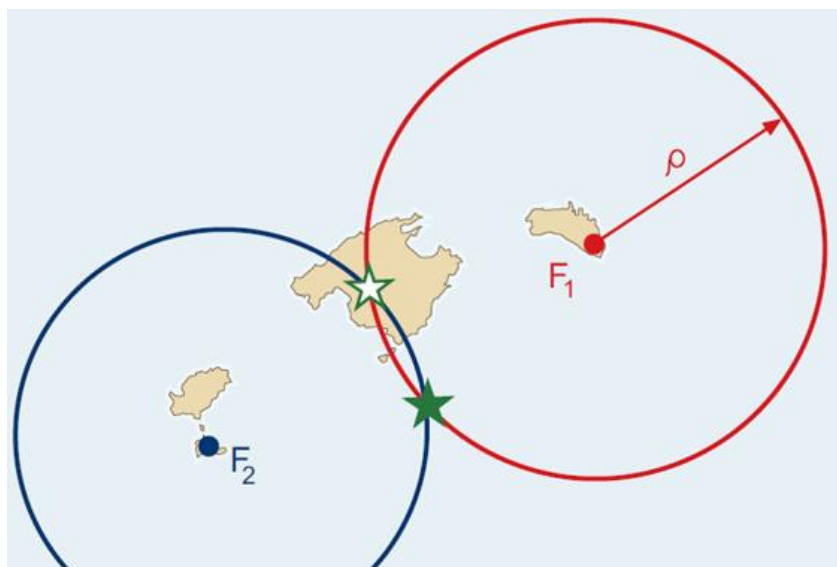


Fig. 1-2 Concetto di trilaterazione

La posizione dell'imbarcazione deve soddisfare entrambe le condizioni e quindi sarà nel punto o nei punti che appartengono ad entrambe le circonferenze cioè nei punti di intersezione fra esse. L'utilizzo di due sirene consente di determinare la posizione dell'imbarcazione a meno di un'indeterminazione dato che le posizioni possibili risultano due. Un'eventuale terza sirena potrebbe risolvere l'ambiguità e restituire un solo punto, altrimenti la risoluzione dell'ambiguità è lasciata all'utente che con pure considerazioni geografiche riesce a determinare la soluzione giusta e scartare quella evidentemente falsa, come mostrato in Fig. 1-2.

Analizzando questi esempi ci rendiamo conto che il processo di localizzazione può avvenire se le seguenti condizioni sono soddisfatte:

- presenza di punti di riferimento e conoscenza della loro posizione precisa;
- utilizzo di un dispositivo per la rilevazione di punti di riferimento o di grandezze fisiche ad essi legate, come ad esempio l'angolo di vista o il tempo di volo di un segnale.

Gli esempi fatti, inoltre, introducono due tecniche alla base dei moderni sistemi di localizzazione: la triangolazione e la trilaterazione. Tali tecniche, come vedremo in

seguito, insieme a poche altre, sono usate in tutti i sistemi di localizzazione, sia in esterni, che in interni.

Per la localizzazione in esterno, o outdoor, i sistemi GNSS (Global Navigation Satellite System), come il GPS, sono sicuramente quelli impiegati per il maggior numero di applicazioni, che vanno dal posizionamento di aeromobili, al tracciamento dei mezzi di trasporto, dai sistemi di navigazione delle automobili, agli antifurti per auto usati per localizzare la posizione di veicoli rubati. Sfortunatamente il GPS, a causa delle caratteristiche del segnale utilizzato, presenta alcune controindicazioni che ne limitano, o ne condizionano, l'impiego. Esso infatti:

- risente fortemente della presenza di riflessioni, particolarmente evidenti in alcuni ambienti. La presenza di canyon (rurali o urbani), vegetazione, edifici e altri ostacoli comportano errori, anche consistenti, nella stima di posizione. La Fig. 1-3 sulla destra, mostra una prova effettuata in ambiente urbano [14]; la traccia azzurra è il percorso reale compiuto, mentre la gialla rappresenta il percorso rilevato per mezzo di un ricevitore GPS. Come si può notare l'errore commesso è in molti casi dell'ordine della decina di metri;
- in ambienti indoor il segnale satellitare diventa particolarmente debole [15] con una potenza media variabile fra -200dBW e -160dBW. Considerando che il rumore medio a temperatura ambiente all'interno di locali si attesta normalmente intorno a -131dBW, è evidente che la realizzazione di un ricevitore GPS sarebbe particolarmente complesso se non, addirittura, impossibile.

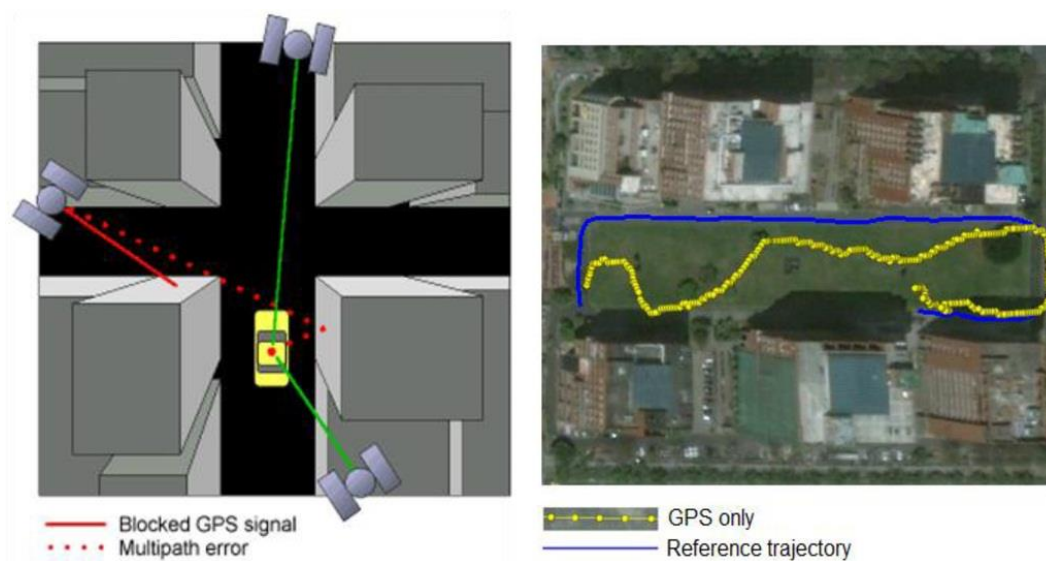


Fig. 1-3 Errore di localizzazione indotto da multipath in ambiente urbano

La localizzazione in interni, o indoor, è la procedura che consente di individuare la posizione precisa di un dispositivo all'interno di una struttura chiusa, come un centro commerciale, un ospedale, un aeroporto o i locali industriali di una azienda. Le principali difficoltà che si devono affrontare per perseguire tale obiettivo sono dovute alla elevata precisione di localizzazione che è normalmente richiesta all'interno di edifici, alla presenza di ostacoli che causano riflessioni dei segnali e quindi la comparsa di cammini riflessi o NLOS (Non Line Of Sight) fra il trasmettitore e il ricevitore, alla presenza di persone in movimento che causano una interazione variabile con l'ambiente.

Esistono infine anche i sistemi ibridi o misti che sfruttano la disponibilità di sistemi GNSS congiuntamente ad altre tecniche usate per la localizzazione indoor, allo scopo di migliorare l'accuratezza complessiva della stima di posizione, sfruttando la fusione di più fonti di informazione eterogenee [16].

La bontà di un sistema di posizionamento, in genere, viene valutata sulla base di un insieme di parametri [17] di cui l'accuratezza, definita come l'errore quadratico medio della stima di posizione dell'oggetto cercato, è probabilmente il più ovvio. Gli altri sono:

- responsività, rappresenta la frequenza con cui viene aggiornata la stima di posizione;
- copertura, indica la dimensione dell'area all'interno della quale può essere localizzato l'oggetto. Questo parametro è normalmente collegato alla accuratezza del sistema, ed è generalmente distinto come locale, scalabile e globale. Nel primo caso si fa riferimento a sistemi in grado di localizzare oggetti all'interno di un'area limitata, come una stanza o un edificio. Coperture scalabili si possono ottenere in sistemi che per mezzo di espansioni di hardware specifico riescono a poter operare con coperture maggiori. I sistemi globali sono in grado di effettuare la localizzazione su scala mondiale, come avviene con il GPS;
- adattività, rappresenta l'attitudine del sistema ad adattarsi ad ambienti variabili nel tempo, a causa ad esempio della presenza di persone che si muovono nell'ambiente, oppure a causa di elementi configurabili in modi diversi a seconda delle necessità (ad es. pareti mobili);
- scalabilità, che corrisponde all'abilità del sistema nel gestire contemporaneamente la localizzazione di più dispositivi, o di svolgere le proprie attività all'aumentare dell'area servita;
- costo e complessità, cioè la dipendenza dalle infrastrutture e dalle risorse necessarie per realizzare il sistema sotto valutazione. La determinazione di questo parametro può riguardare sia i costi di installazione che quelli di funzionamento del sistema stesso. La complessità è tipicamente riferita agli algoritmi impiegati per la determinazione della posizione, introdotti al paragrafo successivo, ed ai requisiti da imporre sull'infrastruttura impiegata che dipendono da essi. Questi aspetti sono solitamente posti in una relazione di trade-off con quelli di accuratezza del sistema.

1.1 Tecniche di localizzazione

Esistono molteplici tecniche di localizzazione basate su principi diversi, con campi di applicabilità, caratteristiche e prestazioni diverse. La loro trattazione, in linea di massima piuttosto onerosa, può essere semplificata suddividendole secondo determinati criteri. Una prima classificazione [18] può essere fatta suddividendole in due categorie principali attive e passive. Le tecniche attive richiedono che la persona o l'oggetto da localizzare siano dotati di un dispositivo in grado di essere localizzato. Le tecniche passive si basano sulla misura della perturbazione che la persona o l'oggetto da localizzare inducono su qualche segnale fisico, come ad esempio nel RADAR (Radio Detection And Ranging). Nell'ambito delle tecniche attive una seconda classificazione può essere fatta fra cooperative e non cooperative se il dispositivo da localizzare rispettivamente partecipa oppure no al processo di localizzazione. Sono tecniche cooperative, ad esempio, quelle utilizzate nei sistemi GNSS. Le reti di comunicazione in cui gli apparati mobili non prevedono alcuna funzione di localizzazione, mentre l'infrastruttura è realizzata per poter localizzare l'apparato mobile sfruttandone le normali funzioni comunicative sono esempi di tecniche non cooperative [19].

Le tecniche di localizzazione che si basano sullo sfruttamento di segnali si possono essenzialmente suddividere in quattro categorie: quelle basate su approcci di prossimità, su misure di angoli, su misure di intervalli di tempo e sull'analisi della scena. In ogni caso si suppone di avere a disposizione delle sorgenti che emettono dei segnali e dei ricevitori in grado di captarli, è inoltre fondamentale che alcuni di essi siano in posizione fissa e nota a priori. Il processo di localizzazione avverrà per mezzo di misurazioni atte a determinare la posizione dei dispositivi, di cui non è nota la posizione, relativamente agli altri. In questo caso la localizzazione viene detta relativa per differenziarla da quella assoluta che restituisce la posizione assoluta in termini di coordinate geografiche, come nel caso del GPS. Anche il sistema GPS, tuttavia, è un posizionamento di tipo relativo perché la posizione viene stimata rispetto a quella dei satelliti e successivamente convertita in assoluta grazie alla conoscenza della loro posizione orbitale.

1.1.1 Tecniche basate su prossimità

Queste rappresentano in assoluto l'approccio più semplice, ma tipicamente in grado di fornire indicazioni di localizzazione con significativi errori. Nello specifico, la posizione di un dispositivo viene determinata sulla base del dispositivo a posizione nota maggiormente vicino, selezionato sulla base del segnale più forte ricevuto, come mostrato in Fig. 1-4.

Il posizionamento darà come risultato l'appartenenza all'area compresa nel raggio di azione di un certo dispositivo, la sua accuratezza è perciò direttamente collegata alla densità di dispositivi a posizione nota impiegati nell'architettura, che quindi risulta essere difficilmente scalabile.

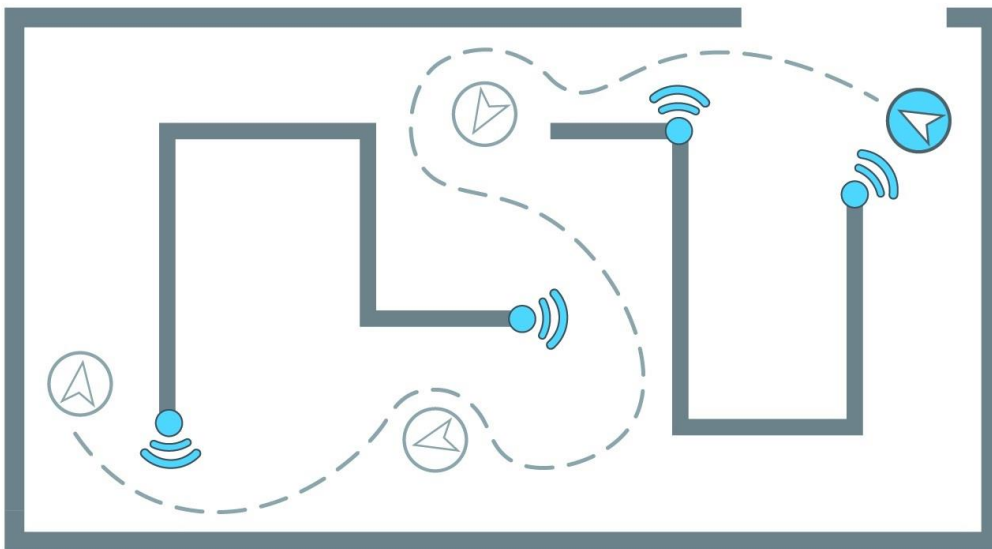


Fig. 1-4 Localizzazione basata su prossimità

1.1.2 Tecniche basate su misure di angoli

Tali approcci sfruttano la triangolazione per determinare la posizione [20] e sono basati sulla determinazione della direzione di arrivo di un segnale (Direction of Arrival – DOA). Gli approcci DOA sono possibili quando il ricevitore è in grado di misurare l'angolo da cui proviene il segnale ricevuto.

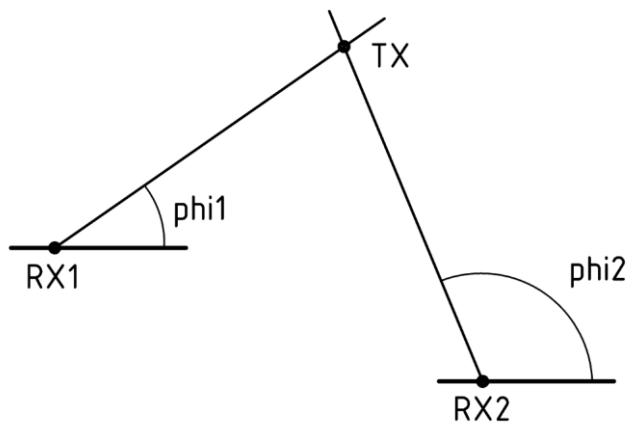


Fig. 1-5 Localizzazione basata su DOA

La localizzazione di un trasmettitore TX, in posizione ignota (X,Y), in uno spazio tridimensionale può essere effettuata con almeno due ricevitori RX1 ed RX2, in posizioni note (X1,Y1) e (X2,Y2), di cui ognuno è in grado di misurare la direzione di arrivo, phi1 e phi2, del segnale proveniente da TX, cioè ne individua la linea di vista. La posizione del trasmettitore coincide con il punto di intersezione delle linee di vista di ciascun ricevitore, come mostrato in Fig. 1-5. Tale intersezione è calcolabile in forma analitica come soluzione di un sistema di equazioni di primo grado del tipo:

$$\begin{cases} y = x \tan(\phi_1) + Y_1 - X_1 \tan(\phi_1) \\ y = x \tan(\phi_2) + Y_2 - X_2 \tan(\phi_2) \end{cases} \quad (1)$$

dove ogni equazione rappresenta l'equazione analitica della linea di vista con cui ciascun ricevitore vede il trasmettitore. La soluzione del sistema (1) rappresenta la coppia di coordinate (X,Y) del punto di intersezione delle linee di vista, quindi la posizione occupata dal trasmettitore. L'utilizzo di un numero maggiore di ricevitori garantisce una migliore accuratezza dei risultati.

La misura dell'angolo di arrivo di un segnale viene normalmente effettuata con ricevitori dotati di antenne ad array, come schematizzato in Fig. 1-6.

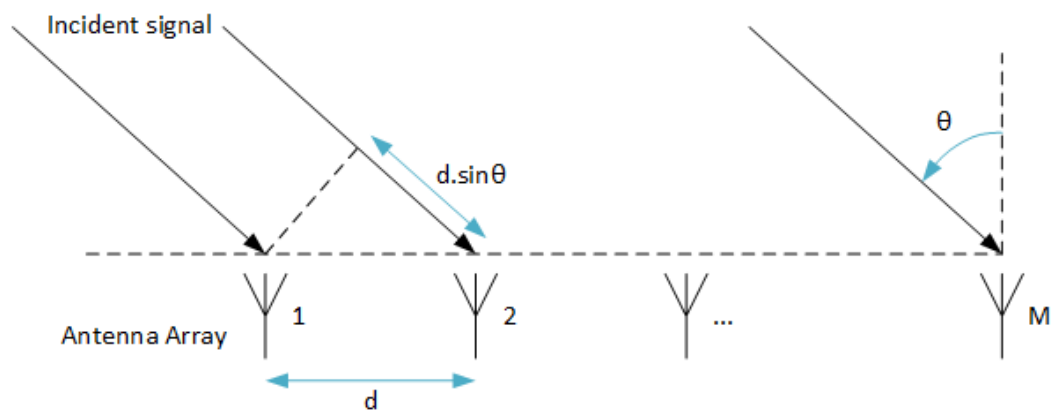


Fig. 1-6 Array di antenne per la determinazione della direzione di arrivo

Il segnale proveniente dal trasmettitore giunge su ogni elemento dell'array di ricezione con un ritardo, rispetto all'elemento attiguo, che è proporzionale al seno dell'angolo da cui proviene. È evidente che confrontando il segnale captato da tutti gli elementi dell'array si può determinare il ritardo con cui esso viene visto da ogni elemento e quindi calcolare l'angolo da cui proviene. Questa soluzione è abbastanza costosa a causa delle particolari esigenze architettoniche ed è, inoltre, limitata nella sua applicabilità agli scenari indoor a causa della forte presenza, in tali scenari, di propagazioni NLOS, che possono causare la ricezione dei segnali lungo direzioni non reali e quindi restituire una direzione di arrivo sbagliata. La sua applicabilità è pertanto condizionata alla presenza di un percorso diretto, sebbene sia comunque possibile il fenomeno del multipath [21] e la conseguente presenza di segnali provenienti da vari cammini.

1.1.3 Tecniche basate su misure di intervalli di tempo

Questi approcci sfruttano la trilaterazione, o tecniche derivate, per determinare la distanza di un trasmettitore da due o più ricevitori. Esistono diverse tecniche basate sulla misura di intervalli di tempo, a seconda del tipo di intervallo di tempo che si intende misurare.

1.1.3.1 Misura del tempo di arrivo (TOA)

Immaginiamo di avere un trasmettitore da localizzare e quattro o più ricevitori, in posizione nota e che tutti i dispositivi siano sincronizzati fra loro, in modo che i

ricevitori sappiano quando il trasmettitore inizia a trasmettere. In queste condizioni ciascun ricevitore è in grado di misurare il tempo di arrivo (Time OF Arrival – TOA) del segnale, cioè il tempo che il segnale ha impiegato per percorrere la distanza fra il trasmettitore ed il ricevitore stesso:

$$t_{TOA} = t_{RX} - t_{TX} \quad (2)$$

Tale intervallo di tempo moltiplicato per la velocità della luce corrisponde alla distanza percorsa dal segnale cioè la distanza del trasmettitore dal ricevitore:

$$d = c \cdot t_{TOA} \quad (3)$$

Ogni ricevitore, quindi, sa calcolare la distanza del trasmettitore ma non la sua linea di vista, quindi il trasmettitore si può trovare in qualsiasi punto posto a tale distanza, cioè sulla superficie di una sfera centrata sul ricevitore e di raggio pari alla distanza calcolata.

Da un punto di vista analitico mettendo insieme le misure di tempi di arrivo effettuate da tutti i ricevitori si può scrivere un sistema del tipo:

$$\begin{cases} ct_A = \sqrt{(x_A - x_0)^2 + (y_A - y_0)^2 + (z_A - z_0)^2} \\ ct_B = \sqrt{(x_B - x_0)^2 + (y_B - y_0)^2 + (z_B - z_0)^2} \\ ct_C = \sqrt{(x_C - x_0)^2 + (y_C - y_0)^2 + (z_C - z_0)^2} \\ \dots \\ ct_i = \sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2} \end{cases} \quad (4)$$

dove: t_i è la misura di tempo di arrivo fatta dall'i-esimo ricevitore, (x_i, y_i, z_i) sono le coordinate, note, dell'i-esimo ricevitore e (x_0, y_0, z_0) sono le coordinate, incognite, del trasmettitore da localizzare. La soluzione di questo sistema può essere effettuata in forma chiusa [22], [23], oppure con metodi numerici [24], che è il metodo preferito perché più tollerante agli errori di misura.

Da un punto di vista grafico la soluzione del sistema (4) corrisponde a trovare il punto di intersezione delle sfere descritte da ciascuna equazione. L'intersezione di

almeno quattro sfere, corrispondenti ad altrettanti ricevitori, consente di localizzare il trasmettitore. La Fig. 1-7 mostra la situazione nel caso bidimensionale.

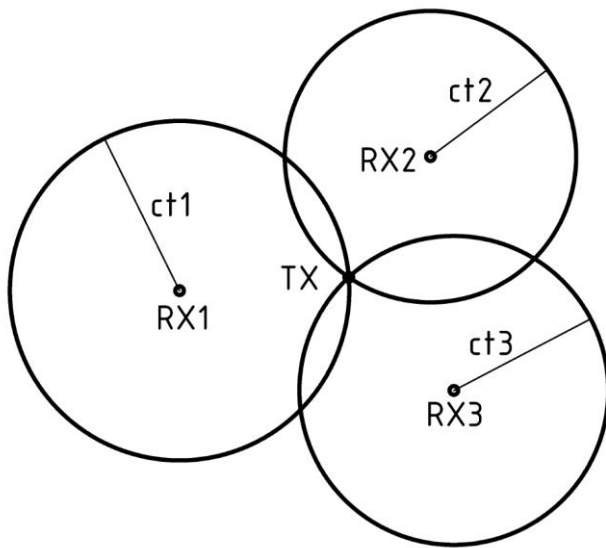


Fig. 1-7 Localizzazione basata su TOA

Questo approccio richiede, come anticipato, la sincronizzazione di tutti i dispositivi presenti nell'architettura, siano essi trasmettitori o ricevitori e questo può presentare dei problemi, soprattutto per i dispositivi mobili, si sono allora studiate altre soluzioni.

1.1.3.2 Misura della differenza dei tempi di arrivo (TDOA)

Supponiamo di avere un trasmettitore da localizzare e tre o più ricevitori, in posizioni note e che i ricevitori siano tutti sincronizzati fra loro. Se i ricevitori sono a distanze diverse dal trasmettitore, il segnale emesso da quest'ultimo raggiungerà i vari ricevitori in tempi diversi. In queste condizioni ciascun ricevitore non è in grado di misurare il tempo di arrivo del segnale, perché non è in grado di conoscerne il tempo di invio da parte del trasmettitore. Quello che i ricevitori possono fare, in modo coordinato fra loro, è misurare l'intervallo di tempo fra l'arrivo del segnale in ciascuno di essi rispetto all'arrivo in un ricevitore usato come riferimento, intervallo che viene chiamato differenza dei tempi di arrivo (Time Difference Of Arrival – TDOA). Da un punto di vista geometrico la differenza dei tempi di arrivo per ciascuna coppia di ricevitori moltiplicata per la velocità della luce, è un

iperboloidi nello spazio e rappresenta il luogo dei punti in cui il trasmettitore si può trovare. Si viene così a comporre un sistema del tipo:

$$\begin{cases} c\Delta t_{BA} = \sqrt{(x-x_B)^2 + (y-y_B)^2 + (z-z_B)^2} - \sqrt{(x-x_A)^2 + (y-y_A)^2 + (z-z_A)^2} \\ c\Delta t_{CA} = \sqrt{(x-x_C)^2 + (y-y_C)^2 + (z-z_C)^2} - \sqrt{(x-x_A)^2 + (y-y_A)^2 + (z-z_A)^2} \\ c\Delta t_{DA} = \sqrt{(x-x_D)^2 + (y-y_D)^2 + (z-z_D)^2} - \sqrt{(x-x_A)^2 + (y-y_A)^2 + (z-z_A)^2} \end{cases} \quad (5)$$

dove (x_A, y_A, z_A) , (x_B, y_B, z_B) , (x_C, y_C, z_C) e (x_D, y_D, z_D) sono le coordinate, note, dei ricevitori e (x, y, z) le coordinate, incognite, del trasmettitore. La soluzione del sistema (5) può essere effettuata in forma chiusa [25], oppure con metodi numerici [26], che è il metodo preferito perché più tollerante agli errori di misura e corrisponde al punto di intersezione degli iperboloidi descritti. Gli algoritmi di localizzazione che si basano sulla stima delle differenze dei tempi di arrivo sono detti di multilaterazione [27]. In Fig. 1-8 è mostrata schematicamente la localizzazione di un trasmettitore mobile tramite TDOA con tre ricevitori fissi. Si vede inoltre la differenza fra la misurazione di TOA e di TDOA.

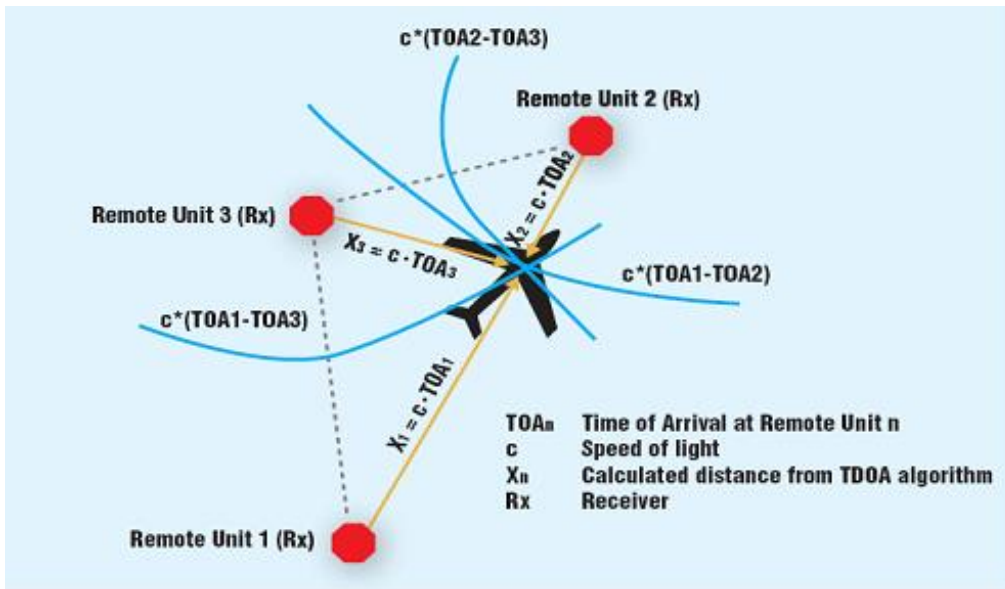


Fig. 1-8 Localizzazione basata su TDOA

1.1.3.3 Misura del tempo di andata e ritorno (RTToF)

Il sincronismo tra trasmettitori e ricevitori è del tutto superfluo se si effettuano misure di distanza basate sui tempi di Round-Trip Time of Flight (RTToF) o tempi di andata e ritorno. In questo caso diventa necessario che ogni dispositivo sia in grado di ricevere e trasmettere. I dispositivi fissi trasmettono periodicamente dei segnali, il dispositivo mobile riceve i segnali e li ritrasmette ai fissi che misurano il tempo trascorso fra la trasmissione di un segnale e la successiva ricezione. Il tempo calcolato da ogni stazione fissa (t_{RTToF}) sarà quindi pari alla somma di tre contributi:

- il tempo di propagazione di andata (t_{TX}),
- il tempo di latenza presso il dispositivo mobile (t_{DELAY}),
- il tempo di propagazione di ritorno (t_{RX}).

I tempi di andata e ritorno corrispondono semplicemente al rapporto fra la distanza percorsa e la velocità di propagazione e, nel caso in cui il dispositivo mobile sia rimasto fermo per il tempo necessario a ricevere e ritrasmettere il segnale, essi coincidono e sono pari al tempo di arrivo (t_{TOA}) considerato in precedenza. Il tempo di latenza corrisponde al tempo fra la ricezione del segnale e la successiva ritrasmissione da parte del dispositivo mobile e si deve considerare noto con grande precisione. Con queste premesse si ha quindi:

$$t_{RTToF} = t_{TX} + t_{DELAY} + t_{RX} = 2t_{TOA} + t_{DELAY} \quad (6)$$

Da cui si ricava:

$$t_{TOA} = \frac{t_{RTToF} - t_{DELAY}}{2} \quad (7)$$

Il tempo di arrivo così calcolato moltiplicato per la velocità di propagazione costituisce la distanza tra i due apparati. A questo punto la posizione del dispositivo mobile può essere calcolata come già visto in 1.1.3.1.

1.1.3.4 Misura del tempo di volo con protocollo Fine Timing Measurement (FTM)

Una variante alla tecnica RTToF descritta in 1.1.3.3 è stata introdotta dall'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) nella revisione ad dello standard 802.11 [28] allo scopo di introdurre nelle reti Wi-Fi un meccanismo standardizzato per la localizzazione di apparati.

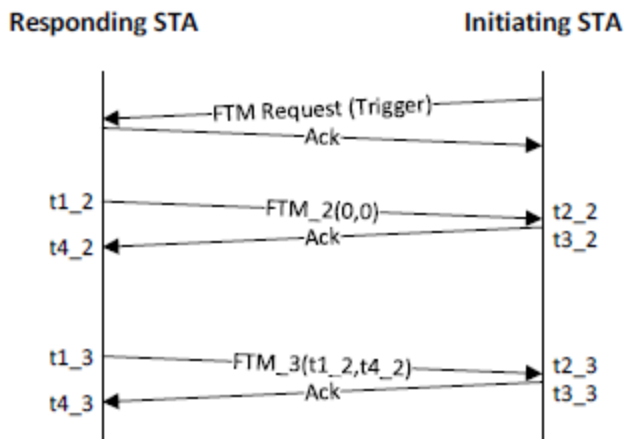


Fig. 1-9 Approccio schematico del protocollo FTM

I meccanismi di localizzazione introdotti nel protocollo FTM sono basati sulla tecnica TOA per mezzo della misura del tempo di volo di un segnale che viaggia fra due tipi di stazioni³: la initiating di cui si vuole conoscere la posizione e che interroga l'altra per determinarne la distanza e la responding, di cui si conosce la posizione e risponde alla prima. Il sistema è stato progettato in modo da evitare qualsiasi sincronizzazione fra le varie stazioni. La Fig. 1-9 mostra i messaggi scambiati fra le due stazioni per poter determinare la loro distanza reciproca secondo vari passi:

- La stazione initiating concorda l'avvio della procedura di misura

³ Secondo la terminologia IEEE 802.11 un apparato connesso in rete prende il nome di stazione, di conseguenza, avendo esso allo stesso tempo capacità trasmissive e ricettive si perde la denominazione di trasmettitore e ricevitore, il ruolo assunto da ciascuna stazione è chiaro dal contesto

- La responding invia un pacchetto al tempo t_{1_2} , che viene ricevuto dalla initiating al tempo t_{2_2}
- La initiating risponde con un Ack al tempo t_{3_2} , che viene ricevuto dalla responding al tempo t_{4_2}
- La responding trasmette un pacchetto contenente i tempi t_{1_2} e t_{4_2}
- La initiating risponde con Ack ed effettua il calcolo del tempo di volo come la media aritmetica dei due tempi di andata e ritorno:

$$t_{TOF} = \frac{(t_{2_2} - t_{1_2}) + (t_{4_2} - t_{3_2})}{2} \quad (8)$$

Ripetendo la misura del tempo di volo delle comunicazioni fra la stessa stazione initiating e altre stazioni responding si è in grado di determinare la distanza della stazione initiating da ciascuna stazione responding e quindi si può calcolare la loro posizione reciproca secondo quanto già descritto in 1.1.3.1 nel caso TOA.

1.1.4 Tecniche basate sull'analisi della scena

La determinazione della distanza di un dispositivo da un riferimento noto è possibile basandosi su misure di energia del segnale ricevuto. Il modello di propagazione per ambienti indoor, pubblicato dall'ITU [29], prevede che un segnale trasmesso sia soggetto a perdite complessive, espresse in decibel, quantificabili secondo la seguente relazione:

$$L_{total} = 20 \log_{10} f + N \log_{10} d + L_f(n) - 28 \quad (9)$$

dove:

- N – coefficiente di perdita con la distanza (tabellato dall'ITU)
- f – frequenza del segnale
- d – distanza fra trasmettitore e ricevitore
- L_f – fattore di perdita per attraversamento del pavimento (tabellato dall'ITU)

- n – numero di piani fra trasmettitore e ricevitore

La misura della potenza ricevuta, conoscendo la potenza irradiata, può essere utilizzata per calcolare dalla (9) la distanza stimata del ricevitore dal trasmettitore a meno del termine che tiene conto del numero di piani fra gli apparati.

Valutando le misure di Received Signal Strength Indicator (RSSI) secondo il modello descritto è possibile determinare, con una certa approssimazione, la distanza dalla sorgente emittente. Al fine di evitare il calcolo dell'influenza di muri, persone, o altri ostacoli di difficile modellazione, si procede alla cosiddetta fase di caratterizzazione, durante la quale, si misurano i valori di RSSI disponibili all'interno dell'area coperta e con essi vengono costruite delle mappe, come schematizzato in Fig. 1-10.

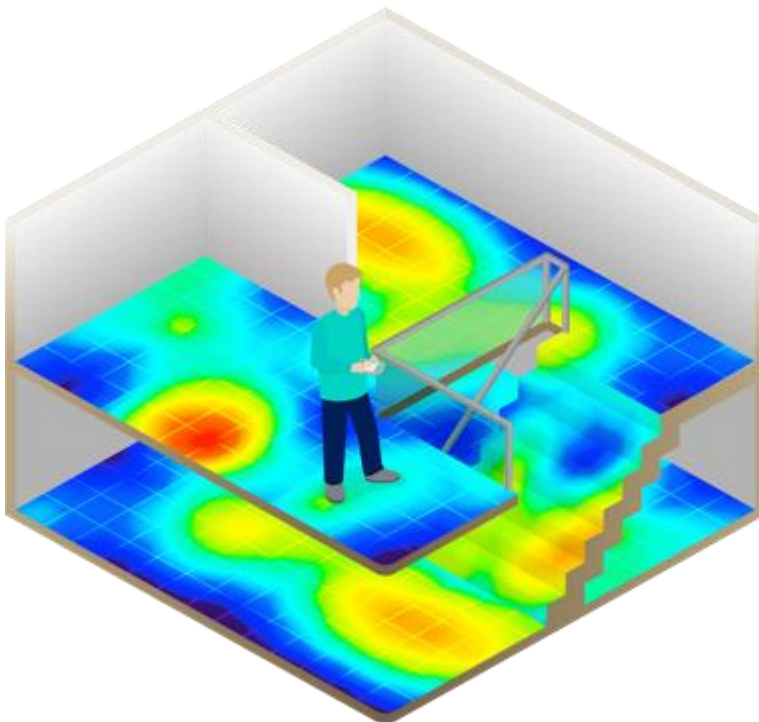


Fig. 1-10 Localizzazione basata su analisi della scena (fingerprinting)

Una volta effettuata tale mappatura, in fase di localizzazione si possono confrontare i dati ricevuti in tempo reale con quelli che caratterizzano l'area esaminata, al fine di determinare la posizione dell'oggetto più plausibile sulla base dei dati raccolti.

Ovviamente, variazioni dell'ambiente monitorato, oppure la presenza di più persone contemporaneamente, o la presenza di soggetti in movimento potrebbero richiedere una nuova caratterizzazione del sistema, dato che le misure precedenti potrebbero non essere più affidabili. Tale approccio, indicato come *fingerprinting*, è solitamente utilizzato in sistemi che sfruttano le comunicazioni Wi-Fi, IR, RFID (Radio-Frequency IDentification) o Bluetooth, oppure sistemi basati su campi magnetici. Si deve inoltre osservare che il valore misurato di RSSI dipende fortemente dalla modalità di esposizione dei dispositivi: mantenere il dispositivo mobile all'interno di una borsa, o coperto con il proprio corpo o con vestiti, potrebbe falsare le misurazioni ottenendo delle stime di distanza superiori a quelle registrabili con dispositivi totalmente esposti.

Un riepilogo delle principali tecniche di localizzazione viene fornito in Tab. 1-1.

Approccio	Funzionamento
Prossimità	<ul style="list-style-type: none"> • posizione determinata sulla base del sensore che riceve segnali a maggiore potenza tra quelli disseminati nell'area monitorata • risoluzione spaziale dipendente dalla disposizione dei sensori
Misura di direzione	<ul style="list-style-type: none"> • ogni sensore deve essere costituito da un array di antenne • non è richiesta la sincronizzazione fra trasmettitori e ricevitori • perdita di accuratezza con l'allontanamento dei dispositivi
Misura di intervalli di tempo	<ul style="list-style-type: none"> • TOA: stretta isocronia tra trasmettitori e ricevitori • TDOA: sincronizzazione solo tra i dispositivi in posizione nota • RTToF: sincronizzazione tra trasmettitori e ricevitori non richiesta; necessità di conoscere precisamente il tempo di latenza per la ritrasmissione del segnale
Analisi della scena	<ul style="list-style-type: none"> • sincronizzazione tra dispositivi non richiesta • caratterizzazione dell'ambiente considerato tramite misurazioni e creazione di mappe • forte dipendenza dalle caratteristiche dell'ambiente considerato: la presenza di oggetti o persone diverse da quelle presenti durante la fase di caratterizzazione rende le misurazioni inefficaci

Tab. 1-1 Principali tecniche di localizzazione

1.2 Tecnologie trasmissive utilizzabili

Le tecniche di localizzazione illustrate al paragrafo precedente devono essere impiegate insieme a tecnologie trasmissive in modo da rendere disponibili i segnali da utilizzare per le misurazioni richieste. Di seguito sono illustrate le principali tecnologie trasmissive utilizzabili a scopo di localizzazione.

1.2.1 Trasmissioni satellitari

Approcci di tipo GNSS sono utilizzati da decenni per localizzare oggetti in ambienti esterni, e rappresentano, al momento, le sole tecnologie in grado di realizzare la localizzazione su scala globale. L'accuratezza in genere è dell'ordine di qualche metro, ma sfortunatamente non sono utilizzabili in ambito indoor a causa della perdita di potenza dei segnali all'interno di edifici. Per ovviare a questo inconveniente, è possibile implementare sistemi basati sull'utilizzo di pseudoliti (termine abbreviativo per pseudo-satelliti), cioè dei beacon terrestri in grado di trasmettere segnali che utilizzano gli stessi formati di modulazione e le stesse frequenze dei segnali trasmessi dai satelliti GNSS. Vantaggi di questi sistemi sono rappresentati dall'utilizzo di normali ricevitori GNSS e dall'ampia copertura. Gli svantaggi sono dati dalla sensibilità al multipath e dalla comparsa di effetti near-far a causa della differente distanza del dispositivo da individuare dai beacon di riferimento. L'accuratezza raggiungibile può essere inferiore al metro.

1.2.2 Sistemi ottici

Per effettuare la localizzazione tramite sistemi ottici si utilizzano più videocamere in modo da inquadrare l'area di interesse da diversi punti. L'approccio impiegato prevede tipicamente di determinare l'angolo di osservazione degli oggetti inquadrati (tipicamente persone), e di ricostruirne la posizione nello spazio tridimensionale sfruttando le sequenze di immagini catturate da sensori differenti in posizioni diverse. Normalmente la configurazione di questi sistemi dipende fortemente dalla topologia dell'area perché le camere devono essere posizionate accuratamente per evitare i punti ciechi.

In alcuni casi vengono utilizzate camere sensibili alle radiazioni infrarosse. Queste camere possono essere di due tipi, che richiedono apparecchi di illuminazione ad infrarossi della scena per riuscire a captarne l'immagine, oppure sensibili alle radiazioni naturalmente emesse dai corpi, le cosiddette immagini termiche. L'accuratezza raggiungibile può essere superiore a quella di sistemi basati sulla luce visibile, di contro la copertura è generalmente inferiore. La presenza di eventuali ostacoli alla radiazione e la presenza di interferenza dovuta a forti sorgenti luminose [30] condiziona la configurazione dei sistemi.

1.2.3 Trasmissioni a radiofrequenza

Gli approcci più interessanti dal punto di vista del progetto considerato sono quelli basati su segnali a radio frequenza, con lunghezze d'onda maggiori del millimetro. All'interno di questo spettro così ampio si possono sfruttare differenti tecnologie per realizzare sistemi di localizzazione. I principali approcci possono essere individuati nei seguenti:

- **WLAN (Wireless Local Area Network):** utilizzano infrastrutture esistenti e si basano su frequenze intorno ai 2-6 GHz. I vantaggi principali sono l'utilizzo di strumentazione standard, la possibilità di garantire una copertura sufficientemente ampia, la visibilità diretta tra trasmettitori e ricevitori non richiesta. Questi sistemi si basano normalmente sull'utilizzo combinato di approcci RSSI e fingerprinting. Le accuratze raggiunte difficilmente arrivano al metro;
- **RFID:** sono basati su tag di identificazione RFID e sono utilizzati negli approcci di prossimità. In questi casi l'accuratezza del sistema dipende dalla densità dei dispositivi distribuiti nell'area in questione;
- **Ultra Wide Band (UWB):** sistemi basati su questo approccio sono stati recentemente implementati con notevole successo per localizzazione indoor [31]. Le bande utilizzate vanno da 2 a 10 GHz e i segnali utilizzati hanno una larghezza di banda estremamente estesa che può arrivare fino a 500 MHz. Questi segnali sono utilizzati per trasmettere impulsi brevissimi e semplificare la determinazione del primo segnale ricevuto, eliminando così gli effetti del multipath che rappresentano una delle

problematiche maggiori dei sistemi di localizzazione indoor [32], [33]. Queste trasmissioni sono solitamente realizzate su bande dedicate (tra 6.0 e 8.5 GHz secondo l'European Communications Committee), e sono soggette a vincoli di potenza per motivi di salute [34]. Sfortunatamente richiedono infrastrutture dedicate, inoltre la strumentazione richiesta ha costi elevati. Questo rende il sistema uno tra i più costosi, nonostante le accuratezze offerte risultino estremamente elevate [35]. A tal proposito, si fa presente che a fine 2013 è stato commercializzato un chip della DecaWave [36] opportunamente progettato per poter essere impiegato per applicazioni di localizzazione;

- radar: usano la banda da 1 MHz a 10 GHz, normalmente vengono impiegati sfruttando approcci di tipo RTTof;
- Bluetooth e Zigbee: anche in questo caso si sfruttano infrastrutture e protocolli già esistenti. La banda di frequenze utilizzate va da 500 MHz a 3 GHz. Garantiscono un basso consumo energetico, ma le loro caratteristiche non consentono di effettuare la localizzazione in tempo reale, con conseguente difficoltà a seguire soggetti in movimento. Gli approcci tipici prevedono l'utilizzo di misurazioni RSSI o stime di prossimità. L'accuratezza offerta è abbastanza bassa;
- reti cellulari: esiste la possibilità di impiegare le trasmissioni cellulari per effettuare la localizzazione dei terminali mobili, sfruttando comunicazioni con bande da 800 MHz a 3-5 GHz. La localizzazione è fatta fornendo informazioni grossolane di localizzazione basate sugli identificativi di cella (approccio di prossimità). Più recentemente, in UMTS LTE è stato previsto l'impiego di un canale comune in downlink, denominato Positioning Reference Signal (PRS), dedicato alla localizzazione. Anche se in linea di principio a tale scopo potrebbero essere impiegati anche altri canali diffusivi come i canali di broadcast e di sincronismo, i livelli di interferenza inter-cella connessi con il fattore di riuso spaziale della stessa portante pari a 1, previsto in LTE per tali canali, ne limitano fortemente le prestazioni e quindi l'applicabilità. Il canale dedicato ai servizi di localizzazione impiega uno schema di riuso

spaziale della frequenza a cui corrisponde un fattore di riuso pari a 6. A ciò si accompagna la possibilità di coordinare temporalmente le emissioni attraverso l'uso di segnalazioni che inibiscono la trasmissione contemporanea di nodi adiacenti (segnali di mute), riducendo ulteriormente i livelli di interferenza. È bene osservare che questo approccio potrebbe essere applicato anche nei sistemi di seconda e terza generazione, ma non fornirebbe, in questi casi, accuratezza adeguata a causa dell'insufficiente larghezza di banda. Si ricorda al riguardo che la varianza dell'errore di stima del tempo d'arrivo di un segnale, e di conseguenza la diluizione di precisione della posizione, è inversamente proporzionale alla banda efficace del segnale trasmesso. Con i terminali di quarta generazione Long Term Evolution (LTE) si hanno invece a disposizione bande molto più ampie. In particolare nell'LTE avanzato (Advanced LTE - aLTE) è possibile impiegare una banda aggregata di 100 MHz che consente di raggiungere buoni valori di accuratezza a patto di eliminare il più possibile l'interferenza delle comunicazioni LTE, ovvero dedicando quanta più banda disponibile al solo segnale PRS. La struttura di trama di LTE è raffigurata in Fig. 1-11

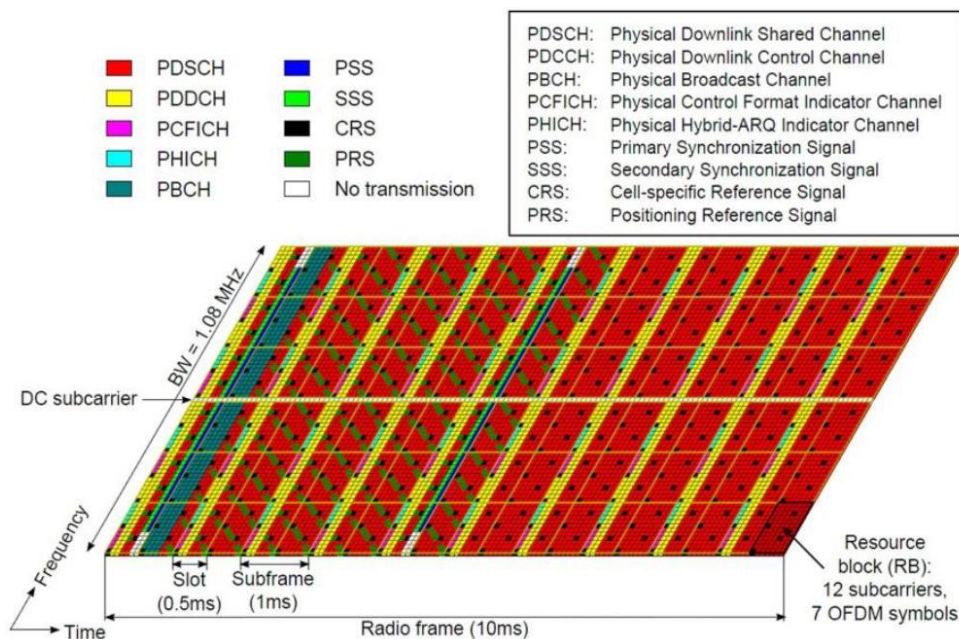


Fig. 1-11 Costituzione della trama LTE

1.2.4 Ultrasuoni

Sistemi basati su ultrasuoni utilizzano onde acustiche e non elettromagnetiche, con lunghezze d'onda comprese tra 100 μm e 10 mm. Data la natura del mezzo utilizzato, le coperture disponibili possono difficilmente superare una distanza di 10m dai dispositivi collocati in posizione nota. Approcci di tipo TDOA sono utilizzati per poter evitare la sincronizzazione tra i dispositivi mobili e quelli fissi [37].

1.2.5 Campi magnetici

Sistemi di localizzazione possono essere realizzati sfruttando anche campi magnetici creati artificialmente da magneti permanenti o bobine a corrente alternata (AC) o corrente continua (DC) erogata ad impulsi. Le frequenze impiegate sono solitamente inferiori ai 3MHz. Le accuratzeze disponibili sono estremamente elevate, ed oltretutto questi sistemi non risentono di problematiche dovute a condizioni NLOS tra trasmettitori e ricevitori [38]. Le coperture disponibili sono però anche in questo caso notevolmente ridotte, potendo arrivare al massimo a valori dell'ordine della decina di metri.

1.3 Riepilogo delle tecnologie per localizzazione

Le caratteristiche delle principali tecniche basate su segnali RF sono riportate in Tab. 1-2.

Tecnologia	Accuratezza (m)	Copertura (m)	Caratteristiche
WLAN (Wi-Fi)	1	20-100	<ul style="list-style-type: none">• possibilità di utilizzo di dispositivi standard;• line of sight (LOS) non richiesto;• misurazioni di RSSI e fingerprinting.
RFID	0.1	1-50	<ul style="list-style-type: none">• accuratezza dipendente dalla densità di ricevitori impiegati in approcci di prossimità;• RSSI usato per misure grossolane delle distanze.

Tecnologia	Accuratezza (m)	Copertura (m)	Caratteristiche
UltraWideBand (UWB)	0.1	1-100	<ul style="list-style-type: none"> • resistenza a multipath, capacità di penetrazione materiali; • prevalenza di approcci DOA e TDOA; • necessità di infrastrutture dedicate.
Radar	0.1	100-10000	<ul style="list-style-type: none"> • uso del tempo di ritorno del segnale trasmesso; • necessità di almeno due trasmettitori.
Bluetooth	1	10-50	<ul style="list-style-type: none"> • soluzioni standard non consentono applicazioni real-time per i tempi di latenza dei dispositivi; • approcci di prossimità, utilizzo RSSI.
ZigBee	1	10-50	<ul style="list-style-type: none"> • utilizzo tipico con approcci basati su stima RSSI; • banda non licenziata ISM.
Reti cellulari	10	100-10000	<ul style="list-style-type: none"> • bassa accuratezza con terminali 2G (GSM); • possibilità di miglioramento prestazione tramite utilizzo di terminali 3G 4G (disponibilità di bande maggiori); • sfruttamento di canali in downlink dedicati dallo standard per sincronizzazione e temporizzazione;

Tab. 1-2 Caratteristiche delle tecniche trasmissive per localizzazione

Un tabella riassuntiva delle principali tecnologie wireless utilizzabili per la localizzazione [18] viene riportato in Tab. 1-3, dove sono elencati i dati relativi alle accuratezze ed alle coperture raggiungibili, ed un'indicazione di massima del costo di ciascuna soluzione.

	Tipologia	Accuratezza (m)	Copertura (m)	Costo
Satellitare	High sensitive GNSS	10	Globale	Elevato
	Pseudolite	0.1	10-1000	Elevato
Ottica	Visibile	0.01	1-10	Basso
	Infrarosso (IR)	0.01	1-10	Medio
Radio frequenza	WLAN (Wi-Fi)	1	10-50	Basso
	RFID	0.1	1-50	Basso
	UltraWideBand (UWB)	0.1	1-50	Medio
	Radar	0.1	100-10000	Elevato
	Bluetooth	1	10-50	Medio
	Zigbee	1	10-50	Basso
	Reti cellulari	10	100-1000	Basso
	ibride	0.1	1-1000	Medio
Ultrasuoni		0.01	1-10	Medio
Magnetica		0.001	1-10	Medio

Tab. 1-3 Caratteristiche delle principali tecnologie wireless per localizzazione

La Fig. 1-12 riporta invece un grafico [38] relativo alla relazione tra l'accuratezza e la copertura ottenibile con le principali tecnologie menzionate, secondo l'attuale stato dell'arte.

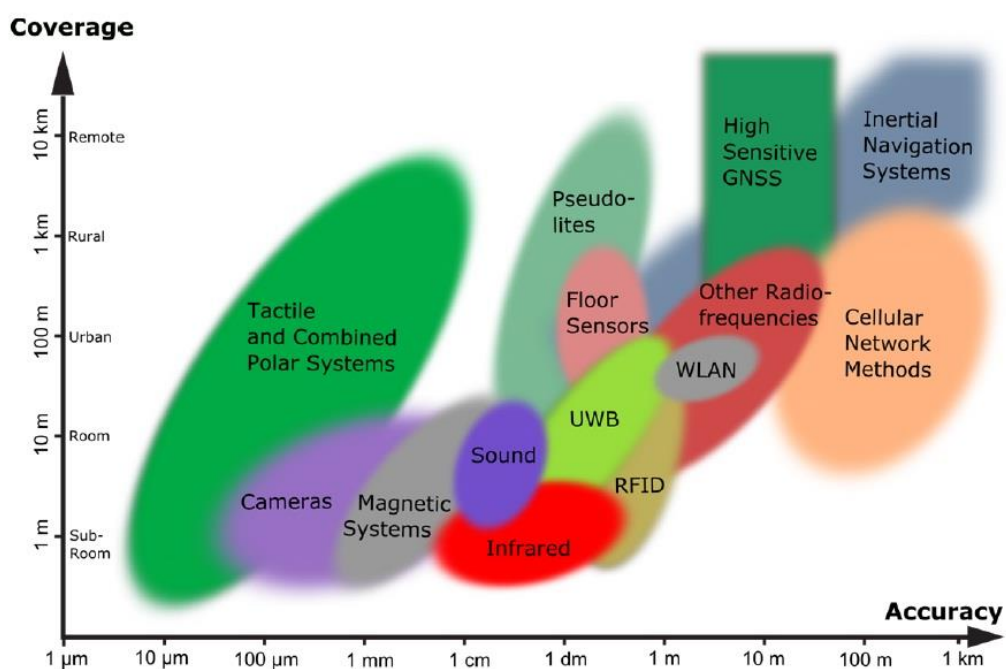


Fig. 1-12 Mappa delle principali tecnologie di localizzazione

1.4 Sistemi commerciali di localizzazione

Diversi sistemi sono al momento disponibili commercialmente per la localizzazione indoor. La Tab. 1-4 riporta un elenco delle soluzioni commerciali attualmente disponibili per la realizzazione di sistemi di localizzazione basati su tecnologie WLAN, RFID, UWB, Bluetooth e ZigBee.

Tecnologia	Soluzione	Accuratezza (m)	Copertura (m ²)	Caratteristiche
WLAN	Ekahau	3	100	<ul style="list-style-type: none"> • fingerprinting su RSSI (richiede calibrazione) • http://www.ekahau.com/

Tecnologia	Soluzione	Accuratezza (m)	Copertura (m ²)	Caratteristiche
	Skyhook	30-70	1000	<ul style="list-style-type: none"> • fingerprinting su RSSI (richiede calibrazione) • http://www.skyhookwireless.com/
	Radar	3	300	<ul style="list-style-type: none"> • Microsoft technology research • fingerprinting su RSSI (richiede calibrazione) • http://research.microsoft.com/en-us/projects/radar/
	Aeroscout	3	100	<ul style="list-style-type: none"> • TDOA su RSSI • http://www.aeroscout.com
RFID	Kimaldi	1	20	<ul style="list-style-type: none"> • tag attivi • www.kimaldi.com
	NaviFloor	>0.5	20	<ul style="list-style-type: none"> • tag passivi • http://www.future-shape.de/en/technologies/32
	SpotON	3	20	<ul style="list-style-type: none"> • triangolazione su RSSI • latenza tra 10 s e 30 s • ftp://ftp.cs.washington.edu/tr/2000/02/UW-CSE-00-02-02.pdf
	WhereNet Zebra	2	20	<ul style="list-style-type: none"> • TDOA • http://www.wherenet.com/ • http://www.zebra.com/gb/en/solutions/location-solutions/
UWB	Ubisense	0.1	400	<ul style="list-style-type: none"> • TDOA e AoA • costo elevato (ordine di 15K€) • http://www.ubisense.net
	UWB Dart Zebra	0.3	100	<ul style="list-style-type: none"> • TDOA • uso anche di radiazione infrarossa • http://www.zebra.com/gb/en/solutions/location-solutions/
	DecaWave	0.1	100-400	<ul style="list-style-type: none"> • TDOA

Tecnologia	Soluzione	Accuratezza (m)	Copertura (m ²)	Caratteristiche
				<ul style="list-style-type: none"> • soluzione basata su standard 802.15.4a per le Personal Area Networks (PAN) su UWB • vendita chip da fine 2013 • http://www.decawave.com/
Bluetooth	ZONITH	stanza	piano	<ul style="list-style-type: none"> • prossimità • www.zonith.com
	Topaz	2	20	<ul style="list-style-type: none"> • uso congiunto Bluetooth e IR • alto tempo di latenza(oltre 20s) • www.tadlys.com/pages/Product_content.asp?iGlobalId=2
	BLIP	1	20	<ul style="list-style-type: none"> • RSSI • http://www.blipsystems.com/
	Indoors	N/A	N/A	<ul style="list-style-type: none"> • Bluetooth Low Energy (BLE) • http://indoo.rs/
Zigbee	My-Bodyguard	stanza	Piano	<ul style="list-style-type: none"> • prossimità • http://www.brunelco.nl/projecten/3/my+bodyguard
GSM	Loctronix	10	100	<ul style="list-style-type: none"> • RSSI • http://www.loctronix.com/en/default.htm
Radar	Syмео	0.01	1000	<ul style="list-style-type: none"> • triangolazione su RTToF • www.syмео.com
	Abatec	0.01	1000	<ul style="list-style-type: none"> • triangolazione • www.abatec-ag.com/inmotiotec-rtls/

Tab. 1-4 Principali sistemi commerciali di localizzazione indoor

2 Sistema proposto

In questa sezione verrà illustrata la soluzione che, sulla base dell'analisi dello stato dell'arte effettuata e dei requisiti del progetto, si propone per l'implementazione di un sistema di localizzazione indoor con una accuratezza di circa 10 cm.

2.1 Architettura di sistema

In base all'analisi delle soluzioni investigate per la localizzazione di oggetti indoor, le soluzioni candidate, basate sull'uso di onde elettromagnetiche, che potrebbero garantire un'accuratezza coerente con i requisiti di progetto sono quelle che fanno uso di segnali UWB e quelle basate su formati di modulazione e protocolli simili a quelli impiegati in LTE. In particolare, la prima soluzione consentirebbe di ottenere coperture abbastanza ampie con accuratezze dell'ordine del centimetro, grazie al fatto di poter sfruttare segnali a banda molto larga che non risentono eccessivamente della forte presenza di multipath negli scenari considerati e utilizzando opportunamente approcci TDOA e DOA. Questa soluzione potrebbe però comportare costi infrastrutturali elevati, come testimoniato dalle soluzioni commerciali attualmente disponibili.

Le soluzioni del tipo LTE PRS risultano potenzialmente idonee a patto di poter utilizzare bande non soggette a concessione con larghezza sufficientemente ampia tale da consentire una valutazione accurata dell'istante d'arrivo del segnale associato al cammino diretto, indicato normalmente in letteratura e nel seguito come primo arrivo. A tal proposito si può fare riferimento ai contenuti dei rapporti tecnici relativi ai modelli del multipath sviluppati e pubblicati dall'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) in relazione alla validazione delle forme d'onda impiegate in UMTS, ed in particolare alle statistiche dei ritardi tipici intercorrenti tra il primo arrivo ed i successivi in ambienti indoor, per ricavare informazioni generali in merito alle bande richieste per garantire le accuratezze richieste. Più specificatamente, in relazione al test case caratterizzato da stanze di

dimensioni 10x10x3 m e corridoi di dimensioni 100x5x3 m, il modello ETSI indica che, rispetto al primo arrivo, il segnale relativo al secondo arrivo ha una attenuazione tipica di 3 dB e un ritardo di 50 ns. Sulla base di questi dati, volendo stimare la banda minima necessaria a distinguere nettamente il segnale relativo al cammino diretto dai successivi dovuti a cammini multipli, si dovrebbe impiegare una banda di almeno $1/50 \text{ ns} = 20 \text{ MHz}$. La localizzazione in ambienti più ristretti di quelli considerati dall'ETSI potrebbe richiedere anche bande superiori, a causa della conseguente riduzione dei tempi di interarrivo tra il cammino diretto e quelli affetti da una o più riflessioni [39]. Sulla base di queste prime valutazioni si può notare che, per poter ridurre gli effetti derivanti da presenza di multipath, un sistema di localizzazione indoor dovrebbe poter impiegare segnali radio con banda dell'ordine di alcune decine di MHz.

Tali bande sono effettivamente disponibili nelle trasmissioni impiegate per le comunicazioni cellulari di quarta generazione LTE, le cui modalità di accesso al mezzo sono basate su approcci Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA) o Single-Carrier Orthogonal Frequency Division (SC-OFDM). Per una valutazione preliminare delle prestazioni di tali soluzioni rispetto alla banda si può fare riferimento a quanto riportato in [40].

Prendendo pertanto spunto da questi sistemi, si propone di realizzare un sistema di localizzazione basato sulla trasmissione di segnali con formati di modulazione simili a quelli impiegati per il Positioning Reference Signal (PRS) in LTE, ovvero di segnali che utilizzano sottoinsiemi disgiunti di sottoportanti OFDM (ortogonali tra loro).

Lo standard LTE non definisce come debba essere stimata la posizione del terminale mobile, ma solo il formato di modulazione e la struttura della trama, nonché il protocollo a livello superiore della pila per lo scambio delle misure delle differenze dei tempi d'arrivo tra i nodi mobili e l'entità preposta alla stima della posizione. Il canale PRS viene trasmesso dalle stazioni base secondo la trama riportata in Fig. 1-11, ed è utilizzato a livello del ricevitore per valutare le differenze dei tempi d'arrivo relative ad almeno tre coppie di celle differenti. Le misurazioni effettuate vengono poi trasmesse verso un Evolved Serving Mobile

Location Center (E-SMLC) attraverso un protocollo Location Positioning Protocol (LPP). L'elaborazione è effettuata quindi dall'E-SMLC [41]. Si noti che pertanto il terminale mobile non ha necessità di conoscere le posizioni dei vari nodi B. La modalità con cui le misurazioni TDOA vengono processate non è oggetto di standardizzazione. Si deve però considerare che le prestazioni di accuratezza raggiungibili con questo approccio riportate in letteratura rispettano i requisiti richiesti solo in caso di assenza di interferenza intercella e di disponibilità della banda complessiva a soli fini di localizzazione, cosa che abbatte in effetti l'efficienza spettrale delle comunicazioni LTE quando sono richieste accuratezze elevate [42]. Si sottolinea che tali analisi sono state condotte in ambienti simulati e in assenza di multipath [43], eventualità difficile a verificarsi negli scenari di interesse, in cui pertanto le prestazioni debbano ritenersi inferiori a quelle riportate nei lavori citati.

Sulla base di quanto noto in letteratura è ragionevole affermare che soluzioni del tipo di quelle impiegate in LTE, o derivate da esse, siano compatibili con le prestazioni richieste. Inoltre i costi connessi con la realizzazione degli apparati sia dell'infrastruttura che del terminale mobile potrebbero beneficiare dell'economia di scala relativa ad un sistema a grande diffusione come LTE.

Si ritiene pertanto opportuno annoverare tra le soluzioni candidate, una soluzione che, tenendo conto delle limitate necessità di comunicazione richieste dall'applicazione in oggetto, si basi sulla soluzione LTE per lo stato fisico e lo strato MAC ed impieghi possibilmente il protocollo LPP per lo scambio dei flussi informativi e di controllo tra i nodi che compongono il sistema e l'entità preposta alla valutazione della posizione del terminale, che svolge quindi funzioni equivalenti a quelle dell'E-SMSLC.

Il ricorso a soluzioni basate su fingerprinting e RSSI viene sconsigliato a causa della facilità con cui può essere modificata la potenza ricevuta dai dispositivi in seguito a mascheramenti del trasmettitore, dovuti anche semplicemente all'attenuazione introdotta dal corpo umano. La variabilità degli ambiente dove si suppone di operare richiederebbe una configurazione continua del sistema. Si assume pertanto

di ricorrere tipicamente a tecniche di triangolazione e/o trilaterazione basate su misure DOA, TOA, TDOA.

Riepilogando, le soluzioni candidate adottano tutte formati di modulazione OFDM o derivati da essa (SC-FDMA) tipici di LTE, con schemi di riuso spaziale e organizzazione temporale tali da garantire livelli di interferenza compatibili con le accuratezze richieste.

Le sezioni successive illustrano con maggiore dettaglio le architetture candidate, con i relativi vantaggi e svantaggi.

2.1.1 Architettura User-Centric

Questa tipologia di architettura prevede che nell'area da monitorare siano disposti un certo numero di dispositivi fissi, collegati tra loro, ed in grado di trasmettere i segnali OFDM necessari alla localizzazione. Il dispositivo da localizzare svolgerà invece le funzioni di ricevitore. L'architettura prevista è raffigurata in Fig. 2-1, dove si assume che almeno tre dispositivi in posizione nota siano visibili in modalità LOS dal dispositivo da localizzare ed in movimento nell'area coperta.

Al fine di poter sfruttare approcci basati sulle differenze dei tempi di arrivo dei segnali al ricevitore, è necessario che i dispositivi in posizione nota sia tra loro perfettamente sincronizzati. Occorre pertanto una opportuna configurazione dei segnali inviati dalla stazione centrale di controllo verso le schede trasmissive, che deve tenere in considerazione l'eventualità di possibili ritardi sui segnali trasmessi dovuti a differenti lunghezze dei cavi che collegano le stazioni trasmissive a quella di controllo principale. Le stazioni base possono comunicare con la stazione di controllo per trasmettere informazioni di stato (ad esempio lo stato di funzionamento) e ricevere dati di configurazione o di controllo (ad esempio il codice assegnato ad ognuna in caso di utilizzo di codici differenti), oppure il comando di accensione o spegnimento della trasmissione radio. La comunicazione potrebbe avvenire su rete LAN. La stazione di controllo potrebbe essere costituita da un personal computer dotato delle interfacce necessarie e di un programma per la gestione di tutto il sistema e per la visualizzazione della posizione dei tag.

Si fa presente come una possibile soluzione da poter implementare per la gestione della sincronizzazione potrebbe consistere nella disposizione, all'interno dell'area interessata, di opportuni dispositivi riceventi posti a distanze uguali da coppie di stazioni trasmettenti: la disponibilità di tali riferimenti potrebbe agevolare la procedura di sincronizzazione, verificando che segnali emessi allo stesso istante di tempo arrivino congiuntamente in posizioni a pari distanza delle stazioni controllate.

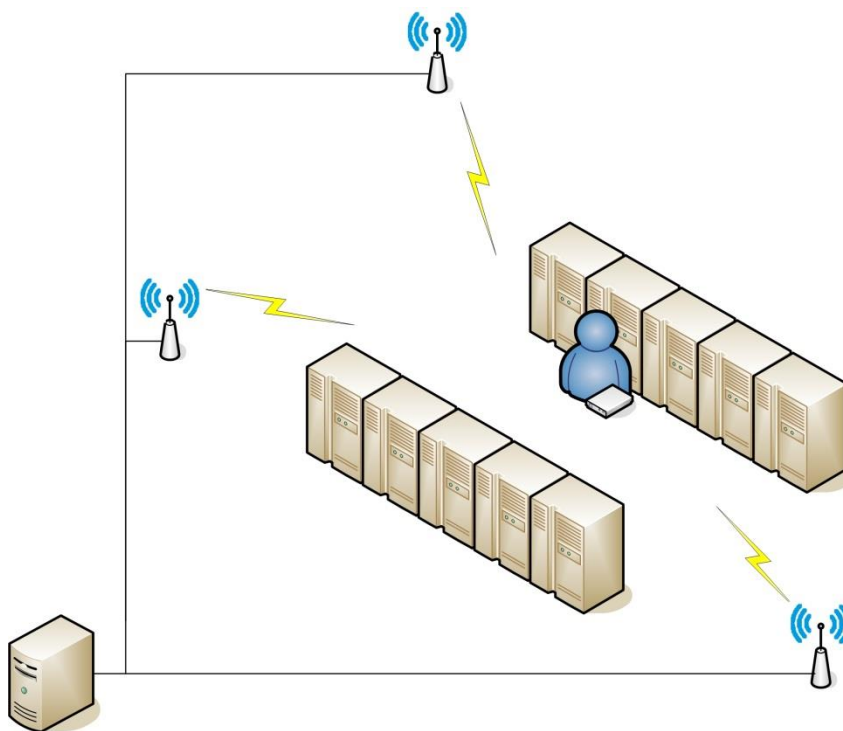


Fig. 2-1 Architettura User-Centric

L'eventuale ricorso ad approcci DOA è da scartare in quanto richiede che il dispositivo mobile sia equipaggiato con un array di antenne, che renderebbe la sua realizzazione più costosa.

I dispositivi trasmettenti possono occupare ciascuno una porzione differente della banda totale disponibile, associando un set di portanti differente ad ogni dispositivo. A seconda della disponibilità di banda prevista dal sistema, questa condizione potrebbe comportare un vincolo sulla numerosità delle stazioni impiegate.

Le misurazioni dovrebbero essere a questo punto realizzate a bordo del dispositivo mobile, che potrebbe farsi carico anche del processamento dei dati raccolti per la determinazione della sua posizione, prima di trasmetterla alla rete centrale. In questo caso si deve considerare che i segnali trasmessi dovrebbero contenere informazioni relative alle posizioni dei dispositivi trasmettenti, per poter consentire al ricevitore di stimare la sua posizione. In alternativa, l'elaborazione dei dati può essere svolta da un server centrale che abbia ricevuto i dati misurati dal dispositivo mobile. Quest'ultimo dovrebbe pertanto in entrambi i casi comunicare con la stazione di controllo per consentire al sistema di determinarne la posizione. Questo canale di comunicazione potrebbe essere utilizzato per trasmettere alla stazione di controllo anche informazioni di stato relative allo stato di salute, allo stato di carica della batteria, ecc.

L'estensione del sistema al caso di presenza di più dispositivi mobili contemporaneamente non richiede alcuna modifica all'architettura, potendo tutti i ricevitori operare in maniera indipendente. Dovrà eventualmente essere gestito in maniera opportuna, tramite protocolli già standardizzati quali Bluetooth o Wi-Fi, l'accesso al mezzo per la trasmissione verso l'architettura centrale delle misurazioni effettuate o della posizione elaborata.

Un riepilogo dei principali requisiti imposti da questo tipo di architettura, insieme alle opportunità che essa consente di sfruttare per l'implementazione di un sistema efficiente di localizzazione, è fornito in Tab. 2-1.

Opportunità	Requisiti
Possibilità di controllo del sincronismo tramite utilizzo nell'architetture di ricevitori in posizione nota	Necessità di un preciso sincronismo tra le stazioni trasmettenti
Consumo ridotto di energia da parte del ricevitore mobile.	Vincolo sulla numerosità di stazioni trasmettenti dovuto alla banda disponibile
Estensione immediata al caso di localizzazione di più persone contemporaneamente.	Necessità per il ricevitore mobile di comunicare con l'infrastruttura fissa: implementazione di un ulteriore protocollo di comunicazione.

Opportunità	Requisiti
	Necessità di disporre di un cammino LOS per almeno tre trasmettitori in posizione nota.
	Soluzione DOA implementabile intervenendo sul dispositivo mobile, con maggiori costi per i tag da distribuire
	Necessità di trasmettere la posizione dei dispositivi fissi nel caso di elaborazione della posizione a livello di ricevitore mobile.

Tab. 2-1 Caratteristiche architettura User-Centric

2.1.2 Architettura Network-Centric

In maniera speculare all'architettura UC, è possibile impiegare come trasmettitore il dispositivo mobile, e predisporre dei ricevitori collegati tra loro in grado di interpretare i segnali ricevuti, come mostrato in Fig. 2-2. In questo caso il sincronismo da realizzare è al livello dei ricevitori, che devono garantire che i segnali ricevuti vengano campionati correttamente negli stessi istanti di tempo, e che i campioni catturati siano trasmessi con lo stesso ritardo alla stazione di controllo per l'elaborazione. Questa configurazione può essere realizzata in maniera software a livello di stazione di controllo, una volta effettuate delle misurazioni relative a trasmissioni originate a distanze uguali da coppie di dispositivi fissi.

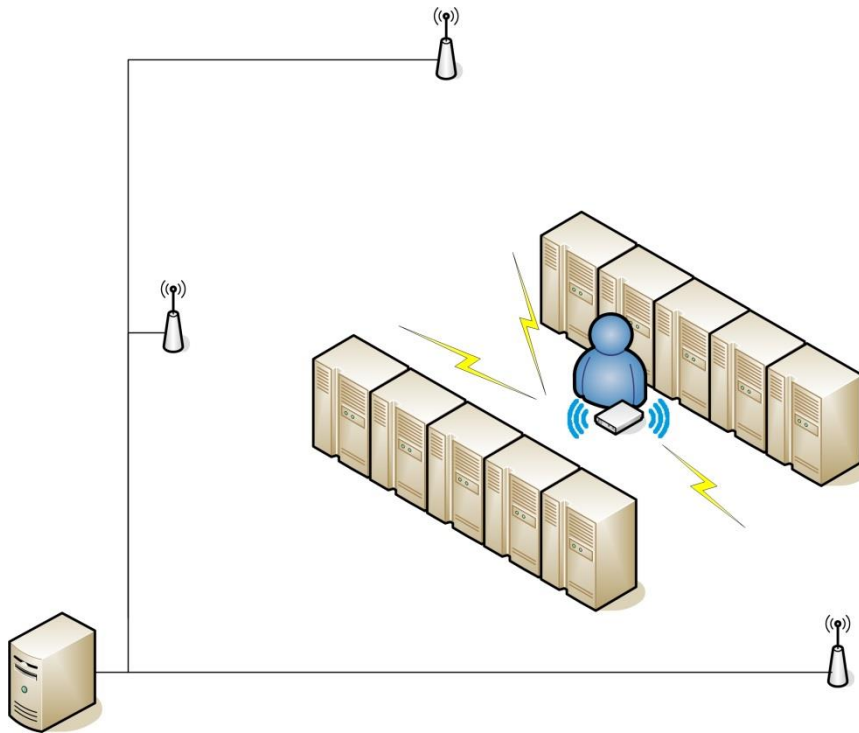


Fig. 2-2 Architettura Network-Centric

Il trasmettitore in questo caso può occuparsi dell'invio del solo segnale di localizzazione risultando pertanto semplificato, anche se il consumo di energia che dovrebbe sostenere è superiore rispetto al caso UC. Il segnale trasmesso può essere determinato liberamente, non dovendo trasportare informazione significativa di alcun tipo, dato che la posizione dei dispositivi fissi, operanti come ricevitori, è nota alla stazione di controllo.

Un approccio DOA potrebbe essere realizzato utilizzando antenne direttive o array di antenne a livello di ricevitori. Anche in assenza di queste soluzioni, potrebbe essere sfruttata la disponibilità di più ricevitori, nell'ipotesi in cui siano visibili in modalità LOS, per migliorare le prestazioni sulla base di valutazioni DOA.

Per quanto riguarda la scalabilità di questa soluzione, si potrebbe pensare di assegnare differenti sottoportanti in frequenza ai diversi tag impiegati come trasmettitori. Tale soluzione comporterebbe ovviamente una riduzione della banda associata a ciascun trasmettitore, così come un potenziale vincolo al numero di trasmettitori che potrebbero essere simultaneamente localizzati nell'area coperta. In

alternativa si potrebbero utilizzare differenti codici per differenti tag, implementando pertanto un approccio a divisione di codice per la discriminazione dei segnali provenienti da differenti trasmettitori.

Un riepilogo dei principali requisiti imposti da questo tipo di architettura, insieme alle opportunità che essa consente di sfruttare per l'implementazione di un sistema efficiente di localizzazione, è fornito in Tab. 2-2.

Opportunità	Requisiti
Sincronismo valutabile da una stazione di controllo verificando i ritardi di ricezione dei segnali emessi da punti ad eguale distanza dai ricevitori.	Sincronismo da implementare in fase di ricezione tra i dispositivi fissi collegati.
Assenza di vincoli sulla numerosità delle stazioni riceventi	Necessità di disporre di un cammino LOS per almeno tre ricevitori in posizione nota.
Possibilità per il trasmettitore di dover gestire il solo segnale di localizzazione.	Aumento del consumo di energia da parte del trasmettitore mobile, dipendente anche dall'attenuazione dovuto al corpo umano.
Soluzione DOA implementabile intervenendo su dispositivi fissi facenti parte dell'architettura.	Necessità di gestione delle trasmissioni in caso di presenza di più dispositivi da localizzare.
Localizzazione del ricevitore utilizzando l'informazione nota sulla posizione dei nodi fissi.	

Tab. 2-2 Caratteristiche architettura Network-Centric

2.2 Banda radio da usare

La Tab. 2-3 riporta le bande radio ISM che è possibile utilizzare senza autorizzazioni o concessioni governative come stabilito a livello internazionale dall'ITU-R (International Telecommunication Union - Radiocommunication sector) [44] nelle tre Regioni in cui sono suddivise le nazioni, come mostrato in Fig. 2-3.

Range di Frequenze		Banda (MHz)	Centro (MHz)	Disponibilità
Da (MHz)	A (MHz)			
6.765	6.795	0.030	6.780	Soggetto ad accettazione locale
13.553	13.567	0.014	13.560	Globale
26.957	27.283	0.326	27.120	Globale
40.660	40.700	0.040	40.680	Globale
433.050	434.790	1.74	433.920	Regione 1, soggetto ad accettazione locale
902.000	928.000	26	915.000	Regione 2
2400	2500	100	2450	Globale
5725	5875	150	5800	Globale
24000	24250	250	24125	Globale
61000	61500	500	61250	Soggetto ad accettazione locale
122000	123000	1000	122500	Soggetto ad accettazione locale
244000	246000	2000	245000	Soggetto ad accettazione locale

Tab. 2-3 Bande di frequenza assegnate ai servizi ISM da parte di ITU-R

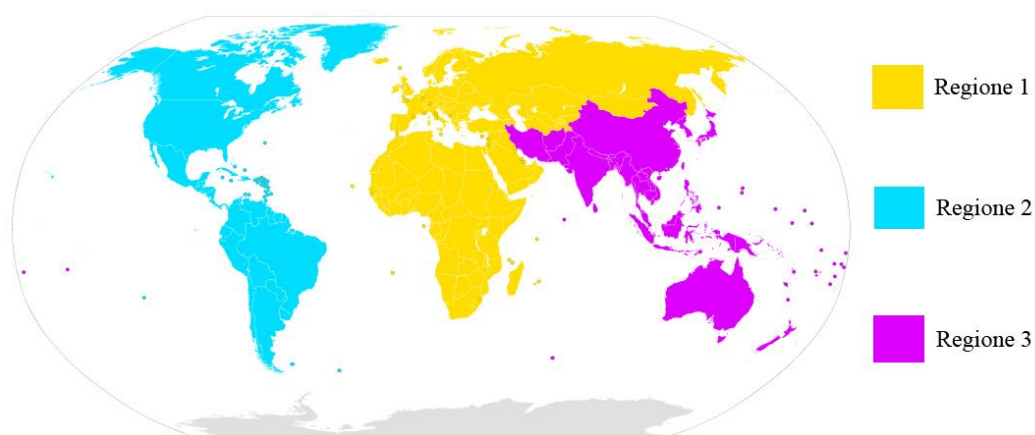


Fig. 2-3 Regioni ITU

A livello nazionale la radiodiffusione è regolamentata dal “Piano Nazionale di Ripartizione delle Frequenze” redatto dal Ministero dello Sviluppo [45]; la Tab. 2-4 mostra le bande di frequenza liberamente utilizzabili in Italia per scopi ISM, come si può notare ci sono alcune differenze rispetto a quanto stabilito dall’ITU-R

Range di Frequenza		Larghezza di banda (MHz)	Frequenza centrale (MHz)
Da (MHz)	A (MHz)		
2300	2450	150	2375
2468	2500	32	2484
5725	5925	200	5825

Tab. 2-4 Assegnazione nazionale delle bande di frequenza ai servizi ISM

2.3 Modellazione del multipath in ambienti chiusi

Il multipath è un fenomeno tipico di distorsione del segnale, che si origina quando un segnale a radiofrequenza durante la propagazione subisce delle riflessioni da parte di vari ostacoli prima di essere ricevuto. In queste ipotesi, il segnale ricevuto risulta composto da un onda diretta o “LOS” (Line Of Sight) e dalle sue repliche attenuate e ritardate nel tempo. L’onda irradiata percorre infatti cammini multipli, a causa di fenomeni di riflessione, rifrazione, diffrazione e scattering con l’ambiente circostante, ognuno dei quali è caratterizzato da un proprio coefficiente di attenuazione. Le caratteristiche dielettriche e magnetiche dell’ostacolo, la rugosità della superficie e la lunghezza d’onda del segnale incidente influiscono sulla direzione di propagazione, attenuazione e fase del segnale riflesso. Quando il segnale diretto e tutti i segnali riflessi (o interferenti) arrivano al ricevitore essi si combinano dando origine ad un segnale distorto, vedi Fig. 2-4.

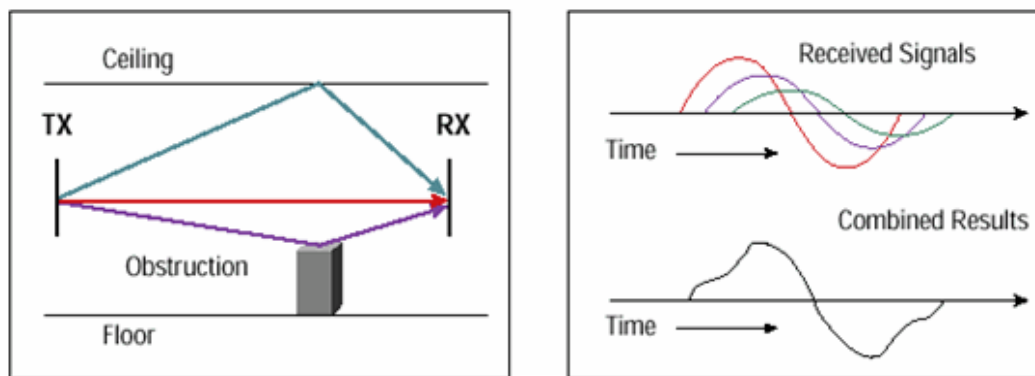


Fig. 2-4 Modello di propagazione affetta da multipath

Questo fenomeno è il responsabile di un tipico problema dei sistemi di comunicazione radiomobili chiamato “drops and boosts”, ovvero una variazione repentina del livello di potenza di un canale di comunicazione [18]. Ostacoli naturali o artificiali come colline, palazzi, alberi, influiscono sulla potenza totale ricevuta, compromettendo la comunicazione. Un’onda riflessa che arriva all’antenna del ricevitore con uno sfasamento di 180° rispetto al segnale diretto, creerà una interferenza distruttiva con conseguente drastica diminuzione di ampiezza del segnale ricevuto.

2.3.1 Effetti del multipath sulla risposta in frequenza del canale

È facile comprendere intuitivamente, che i diversi cammini seguiti dal segnale, ognuno con un tempo di ritardo differente, contribuiscono a formare la risposta impulsiva complessiva del canale trasmissivo che, rispetto al caso ideale di solo cammino diretto, sarà di durata maggiore. Vediamo ora in modo analitico l’impatto delle riflessioni sulla risposta del canale, partendo dalla descrizione del caso ideale di propagazione con il solo cammino diretto, come mostrato in Fig. 2-5. Supponiamo inoltre che il canale trasmissivo sia ideale, che introduca quindi sul segnale soltanto una variazione di ampiezza ed un ritardo (corrispondente al tempo di propagazione del segnale).

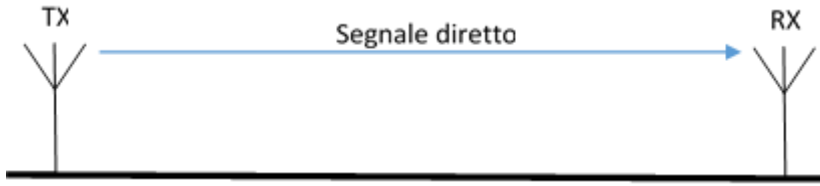


Fig. 2-5 Modello di propagazione ideale con il solo cammino diretto

Il trasmettitore TX emette il segnale $s(t)$ che si propaga secondo il cammino diretto di lunghezza L_1 che rappresenta la distanza che lo separa dal ricevitore RX.

Indicando con c la velocità della luce in aria, possiamo dire che il segnale giunge al ricevitore dopo un tempo $\Delta_{\tau_1} = \frac{L_1}{c}$.

Il ricevitore RX capterà un segnale $r(t)$ dato dalla copia di quello trasmesso, ritardata del tempo Δ_{τ_1} e con l'ampiezza moltiplicata per il fattore α_1 , che rappresenta il guadagno in ampiezza che il segnale subisce per effetto della propagazione:

$$r(t) = \alpha_1 s(t - \Delta_{\tau_1}) \quad (10)$$

La trasformata di Fourier del segnale $r(t)$ vale:

$$R(f) = \alpha_1 S(f) e^{-j2\pi f \Delta_{\tau_1}} \quad (11)$$

Dove si è indicato con $S(f)$ la trasformata del segnale $s(t)$

La funzione di trasferimento del canale per definizione è data dal rapporto delle trasformate del segnale ricevuto e di quello trasmesso che, in questo caso, trattandosi di propagazione di solo cammino diretto chiameremo $H_{LOS}(f)$:

$$H_{LOS}(f) = \frac{R(f)}{S(f)} = \alpha_1 e^{-j2\pi f \Delta\tau_1} \quad (12)$$

Passiamo ora a descrivere il caso di propagazione con il cammino diretto ed un cammino riflesso, come mostrato in Fig. 2-6:

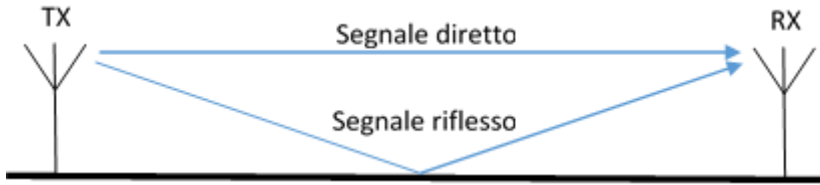


Fig. 2-6 Modello di propagazione con il cammino diretto ed un riflesso

Il segnale $s(t)$ si propaga secondo due cammini, il diretto di lunghezza L_1 , ed il riflesso di lunghezza L_2 . Essendo il cammino riflesso maggiore del diretto possiamo scrivere $L_2 = L_1 + \Delta L_{2-1}$ dove ΔL_{2-1} rappresenta la differenza di cammino percorsa dai due segnali.

I due segnali giungono al ricevitore dopo un tempo $\Delta\tau_1 = \frac{L_1}{c}$, per il diretto, ed un

tempo $\Delta\tau_2 = \frac{L_2}{c} = \frac{L_1 + \Delta L_{2-1}}{c} = \Delta\tau_1 + \Delta\tau_{2-1}$, per il riflesso. La quantità $\Delta\tau_{2-1}$, che

rappresenta il tempo che la luce impiega a percorrere un cammino pari a ΔL_{2-1} , è comunemente indicata in letteratura come tempo di interarrivo perché corrisponde al tempo trascorso fra l'arrivo al ricevitore del segnale diretto e di quello riflesso.

Il segnale captato dal ricevitore RX è costituito dalla somma di due contributi opportunamente ritardati e modificati in ampiezza.

$$r(t) = \alpha_1 s(t - \Delta\tau_1) + \alpha_2 s(t - \Delta\tau_2) \quad (13)$$

dove α_2 rappresenta il guadagno in ampiezza del segnale riflesso e tiene conto anche della variazione di ampiezza subita dal segnale nella riflessione.

La trasformata di Fourier di $r(t)$ vale:

$$R(f) = \alpha_1 S(f) e^{-j2\pi f \Delta \tau_1} + \alpha_2 S(f) e^{-j2\pi f \Delta \tau_2} \quad (14)$$

La funzione di trasferimento del canale affetto da multipath è data da:

$$H_{MPTH}(f) = \frac{R(f)}{S(f)} = \alpha_1 e^{-j2\pi f \Delta \tau_1} + \alpha_2 e^{-j2\pi f (\Delta \tau_1 + \Delta \tau_{2-1})}$$

$$H_{MPTH}(f) = \alpha_1 e^{-j2\pi f \Delta \tau_1} \left(1 + \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \right) e^{-j2\pi f \Delta \tau_{2-1}} \quad (15)$$

Tenendo conto della (12) e della definizione di ΔL_{2-1} possiamo quindi scrivere:

$$H_{MPTH}(f) = H_{LOS}(f) \left(1 + \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \right) e^{-j2\pi f \frac{\Delta L_{2-1}}{c}} \quad (16)$$

Definendo la grandezza $\Psi(f) = \left(1 + \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \right) e^{-j2\pi f \frac{\Delta L_{2-1}}{c}}$ possiamo scrivere la (16)

come

$$H_{MPTH}(f) = H_{LOS}(f) \Psi(f) \quad (17)$$

Da quest'ultima espressione vediamo che la funzione di trasferimento del canale in caso di multipath è data dal prodotto della funzione di trasferimento in condizioni di solo cammino diretto per un fattore moltiplicativo che dipende soltanto dalle ampiezze dei segnali diretto e riflesso, dalla differenza di cammino percorso e dalla frequenza del segnale.

La Fig. 2-7 mostra il diagramma della parte reale di $\Psi(f)$.

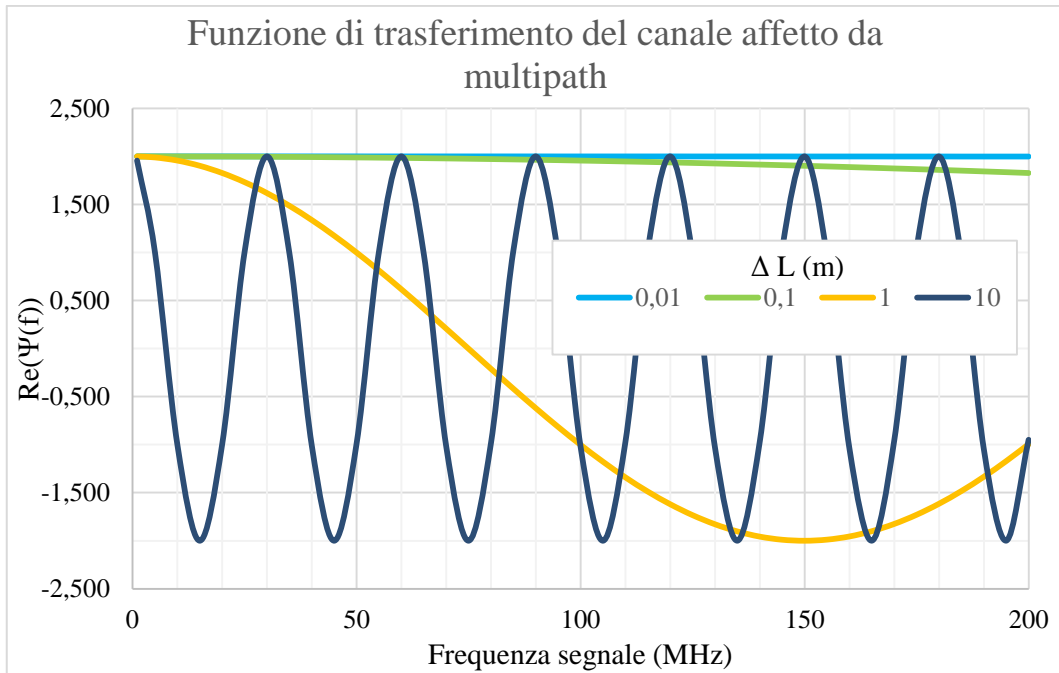


Fig. 2-7 Funzione di trasferimento del canale affetto da multipath

Dalla Fig. 2-7, è evidente che differenze di cammino uguali o superiori a 10 cm causano variazioni sensibili nella risposta in frequenza del canale anche per segnali con larghezza di banda relativamente bassa, mentre le differenze di cammino inferiori ai 10 cm necessitano di segnali con larghezza di banda molto ampia per poter essere apprezzate.

Generalizzando il modello del multipath al caso di D cammini (1 diretto e $D-1$ riflessi), la componente utile del segnale ricevuto sarà data da:

$$r(t) = \sum_{k=1}^D \alpha_k s(t - \Delta\tau_k) \quad (18)$$

La risposta in frequenza del canale sarà quindi:

$$H_{MPTH}(f) = H_{LOS}(f) \left(1 + \sum_{k=2}^D \frac{\alpha_k}{\alpha_1} e^{-j2\pi f \frac{\Delta L_{k-1}}{c}} \right) = H_{LOS(f)} \Psi(f) \quad (19)$$

dove $\Psi(f) = \left(1 + \sum_{k=2}^D \frac{\alpha_k}{\alpha_1} e^{-j2\pi f \frac{\Delta L_{k-1}}{c}} \right)$ rappresenta il fattore moltiplicativo di $H_{LOS}(f)$

che è il responsabile dell'influenza dei segnali riflessi sul diretto.

2.3.2 Modello di multipath per ambienti chiusi

Vediamo ora, facendo riferimento alla Fig. 2-8, il modello di propagazione dei segnali che è stato costruito nel caso di propagazione indoor.

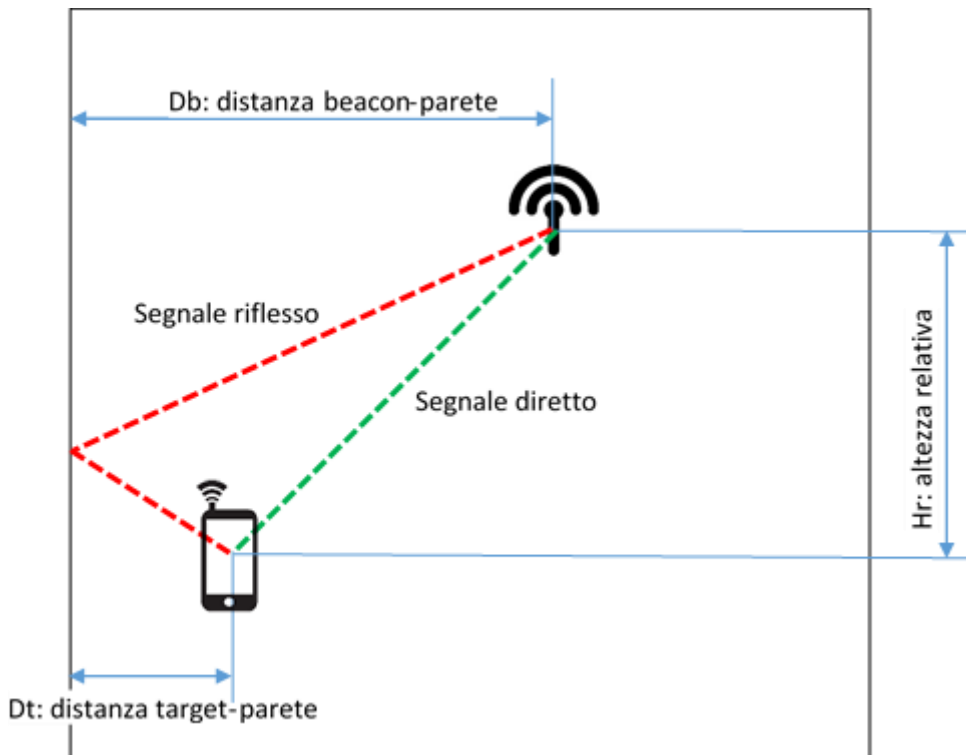


Fig. 2-8 Modello di multipath per ambienti chiusi

L'ambiente che abbiamo considerato è un locale a forma di parallelepipedo con pareti lisce e riflettenti al cui interno si trovano un apparato fisso, indicato come beacon, utilizzato per radiolocalizzare l'apparato mobile, indicato come target⁴.

⁴ La denominazione di beacon e target sono state utilizzate per indicare rispettivamente l'apparato fisso e il mobile. Non sono state utilizzate, invece, le denominazioni di trasmettitore e ricevitore poiché la trattazione del modello è ininfluente dal ruolo assunto da ogni apparato.

Ognuno di essi è ad una certa distanza dalla parete e sono posti ad una certa distanza verticale relativa fra loro.

Il segnale emesso da un apparato giungerà all'altro secondo due cammini il diretto ed il riflesso. Per quanto visto in precedenza, il segnale riflesso compie un percorso più lungo e arriva a destinazione con un certo ritardo rispetto al cammino diretto.

La distanza percorsa dal cammino diretto sarà data da:

$$L_{dir} = \sqrt{H_r^2 + (D_b - D_t)^2} \quad (20)$$

La distanza percorsa dal cammino riflesso sarà data da:

$$L_{rifl} = \sqrt{H_r^2 + (D_b + D_t)^2} \quad (21)$$

Il tempo di interarrivo fra il segnale diretto e il riflesso è definito come:

$$\Delta\tau = \frac{L_{rifl} - L_{dir}}{c} \quad (22)$$

dove c è la velocità della luce in aria.

In Fig. 2-9 viene riportato l'andamento del tempo di interarrivo in funzione della distanza del target dalla parete e per vari valori della distanza del beacon dalla parete calcolate per un valore di altezza relativa fra beacon e target pari a 80 cm.

Nel caso in cui l'altezza relativa aumenti (si è considerato il caso di 3 metri), per ovvie considerazioni geometriche, la differenza tra i due cammini tende a diminuire; in questo modo, risolvere i due cammini diviene più difficile e, si rende quindi necessario l'aumento della banda efficace e/o del rapporto segnale rumore per ottenere le prestazioni volute. In Fig. 2-10 si riportano le curve del tempo di interarrivo relative a questo caso.

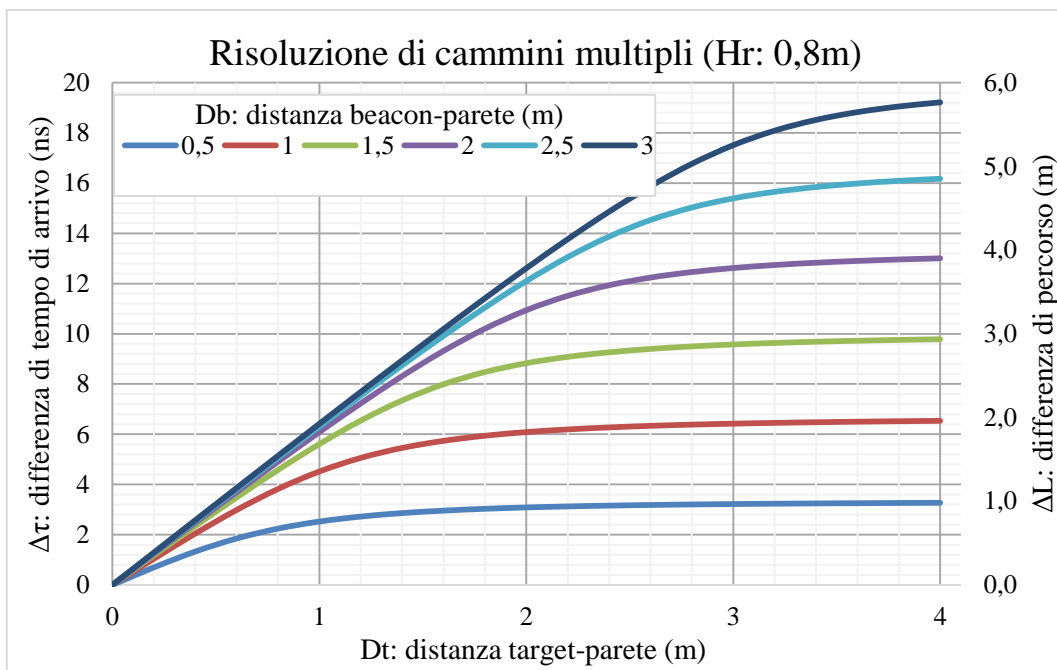


Fig. 2-9 Risoluzione dei cammini multipli nel caso di altezza relativa pari a 80 cm

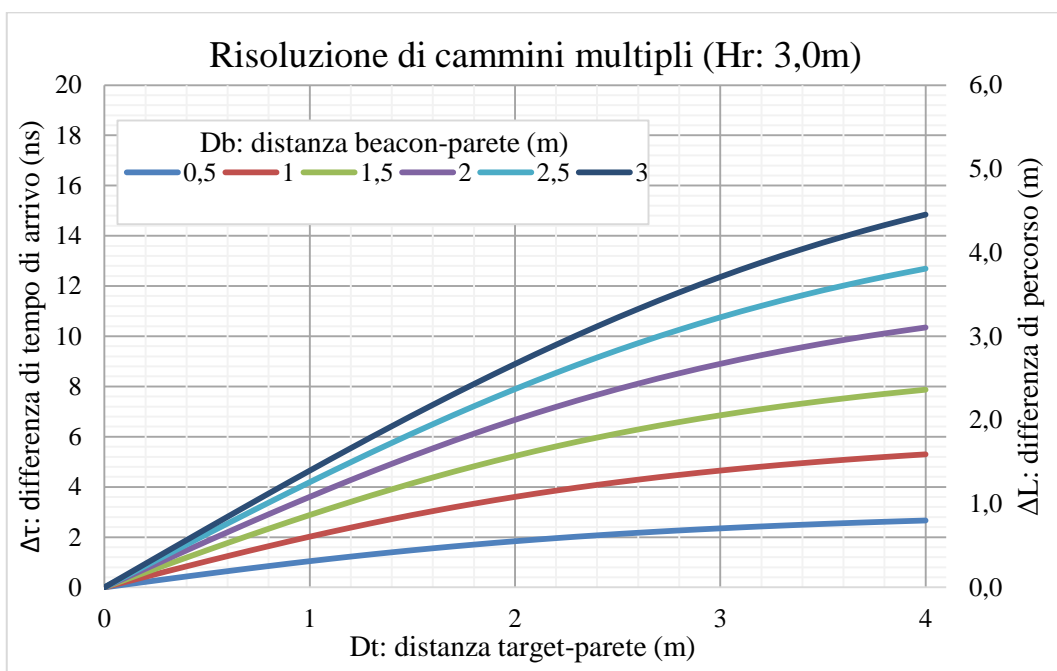


Fig. 2-10 Risoluzione dei cammini multipli nel caso di altezza relativa pari a 3 m

2.4 Limite teorico per la localizzazione indoor

Ogni volta che ci si accinge a realizzare un dispositivo o sistema di misura, di qualunque tipo esso sia, bisogna verificare prima di tutto la precisione raggiungibile. In altre parole bisogna verificare le prestazioni del processo di stima del parametro che si vuole misurare. La verifica viene fatta applicando al sistema in esame la disuguaglianza di Cramér-Rao [46]. Tale disuguaglianza, nota anche come “limite inferiore di Cramér-Rao”, indica le prestazioni migliori raggiungibili nel processo di stima in funzione di alcuni parametri della misura e rappresenta il limite inferiore teorico di uno stimatore ottimo al di sotto del quale non è possibile andare. Essa, dunque, stabilisce il limite inferiore delle prestazioni, ma non pone alcun vincolo sul limite superiore che può dipendere da fattori esterni, errori nella modellizzazione, presenza di multipath, ecc.

Il limite inferiore di Cramér-Rao stabilisce che per uno stimatore di tempo di arrivo la varianza della stima ($\sigma_{\Delta t}^2$) dipende dalla larghezza di banda efficace del segnale (Bw_{eff}) e dal rapporto segnale/rumore (SNR):

$$\sigma_{\Delta t}^2 \geq \frac{1}{(2\pi)^2 Bw_{eff}^2 SNR} \quad (23)$$

dove la banda efficace è data da:

$$Bw_{eff}^2 = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} f^2 |S(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{+\infty} |S(f)|^2 df} \quad (24)$$

che, nel caso lo spettro del segnale $S(f)$ sia costante, diventa:

$$Bw_{eff}^2 = \frac{B^2}{3} \quad (25)$$

Dalla (23) e dalla (25) possiamo ricavare la deviazione standard della stima di distanza:

$$\sigma_{\Delta L} = c\sigma_{\Delta t} \geq c \sqrt{\frac{3}{(2\pi)^2 B^2 SNR}} \quad (26)$$

Il grafico della (26) in funzione della larghezza di banda B e per vari valori di SNR è mostrato in Fig. 2-11.

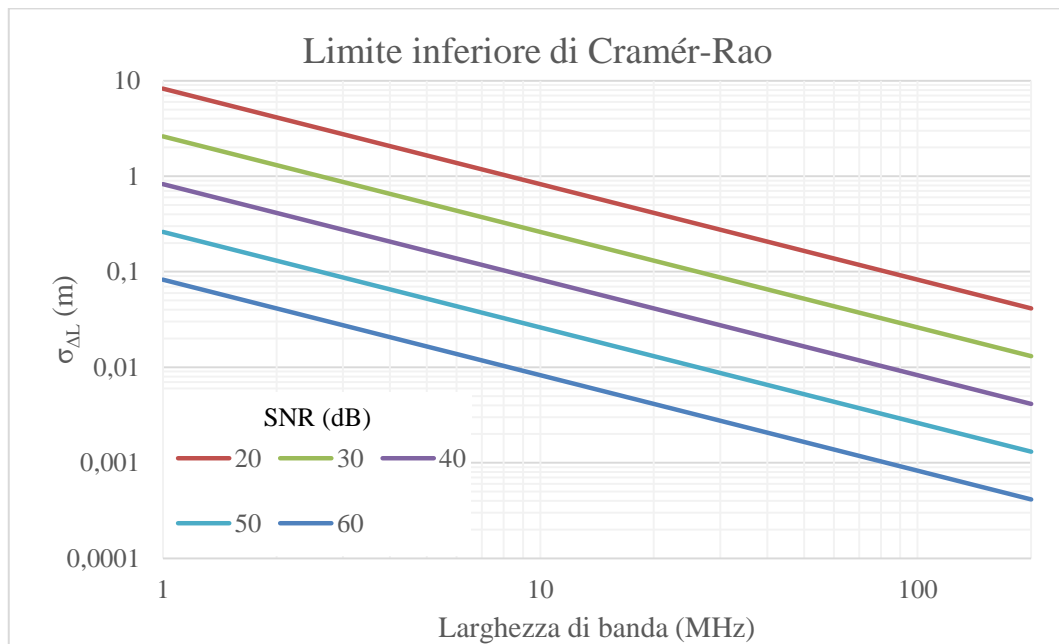


Fig. 2-11 Andamento di $\sigma_{\Delta L}$ (m) – Limite inferiore di Cramér-Rao

La Tab. 2-5 riporta alcuni risultati ottenuti dalla (26) per vari valori di B e di SNR.

$B_{w_{eff}}$ (MHz)	SNR (dB)				
	20	30	40	50	60
10	0,826	0,261	0,083	0,026	0,008
50	0,165	0,052	0,017	0,005	0,002
100	0,083	0,026	0,008	0,003	0,001
160	0,052	0,016	0,005	0,002	0,001

Tab. 2-5 Valori di $\sigma_{\Delta L}$ (m) – Limite inferiore di Cramér-Rao

Dalla Fig. 2-11 e dalla Tab. 2-5 si può notare che con valori di rapporto segnale-rumore, compresi tra 30 e 50 dB e una banda di 100 MHz le accuratezze massime raggiungibili sono comprese fra circa 2,5 centimetri e 3 millimetri. Come detto in precedenza questi valori rappresentano le migliori prestazioni possibili, i valori reali ottenibili sono sicuramente peggiori a causa di fenomeni, primo fra tutti il multipath, che degradano le prestazioni del sistema.

3 Simulatore

In questa sezione viene descritta l'architettura del simulatore che è stato sviluppato nell'ambito del lavoro. Scopo del simulatore è quello di fornire un'implementazione di riferimento che consenta di valutare le prestazioni e validare gli algoritmi di localizzazione studiati.

3.1 Ambiente di sviluppo

L'ambiente di sviluppo scelto per la realizzazione è MATLAB (MATrix LABoratory). Questa piattaforma offre un ambiente di calcolo numerico interattivo caratterizzato da un linguaggio di programmazione di alto livello. Tra le funzionalità chiave si possono annoverare:

- ambiente di sviluppo ad alto livello per calcolo numerico;
- ambiente interattivo;
- librerie built-in per funzioni statistiche, algebriche, analisi spettrale e filtraggi;
- calcolo delle soluzioni di equazioni differenziali ordinarie;
- possibilità di definire grafici personalizzati a partire da una vasta gamma di output predefiniti;
- possibilità di sviluppare interfacce grafiche per i tool di sviluppo;
- funzioni per integrare il codice con librerie esterne anche in altri linguaggi di programmazione.

3.2 Architettura del simulatore

Il simulatore, mostrato schematicamente in Fig. 3-1, può essere suddiviso in tre sottosistemi funzionali:

1. Trasmettitore;
2. Canale di trasmissione;
3. Ricevitore + localizzatore.

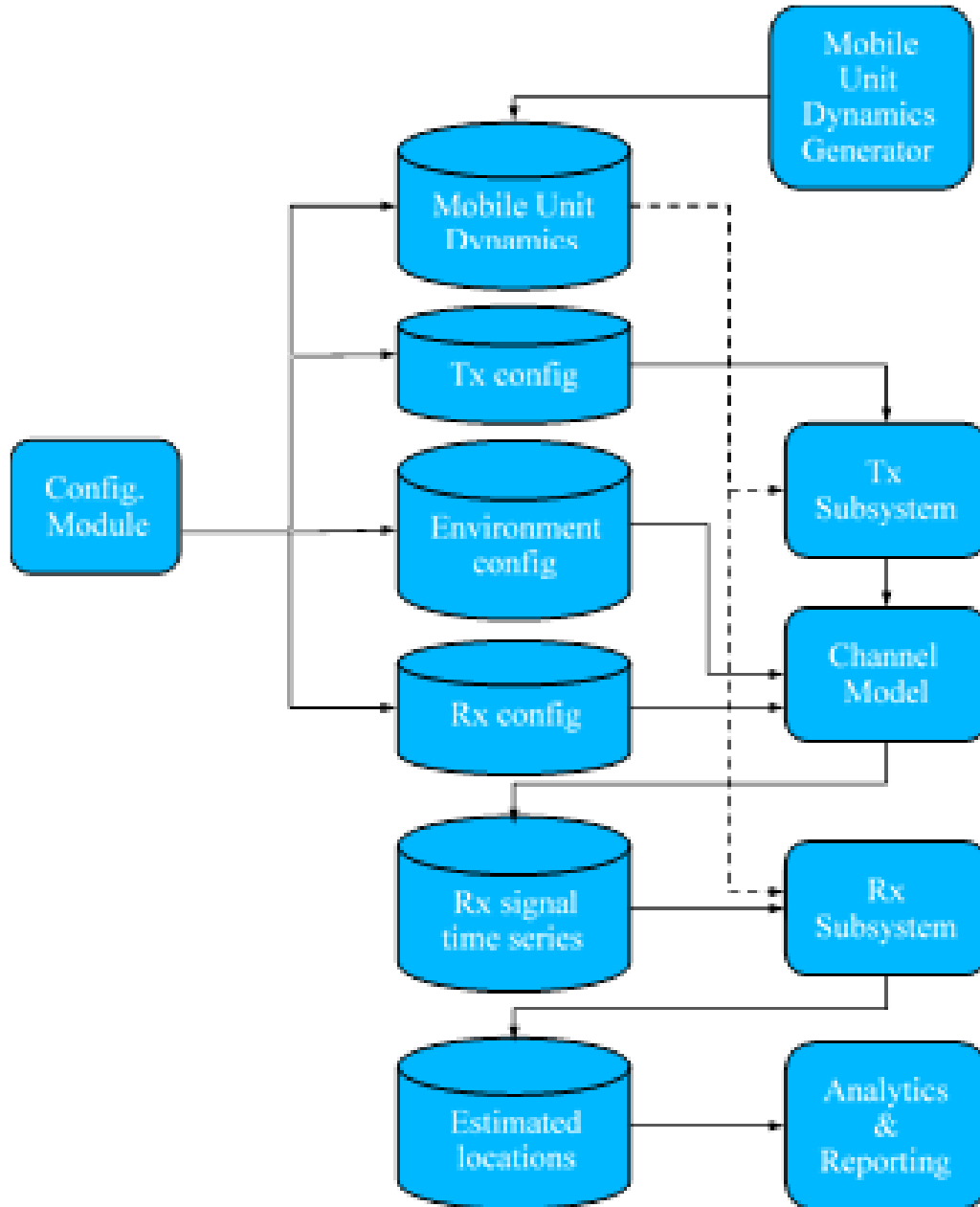


Fig. 3-1 Schema a blocchi del simulatore

Il simulatore per ciascuno dei tre sottosistemi dovrà fornire adeguata caratterizzazione e modellazione. In aggiunta ai tre sottosistemi il simulatore comprende:

- un sottosistema di archiviazione e conservazione di ingressi preregistrati e di uscite prodotte dal simulatore;
- un modulo di gestione della configurazione con relativa interfaccia persona/macchina;
- un modulo per la post-elaborazione e la restituzione dei risultati all'utente, con relativa interfaccia persona/macchina.

Al fine di semplificare la gestione di repliche di prove, eventualmente anche con piccole varianti degli ingressi del modulo di configurazione, evitando di intervenire direttamente nel codice del simulatore, è stata prodotta un'interfaccia grafica per facilitare l'interazione.

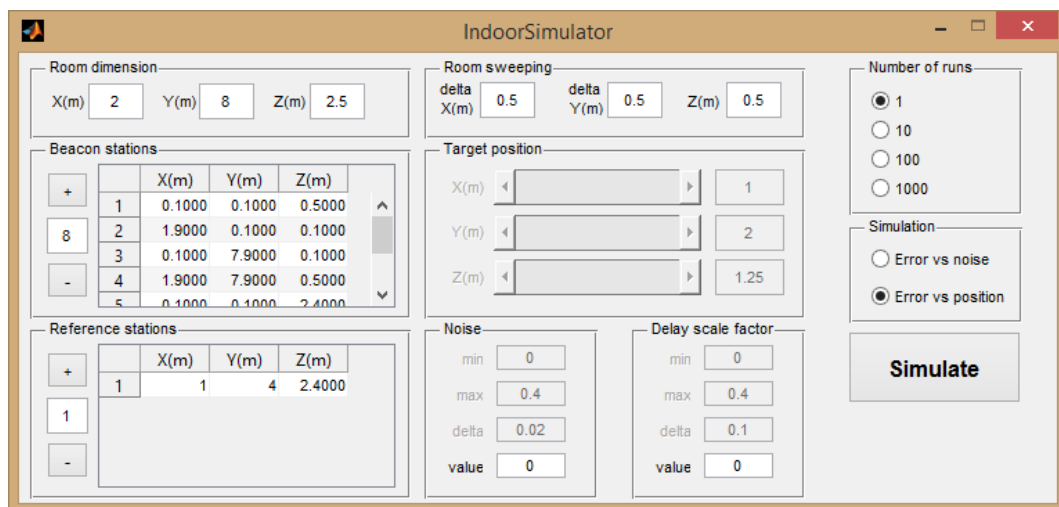


Fig. 3-2 Interfaccia grafica del simulatore

Tra gli elementi oggetto di configurazione rientrano:

- le caratteristiche geometriche dell'ambiente oggetto di simulazione
- le caratteristiche elettromagnetiche dell'ambiente e più specificatamente delle superfici degli oggetti presenti nell'ambiente
- le caratteristiche geometriche del sistema di trasmissione:

- numero di antenne impiegate e loro dislocazione
- caratteristiche geometriche delle antenne
- formati di modulazione e caratteristiche specifiche delle forme d'onda che li caratterizzano
- numero di canali impiegati e frequenze delle portanti associate
- precisione e accuratezza del sistema di generazione e distribuzione del sincronismo della catena trasmittente
- le caratteristiche geometriche del sistema di ricezione:
 - numero di antenne impiegate e loro dislocazione
 - caratteristiche geometriche delle antenne
- parametri caratterizzanti la componente analogica dei ricevitori (e.g. cifra di rumore)
- precisione e accuratezza del sistema di generazione e distribuzione del sincronismo della catena ricevente
- parametri caratterizzanti la componente digitale della catena ricevente
- parametri caratterizzanti gli algoritmi di localizzazione.

3.2.1 Sottosistema trasmettitore

Il trasmettitore è un modulo funzionale deputato alla sintesi dei cronosegnali impiegati dal sistema di gestione dei sincronismi e delle forme d'onda trasmesse da ciascuna antenna.

A seconda della modalità selezionata in sede di configurazione esso sarà costituito da:

- un insieme di unità distribuite nell'ambiente e dislocate in posizione nota, ciascuna delle quali trasmette un proprio segnale impiegato per la determinazione della distanza del dispositivo mobile rispetto ad essa;
- un'unica unità integrata per ciascuno dei dispositivi mobili simulati e per ciascuna delle unità fisse dislocate in posizioni note, che trasmettono i segnali di ausilio alla stima degli errori di sincronismo dei convertitori analogico/digitali del sistema (distribuito) di ricezione

A titolo esemplificativo, in Fig. 3-3 è riportato lo schema a blocchi della singola unità del trasmettitore. In particolare in blu sono rappresentati i blocchi funzionali di un generico trasmettitore OFDM mentre in arancione è riportato il blocco da aggiungere per ottenere un trasmettitore SC-FDMA.

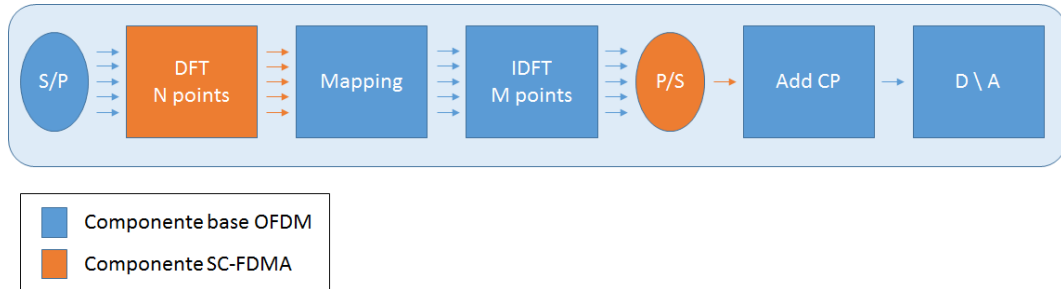


Fig. 3-3 Schema a blocchi del trasmettitore

3.2.2 Sottosistema canale di trasmissione

Il sottosistema di canale si occupa della modellazione del canale e delle problematiche legate alla propagazione delle onde elettromagnetiche in ambienti chiusi ed in particolare alla presenza di cammini multipli.

Il simulatore consentirà sia l'uso di risposte impulsive di tipo parametrico derivate da analisi sperimentali sia l'uso di modelli dinamici basati sull'approssimazione geometrica della propagazione (tracciamento dei raggi, vedi Fig. 3-4) in cui la posizione dell'unità mobile (sfera rossa) cambia dinamicamente nel tempo nell'ambiente di forma regolare (parallelepipedo) in cui sono disposti gli apparati riceventi e trasmettenti. Attenuazioni e sfasamenti introdotti dall'interazione con le pareti del locale possono essere modellate sia in modo deterministico che su base statistica (simulazioni Monte Carlo).

Eventuali assorbimenti causati dal corpo della persona dotata di unità mobile sono portati in conto modificando il diagramma di radiazione dell'antenna dell'unità mobile. Il simulatore non terrà conto dell'attenuazione addizionale introdotta da altre persone presenti nello scenario.

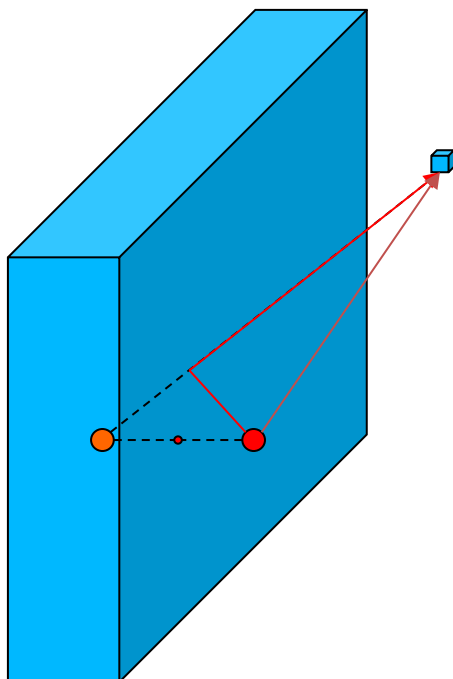


Fig. 3-4 Geometrie utilizzate nella modellazione della riflessione

3.2.3 Sottosistema ricevitore + localizzatore

Il ricevitore è un modulo funzionale che provvede alla ricezione dei segnali impiegati per la localizzazione, all'estrazione da essi dei dati relativi a differenze di tempi d'arrivo ed alla determinazione della localizzazione del dispositivo mobile.

A seconda della modalità selezionata in sede di configurazione esso sarà costituito da:

- un'unica unità integrata per ciascuno dei dispositivi mobili simulati e per ciascuna delle unità fisse dislocate in posizioni note, impiegate ai fini della stima degli errori di sincronismo dei convertitori digitale/analogico del sistema (distribuito) di trasmissione. In tal caso, in considerazione dei limiti relativi alle massime dimensioni ammissibili per il dispositivo ai fini di un suo pratico impiego, è ragionevole assumere che si farà ricorso ad un'unica antenna omnidirezionale e, di conseguenza, i parametri estratti per la localizzazione consisteranno nelle sole differenze dei tempi d'arrivo;

- un insieme di unità distribuite nell'ambiente e dislocate in posizione nota, ciascuna delle quali riceve sia i segnali generati dai dispositivi mobili da localizzare sia i segnali generati da dispositivi dislocati in posizione nota a supporto della funzionalità di stima dell'errore di sincronismo tra i convertitori analogico/digitali delle unità riceventi.

A titolo esemplificativo in Fig. 3-5, è riportato lo schema a blocchi della singola unità di ricezione. Come si può notare, la parte di decodifica del segnale è speculare a quella del trasmettitore; per lo schema a blocchi vale pertanto la stessa convenzione cromatica.

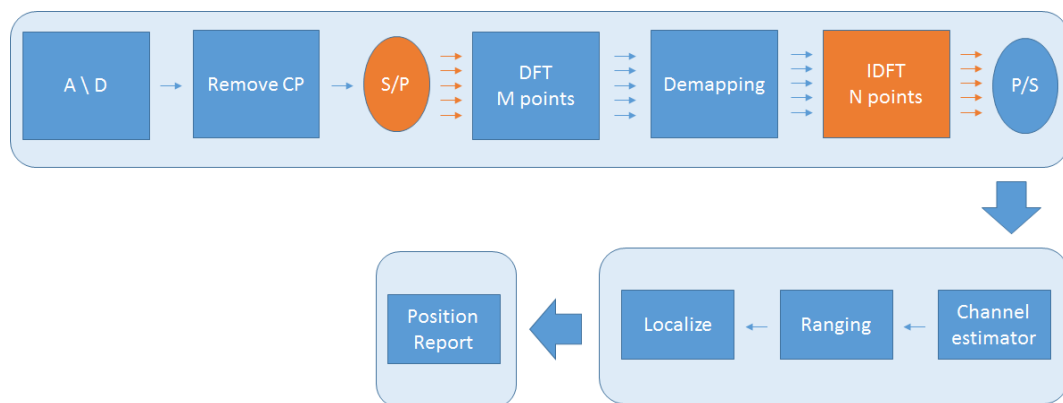


Fig. 3-5 Schema a blocchi del ricevitore

3.3 Algoritmi

In questa sezione verranno illustrati gli algoritmi utilizzati nella stima di posizione; in particolare nel primo paragrafo verrà introdotta la visione a livello di sistema, mentre nei paragrafi seguenti verranno descritti nel dettaglio i vari tasselli.

3.3.1 Panoramica del sistema

In Fig. 3-6 è mostrato il diagramma a blocchi del sistema di posizionamento. Come si può notare sono presenti sei blocchi funzionali, ciascuno dei quali implementa alcune delle funzionalità dettate dalle specifiche di progetto.

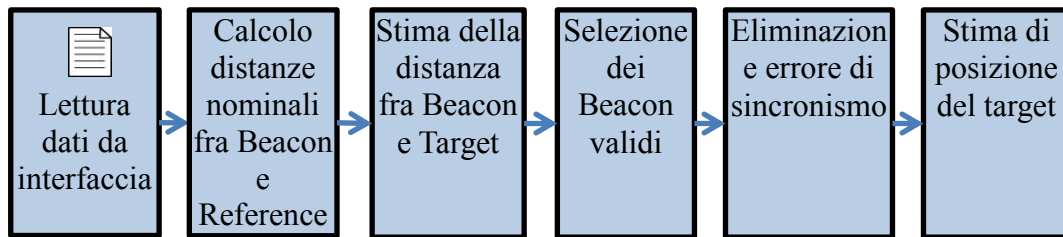


Fig. 3-6 Schema a blocchi dell' algoritmo di posizionamento

Lettura dati dall'interfaccia

Il blocco relativo alla lettura dei dati dall'interfaccia, come suggerisce il nome, assolve il ruolo della configurazione dei parametri interni al simulatore e della gestione del modello dell'ambiente e della rete. Questo blocco, nella fase di implementazione del sistema sarà sostituito da un apposito modulo di configurazione che sarà specifico per ciascun dispositivo. Per quanto riguarda l'interfaccia essa può essere sostituita da un canale broadcast o da un apposito messaggio di navigazione.

Calcolo delle distanze nominali fra Beacon e riferimenti

Questo blocco è deputato al calcolo delle linee di vista fra le stazioni di riferimento e i beacon. Nell'implementazione definitiva questa funzionalità, per ridurre la complessità computazionale, può anche essere sostituita dall'informazione di distanza calcolata fuori linea (beacon e riferimenti occupano posizioni note a priori ed invarianti nel tempo).

Stima della distanza fra beacon e target

Questo blocco ha il compito di effettuare la stima della distanza fra beacon e target tenendo conto del multipath.

Selezione dei beacon validi

Questo blocco ha il compito di verificare la bontà delle informazioni ricevute da ogni beacon e scartare quelle che non vengono giudicate sufficientemente valide,

in modo da evitare che possano essere utilizzate per effettuare la stima di posizione del target.

Eliminazione degli errori di sincronismo

Questo blocco ha il compito di mantenere il sincronismo fra tutti i beacon per poter permettere una corretta stima di distanza fra beacon e target.

Stima di posizione del target

Questo blocco ha il compito di effettuare la stima della distanza fra beacon e target tenendo conto del multipath.

3.4 Risultati delle simulazioni

In questa sezione vengono riportati i risultati relativi alle simulazioni effettuate. Per effettuare i seguenti test è stato simulato un ambiente a forma di parallelepipedo avente le dimensioni di 2 x 8 x 2.5 metri.

I valori utilizzati per i coefficienti di riflessione delle sei pareti del locale sono riportati nella seguente tabella:

Parete	Coefficiente di riflessione
X=0	0.1
Y=0	0.9
Z=0	0.4
X=Xmax	0.1
Y=Ymax	0.9
Z=Zmax	0.4

Tab. 3-1 Coefficienti di riflessione

La posizione degli otto beacon utilizzati è riportata nella seguente tabella:

Beacon	X	Y	Z
1	0.1	0.1	0.5
2	1.9	0.1	0.1
3	0.1	7.9	0.1
4	1.9	7.9	0.5
5	0.1	0.1	2.4
6	1.9	0.1	2
7	0.1	7.9	2
8	1.9	7.9	2.4

Tab. 3-2 Posizione dei beacon

Il probe utilizzato per effettuare le doppie differenze è stato collocato alle seguenti coordinate:

Probe	X	Y	Z
1	1	4	2.4

Tab. 3-3 Posizione del probe

Nei paragrafi seguenti verranno illustrati nel dettaglio i valori dell'errore di stima di posizione ottenuto per differenti posizioni del ricevitore utente. In particolare verrà spazzolata la superficie della stanza, a differenti valori di quota, per verificare l'errore di stima nelle varie direzioni.

3.4.1 Target ad altezza 0,50 m

In Fig. 3-7 viene riportato il valore della norma dell'errore di stima. In Fig. 3-8, Fig. 3-9 e Fig. 3-10 vengono riportati rispettivamente i valori delle singole componenti dell'errore di stima rispetto alle coordinate cartesiane X, Y e Z.

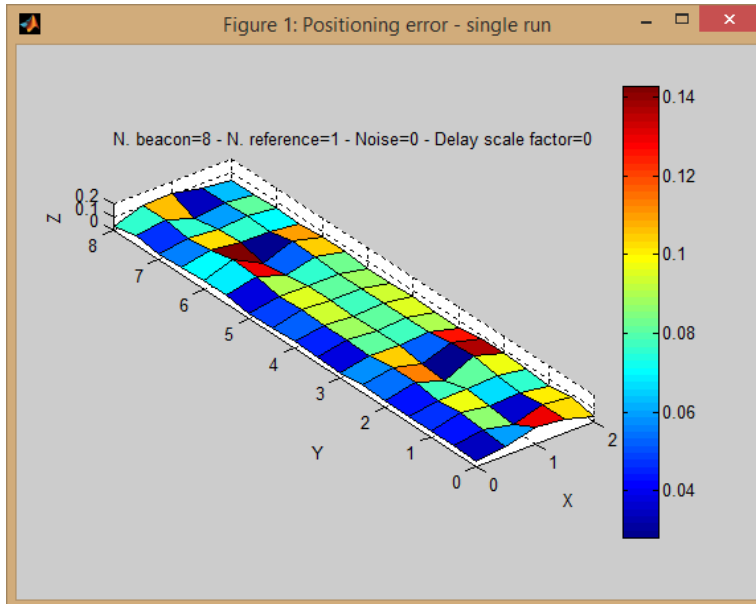


Fig. 3-7 Norma del vettore di errore di stima: quota target 0.5 m

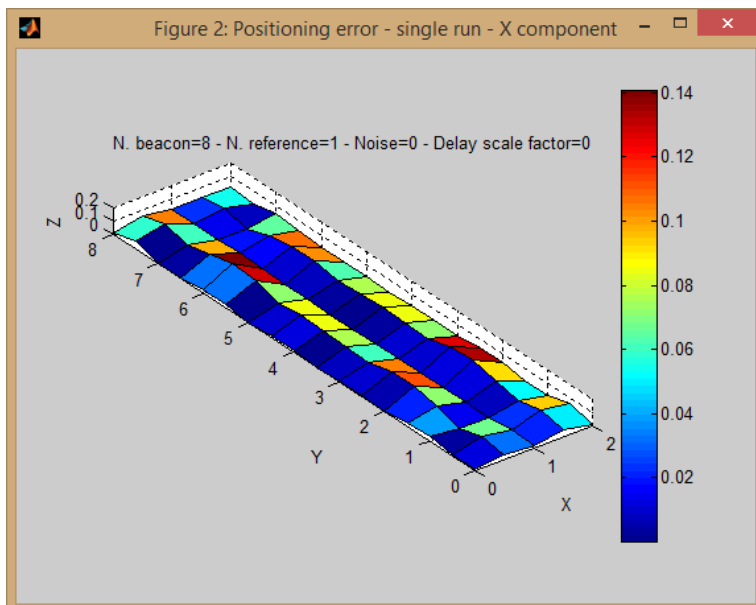


Fig. 3-8 Valore assoluto della componente X dell'errore di stima: quota target 0.5 m

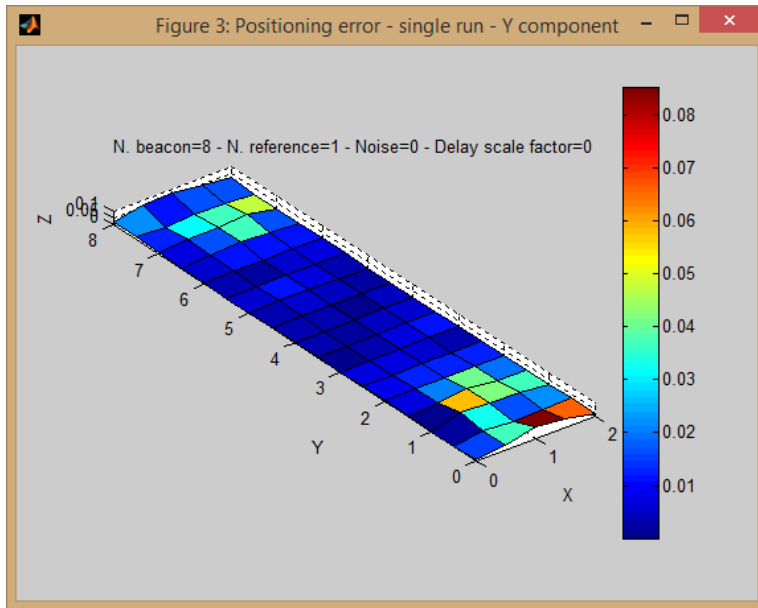


Fig. 3-9 Valore assoluto della componente Y dell'errore di stima: quota target 0.5 m

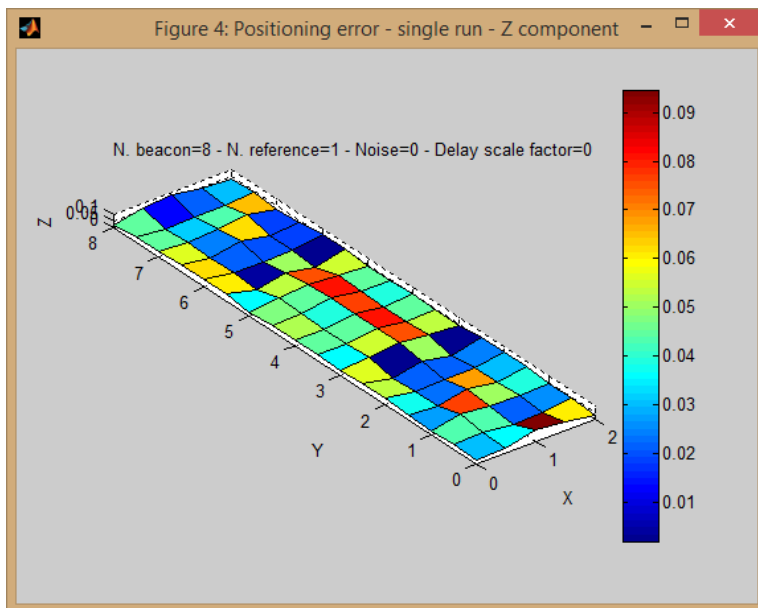


Fig. 3-10 Valore assoluto della componente Z dell'errore di stima: quota target 0.5 m

In Fig. 3-11 vengono raffigurate le superfici di livello della norma dell'errore di stima ed in Fig. 3-12 viene riportata la posizione di beacon e probe in un grafico 3D dell'ambiente.

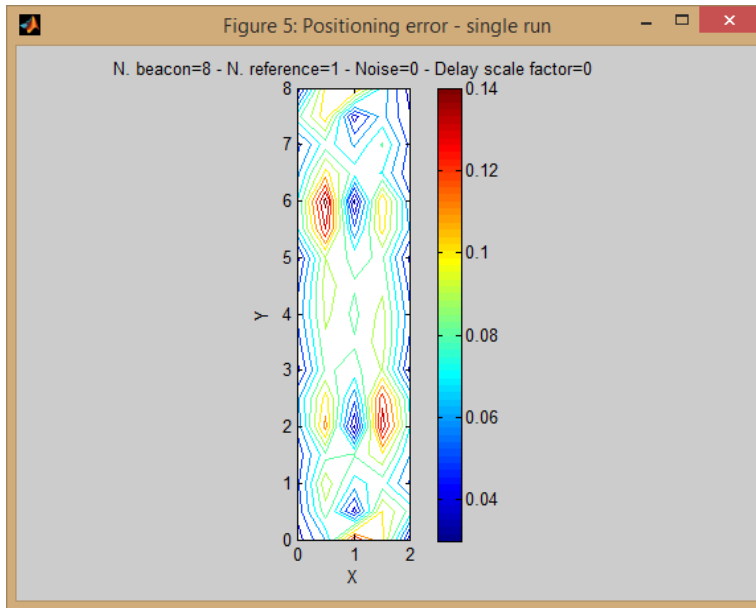


Fig. 3-11 Superfici di livello della norma dell'errore di stima: quota target 0.5 m

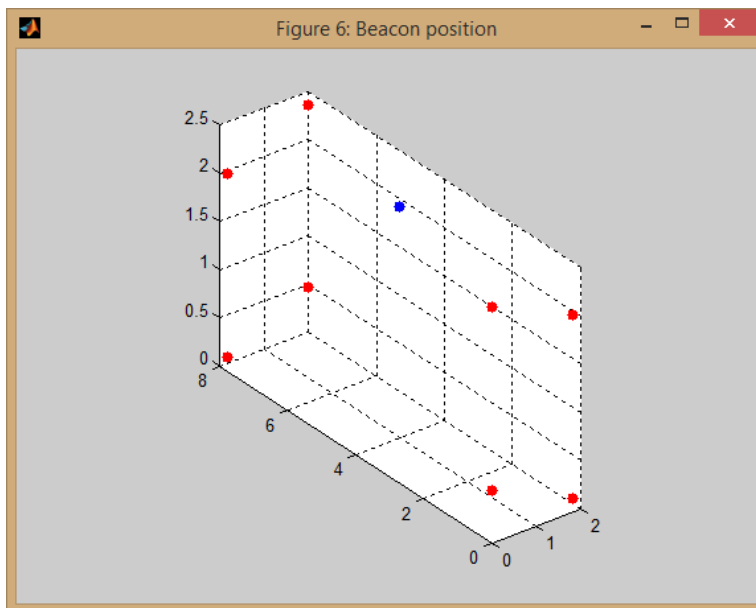


Fig. 3-12 Posizione dei beacon (rosso) e del probe (blu)

3.4.2 Target ad altezza 0,80 m

In Fig. 3-13 viene riportato il valore della norma dell'errore di stima. In Fig. 3-14, Fig. 3-15 e Fig. 3-16 vengono riportati rispettivamente i valori delle singole componenti dell'errore di stima rispetto alle coordinate cartesiane X, Y e Z.

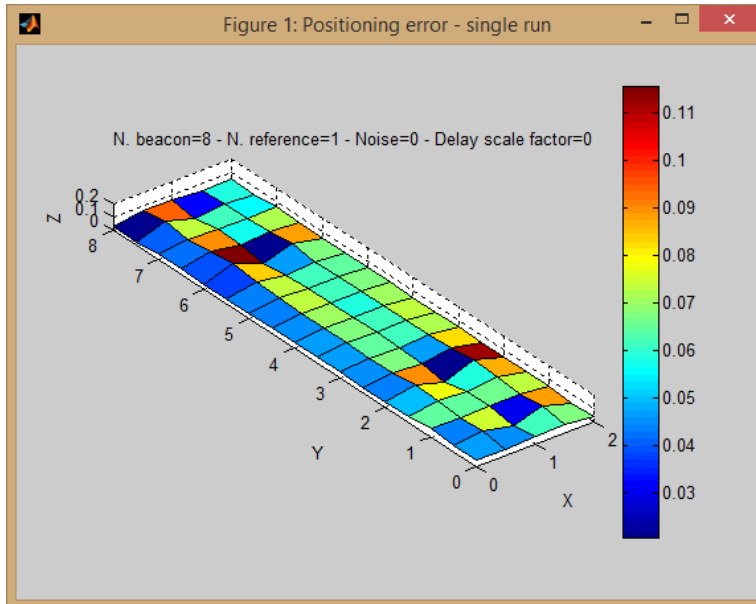


Fig. 3-13 Norma del vettore di errore di stima: quota target 0.8 m

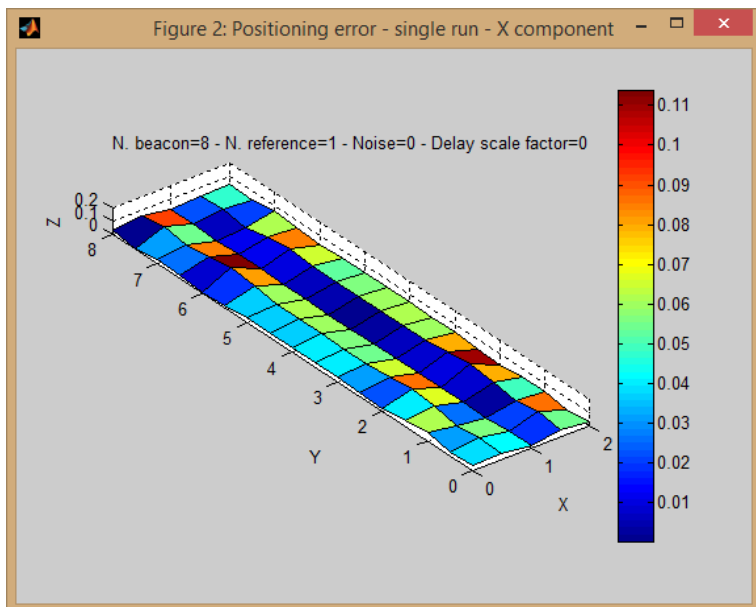


Fig. 3-14 Valore assoluto della componente X dell'errore di stima: quota target 0.8 m

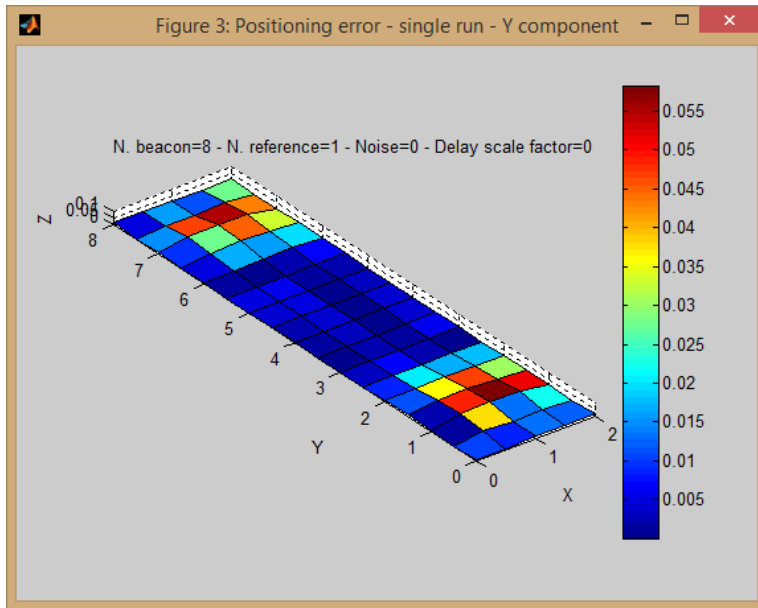


Fig. 3-15 Valore assoluto della componente Y dell'errore di stima: quota target 0.8 m

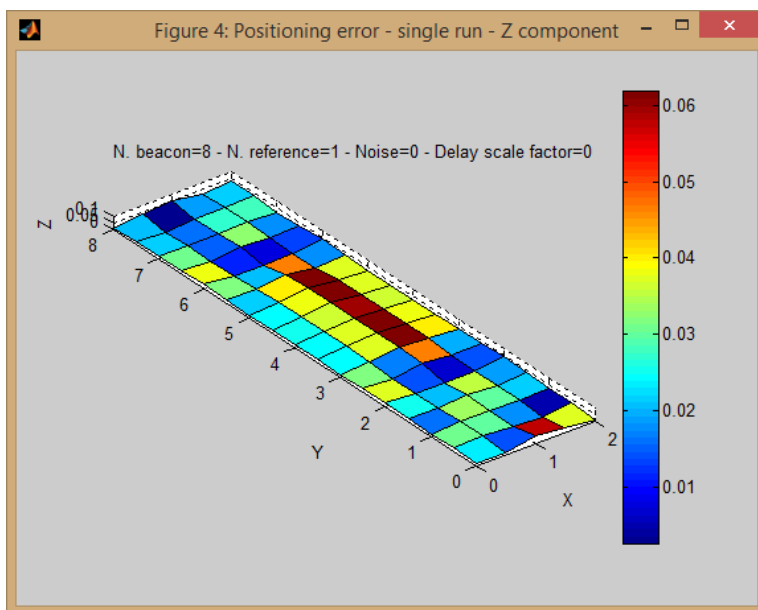


Fig. 3-16 Valore assoluto della componente Z dell'errore di stima: quota target 0.8 m

In Fig. 3-17 vengono raffigurate le superfici di livello della norma dell'errore di stima ed in Fig. 3-18 viene riportata la posizione di beacon e probe in un grafico 3D dell'ambiente.

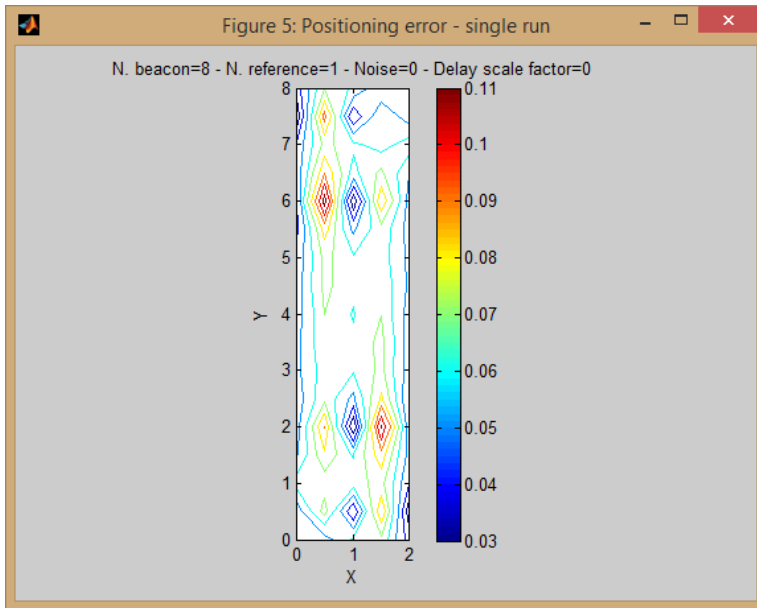


Fig. 3-17 Superfici di livello della norma dell'errore di stima: quota target 0.8 m

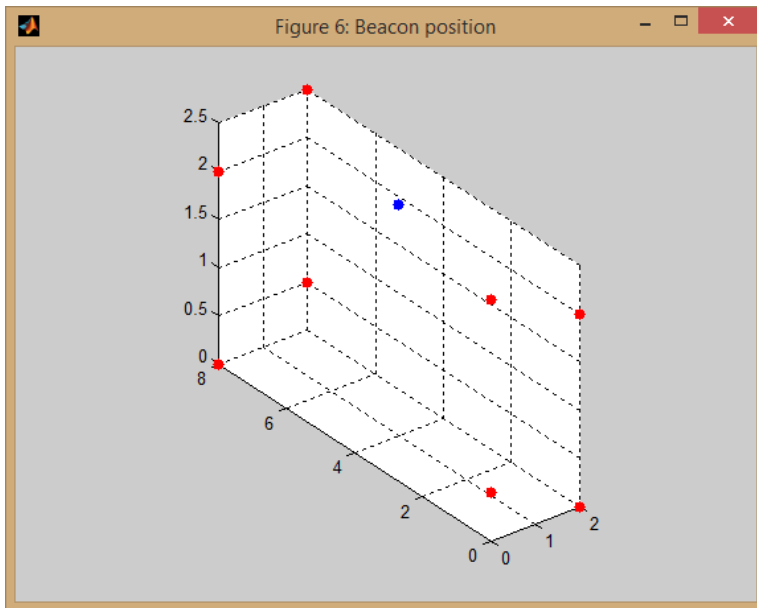


Fig. 3-18 Posizione dei beacon (rosso) e del probe (blu)

3.4.3 Target ad altezza 2,00 m

In Fig. 3-19 viene riportato il valore della norma dell'errore di stima. In Fig. 3-20, Fig. 3-21 e Fig. 3-22 vengono riportati rispettivamente i valori delle singole componenti dell'errore di stima rispetto alle coordinate cartesiane X, Y e Z.

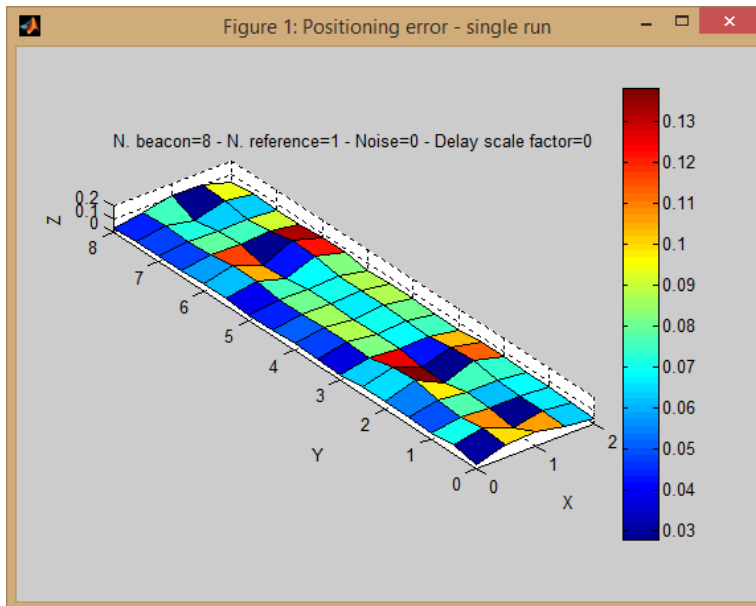


Fig. 3-19 Norma del vettore di errore di stima: quota target 2 m

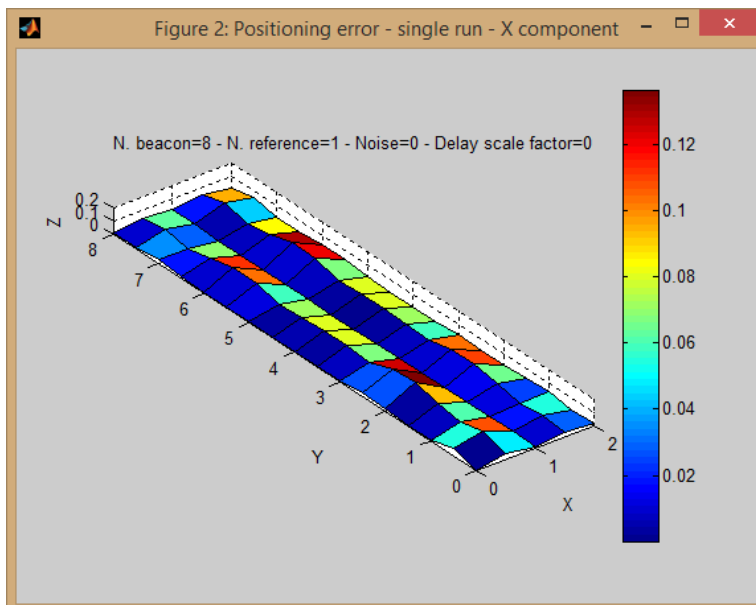


Fig. 3-20 Valore assoluto della componente X dell'errore di stima: quota target 2 m

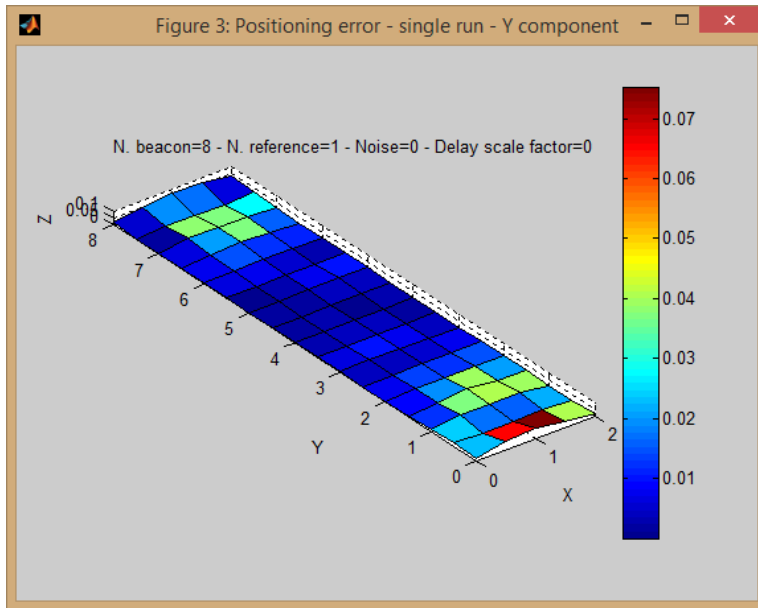


Fig. 3-21 Valore assoluto della componente Y dell'errore di stima: quota target 2 m

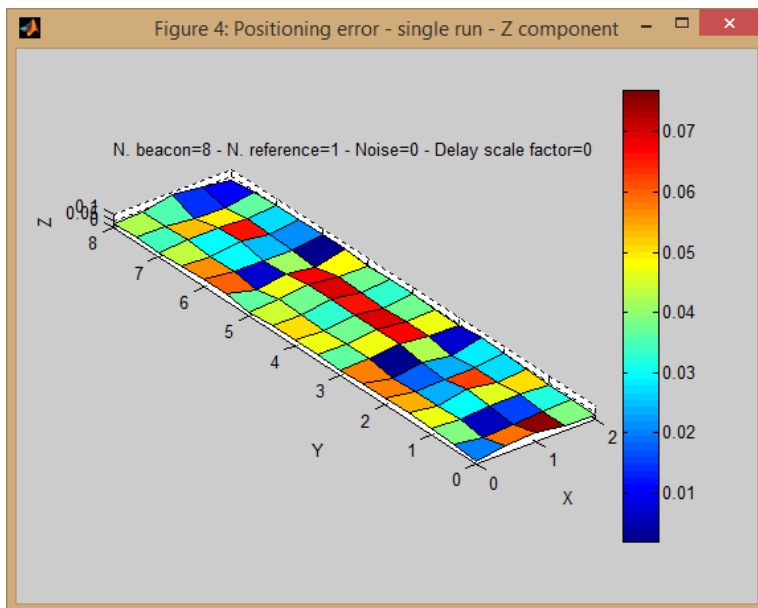


Fig. 3-22 Valore assoluto della componente Z dell'errore di stima: quota target 2 m

In Fig. 3-23 vengono raffigurate le superfici di livello della norma dell'errore di stima ed in Fig. 3-24 viene riportata la posizione di beacon e probe in un grafico 3D dell'ambiente.

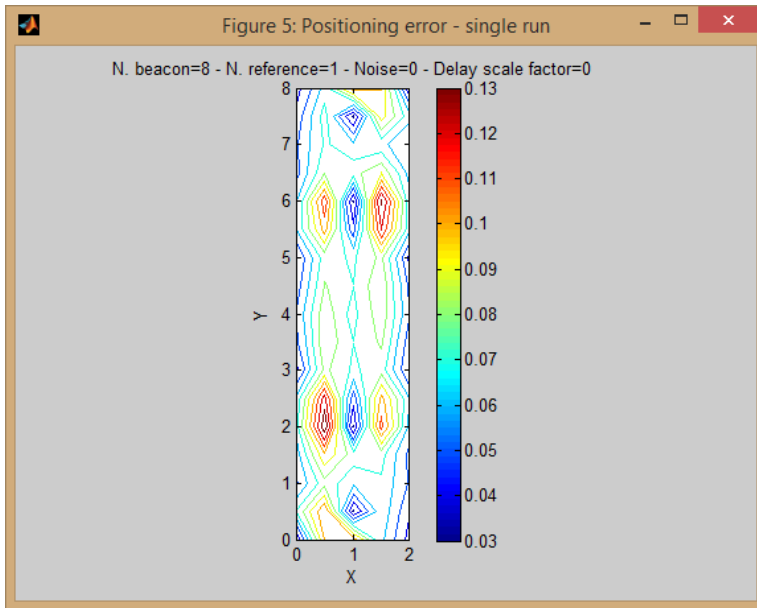


Fig. 3-23 Superfici di livello della norma dell'errore di stima: quota target 2 m

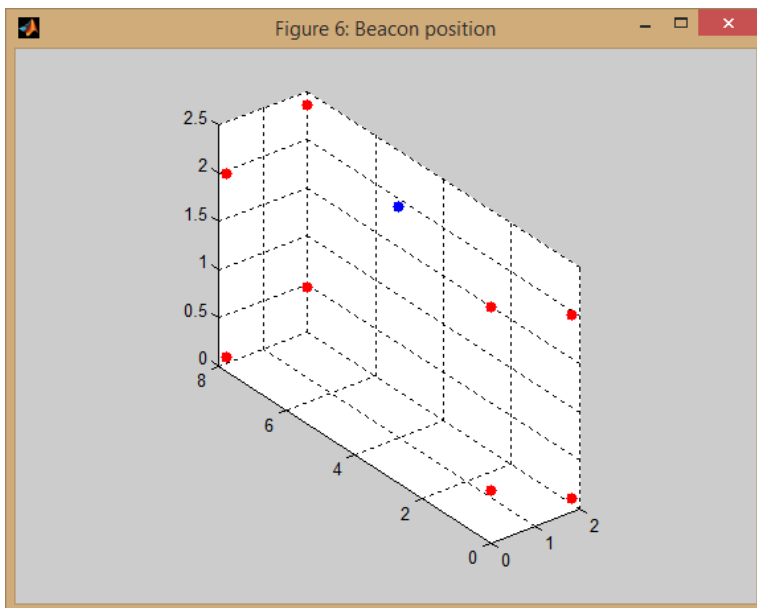


Fig. 3-24 Posizione dei beacon (rosso) e del probe (blu)

4 Sistema realizzato

Per la realizzazione del sistema si è deciso di evitare, almeno nella prima fase, la realizzazione di prototipi che avrebbe richiesto la progettazione di schede analogico-digitali ad altissime prestazioni e ad elevate frequenze. La progettazione di schede con queste caratteristiche è particolarmente delicata perché bisogna tenere conto di effetti parassiti che a tali frequenze diventano molto evidenti. Il rischio sarebbe stato quello di concentrarsi su fenomeni importanti, ma secondari, e magari non riuscire a dare il giusto peso alla funzionalità. In caso di problemi sarebbe stato quindi necessario effettuare un *troubleshooting*, cioè un'analisi accurata per capire il motivo del malfunzionamento e distinguere quindi fra imperfetta realizzazione circuitale oppure errori architetturali o algoritmici. Si deve inoltre considerare che, generalmente, è abbastanza improbabile riuscire a realizzare un prototipo pienamente funzionante al primo tentativo, bisogna quindi ricorrere ad un secondo prototipo. Tutto questo avrebbe avuto un impatto nei costi ma, soprattutto, nei tempi di sviluppo. Questa problematica è particolarmente sentita anche nelle aziende quando vogliono introdurre un nuovo prodotto e devono decidere se e quante risorse investire nel progetto. Dopo le prime fasi di studio e ricerca, prima di partire con la progettazione di dettaglio e la produzione del prototipo si ricorre alla messa a punto di un *dimostratore*. Questo è un apparecchio che non è quello finale e, molto spesso, ha soltanto una parte delle funzionalità richieste; il suo scopo è soltanto dimostrare se l'idea che è dietro al nuovo prodotto funziona, se l'algoritmo a cui si è pensato ha le prestazioni richieste, insomma se le funzionalità principali che ci si attende da esso sono garantite. La realizzazione del dimostratore viene fatta normalmente per mezzo di apparati, per quanto possibile, esistenti e programmabili, con il duplice vantaggio di ridurre le incertezze legate a possibili errori di realizzazione e di ridurre i tempi di sviluppo.

Nel nostro caso si è deciso di optare per l'utilizzo di apparati programmabili in grado di operare nelle bande di frequenza scelte con le prestazioni necessarie. Apparati di questo genere sono conosciuti con l'acronimo SDR (Software-Defined Radio) e sono apparecchi in grado di trasmettere e ricevere dati digitali per mezzo

di segnali RF (RadioFrequenza) in modo completamente programmabile. La programmabilità di tali apparati, realizzata per mezzo di appositi programmi e linguaggi di programmazione, è totale, perché non si limita alla potenza o alla frequenza di trasmissione, in essi è possibile programmare il tipo di modulazione, la costellazione utilizzata, la frequenza di simbolo, ecc. In altre parole un apparato SDR rappresenta per la radiofrequenza quello che un FPGA (Field Programmable Gate Array) è nel mondo dei segnali digitali.

4.1 I sistemi SDR

Il termine SDR è diventato noto al grande pubblico negli ultimi anni grazie alla produzione di apparecchi SDR a basso costo e soprattutto alla disponibilità di strumenti software di programmazione freeware dall'utilizzo relativamente semplice come GNU radio. Il concetto di apparecchio radio programmabile invece esiste da diversi decenni, infatti il termine *ricevitore digitale* esiste dal 1970 quando venne utilizzato per la prima volta nei laboratori del DoD (Department of Defence) statunitense anche se bisogna attendere il 1995 per vedere la nascita del termine SDR.

Il concetto alla base dei sistemi SDR è quello di utilizzare tecniche DSP (Digital Signal Processing) ed effettuare in modo numerico le elaborazioni tradizionalmente svolte da circuiti analogici. Questo approccio comporta diversi vantaggi:

- le elaborazioni sono effettuate in modo numerico su circuiti programmabili, quindi eventuali modifiche vengono effettuate tramite un semplice cambio di software senza alcun impatto circuitale;
- è possibile l'adeguamento dell'apparato in seguito all'emissione di nuove specifiche;
- nel caso il software sia stato sviluppato suddiviso in moduli, è possibile dare al cliente l'opportunità del tutto nuova, per questo tipo di apparecchi, di acquistare all'inizio soltanto i moduli indispensabili e rimandare in un secondo tempo l'acquisto di altri moduli;

- un solo apparecchio può sostituirne diversi, di tipo tradizionale.

Secondo i principi ispiratori del SDR, la radio ricevente ideale prevede che il segnale captato dall'antenna ricevente sia adattato di livello, quindi convertito in digitale e infine elaborato in modo numerico. La radio trasmittente ideale prevede operazioni duali, con il segnale digitale sottoposto alle elaborazioni numeriche, quindi convertito in analogico e infine amplificato in potenza per essere irradiato dall'antenna trasmittente. Il difetto principale di questo approccio è quello di effettuare le conversioni A/D (Analog to Digital) e D/A (Digital to Analog) direttamente sul segnale a radiofrequenza e questo al momento non è tecnologicamente possibile per indisponibilità di convertitori con adeguate prestazioni. Un apparato SDR reale è basato sullo stesso principio del ricevitore supereterodina, quindi i convertitori lavorano su segnali ad una frequenza fissa e ben definita chiamata frequenza intermedia, nota con l'acronimo inglese IF (Intermediate Frequency). La conversione fra la frequenza IF e la RF, o viceversa, viene effettuata con un mixer ed un oscillatore locale. In questo modo i convertitori A/D e D/A si trovano a dover convertire segnali a frequenza fissa e indipendente dalla frequenza RF.

Lo schema a blocchi di principio di un apparato rice-trasmittitore di tipo SDR è mostrato in Fig. 4-1.

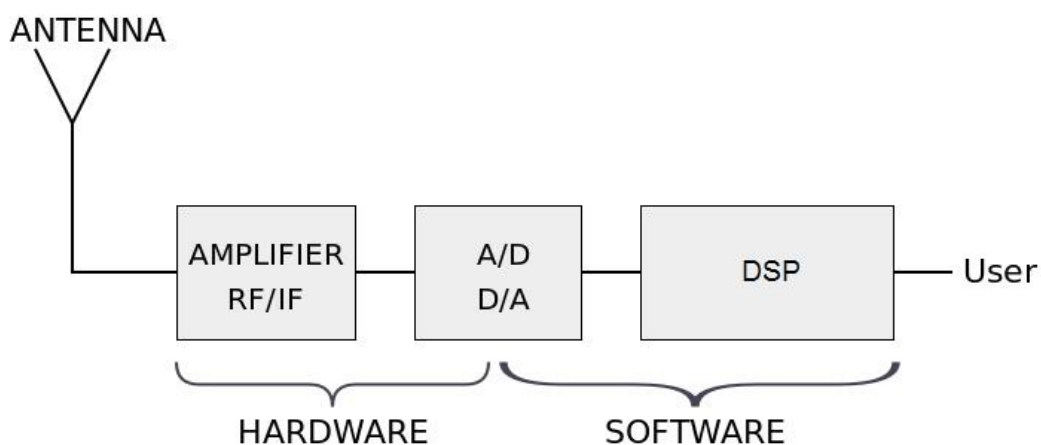


Fig. 4-1 Schema a blocchi di principio di un apparato SDR

Lo schema è suddiviso in tre sezioni:

- **AMPLIFIER RF/IF**, è la sezione completamente analogica, realizzata esclusivamente in modo hardware, che si occupa di:
 - prendere il segnale captato dall'antenna, preamplificarlo, convertirlo alla frequenza intermedia e adattarne il livello al convertitore A/D, in ricezione;
 - prendere il segnale all'uscita del convertitore D/A, convertirlo alla frequenza RF desiderata, amplificarlo al livello di potenza richiesto e trasmetterlo in antenna, in trasmissione;
- **A/D D/A**, si occupa delle omonime conversioni e rappresenta la sezione di frontiera fra il mondo dei segnali analogici e quello dei segnali numerici;
- **DSP**, si occupa di tutta l'elaborazione digitale del segnale. A seconda dei casi può essere costituita da un processore DSP, oppure un processore general purpose con FPGA di supporto per le elaborazioni intensive, un ASIC (Application Specific Integrated Circuit) dedicato, oppure il computer cui è connesso l'apparato.

4.2 Apparecchi utilizzati

Apparati SDR esistono di vari produttori, con varie prestazioni e prezzi, tuttavia trovare apparecchi che abbiano le caratteristiche necessarie per la presente applicazione non è facile. Dopo una accurata indagine di mercato si è deciso di utilizzare dei transceiver⁵ SDR, modello NI USRP-2943R, prodotti dalla National Instruments [47]. Questo apparato, mostrato nella Fig. 4-2, è dotato di due canali indipendenti in ricezione e due canali indipendenti in trasmissione; ogni canale può lavorare con segnali in una banda di frequenza compresa fra 1,2 GHz e 6 GHz con larghezza di banda istantanea massima di 120 MHz. L'apparato è dotato di una

⁵ Il termine transceiver è la forma contratta di transmitter-receiver e indica un apparecchio che è in grado di comunicare in entrambe le direzioni svolgendo sia il ruolo di trasmettitore che quello di ricevitore.

FPGA Xilinx K7410T e si connette al computer host per mezzo di una connessione MXI x4, oppure una connessione Gigabit Ethernet. La programmazione dell'apparato è effettuata per mezzo del software National Instruments LabVIEW (Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench).



Fig. 4-2 National Instrument NI USRP 2943R

All'interno l'apparato è composto da una motherboard digitale, mostrata in Fig. 4-3, su cui sono inserite due daughterboard RF scelte fra vari modelli in grado di lavorare a frequenze e con larghezze di banda differenti. Le daughterboard utilizzate sono le CBX 120, mostrate in Fig. 4-4.



Fig. 4-3 NI USRP 2943R - Vista interna della motherboard



Fig. 4-4 NI USRP 2943R - Daughterboard mod. CBX 120

Lo schema a blocchi dell'apparato, mostrato in Fig. 4-5, ne riassume le caratteristiche principali. La FPGA viene utilizzata, in modo completamente trasparente all'utente, per pre-elaborare i dati, mentre, l'elaborazione vera e propria viene svolta nell'host computer dal software LabVIEW.

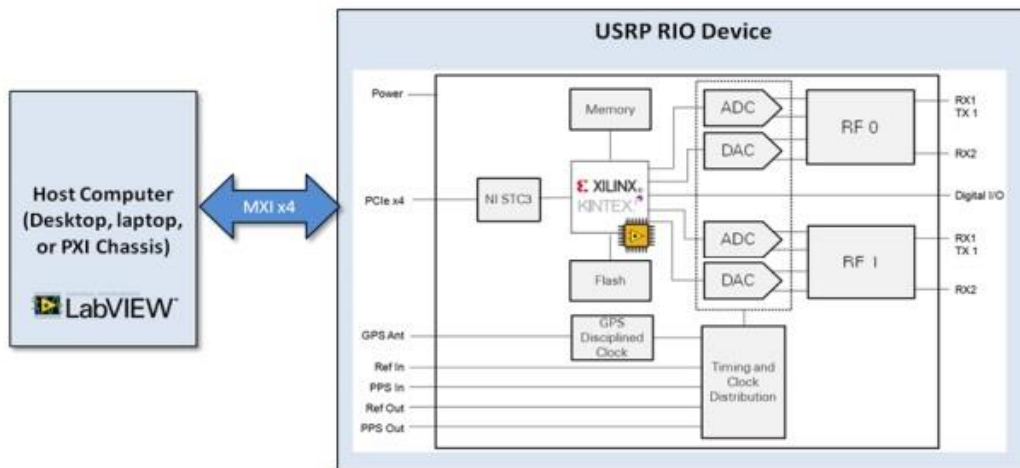


Fig. 4-5 Schema a blocchi del NI USRP 2943R

Applicazioni particolarmente esigenti in termini di potenza di calcolo o di throughput sul canale di comunicazione verso il computer possono beneficiare della possibilità, offerta da LabVIEW, di poter programmare la FPGA per eseguire elaborazioni ad alta complessità ed in tempo reale e scaricare il computer di parte del lavoro.

La tabella seguente mostra le principali specifiche dell'apparato NI USRP 2943R.

Transmitter	Number of channels	2
	Frequency range	1.2 GHz to 6 GHz
	Frequency step	<1 kHz
	Maximum output power (P_{out})	
	• 1.2 GHz to 3.5 GHz	50 mW to 100 mW (17 dBm to 20 dBm)
	• 3.5 GHz to 6 GHz	5 mW to 32 mW (7 dBm to 15 dBm)
	Gain range	0 dB to 31.5 dB
	Gain step	0.5 dB
	Frequency accuracy	2.5 ppm
	Maximum instantaneous real-time bandwidth	120 MHz
Maximum I/Q sample rate	200 MS/s	
Digital-to-analog converter (DAC)		
• Resolution	16 bit	
• Spurious-free dynamic range (sFDR)	80 dB	
Receiver	Number of channels	2
	Frequency range	1.2 GHz to 6 GHz
	Frequency step	<1 kHz
	Gain range	0 dB to 31.5 dB
	Gain step	0.5 dB
	Maximum input power (P_{in})	-15 dBm
	Noise figure	5 dB to 7dB
	Frequency accuracy	2.5 ppm
	Maximum instantaneous real-time bandwidth	120 MHz
	Maximum I/Q sample rate	200 MS/s
	Analog-to-digital converter (ADC)	
• Resolution	14 bit	
• Spurious-free dynamic range (sFDR)	88 dB	
RAM	On board DRAM size	1024 MB

Tab. 4-1 Specifiche del NI USRP 2943R

4.3 Il software sviluppato

Il software di configurazione e controllo degli apparati SDR utilizzati è stato sviluppato in ambiente LabVIEW. Il software è stato nettamente diviso in trasmettitore e ricevitore che sono descritti al par. 4.3.2 e 4.3.3, rispettivamente. Il par. 4.3.1 riporta una breve descrizione introduttiva a LabVIEW.

4.3.1 Introduzione a LabVIEW

LabVIEW è l'ambiente di sviluppo integrato prodotto da National Instruments per la programmazione e il comando di strumentazione da laboratorio. La caratteristica che lo distingue da tutti gli altri linguaggi di programmazione è il fatto di essere grafico e di non richiedere la scrittura di codice testuale.

Un programma scritto in LabVIEW è detto VI (Virtual Instruments) e si compone di due parti fondamentali: il pannello frontale ed il diagramma a blocchi.

Il pannello frontale è il pannello virtuale dello strumento che si vuole comandare ed è quello su cui l'operatore troverà pulsanti, manopole, interruttori, grafici e quant'altro necessiti per configurare lo strumento, acquisirne i dati, elaborarli e presentarli sotto forma di grafici o indicatori.

Il diagramma a blocchi rappresenta l'insieme delle istruzioni, in forma grafica, che devono essere eseguite dal programma.

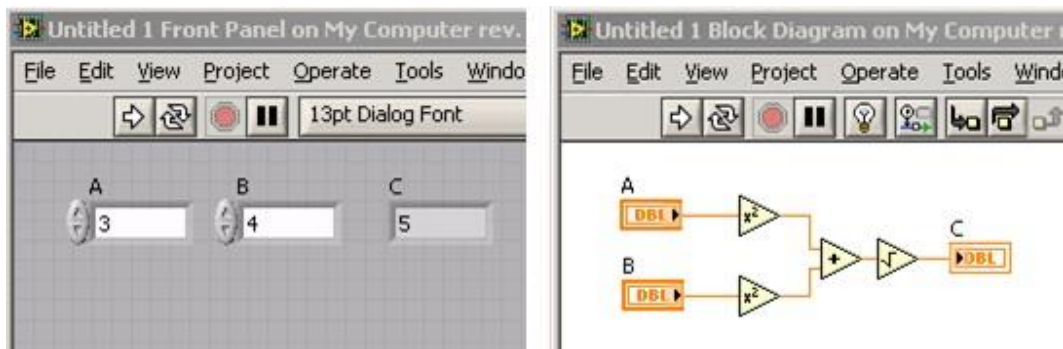


Fig. 4-6 Pannello frontale e diagramma a blocchi di LabVIEW

La Fig. 4-6 mostra il pannello frontale, a sinistra, e lo schema a blocchi, a destra, di un VI che prende due ingressi A e B, calcola e visualizza la variabile C come radice quadrata della somma dei quadrati di A e B.

Una caratteristica di LabVIEW degna di nota deriva dalla sua natura di linguaggio di programmazione di tipo dataflow. L'esecuzione delle istruzioni è determinata dalla struttura dello schema a blocchi su cui il programmatore connette i blocchi o le funzioni con dei fili. Sui fili si propagano le variabili di programma e un blocco viene eseguito quando i dati su tutti i suoi ingressi sono diventati disponibili. Questo implica un parallelismo intrinseco nell'esecuzione delle istruzioni in modo del tutto automatico e trasparente per il programmatore. Nell'esempio di Fig. 4-6, se i valori delle variabili A e B sono disponibili, allora le due operazioni di elevazione al quadrato vengono eseguite in parallelo. Durante l'esecuzione del programma lo scheduler interno verifica quante unità di calcolo ha a disposizione e assegna ad ognuna di esse una differente operazione. L'esecuzione di programmi LabVIEW quindi trae particolarmente vantaggio dai processori multicore o multithread perché ne risulta una vera esecuzione parallela di codice, il tutto gestito in modo del tutto automatico senza intervento del programmatore.

4.3.2 Il trasmettitore

Ricordiamo che il trasmettitore deve trasmettere segnali OFDM con 2048 sottoportanti e modulazione QPSK (Quadrature Phase Shift Keying). Tutti i trasmettitori hanno la portante alla stessa frequenza, quindi devono condividere lo spettro in modo da avere un massimo di otto canali contemporanei. La condivisione dello spettro fra gli otto canali diversi è garantita dallo schema di multiplazione con interlacciamento delle sottoportanti di un fattore pari a otto. Il segnale complessivo è formato da 2048 sottoportanti che devono essere utilizzate da tutti gli otto canali in modo esclusivo per non avere interferenze, quindi ognuno di loro avrà a disposizione $\frac{2048}{8} = 256$ sottoportanti. Il segnale di ogni canale, in altre parole, è punturato, cioè ha assegnate soltanto 256 delle 2048 possibili e sulle altre deve rispettare il silenzio radio per evitare interferenze con gli altri segnali. La Fig. 4-7 mostra l'andamento tempo-frequenza dei segnali generati dagli otto canali possibili, ed è evidente lo schema di distribuzione delle sottoportanti ai vari canali, schema

che viene mantenuto nel tempo, quindi ogni canale trasmetterà sempre sulle stesse sottoportanti.

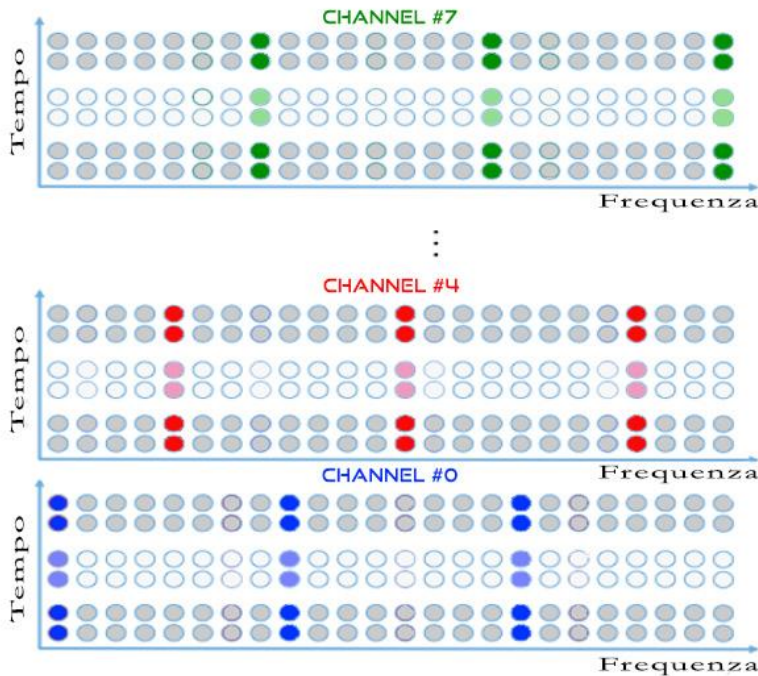


Fig. 4-7 Diagramma tempo-frequenza dei trasmettitori

La Fig. 4-8 mostra il pannello frontale del VI del trasmettitore ed è ben visibile la suddivisione in due parti, a sinistra tutti i controlli per impostare il guadagno, la symbol rate, il numero del canale, ecc; a destra i diagrammi di modulo e fase del segnale generato.

Il VI controlla un apparato SDR con due schede RF e quindi è in grado di generare due segnali, infatti si può osservare che il pulsante di abilitazione, il controllo di guadagno e la selezione del canale sono duplicati.

Dai diagrammi a destra del pannello frontale si può vedere che lo spettro è a righe perché il VI genera soltanto le sottoportanti del canale selezionato, che come abbiamo visto si compone di una sottoportante utile ogni otto. Cambiando numero di canale cambia anche la posizione delle righe, perché si devono usare le sottoportanti ad esso assegnate.

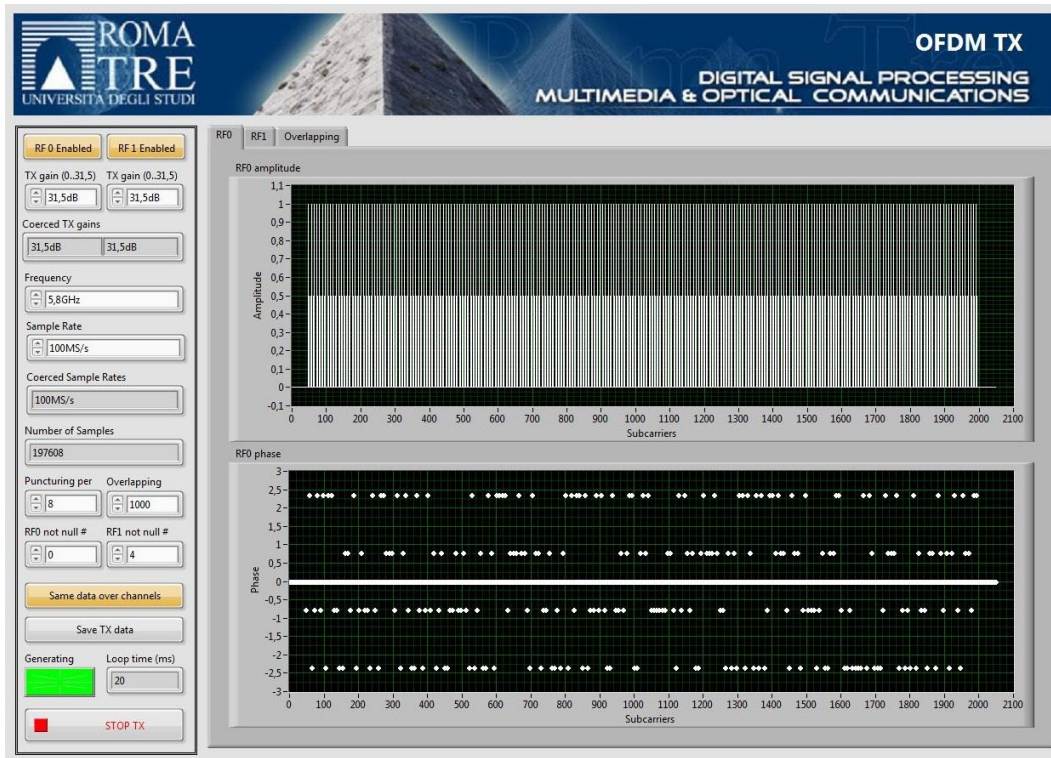


Fig. 4-8 Pannello frontale del VI del trasmettitore

Dalla figura è evidente che lo spettro del segnale generato ha modulo costante e fase variabile fra quattro distinti valori. Ricordiamo infatti che la modulazione è una QPSK e come si può osservare dalla costellazione mostrata in Fig. 4-9 i quattro simboli QPSK hanno lo stesso modulo, perché sono alla stessa distanza dall'origine e hanno solo quattro valori di fase ammessi.

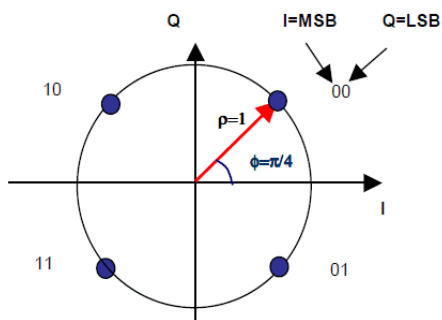


Fig. 4-9 La modulazione QPSK

Vediamo ora brevemente il diagramma a blocchi nelle parti più significative. La prima parte riguarda la generazione dei dati che poi verranno trasmessi dall'apparato.

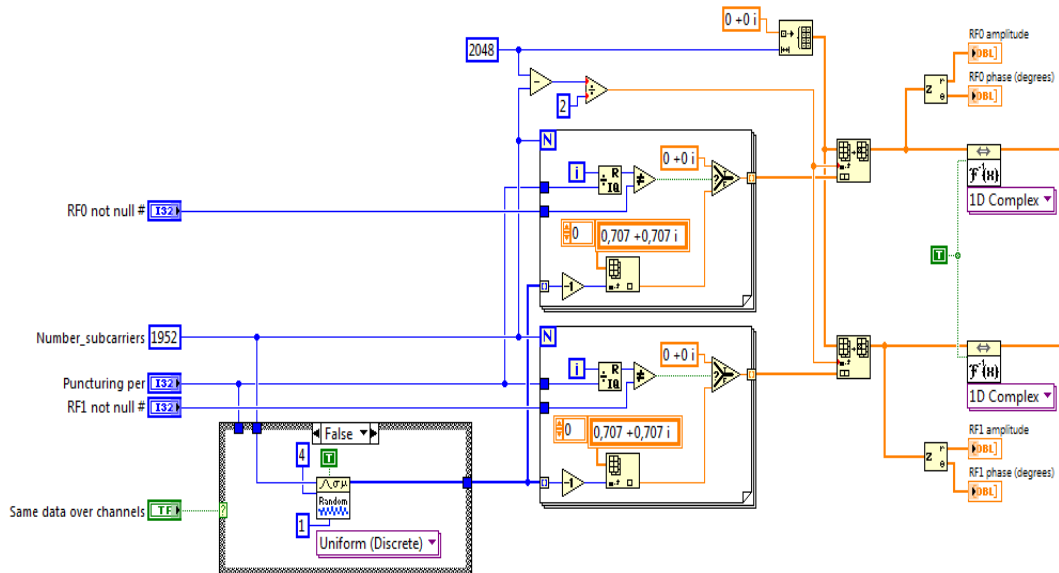


Fig. 4-10 Generazione dei pacchetti

Trattandosi di una trasmissione OFDM dovremo partire dal dominio della frequenza dove utilizzeremo i dati per sintetizzare lo spettro del segnale, per poi passare nel dominio del tempo e ottenere il segnale da inviare in antenna. La “costruzione” del segnale nel dominio della frequenza prevede la generazione di 2048 sottoportanti modulate QPSK, dove ognuna è in grado di trasportare due bit di informazione, corrispondenti ai quattro diversi valori di fase, come visto in Fig. 4-9. Il contenuto informativo trasmesso non è importante in questa fase, quindi i dati vengono generati in modo pseudocasuale dal generatore in basso a sinistra di Fig. 4-10, che è configurato per generare numeri da 2 bit organizzati in sequenze casuali di lunghezza pari a 1952. Queste sequenze entrano nei due blocchi sovrapposti, uno per ogni canale, immediatamente alla destra, dove vengono modulate e punturate. Si può quindi notare che la stessa sequenza di dati binari viene inviata a entrambi i modulatori, dove viene “differenziata”, perché ad ogni canale vengono sopresse sottoportanti differenti, per garantire l’ortogonalità delle forme d’onda. Dopo la punturazione, alle due diverse sequenze di simboli QPSK

vengono aggiunti in testa ed in coda 48 simboli nulli, per ottenere sequenze di 2048 simboli QPSK che, sottoposte all'operazione di antitrasformata di Fourier, danno origine a sequenze di 2048 valori complessi nel tempo.

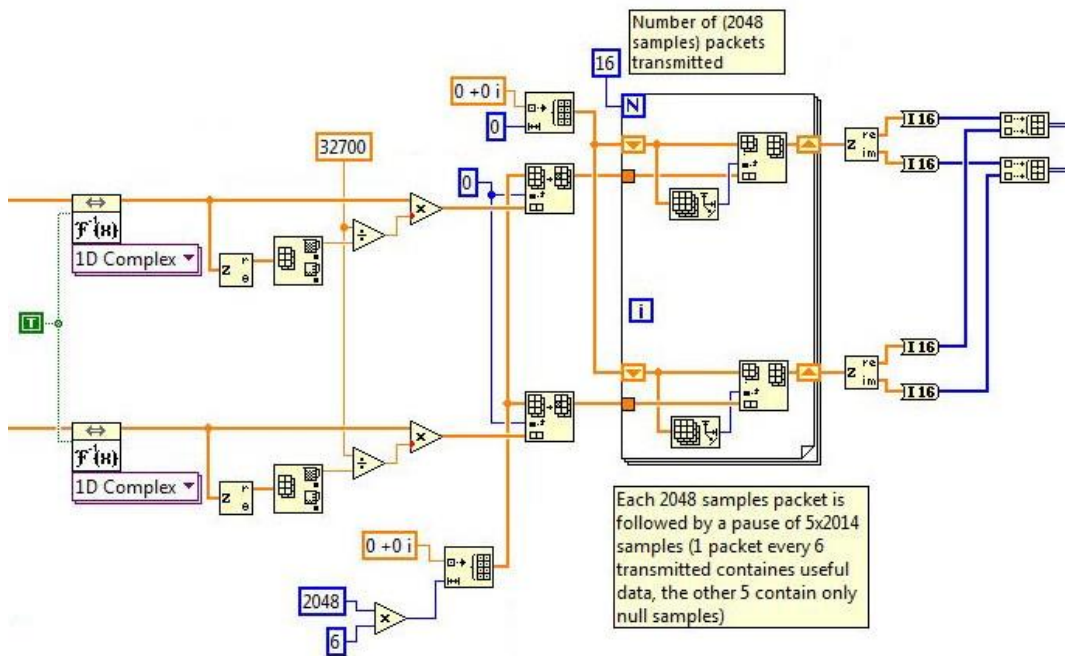


Fig. 4-11 Adattamento di ampiezza e replica nel tempo

Vediamo ora in Fig. 4-11 che dopo essere stati antitrasformati, i due segnali vengono modificati in ampiezza per adattarli alla dinamica del DAC, poi vengono replicati per 16 volte, inserendo dopo ogni replica un segnale nullo di lunghezza equivalente a 5 pacchetti, pari a 10240 campioni. La Fig. 4-12 mostra due ingrandimenti, con diverso fattore di zoom, del contenuto del buffer di trasmissione dove si possono notare i 16 pacchetti intervallati da uno spazio di lunghezza pari a cinque volte quella di un singolo pacchetto.

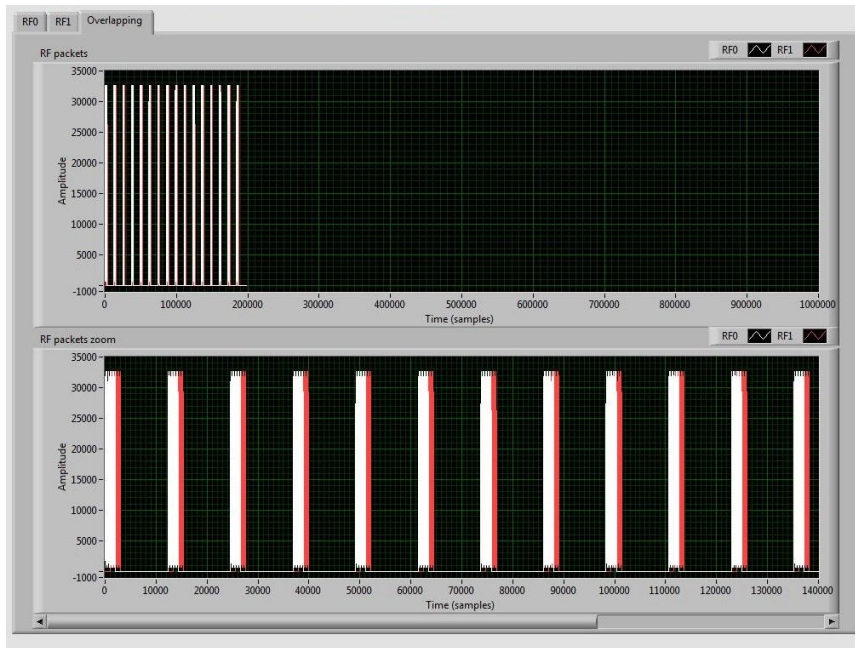


Fig. 4-12 Dettaglio del segnale da trasmettere

A questo punto i due segnali complessi vengono trasformati in due coppie di segnali I e Q di tipo intero con segno a 16 bit per essere inviati all'apparato. La Fig. 4-15 mostra i segnali da trasmettere che entrano in un ciclo *while* dal basso con i due fili blu e vanno nel blocchetto in alto dove vengono inviati direttamente all'apparato SDR e trasmessi. Nella stessa figura notiamo anche il blocco utilizzato per salvare su file le forme d'onda per poter essere elaborate o modificate con strumenti esterni. Quando la trasmissione dei due segnali è terminata il VI attende 20 ms e poi riesegue il ciclo *while* trasmettendoli nuovamente finché l'utente preme il pulsante stop sul pannello frontale oppure si manifesta una condizione di errore.

La Fig. 4-13 e la Fig. 4-14 mostrano uno zoom sull'asse orizzontale del diagramma di Fig. 4-8 da cui si può notare il perfetto interlacciamento delle sottoportanti del canale zero e del quattro. Le sottoportanti degli altri sei canali non mostrati occuperebbero le posizioni intermedie.

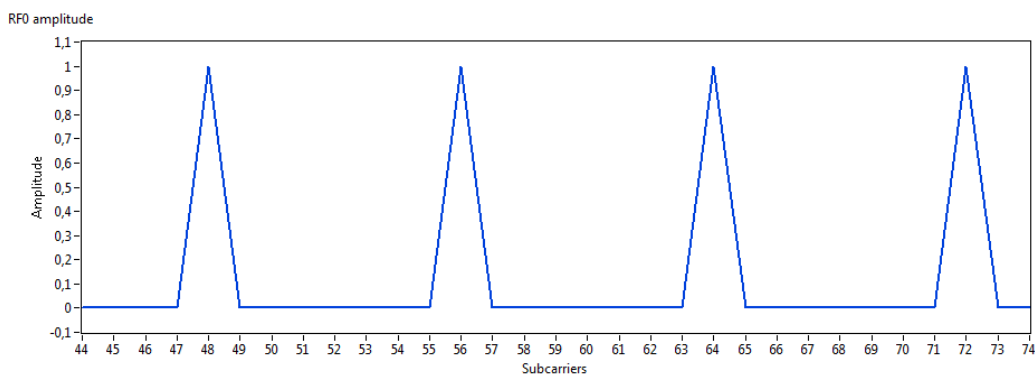


Fig. 4-13 Ingrandimento del modulo dello spettro del canale 0

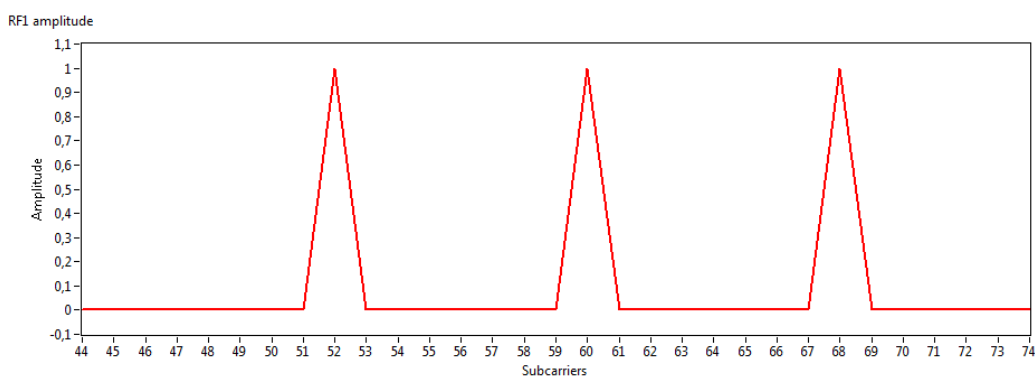


Fig. 4-14 Ingrandimento del modulo dello spettro del canale 4

Calcoliamo ora il tempo in cui il trasmettitore irradia segnale, che è pari al tempo impiegato per trasmettere 16 ripetizioni di 2048 simboli utili e 15 ripetizioni di 10240 simboli nulli, che rappresentano le pause fra una ripetizione e l'altra. In totale il numero di simboli da trasmettere è pari a $2048 \times 16 + 10240 \times 15 = 186368$. Considerando che la frequenza di simbolo utilizzata è 100 MS/s possiamo calcolare la durata della trasmissione come $\frac{186368}{100 \cdot 10^6} = 1.86 \text{ ms}$. Il duty cycle in trasmissione dunque è pari a $\frac{1.86}{20+1.86} = 8.5\%$.

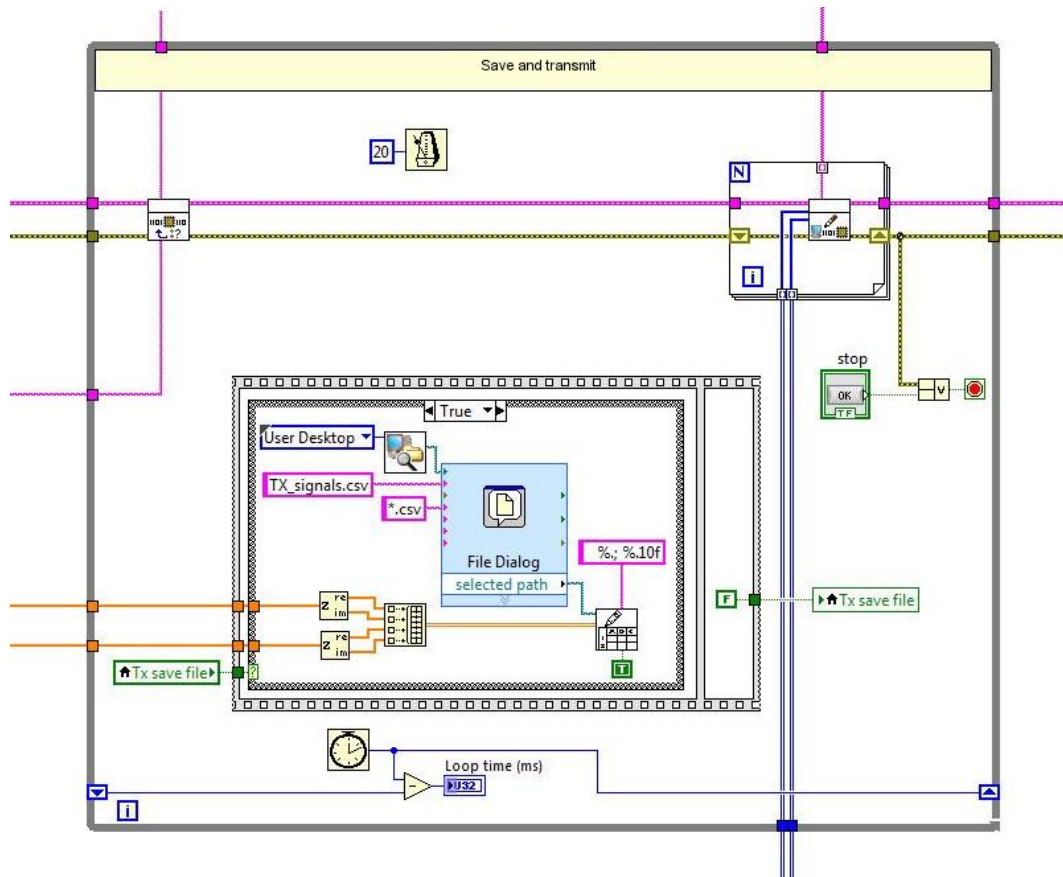


Fig. 4-15 Salvataggio e trasmissione dei segnali

Questo è un parametro particolarmente importante perché da esso dipende fortemente la durata della carica della batteria in un apparato mobile. Per avere una buona autonomia il valore deve essere più basso possibile, ma questo complica il ricevitore, perché è costretto ad acquisire una maggiore quantità di dati ed inoltre peggiora le prestazioni del sistema in termini di responsività. Il valore di duty cycle appena calcolato in realtà potrebbe essere più basso perché la maggioranza dei 186368 campioni da trasmettere sono nulli e 32768 sono quelli che trasportano segnale utile. Il progetto dell'amplificatore di potenza a radiofrequenza, che ha un forte impatto sul consumo di batteria, potrebbe tenere conto di questo fattore e allora il valore corretto di duty cycle sarebbe pari a 1.6%.

4.3.3 Il ricevitore

Il ricevitore è utilizzato per acquisire i segnali provenienti da tutti i trasmettitori che condividono la stessa portante che, come abbiamo visto, possono essere un

massimo di otto. Siccome i trasmettitori emettono segnale per circa 2 ms e sono in silenzio per circa 20 ms, il ricevitore dovrà essere in grado di acquisire un buffer di segnale di durata pari ad almeno 25 ms per essere certo di riuscire a catturare il segnale emesso. Dopo avere riempito il buffer, il ricevitore deve separare il segnale dei vari canali per poter effettuare le giuste stime di posizione.

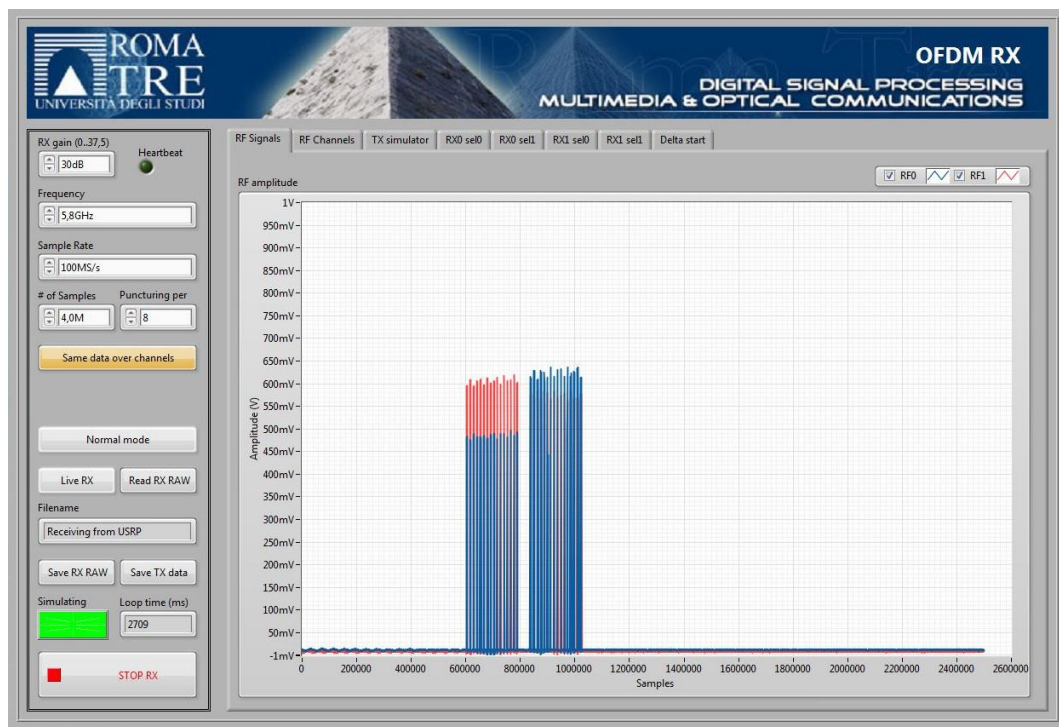


Fig. 4-16 Pannello frontale del VI del ricevitore

La Fig. 4-16 mostra il pannello frontale del VI del ricevitore che è suddiviso in due parti, a sinistra i controlli, a destra i diagrammi, gli indicatori con i dati misurati, ecc.

Il VI controlla un apparato SDR con due schede RF e quindi è in grado di ricevere due segnali, e poter effettuare elaborazioni e calcoli su ciascuno di essi.

Nel diagramma sulla destra di Fig. 4-16 sono mostrati, con colori diversi, i buffer di ricezione di entrambi i ricevitori e si può notare che ogni ricevitore capta i segnali di entrambi i trasmettitori.

Vediamo ora la descrizione del diagramma a blocchi cominciando dalla Fig. 4-17 che mostra la generazione della copia locale di tutti i possibili segnali emessi dai trasmettitori. Questo è necessario perché il ricevitore ogni volta che acquisisce un segnale deve poter capire da quale trasmettitore è stato emesso, per fare questo confronta il segnale ricevuto con tutti i possibili segnali trasmessi per mezzo di una crosscorrelazione e va a vedere qual è il segnale che restituisce il valore più elevato.

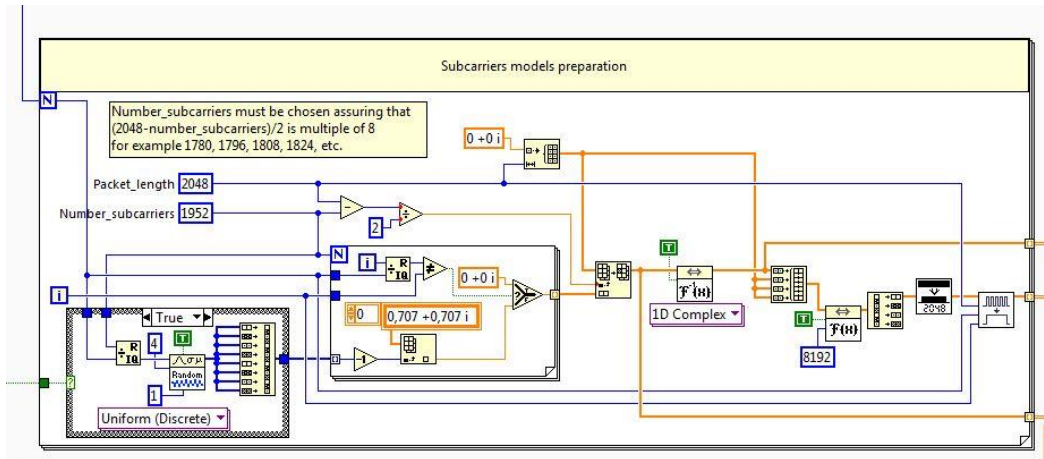


Fig. 4-17 Generazione della copia locale dei segnali trasmessi

In figura sono visibili la generazione pseudocasuale delle sequenze di 1952 interi a 2 bit, cui segue la punturazione per azzerare alcune sottoportanti, infine la antitrasformata di Fourier per passare nel dominio del tempo.

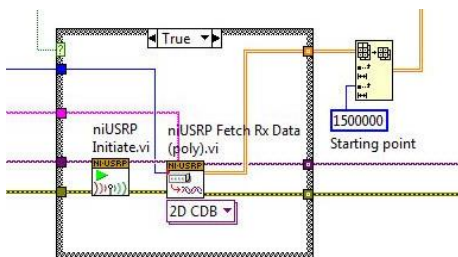


Fig. 4-18 Acquisizione dei segnali in ingresso

Vediamo ora la Fig. 4-18 che mostra la ricezione dei segnali dall'apparato ed il riempimento di un buffer scartando il primo milione e mezzo di campioni dai dati ricevuti. L'apparato è configurato sul pannello frontale per effettuare acquisizioni

della lunghezza di quattro milioni di campioni, come visibile in Fig. 4-16, però ci si è accorti sperimentalmente che ad ogni acquisizione l'apparato effettua una auto-calibrazione atta a ridurre lo sbilanciamento dei segnali I e Q e ad azzerare eventuali offset di tensione sugli stessi. Questa auto-calibrazione impiega circa un milione e mezzo di campioni, quindi rimangono disponibili, ad ogni acquisizione, due milioni e mezzo di campioni che, con la symbol rate di 100 MS/s, equivalgono ad una durata di 25 ms. Questo è il tempo che, come si è visto, rappresenta la durata minima dell'acquisizione necessaria per essere certi di catturare i segnali trasmessi. In Fig. 4-16 si può notare sul diagramma a destra che la traccia del segnale è lunga due milioni e mezzo di campioni. Si può notare inoltre come la traccia presenti all'inizio una leggera ondulazione smorzata visibile per circa mezzo milione di campioni. Questo è l'effetto della auto-calibrazione che non è ancora terminata ma presenta comunque delle ondulazioni accettabili.

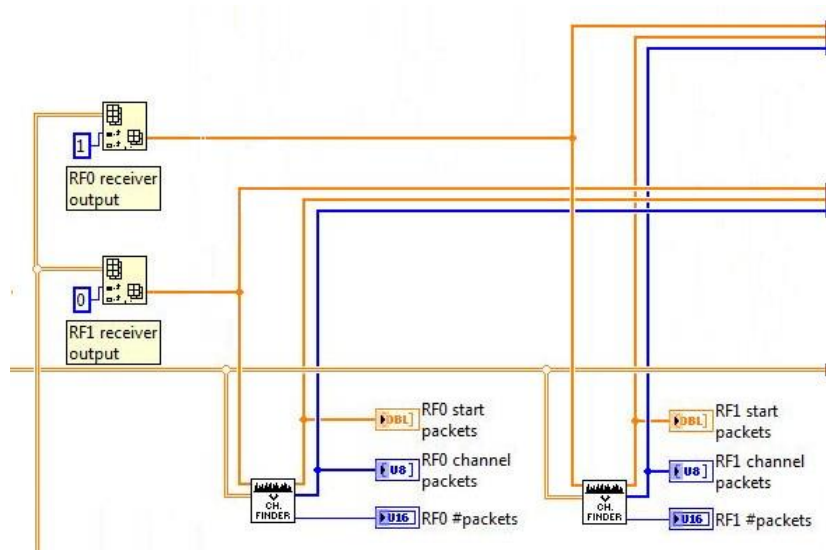


Fig. 4-19 Separazione dei canali e ricerca dei segnali

Vediamo ora in Fig. 4-19 che il segnale entra nei due blocchetti a sinistra e viene separato nei due canali del ricevitore che seguendo cammini paralleli entrano ciascuno nel blocchetto denominato “CH FINDER” che esplora tutto il buffer per cercare la presenza del segnale di uno o più trasmettitori. Questa ricerca viene effettuata confrontando il segnale ricevuto con la copia locale del segnale di tutti i trasmettitori. Il confronto viene fatto per mezzo di una crosscorrelazione nel

dominio della frequenza su segnali nel dominio del tempo, è necessario quindi prima di tutto effettuare la trasformata di Fourier del segnale ricevuto, in quanto la copia dei segnali trasmessi è già disponibile anche nel dominio della frequenza. Il pacchetto che si vuole trovare è lungo 2048 campioni, il buffer entro cui lo si cerca è lungo due milioni e mezzo, siccome la trasformata di Fourier è una operazione abbastanza onerosa in termini di tempo di calcolo, è necessario ottimizzare tale ricerca. La tecnica che abbiamo utilizzato è quella di suddividere il buffer dei dati di ingresso in finestre di 8192 campioni perché i pacchetti che sono lunghi 2048 campioni sono separati fra loro da 10240 campioni nulli. Siamo quindi sicuri che una finestra da 8192 campioni può contenere soltanto un pacchetto da 2048. Per essere certi di prendere il pacchetto per intero e non suddiviso in due finestre contigue le finestre vengono prese accavallate di 4096 campioni.

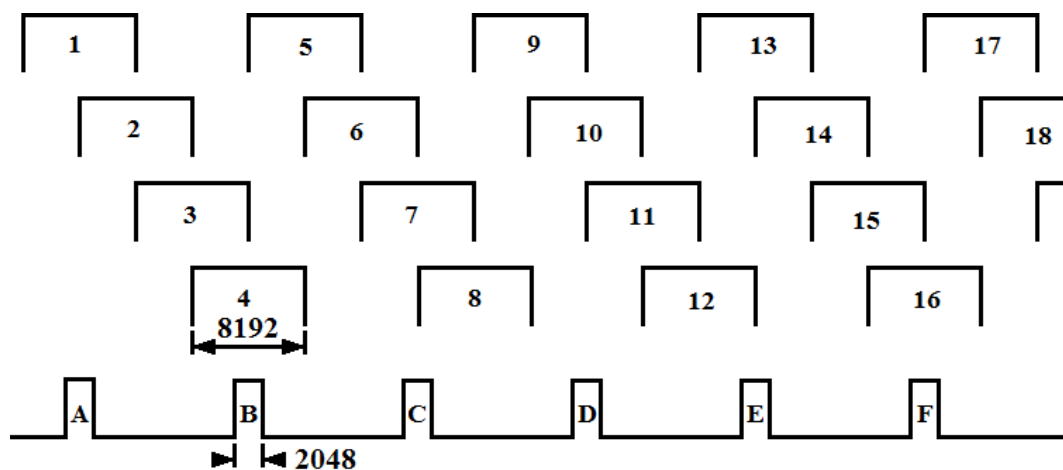


Fig. 4-20 Ricerca pacchetti

La Fig. 4-20 mostra l'operazione di ricerca dei pacchetti con delle finestre sovrapposte al 50%, si vede ad esempio che il pacchetto A è compreso nella finestra 1, il pacchetto B nella finestra 4, e così via.

5 Risultati sperimentali

5.1 Verifica degli effetti del multipath

Il modello di multipath introdotto nel par. 2.3.2 doveva essere validato, per far questo sono state condotte delle misure di propagazione e sono stati confrontati i risultati con quelli del modello. La caratterizzazione è stata effettuata nel locale del laboratorio ComLab (Fig. 5-1) e nel lungo corridoio antistante il laboratorio (Fig. 5-2).



Fig. 5-1 Laboratorio Comlab sede delle misure

Gli ambienti utilizzati per le misurazioni sono costituiti da differenti tipologie di materiali, ognuno con proprie caratteristiche geometriche, fisiche e dielettriche, in grado di condizionare in diverso modo la propagazione e la riflessione dei vari cammini del segnale durante la propagazione tra trasmettitore e ricevitore.

Durante le misure si è cercato, nei limiti del possibile, di ridurre al minimo il numero di persone presenti nell'area interessata, per lavorare in condizioni stazionarie e assicurare la ripetibilità dei risultati ottenuti



Fig. 5-2 Corridoio di dipartimento sede delle misure

Il modello di multipath è stato applicato ai due locali descritti con alcune ipotesi semplificative:

- la forma del locale viene approssimata con un parallelepipedo
- le dimensioni del parallelepipedo sono quelle reali ottenute misurando i locali
- ogni parete⁶ ha associato un proprio coefficiente di riflessione
- ogni componente in cui si suddivide il segnale, durante la propagazione può subire soltanto una riflessione

⁶ Per semplicità, se non diversamente specificato, con il termine parete si intende si fa riferimento sia alle quattro pareti laterali che al pavimento e al soffitto

- nella riflessione il segnale subisce un'attenuazione, che dipende dal coefficiente di riflessione della parete, e nessuna alterazione nella fase
- tutte le pareti sono considerate perfettamente lisce e prive di qualsiasi asperità che possa causare lo scattering o la diffusione del segnale
- il mobilio non viene considerato nel modello
- le persone non vengono considerate nel modello

Tenendo conto delle ipotesi fatte sono stati decisi cinque scenari di test, quattro nel laboratorio ed uno nel corridoio e per ognuno di essi si è scelta la disposizione dei due apparati. Il trasmettitore, nei quattro scenari in laboratorio, è stato posizionato molto vicino alla parete per non introdurre ulteriori riflessioni dovute alla parete posteriore. Nello scenario in corridoio sono state trascurate le due pareti di fondo, perché molto lontane dagli apparati.

Le misure sono state condotte nella banda di frequenza di 100 MHz centrata attorno a 5.8 GHz che, come visto nella Tab. 2-4, è assegnata ai servizi ISM e quindi liberamente utilizzabile. L'apparato trasmittente è stato configurato per generare una portante a frequenza variabile fra 5.75 e 5.85 GHz, variandone la frequenza ogni tre secondi a passi di 1 MHz. L'apparato ricevente è stato configurato come analizzatore di spettro.

Le dimensioni del locale e la posizione dei due apparati, per ogni scenario, sono stati introdotti nel modello per poter calcolare la lunghezza dei cammini; i coefficienti di riflessione sono stati ottenuti sperimentalmente dai risultati delle misure. Il risultato delle simulazioni è stato quindi confrontato con i dati ottenuti durante le misure.

Di seguito si riportano le schede, relative ai cinque scenari descritti, con il disegno della disposizione degli apparati, le misurazioni effettuate, il confronto fra misurazioni e simulazioni e la tabella con i valori dei parametri.

Come si può osservare dai report dei test condotti sui cinque scenari riportati nelle pagine seguenti i risultati delle simulazioni sono in buon accordo con le misure a conferma della bontà del modello. Modello che, come già accennato, è molto semplificato rispetto alla realtà, infatti non tiene conto degli oggetti presenti nella

stanza e di eventuali riflessioni multiple, tuttavia l'accordo con le simulazioni è notevole. Bisogna inoltre evidenziare il fatto che le misure hanno interessato un ambiente reale, non sono state condotte in camera anecoica, quindi possono essere state affette da rumore o segnali spuri estranei al test. D'altra parte su bande ISM è normale osservare la presenza di segnali provenienti da varie sorgenti. Una soluzione poteva essere quella di caratterizzare i rumori e i segnali spuri mantenendo spento il trasmettitore per poterne tenere conto, in un secondo tempo, durante le misure reali, tuttavia l'estrema variabilità nel tempo di quei segnali non ha reso possibile questo approccio.

5.1.1 Scenario uno - laboratorio

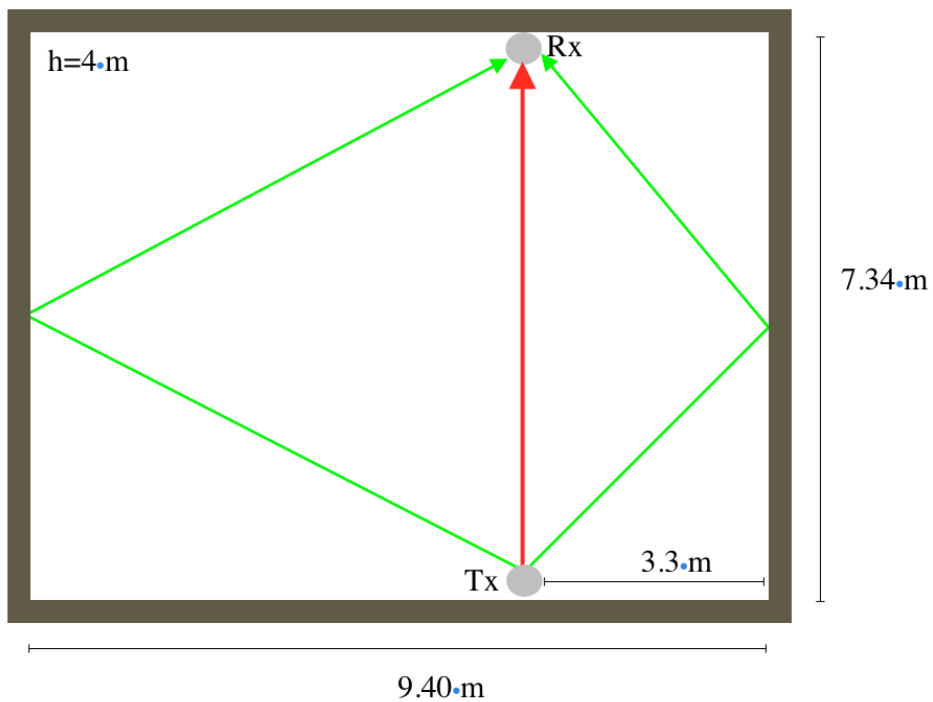


Fig. 5-3 Test #1 - Disposizione degli apparati

Lo scenario prevede un cammino diretto e quattro riflessi (due sulle pareti laterali, una sul soffitto, una sul pavimento).

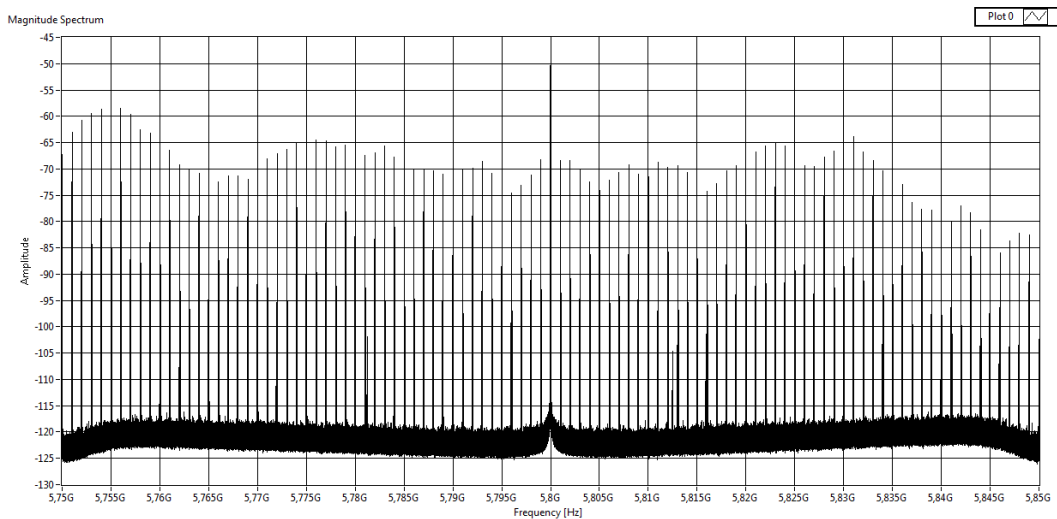


Fig. 5-4 Test #1 - Spettro del segnale ricevuto

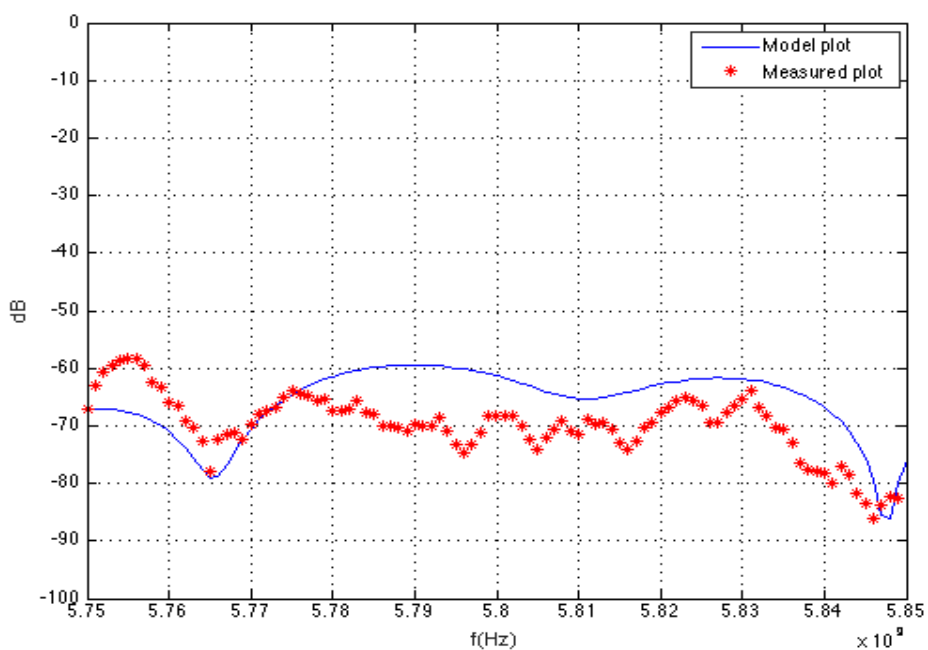


Fig. 5-5 Test #1 - Modulo della funzione di trasferimento

	Lunghezza (m)	Materiale	Riflessione	ΔL_{n-1} (m)	$\Delta \tau$ (ns)	α_n / α_1
Cammino 1 (LOS)	7,34	-	-	-	-	-
Cammino 2	14,25	cemento	parete DX	6,91	23,01	0,5
Cammino 3	9,88	vetro	parete SX	2,54	8,47	0,1
Cammino 4	9,45	cemento	soffitto	2,11	7,03	0,6
Cammino 5	7,57	cemento	pavimento	0,23	0,76	0,7

Tab. 5-1 Test #1 - Parametri del modello di propagazione

5.1.2 Scenario due - laboratorio

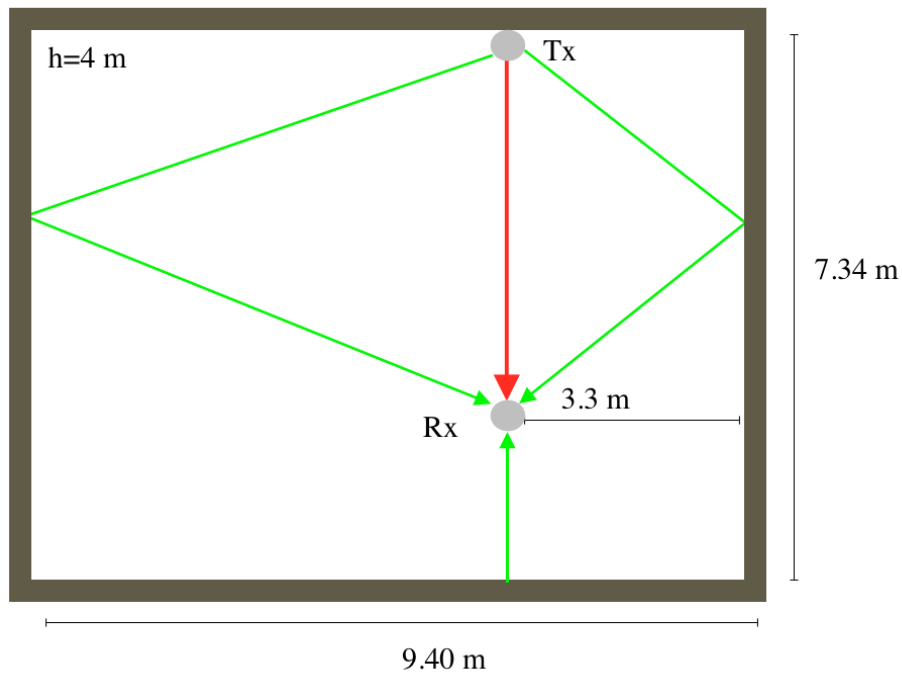


Fig. 5-6 Test #2 - Disposizione degli apparati

Lo scenario prevede un cammino diretto e cinque riflessi (due sulle pareti laterali, una sul soffitto, una sul pavimento, una sulla parete dietro il ricevitore).

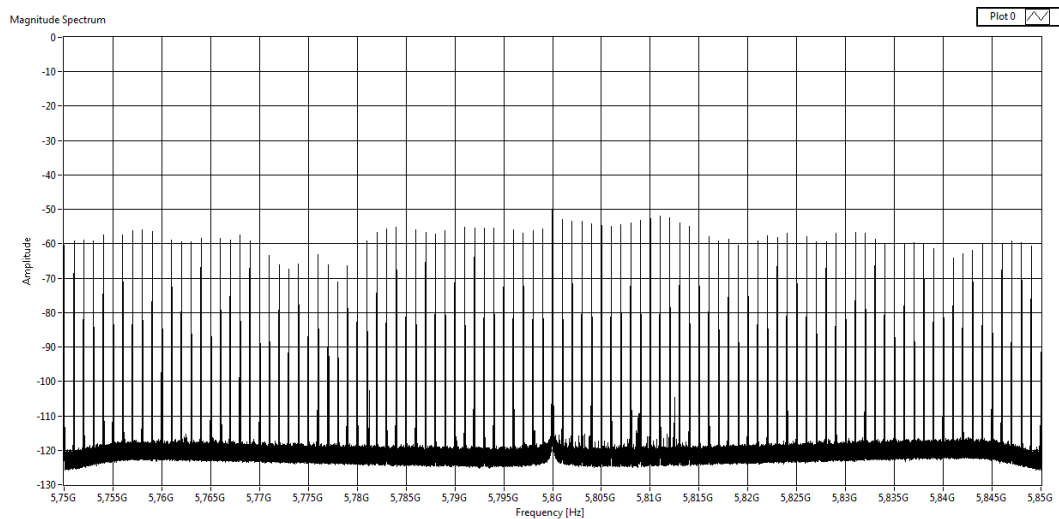


Fig. 5-7 Test #2 - Spettro del segnale ricevuto

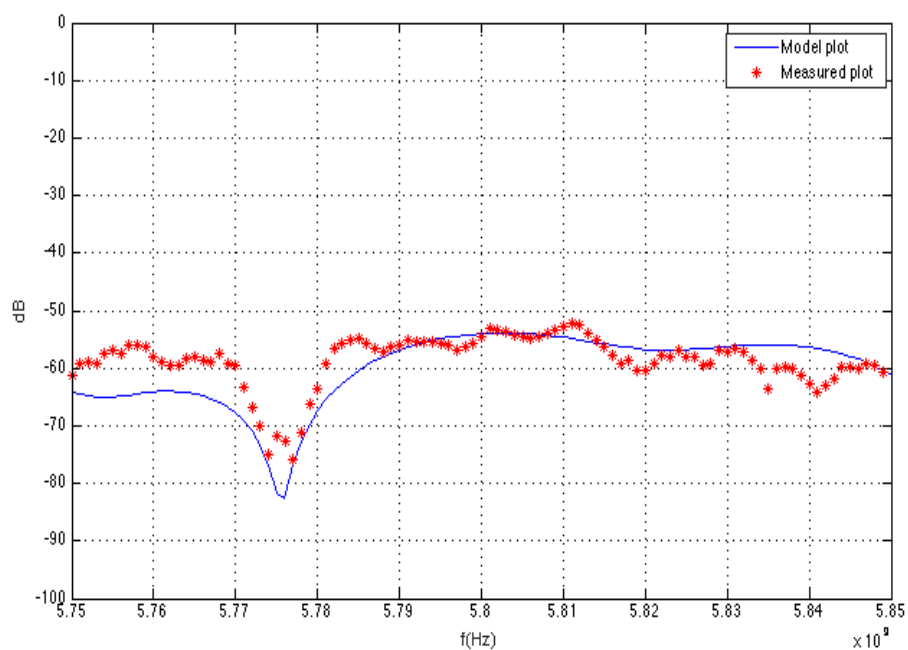


Fig. 5-8 Test #2 - Modulo della funzione di trasferimento

	Lunghezza (m)	Materiale	Riflessione	ΔL_{n-1} (m)	$\Delta \tau$ (ns)	α_n / α_1
Cammino 1 (LOS)	5,34	-	-	-	-	-
Cammino 2	13,30	cemento	parete DX	7,96	26,55	0,6
Cammino 3	8,50	vetro	parete SX	3,16	10,54	0,3
Cammino 4	8,00	cemento	soffitto	2,66	8,87	0,8
Cammino 5	5,66	cemento	pavimento	0,32	1,06	0,8
Cammino 6	9,34	cemento	parete dietro RX	4,00	13,34	0,5

Tab. 5-2 Test #2 - Parametri del modello di propagazione

5.1.3 Scenario tre - laboratorio

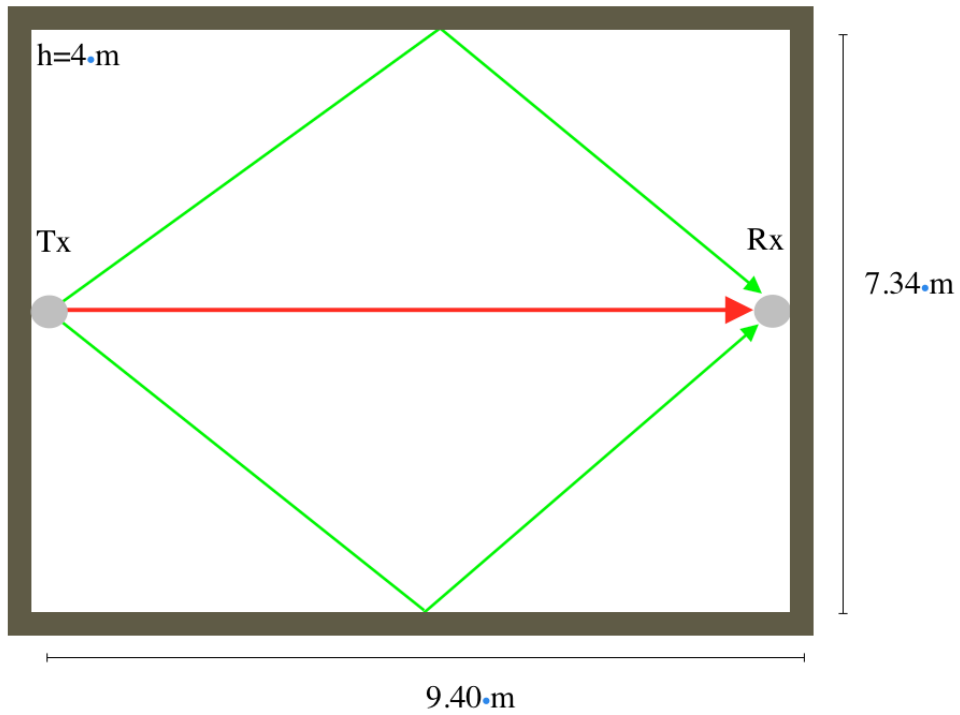


Fig. 5-9 Test #3 - Disposizione degli apparati

Lo scenario prevede un cammino diretto e quattro riflessi (due sulle pareti laterali, una sul soffitto, una sul pavimento).

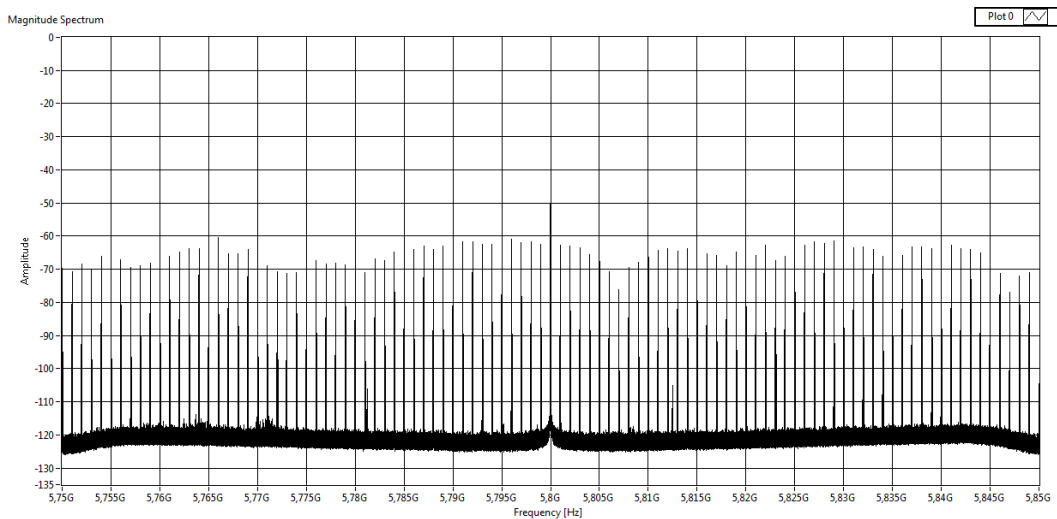


Fig. 5-10 Test #3 - Spettro del segnale ricevuto

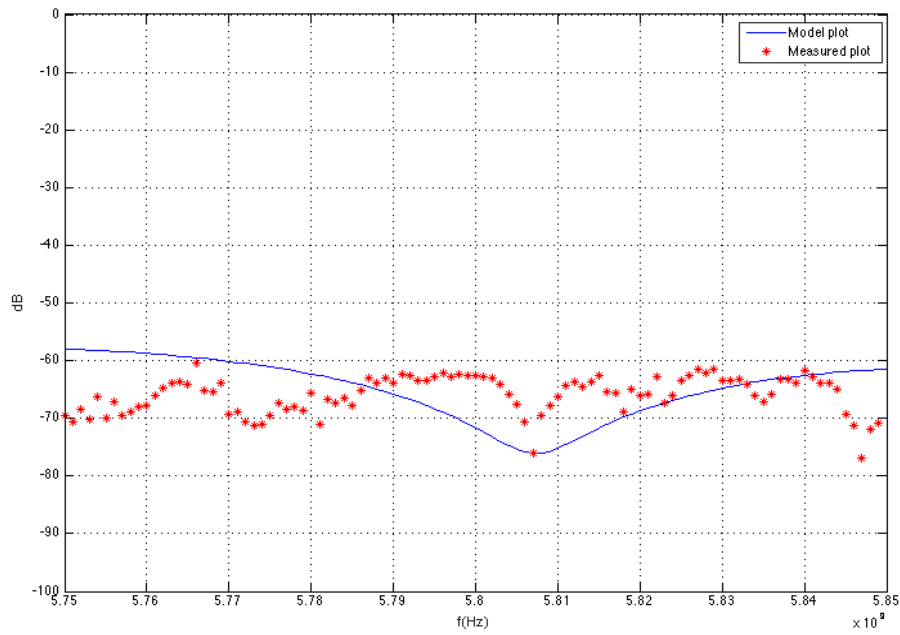


Fig. 5-11 Test #3 - Modulo della funzione di trasferimento

	Lunghezza (m)	Materiale	Riflessione	ΔL_{n-1} (m)	$\Delta \tau$ (ns)	α_n / α_1
Cammino 1 (LOS)	9,40	-	-	-	-	-
Cammino 2	11,90	cemento	parete DX	2,50	8,33	0,3
Cammino 3	11,90	cemento	parete SX	2,50	8,33	0,4
Cammino 4	11,15	cemento	soffitto	1,75	5,83	0,5
Cammino 5	9,61	cemento	pavimento	0,21	0,7	0,9

Tab. 5-3 Test #3 - Parametri del modello di propagazione

5.1.4 Scenario quattro - laboratorio

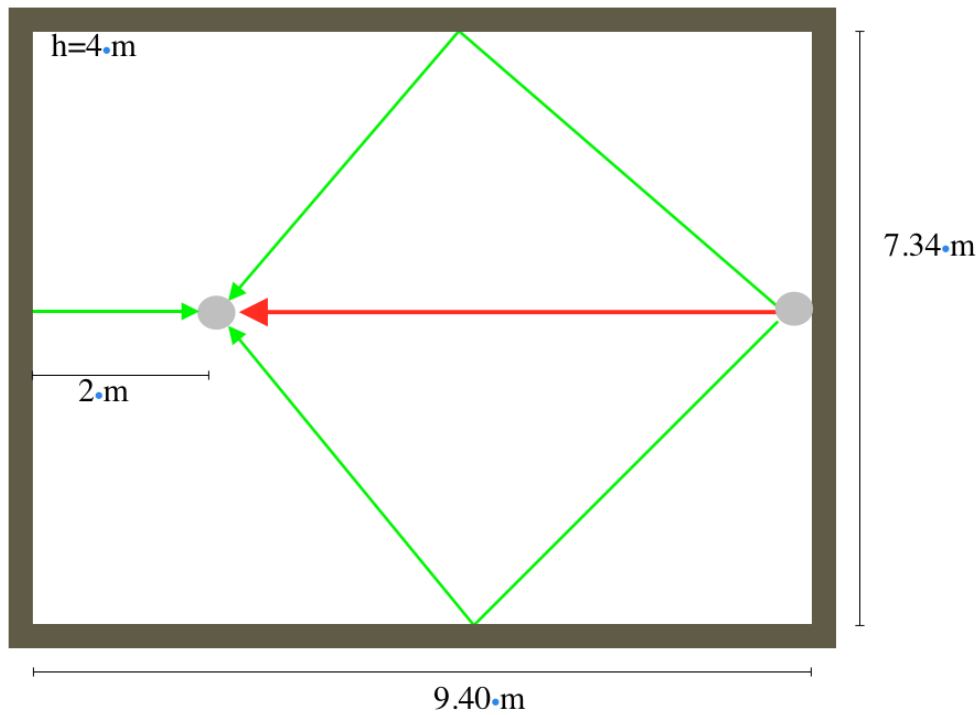


Fig. 5-12 Test #4 - Disposizione degli apparati

Lo scenario prevede un cammino diretto e cinque riflessi (due sulle pareti laterali, una sul soffitto, una sul pavimento, una sulla parete dietro il ricevitore).

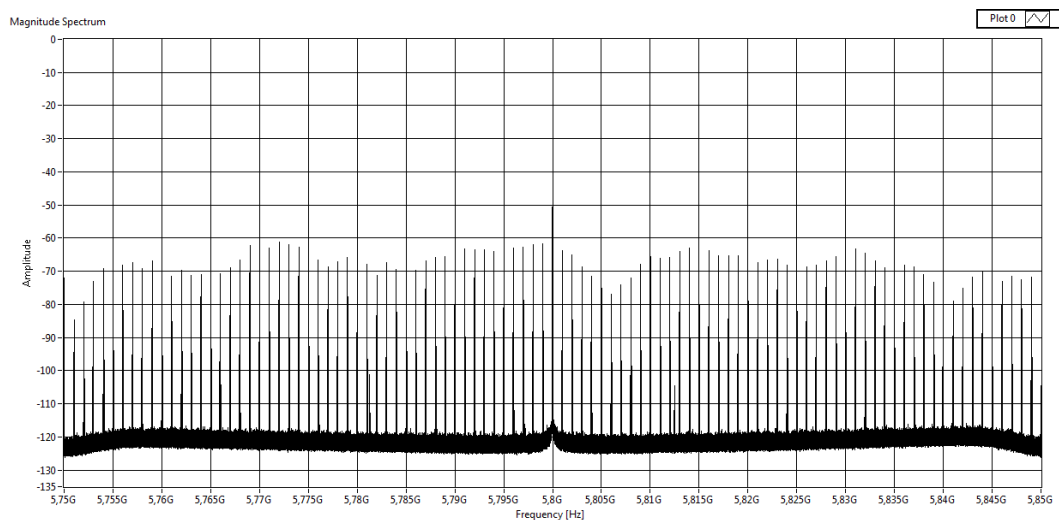


Fig. 5-13 Test #4 - Spettro del segnale ricevuto

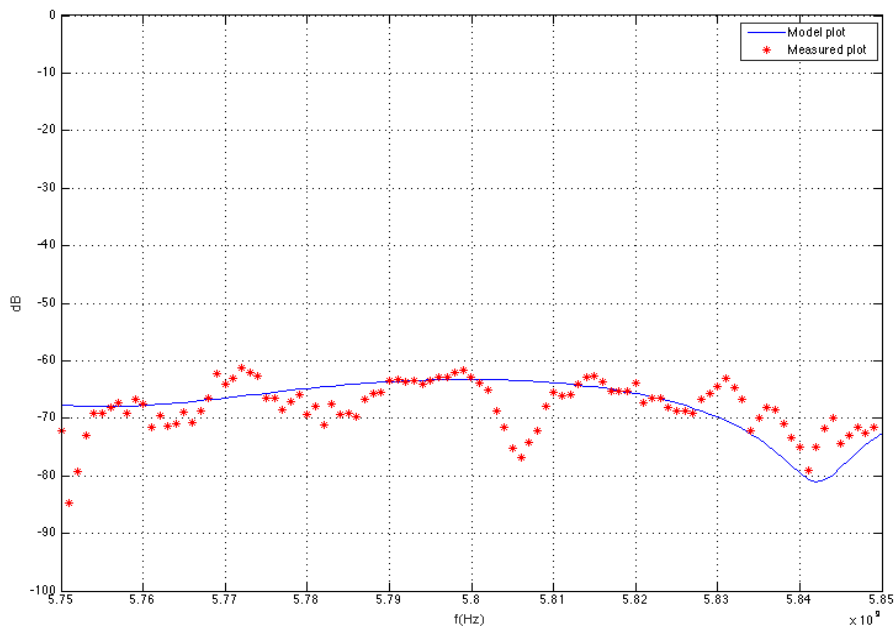


Fig. 5-14 Test #4 - Modulo della funzione di trasferimento

	Lunghezza (m)	Materiale	Riflessione	ΔL_{n-1} (m)	ΔT (ns)	α_n/α_1
Cammino 1 (LOS)	7,40	-	-	-	-	-
Cammino 2	10,40	cemento	parete DX	3,00	10,00	0,3
Cammino 3	10,40	cemento	parete SX	3,00	10,00	0,6
Cammino 4	9,53	cemento	soffitto	2,13	7,10	0,4
Cammino 5	7,67	cemento	pavimento	0,27	0,90	0,7
Cammino 6	11,40	vetro	parete dietro RX	4	13,34	0,2

Tab. 5-4 Test #4 - Parametri del modello di propagazione

5.1.5 Scenario cinque - corridoio

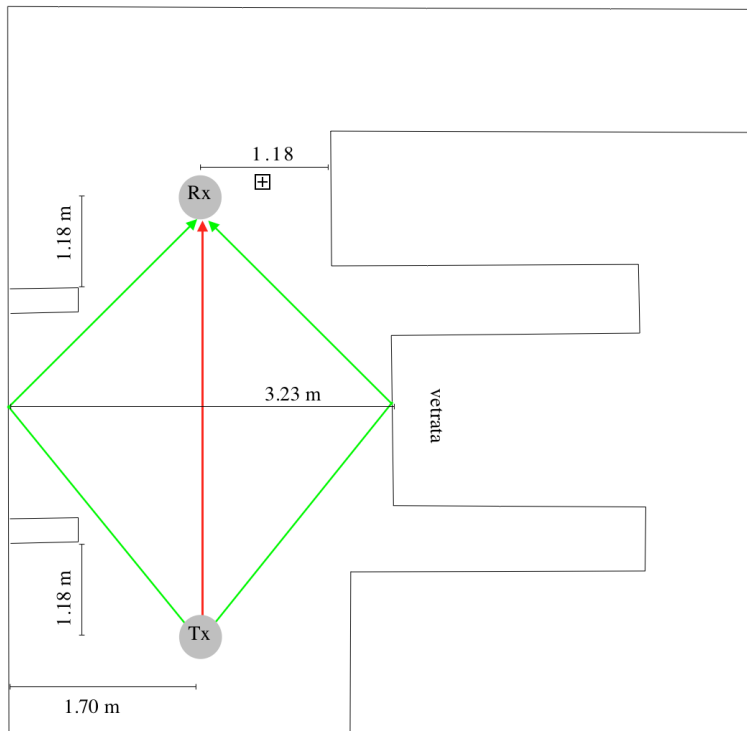


Fig. 5-15 Test #5 - Disposizione degli apparati

Lo scenario prevede un cammino diretto e quattro riflessi (due sulle pareti laterali, una sul soffitto, una sul pavimento, una sulla parete dietro il ricevitore).

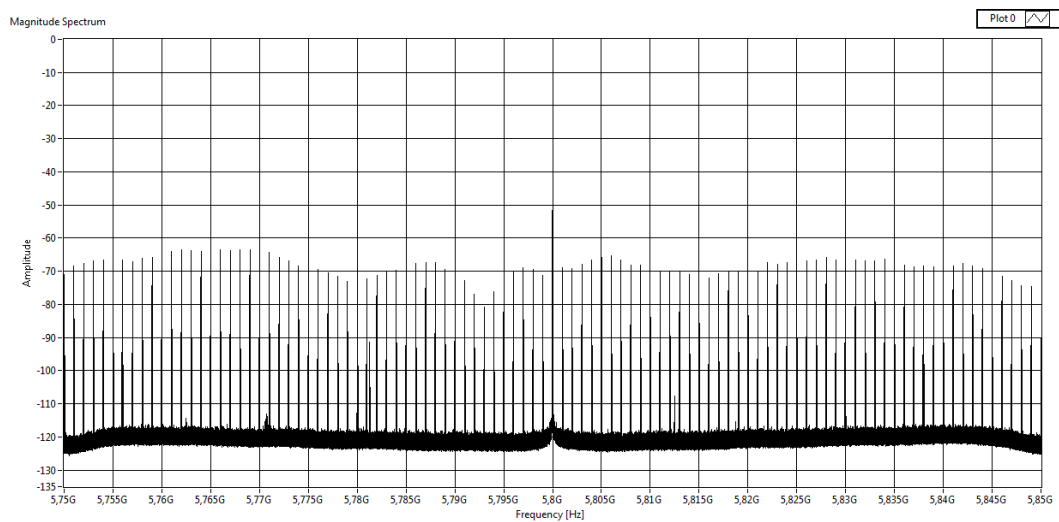


Fig. 5-16 Test #1 - Spettro del segnale ricevuto

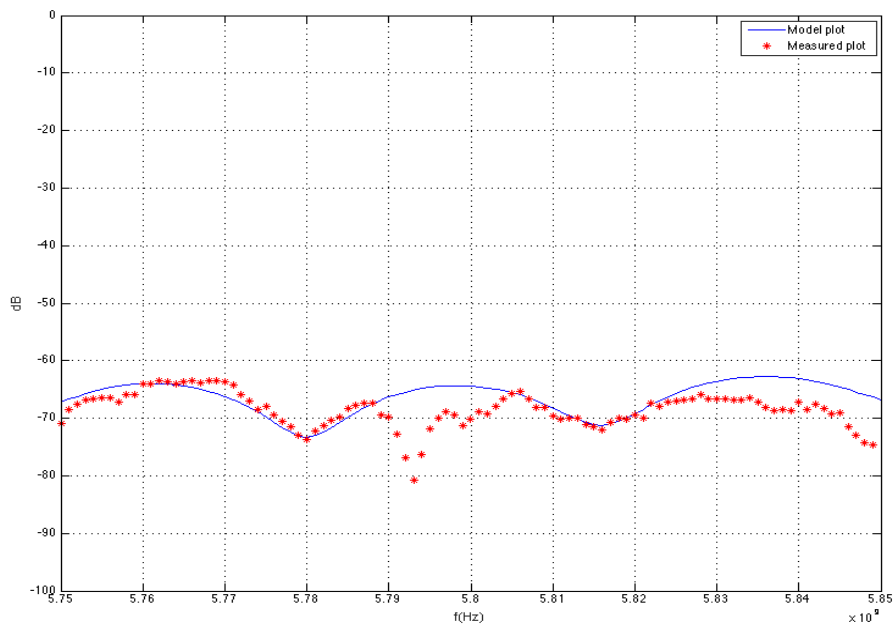


Fig. 5-17 Test #5 - Modulo della funzione di trasferimento

Percorso	Lunghezza (m)	Materiale	Riflessione	ΔL_{n-1} (m)	ΔT (ns)	α_n / α_1
Cammino 1 (LOS)	5,13	-	-	-	-	-
Cammino 2	6,14	leghe metalliche	parete DX	1,01	3,36	0,5
Cammino 3	5,96	vetro	parete SX	0,83	2,77	0,1
Cammino 4	13,05	cemento	soffitto	7,92	26,4	0,4
Cammino 5	5,50	cemento	pavimento	0,37	1,23	0,5

Tab. 5-5 Test #5 - Parametri del modello di propagazione

5.2 Verifica delle prestazioni del sistema

La prima verifica riguarda l'ortogonalità delle forme d'onda generate e trasmesse da due trasmettitori distinti. In Fig. 5-18 e in Fig. 5-19 è mostrato l'interlacciamento delle sottoportanti generate dai due trasmettitori.

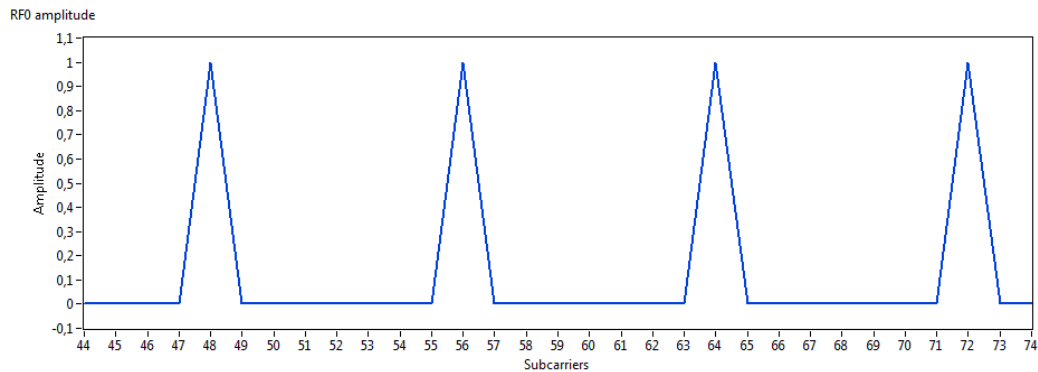


Fig. 5-18 Sottoportanti generate dal canale 0

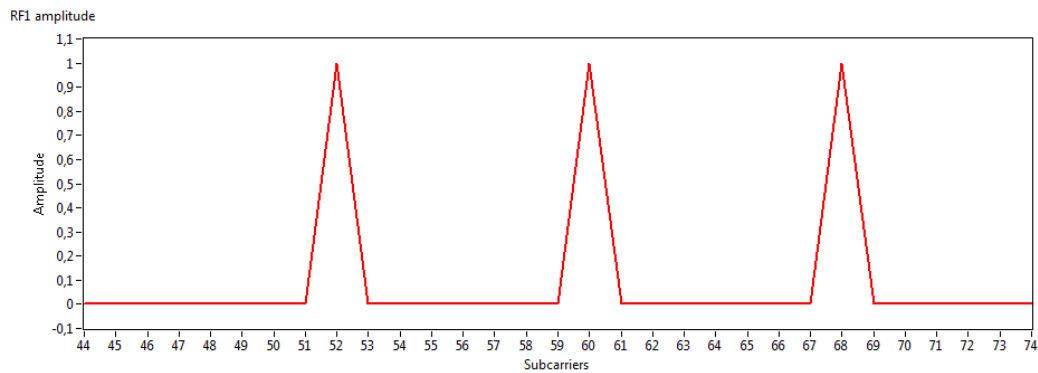


Fig. 5-19 Sottoportanti generate dal canale 4

La Fig. 5-20 e la Fig. 5-21 mostrano gli spettri del segnale ricevuto rispettivamente con uno o due trasmettitori attivi.

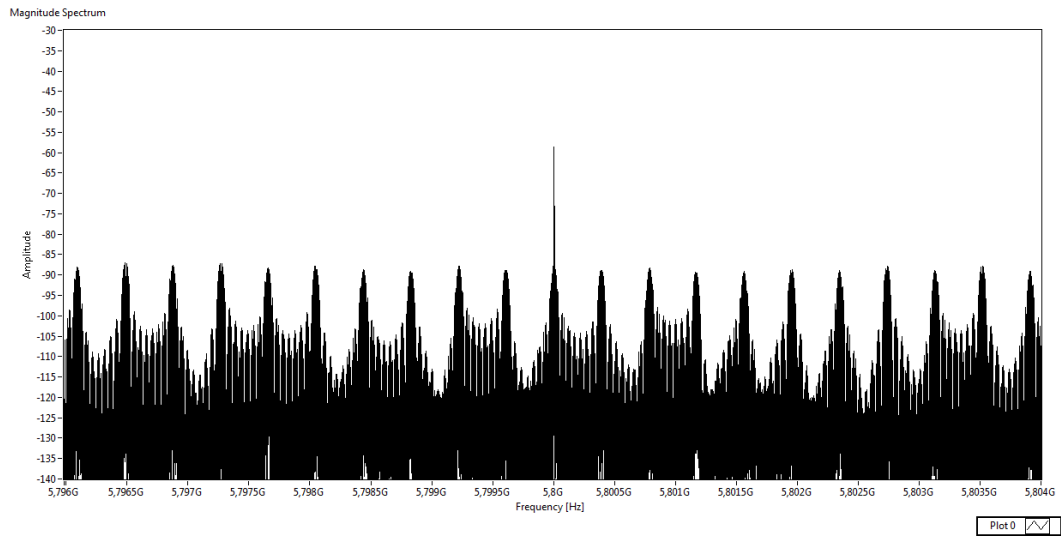


Fig. 5-20 Spettro di segnale con un solo trasmettore attivo

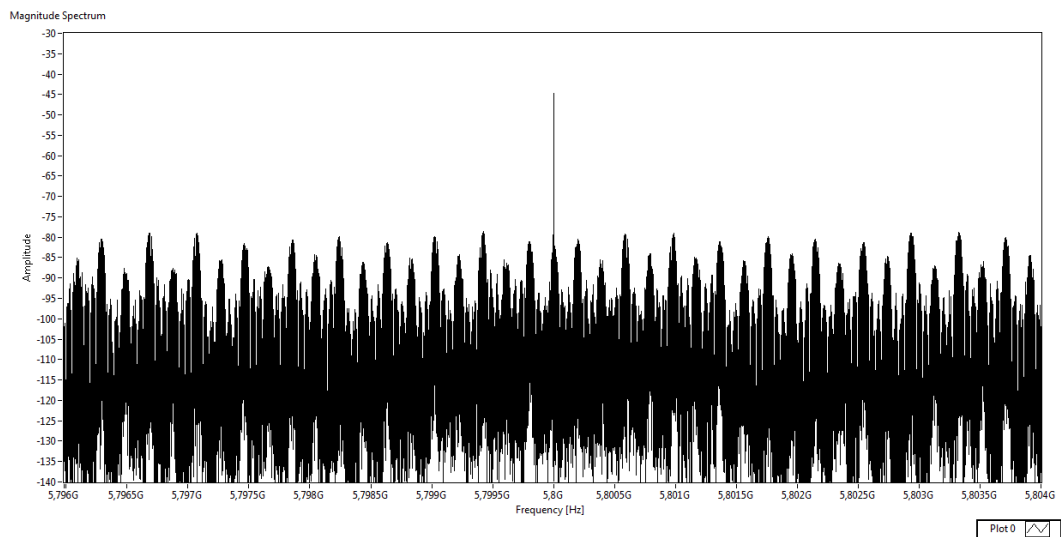


Fig. 5-21 Spettro di segnale con due trasmettitori attivi

La Fig. 5-22 mostra lo spettro del segnale ricevuto con entrambi i trasmettitori accesi.

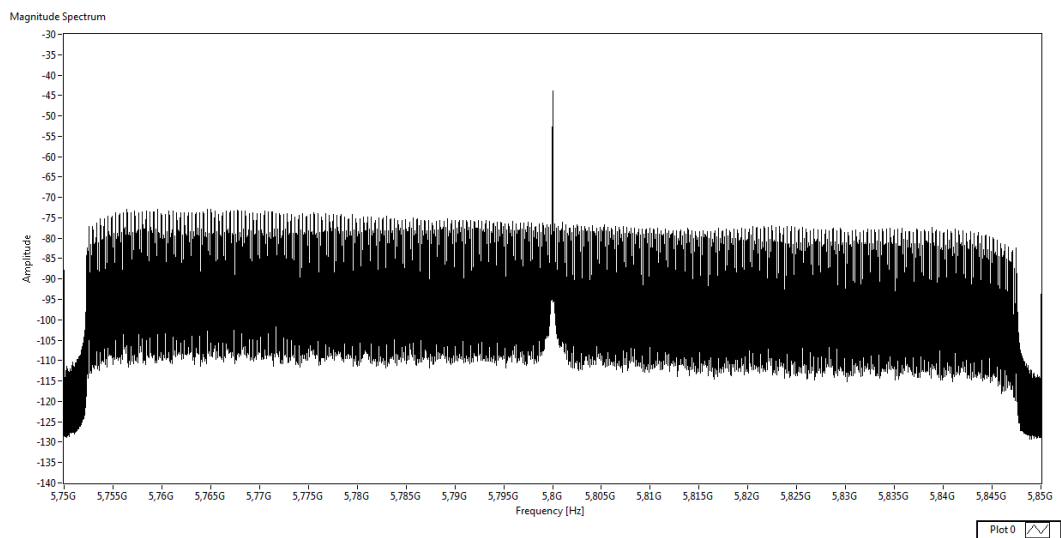


Fig. 5-22 Spettro del segnale ricevuto con larghezza di banda pari a 100 MHz

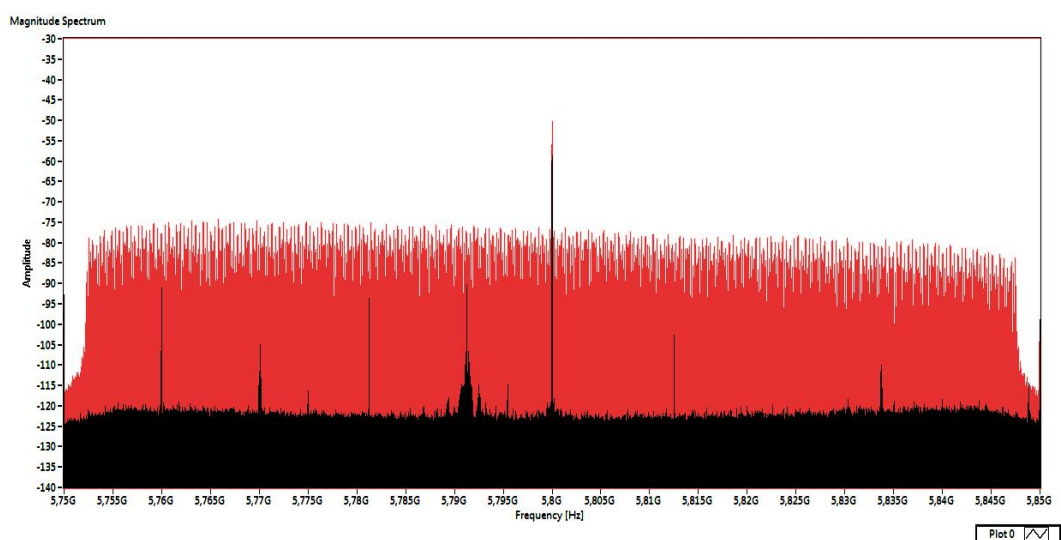


Fig. 5-23 Sovrapposizione degli spettri del solo rumore (nero) e del segnale (rosso)

La Fig. 5-23 mostra la sovrapposizioni degli spettri misurati al ricevitore con i trasmettitori spenti (traccia nera) e con i trasmettitori accesi (traccia rossa), come si può notare il rapporto segnale/rumore è pari a circa 40 dB. Dalla Tab. 2-5 si vede che secondo il limite di Cramér-Rao la deviazione standard della misura di distanza per una larghezza di banda di 100 MHz ed un rapporto segnale/rumore di 40 dB è pari a 5 mm.

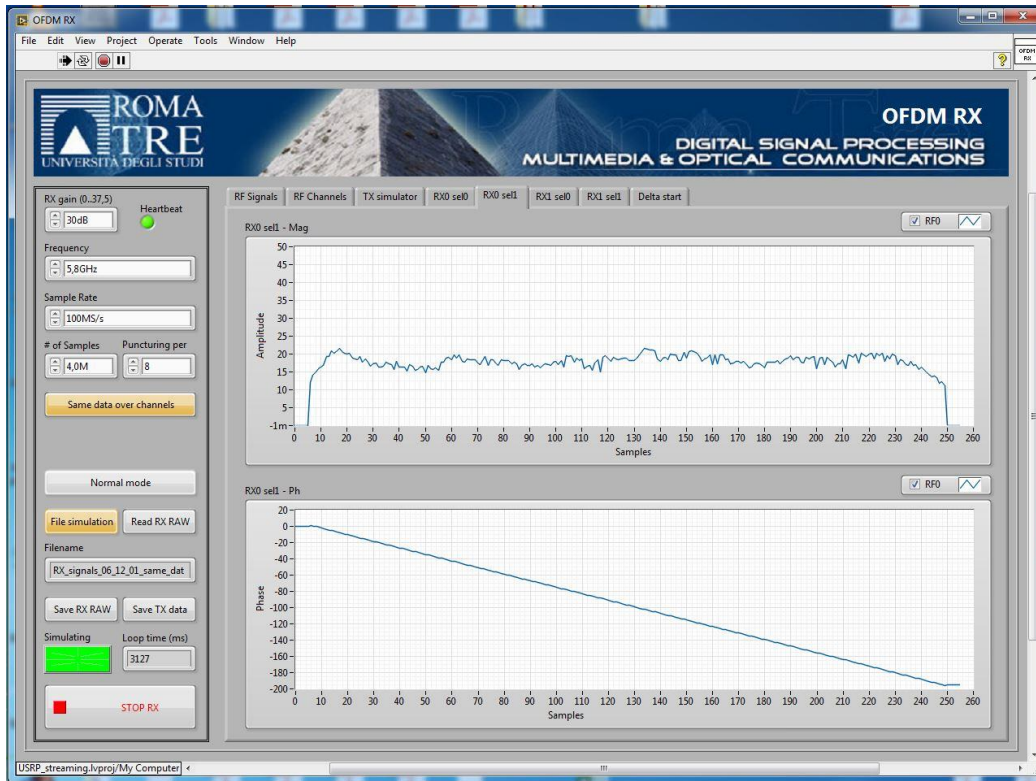


Fig. 5-24 Modulo e fase di uno dei segnali ricevuti

La Fig. 5-24 mostra lo spettro di ampiezza e di fase di uno dei segnali ricevuti da un ricevitore dopo aver effettuato il confronto con la copia locale, cioè generata localmente dal ricevitore stesso, del segnale trasmesso. Il modulo ha un andamento piatto con qualche irregolarità, invece la fase ha un andamento perfettamente rettilineo con pendenza negativa a significare un ritardo temporale del segnale ricevuto rispetto al segnale locale. Il secondo ricevitore è sincronizzato con il primo quindi l'andamento della fase dello stesso segnale è simile, perché ha un ritardo pari a quello precedente con sommato algebricamente il ritardo, o l'anticipo, dovuto alla differente lunghezza percorsa. Il calcolo della differenza di tempo d'arrivo consente quindi di eliminare la parte comune, data dal ritardo fittizio che esiste fra il momento in cui il segnale è stato trasmesso e quello in cui è stata generata la sua copia interna. La differenza dei tempi di arrivo restituisce la vera differenza fra il tempo di arrivo dei due segnali.

Le Fig. 5-25 e Fig. 5-26 mostrano la misura delle prestazioni della stima di posizione in due misurazioni distinte. Come si vede la deviazione standard della stima è di 13 mm in un caso e di 6 mm nell'altro, quindi perfettamente in linea con il limite di Cramér-Rao.

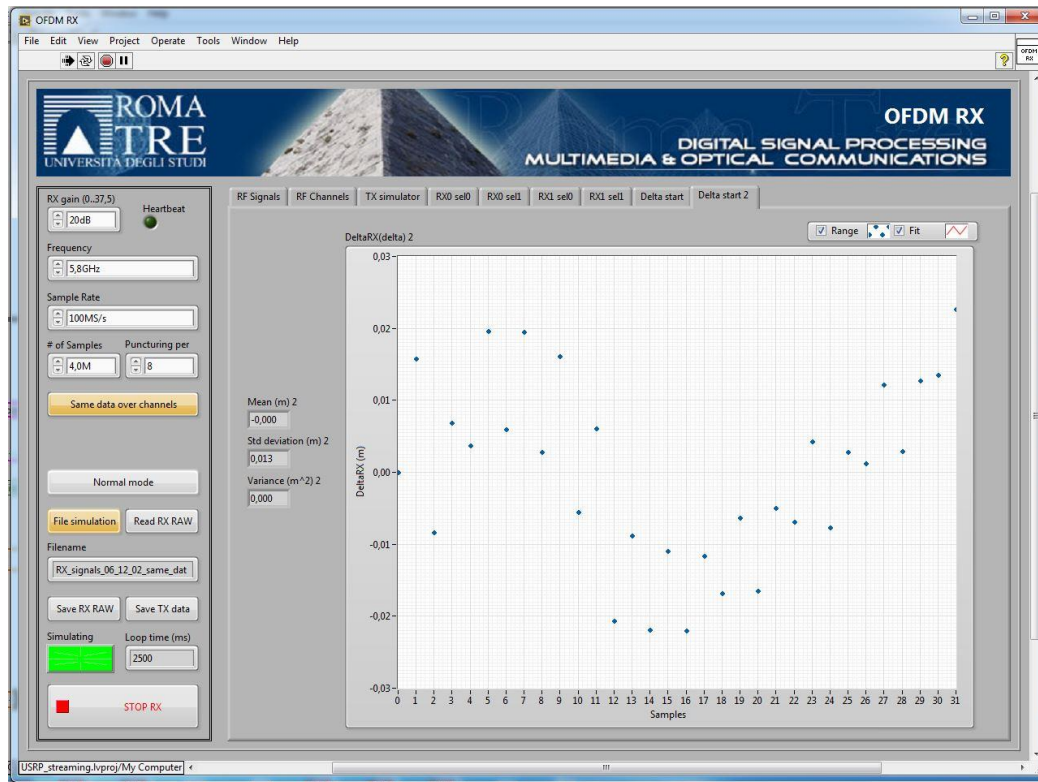


Fig. 5-25 Prestazioni della stima di posizione – caso 1

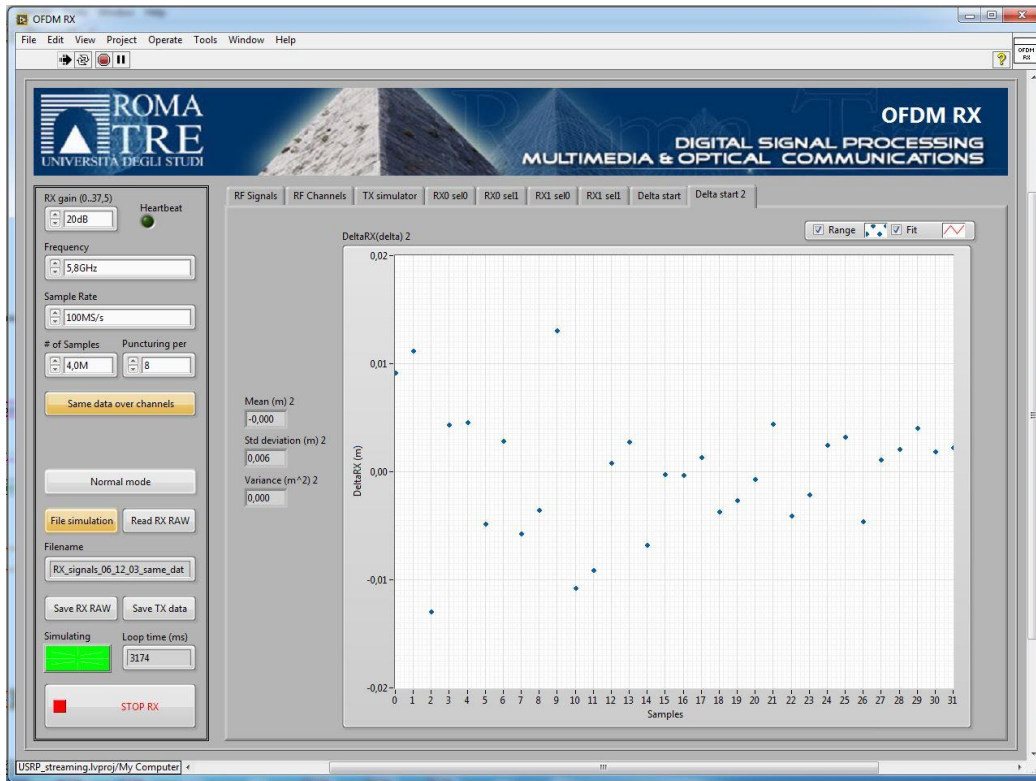


Fig. 5-26 Prestazioni della stima di posizione – caso 2

6 Confronto fra sistemi di posizionamento indoor basati su TDOA con segnali ispirati ad OFDM

Il presente capitolo riporta il risultato del lavoro [48] di confronto fra sistemi di posizionamento indoor che sarà presentato alla conferenza ION Pacific PNT 2017.

Nel confronto sono stati presi in considerazione due locali-tipo:

- Una galleria di museo delle dimensioni di 60 x 10 x 4 metri (lunghezza, larghezza, altezza)
- Un locale commerciale delle dimensioni di 20 x 10 x 4 metri (lunghezza, larghezza, altezza)

Il confronto è stato effettuato per mezzo del simulatore descritto nel cap. 3. In entrambi i casi sono stati previsti otto apparati fissi o beacon in prossimità dei vertici dei due locali. I beacon non sono stati posizionati esattamente ai vertici del locale per evitare simmetrie geometriche che avrebbero degradato le prestazioni. Dato che le dimensioni dei due locali sono molto diverse, nel caso della galleria di museo sono stati introdotti due ulteriori beacon intorno a metà della galleria (a distanza di un terzo e due terzi della lunghezza totale).

In entrambi gli scenari è previsto un apparato mobile o target che si sposta parallelamente alla parete più lunga con una velocità costante pari a 0.5 m/s. La Fig. 6-1 mostra la mappa della galleria di museo mentre la Fig. 6-2 mostra la mappa del locale commerciale. In entrambi i casi sono evidenziate in rosso le posizioni dei beacon ed in blu la traccia del target durante lo spostamento.

Tutti gli apparati coinvolti nella simulazione sono considerati sincroni per semplificare la trattazione e mettere in evidenza la dipendenza del risultato da altri fattori.

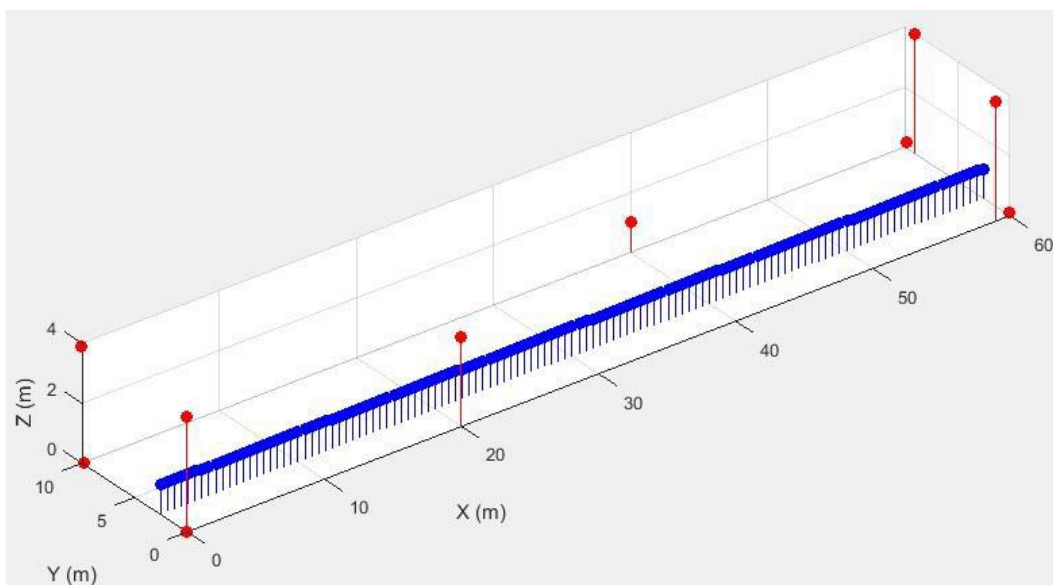


Fig. 6-1 Mappa della galleria di museo

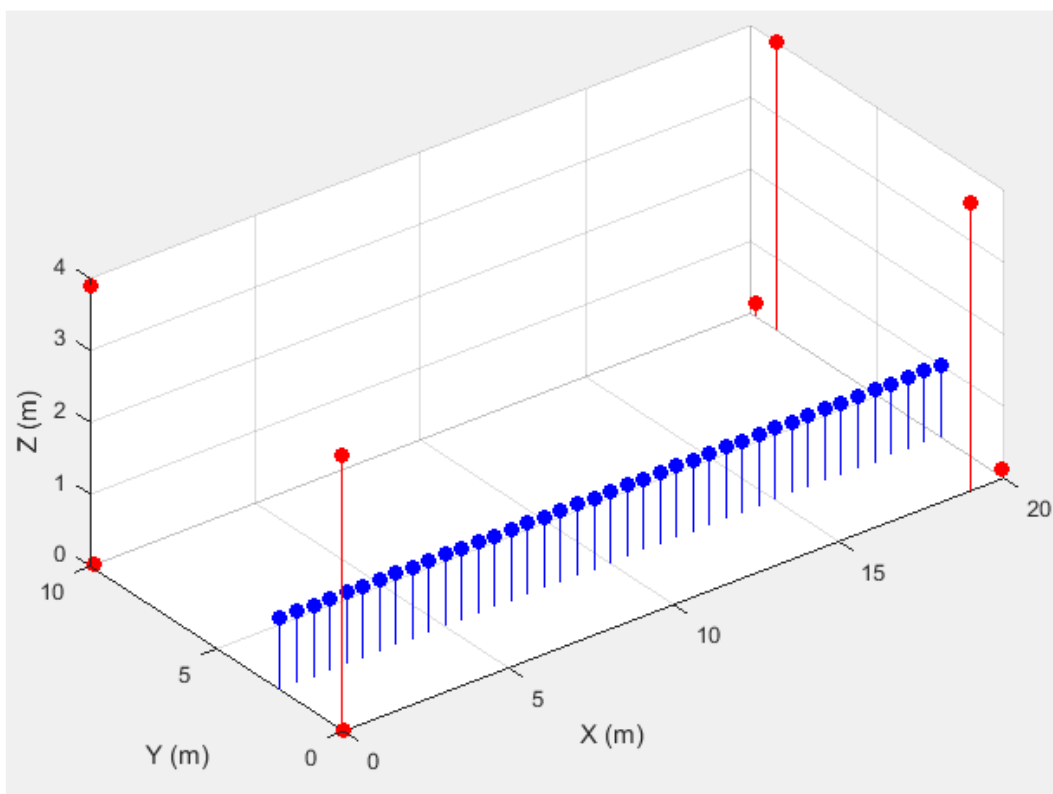


Fig. 6-2 Mappa di locale commerciale

I due sistemi di posizionamento indoor oggetto del confronto sono:

- Un sistema del tipo LTE in cui le distanze del target dai beacon sono ottenute in modo simultaneo da tutti i beacon.
- Un sistema del tipo Wi-Fi in cui le distanze del target dai beacon sono ottenute per mezzo del meccanismo FTM in modo sequenziale da ciascun beacon.

In entrambi i casi dopo aver ottenuto le misure di distanza target-beacon si procede per trilaterazione a calcolare la posizione del target nel locale e a confrontarlo con la posizione vera del target per ottenere l'errore di stima.

È evidente che i fattori in grado di influenzare la stima di posizione sono: il rumore del sensore o rumore di misura, il ritardo introdotto dal meccanismo FTM e la velocità del target.

Il rumore di misura si può considerare assimilabile ad una variabile casuale con distribuzione Gaussiana bianca, maggiore è la deviazione standard del rumore di misura, minore sarà l'accuratezza della misura. Il dimensionamento di massima del rumore si può fare andando a valutare il limite inferiore di Cramér-Rao visto in 2.4 e le specifiche di un access point conforme allo standard 802.11ad [49]: per un segnale di larghezza di banda pari a 100 MHz e un rapporto segnale-rumore variabile fra 20 e 30 dB si può considerare un valore di deviazione standard di meno di 10 cm.

Per quanto riguarda l'effetto del FTM bisogna considerare che la posizione stimata del target può essere calcolata dopo aver misurato la sua distanza da tutti i beacon. Secondo lo standard questo procedimento deve essere fatto in modo sequenziale interrogando uno per volta i vari beacon, siccome il target si muove è evidente che maggiore è il tempo di risposta del sistema e peggiore è la stima di posizione, viceversa con tempo di risposta nullo l'effetto dell'FTM è anch'esso nullo.

Ragionamento analogo può essere fatto nel caso si consideri la velocità del target come variabile, dato che ogni beacon restituisce la stima di distanza del target con un certo ritardo è evidente che maggiore è la velocità del target e peggiore è la stima di posizione, viceversa con velocità nulla del target l'effetto dell'FTM è anch'esso nullo.

La Fig. 6-3 mostra l'andamento del valore assoluto dell'errore di posizionamento in funzione del rumore di misura nella galleria di museo calcolato lungo tutto il percorso compiuto dal target nelle condizioni di ritardo FTM nullo (grafico in alto) e pari a 60 ms (grafico in basso). Entrambi i grafici riportano una serie di curve tracciate a vari valori di rumore di misura variabili fra 0 m (curva azzurra) e 0.1 m (curva viola) di deviazione standard.

La Fig. 6-4 mostra l'andamento del valore assoluto dell'errore di posizionamento in funzione del ritardo FTM nella galleria di museo calcolato lungo tutto il percorso compiuto dal target nelle condizioni di rumore di misura nullo (grafico in alto) e con deviazione standard pari a 0.01 m (grafico in basso). Entrambi i grafici riportano una serie di curve tracciate a vari valori di ritardo FTM variabili fra 0 s (curva azzurra) e 60 ms (curva viola).

Il caso di assenza di ritardo è equivalente a ottenere una stima di distanza simultanea da tutti i beacon. Questa è la situazione prevista ad esempio nei sistemi GNSS e nel protocollo di posizionamento previsto nel sistema LTE.

I risultati rappresentati nei grafici sono stati ottenuti con delle simulazioni Monte Carlo su 100 tentativi.

In Fig. 6-3 è possibile verificare il comportamento atteso del sistema, infatti nel grafico in alto è possibile vedere come la situazione corrispondente a ritardo e rumore nulli corrisponde ad un errore di posizionamento nullo. Inoltre all'aumentare della deviazione standard del rumore applicato vediamo aumentare l'errore di posizionamento.

È inoltre interessante osservare che l'errore di posizionamento è minimo al centro del locale e cresce quando il target si avvicina alle pareti terminali. Questo è molto più evidente con l'introduzione del ritardo di 60 ms (grafico in basso).

Questo andamento può essere messo in relazione con la disposizione dei beacon. Uno studio dell'impatto della loro posizione sull'errore può essere fatto per mezzo del simulatore

In Fig. 6-4 è possibile verificare l’impatto del ritardo sul sistema, infatti si nota che, come atteso, maggiore è il ritardo e peggiori sono le prestazioni ottenute.

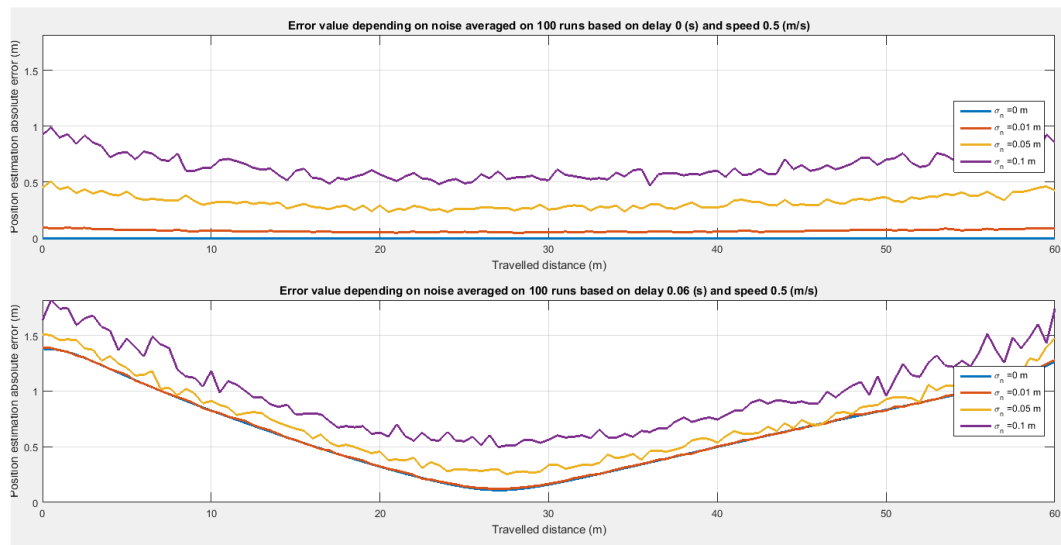


Fig. 6-3 Errore di posizionamento rispetto al rumore - Galleria

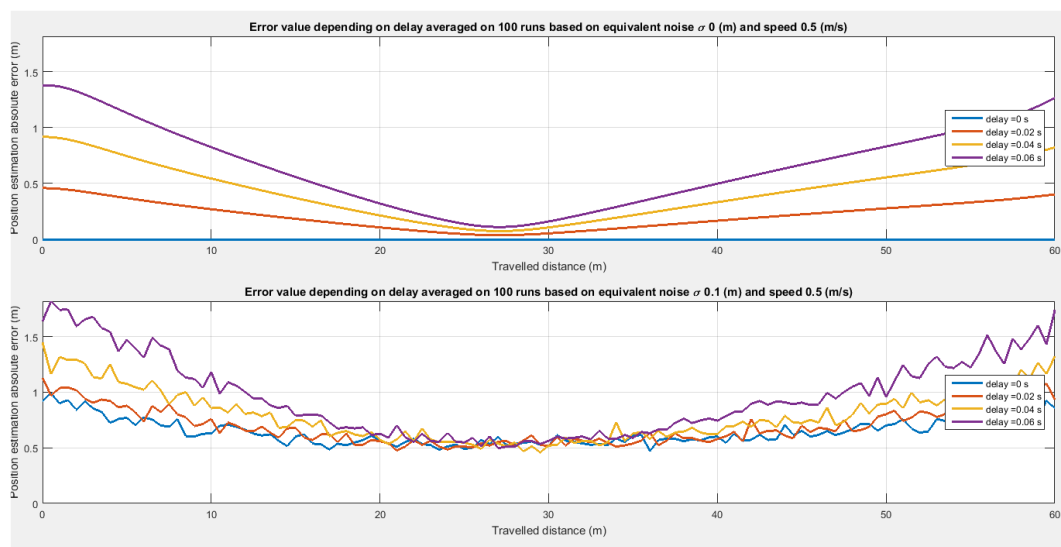


Fig. 6-4 Errore di posizionamento rispetto al ritardo – Galleria

Le Fig. 6-5 e Fig. 6-6 mostrano i risultati delle stesse simulazioni effettuate nel locale commerciale. In particolare la Fig. 6-5 mostra l’andamento del valore assoluto dell’errore di posizionamento in funzione del rumore di misura in condizioni di ritardo FTM nullo (grafico in alto) e pari a 60 ms (grafico in basso).

Entrambi i grafici riportano una serie di curve tracciate a vari valori di rumore di misura variabili fra 0 m (curva azzurra) e 0.1 m (curva viola) di deviazione standard.

La Fig. 6-6 mostra l'andamento del valore assoluto dell'errore di posizionamento in funzione del ritardo FTM in condizioni di rumore di misura nullo (grafico in alto) e con deviazione standard pari a 0.01 m (grafico in basso). Entrambi i grafici riportano una serie di curve tracciate a vari valori di ritardo FTM variabili fra 0 s (curva azzurra) e 60 ms (curva viola).

In Fig. 6-5 è possibile verificare il comportamento atteso del sistema, infatti nel grafico in alto è possibile vedere come la situazione corrispondente a ritardo e rumore nulli corrisponde ad un errore di posizionamento nullo. Inoltre all'aumentare della deviazione standard del rumore applicato vediamo aumentare l'errore di posizionamento.

Anche in questo scenario il caso di assenza di ritardo è equivalente a ottenere una stima di distanza simultanea da tutti i beacon. Dai grafici riportati è possibile verificare un comportamento in linea con le considerazioni fatte nel caso della galleria di museo. Come atteso l'errore di posizionamento è più basso che nel primo scenario a causa della diversa geometria del locale sia in termini di distanze tra i vari apparati sia in termini di angoli tra le linee di vista fra essi. Analizzando i risultati è evidente che l'approccio FTM presenta delle debolezze che potrebbero essere attenuate mettendo in atto delle tecniche per migliorarne le prestazioni complessive. Si potrebbe ad esempio pensare di non interrogare tutti i beacon ma solo quelli che geometricamente sono utili a determinare con buona accuratezza la posizione del target. Si potrebbe pensare anche di compensare i valori di misura ottenuti da ogni beacon conoscendo la direzione e la velocità del target.

Analizzando i risultati è evidente che l'approccio TOA simultaneo proprio del sistema LTE è preferibile a quello FTM in termini di prestazioni. A questo proposito vale la pena osservare che i vari beacon presenti non devono essere necessariamente delle base station ma possono anche essere dei semplici terminali dotati delle capacità di ranging, cioè di essere in grado di partecipare attivamente al processo di determinazione della distanza con un altro apparato mobile.

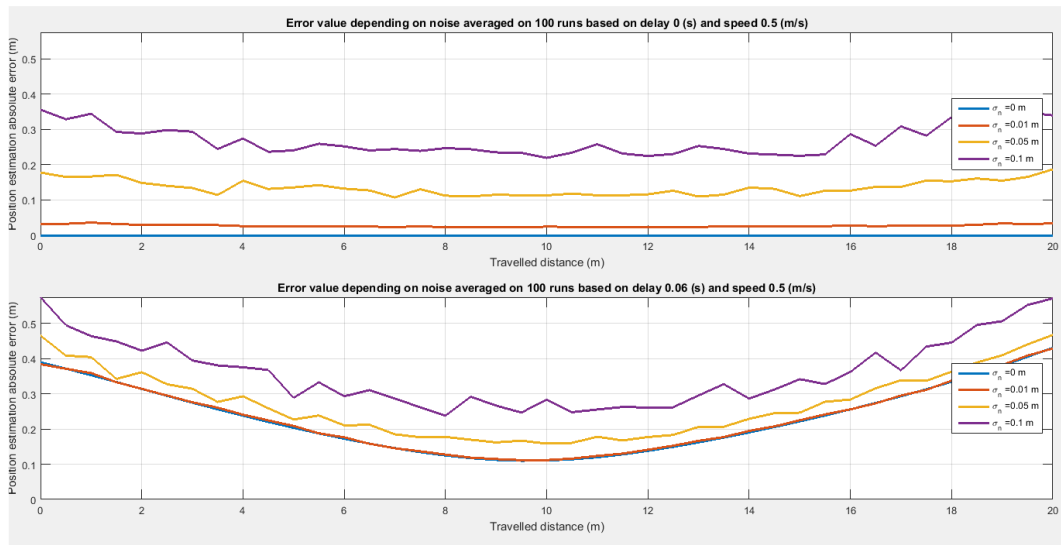


Fig. 6-5 Errore di posizionamento rispetto al rumore - Locale commerciale

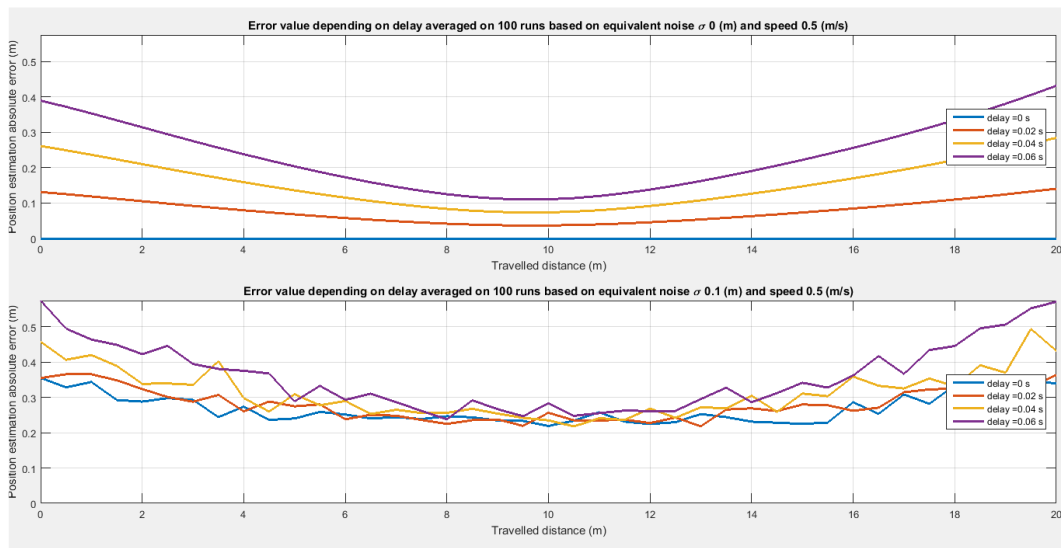


Fig. 6-6 Errore di posizionamento rispetto al ritardo - Locale commerciale

7 Conclusioni e sviluppi futuri

Il lavoro svolto durante il corso di studi e riassunto brevemente in questa tesi è stato rivolto allo studio e possibile implementazione di un sistema di localizzazione indoor ad alte prestazioni utilizzando segnali a radiofrequenza con forme d'onda ispirate ad OFDM. Si è visto che il motivo principale che spinge la ricerca in questo settore è la necessità di fornire servizi basati sulla posizione perché l'utenza ne cerca sempre di nuovi e le aziende fornitrici dei servizi sono sempre alla ricerca di nuovi modi per attrarre e per fidelizzare i clienti.

Questa considerazione ci porta a credere che il sistema di localizzazione indoor che possa avere maggiore successo fra tutti quelli possibili sia quello che riesca ad utilizzare i normali smartphone. Questo è dettato da due motivi, il primo è dato dalla grande diffusione di tali apparecchi e dalla grande espansione che è prevista nei prossimi anni. Il secondo motivo è rappresentato dalla scarsa propensione degli utenti a disporre di un altro apparecchio per la localizzazione indoor, come è testimoniato dall'incessante trend a concentrare quante più funzioni possibili negli smartphone.

Fatte queste premesse ne risulta che il sistema da analizzare è quello basato su trasmissioni radio con ampia larghezza di banda per motivi di prestazioni. I due sistemi principali di comunicazione di cui dispongono gli smartphone sono la comunicazione mobile propria della rete telefonica e la comunicazione Wi-Fi. Entrambe questi tipi di comunicazione nella loro versione più aggiornata, la LTE e la 802.11ac rispettivamente, dispongono di larghezze di banda complessive fino a 100 o 160 MHz e sono entrambe basate su forme d'onda OFDM-like. Da qui la decisione di studiare questo tipo di approccio e valutarne le prestazioni. Nel corso del terzo anno di studio una nuova versione dello standard Wi-Fi è stata pubblicata la 802.11ad che oltre le caratteristiche e tecniche offerte dalla 802.11ac introduce due importanti novità: l'utilizzo della banda di 60 GHz, l'utilizzo di segnali con larghezza di banda di circa 2 GHz e l'introduzione del meccanismo FTM per la misura della distanza fra due stazioni. Le potenzialità di questo sistema in termini

di prestazioni di localizzazione sono talmente grandi da meritare un approfondimento ed un confronto con i metodi già citati.

Il lavoro si è svolto in diverse fasi:

- la fase di studio iniziale che ha portato alla messa a punto di un modello di sistema;
- la fase di verifica algoritmica e di prestazioni per mezzo di un simulatore appositamente sviluppato;
- la fase di relizzazione con apparati commerciali programmabili di tipo SDR;
- la fase di verifica dell'effetto del multipath;
- la fase di misura delle prestazioni.

Si è visto che un sistema basato su questi concetti può determinare la posizione con buona precisione ed è quindi potenzialmente in grado di proporsi come possibile candidato al ruolo di sistema di localizzazione indoor. La considerazione che rafforza questa convinzione deriva dal fatto che tale sistema migliora le prestazioni con l'aumento della larghezza di banda dei segnali utilizzati. La tendenza attuale in tutti i sistemi di comunicazione è quella di allargare le bande dei segnali utilizzati per poter garantire throughput maggiori e quindi livelli di servizio per gli utenti più soddisfacenti, ma questo automaticamente va a vantaggio anche di un eventuale sistema di localizzazione che dovesse utilizzare gli stessi segnali.

A questo punto si è voluto confrontare le prestazioni di un tale sistema con quelle ottenibili con una rete basata su Wi-Fi 802.11ad con l'utilizzo del meccanismo FTM per la misura del ranging. Dal confronto è emerso che il meccanismo FTM, nel caso in cui il target sia in movimento, introduce un errore di misura che dipende dalla velocità di spostamento del target a causa del ritardo intrinseco nel protocollo. Si ritiene quindi che il miglior metodo di localizzazione sia quello studiato e si auspica che le prossime revisioni dello standard 802.11 modifichino il meccanismo di misura del ranging in modo da sfruttare la grandissima larghezza di banda a disposizione per ottenere misure ad elevata precisione e tolleranti a spostamenti del target.

Per quanto riguarda i possibili sviluppi futuri di questo lavoro si può pensare di adattarlo al prossimo sistema di comunicazione mobile 5G che utilizzerà dei segnali ispirati e derivati dai segnali OFDM e quindi potenzialmente in grado di poter garantire localizzazione, indoor e outdoor, con ottima precisione.

8 Appendici

8.1 La modulazione OFDM

La modulazione OFDM è una modulazione numerica molto diffusa perché è caratterizzata da un ottimo sfruttamento della larghezza di banda disponibile nei più disparati canali trasmissivi. La troviamo nelle trasmissioni ADSL su linea telefonica, oppure nelle reti telefoniche mobili di quarta generazione conosciute con la sigla LTE, o ancora nelle reti locali wireless Wi-Fi dalla versione IEEE 802.11 g/n in poi.

L'acronimo OFDM ne comunica immediatamente le principali caratteristiche: è una trasmissione a divisione di frequenza basata su canali distinti che adottano forma d'onda ortogonali fra loro. Le forme d'onda utilizzate sono molto semplici, la Fig. 8-1 mostra un segnale rettangolare nel dominio del tempo e il suo corrispondente nel dominio della frequenza, la funzione *sinc*.

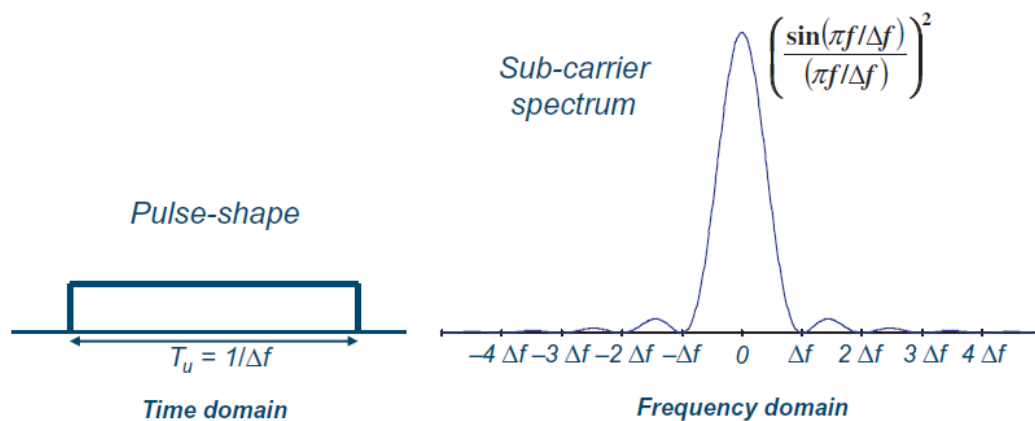


Fig. 8-1 Forme d'onda OFDM

L'andamento dello spettro di figura, derivato da un impulso nel tempo di durata T_u si può pensare equivalente ad una singola sottoportante; affiancando più

sottoportanti dello stesso tipo con una spaziatura pari a $\Delta f = \frac{1}{T_u}$ si ottiene uno spettro come quello rappresentato in Fig. 8-2.

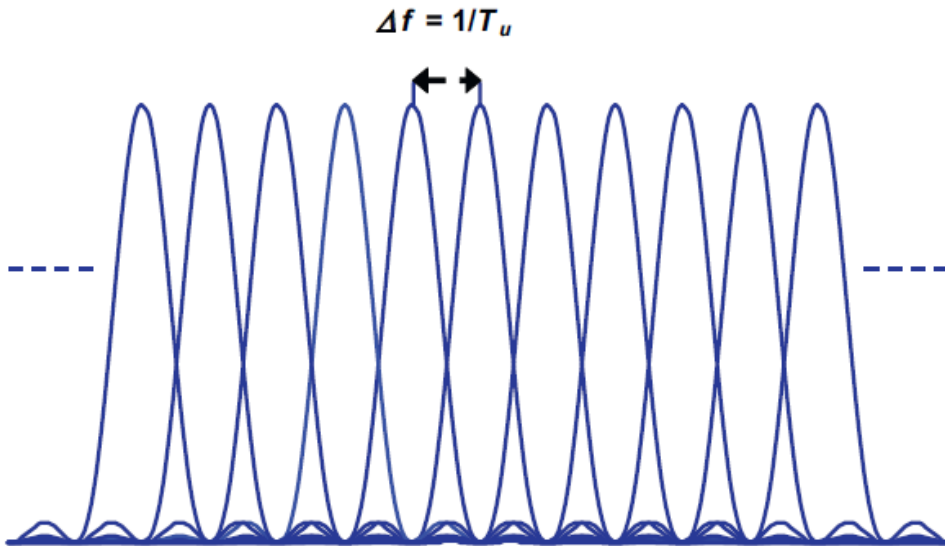


Fig. 8-2 Spaziatura di sottoportanti OFDM

Come esemplificato in Fig. 8-3, il flusso d'ingresso è suddiviso in N sottoflussi trasmessi in parallelo. Ogni sottoflusso è trasmesso per mezzo di una modulazione numerica anche a più livelli con impulso rettangolare di durata T_0 che utilizza una sottoportante f_n separata.

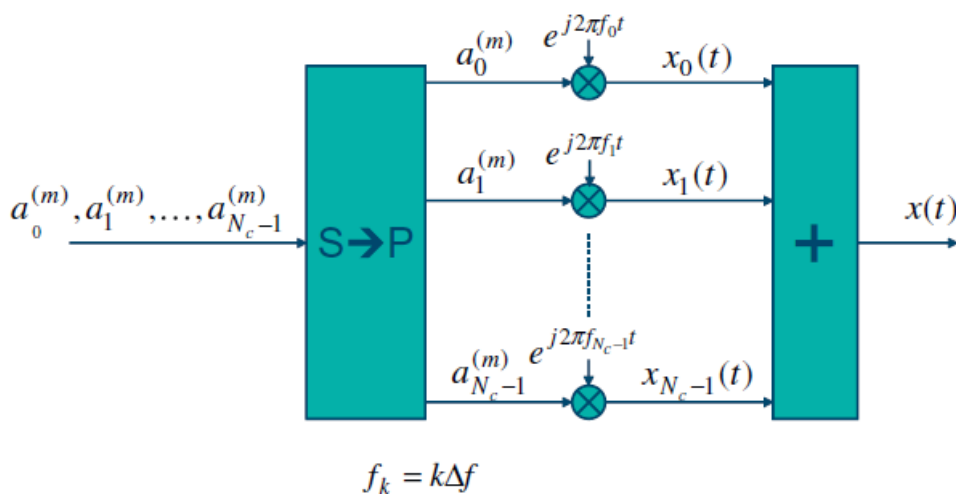


Fig. 8-3 Schema di modulatore OFDM

All'ingresso del modulatore c'è una sequenza, di lunghezza N , di dati da trasmettere che si succedono nel tempo. Il modulatore fa una conversione seriale-parallelo e divide il flusso di ingresso in N sottoflussi trasmessi in parallelo. Ogni sottoflusso è trasmesso per mezzo di una modulazione numerica a più livelli, ad es. QPSK o 16-QAM, con un impulso rettangolare di durata T_u che utilizza una sottoportante f_n separata. Se la separazione tra le sottoportanti è costante e pari ad un multiplo dell'inverso della durata T_u dell'impulso, le forme d'onda impiegate per i singoli sottoflussi sono ortogonali tra loro. Infatti si può facilmente vedere che:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \text{rect}_{T_u}(t) e^{j2\pi \frac{n}{T_u} t} \text{rect}_{T_u}(t) e^{j2\pi \frac{m}{T_u} t} dt = \int_{-T_u/2}^{T_u/2} e^{j2\pi \frac{n-m}{T_u} t} dt = T_u \delta_{n,m} \quad (27)$$

Grazie all'ortogonalità delle forme d'onda, le sottoportanti non interferiscono fra loro se il canale è ideale. Tuttavia in un canale reale ogni simbolo è soggetto ad interferenza intersimbolica con il simbolo precedente a causa della sovrapposizione tra impulsi adiacenti risultante dalla convoluzione della coda di un impulso con la risposta impulsiva del canale. Per evitare questo problema si impone l'uso dell'intervallo di guardia che nasce dal fatto che le sequenze di dati vengono fornite con cadenza T_s maggiore della durata T_u dell'impulso utilizzato. Questo significa che fra un impulso e l'altro c'è un piccolo intervallo di durata $T_g = T_s - T_u$ che annulla l'interferenza intersimbolica a spese di una riduzione del throughput complessivo del sistema.

Indicando con $\underline{a}_n^k = a_{nc}^k + ja_{ns}^k$ l'involuppo complesso corrispondente al simbolo trasmesso per mezzo della sottoportante f_n all'istante $t = kT_s$, si ha che il segnale OFDM può essere scritto come segue:

$$\begin{aligned}
x_{OFDM}(t) &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \text{rect}_{T_u}(t - kT_s - T_g) \times \\
&\sum_{n=0}^{+\infty} \left\{ a_{nc}^k \cos[2\pi(f_p + f_n)(t - kT_s - T_g)] - a_{ns}^k \sin[2\pi(f_p + f_n)(t - kT_s - T_g)] \right\} = \\
&= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT_s - T_g) * \\
&\left\{ \text{rect}_{T_u}(f) \sum_{n=0}^{N-1} \left[a_{nc}^k \cos(2\pi(f_p + f_n)t) - a_{ns}^k \sin(2\pi(f_p + f_n)t) \right] \right\}
\end{aligned} \tag{28}$$

Dove la sommatoria su k è relativa agli istanti di simbolo e quella su n è relativa alle sottoportanti.

Tale segnale ha un involuppo complesso rispetto alla frequenza $f_p + \frac{N\Delta f}{2}$ pari a:

$$x_{OFDM}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT_s - T_g) * \text{rect}_{T_u}(f) \sum_{n=0}^{N-1} \underline{a}_n^k e^{j2\pi\Delta f \left(n - \frac{N}{2}\right)t} \tag{29}$$

Consideriamo il solo contributo relativo al k-esimo simbolo, a cui corrisponde l'involuppo complesso

$$\underline{x}_{T_0}(t) = \text{rect}_{T_u}(t - kT_s - T_g) \sum_{n=0}^{N-1} \underline{a}_n^k e^{j2\pi\Delta f \left(n - \frac{N}{2}\right)(t - kT_s - T_g)} \tag{30}$$

Che trasformato con Fourier diventa:

$$\begin{aligned}
\underline{X}_{T_0}(f) &= T_u e^{-j2\pi(kT_s + T_g)f} \text{sinc}(\pi f T_u) * \sum_{n=0}^{N-1} \underline{a}_n \delta \left[f - \Delta f \left(n - \frac{N}{2} \right) \right] \\
&= T_u e^{-j2\pi(kT_s + T_g)f} \sum_{n=0}^{N-1} \underline{a}_n \text{sinc} \left\{ \pi T_u \left[f - \Delta f \left(n - \frac{N}{2} \right) \right] \right\}
\end{aligned} \tag{31}$$

Come mostrato in Fig. 8-4, lo spettro del segnale relativo al k-esimo pacchetto è dato dalla combinazione lineare della funzione sinc con i pesi dati dai coefficienti a_n .

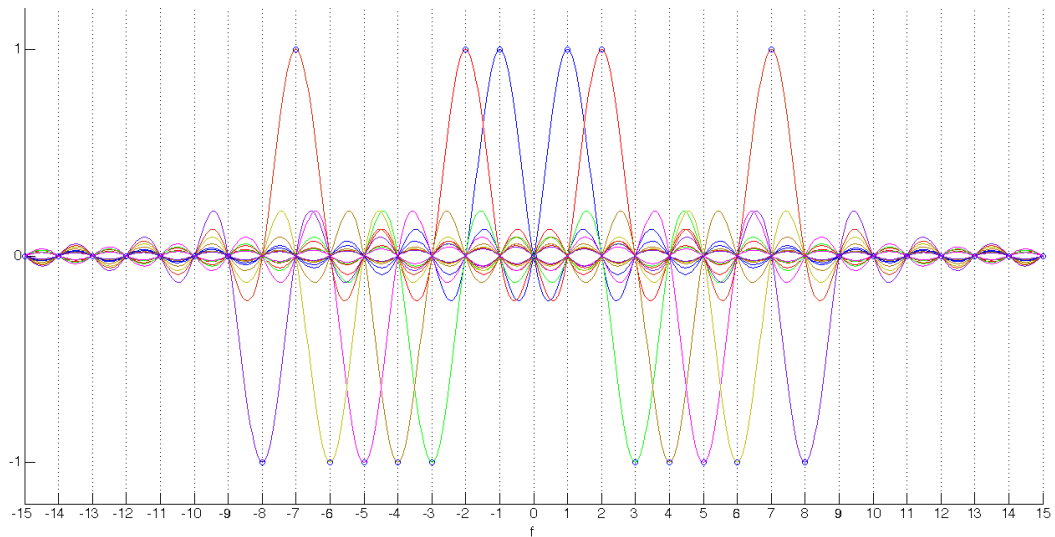


Fig. 8-4 Spettro dell'involuppo complesso del segnale OFDM

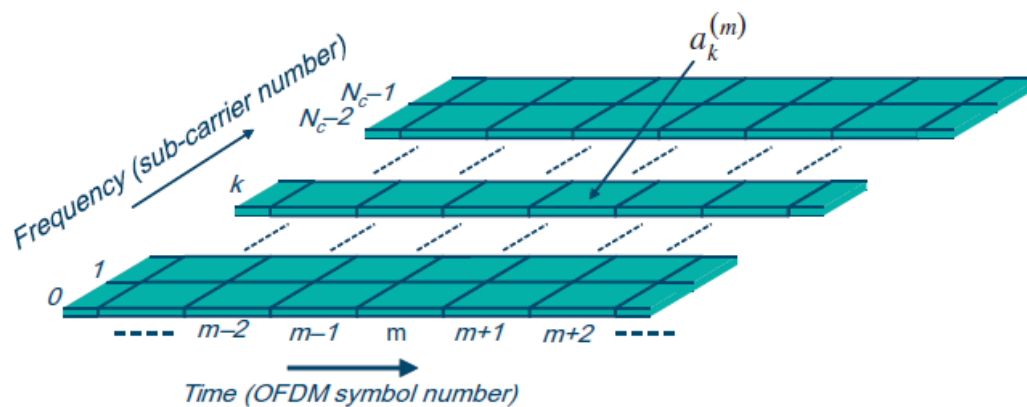


Fig. 8-5 Griglia OFDM tempo-frequenza

All'uscita del modulatore il segnale si può pensare rappresentato su una griglia tempo-frequenza, vedi Fig. 8-5, dove, sull'asse delle frequenze ci sono le diverse

sottoportanti che compongono il flusso OFDM, sull'asse dei tempi ci sono gli istanti di tempo che corrispondono alla generazione di nuove sequenze di dati.

8.2 LTE

Il sistema di telecomunicazioni mobili LTE (Long Term Evolution), è uno standard la cui architettura, mostrata in Fig. 8-6, è stata pensata per garantire un collegamento di tipo all-IP. In particolare, lo scenario applicativo prevede che l'Unità Utente (UE) deve poter comunicare con il fornitore di servizi IP o IP Service Provider di una qualche rete esterna.

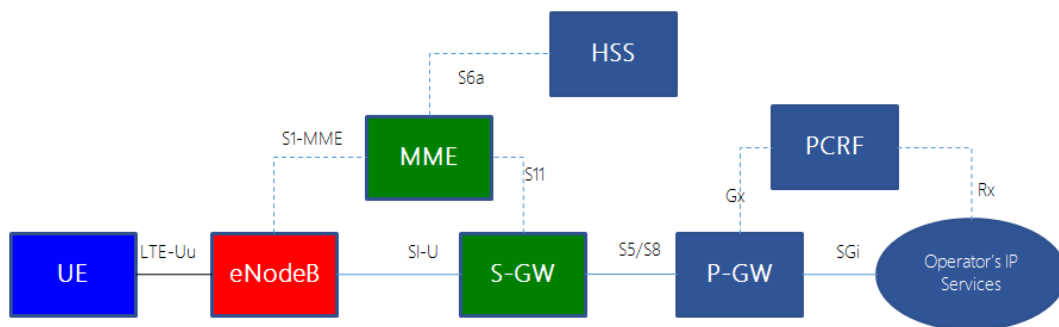


Fig. 8-6 Architettura LTE

L'UE comunica con la rete LTE attraverso gli eNodeB (evoluzione dei NodeB di UMTS) che, oltre ad interfacciarsi con il nodo utente, hanno lo scopo di controllare e gestire le risorse radio. L'insieme degli eNodeB forma L'Evolved Radio Access Network (eRAN) ed implementa il livello fisico (PHY) e il livello Media Access Control (MAC).

L'eRAN è connesso al SAE Gateway(S-GW) che ha il compito di inoltrare i pacchetti degli utenti verso il gateway di connessione con la rete esterna. Il Mobility Management Entity (MME) si occupa delle procedure di mobilità del terminale e dell'autenticazione dell'utente mediante un'interazione con l'Home Subscriber Server (HSS), un server nel quale vengono memorizzate le informazioni di sicurezza e del contratto relativo all'utente.

Un altro componente essenziale è il Policy and Charging Rules Function (PCRF) che gestisce le politiche di QoS e il controllo della banda.

Per quanto riguarda lo strato fisico si deve distinguere il canale downlink da quello uplink.

8.2.1 Canale downlink

Nel canale downlink, il sistema LTE prevede una modulazione OFDM con modulazione adattativa in base al rapporto segnale rumore del canale. Gli schemi di modulazione utilizzabili sono QPSK, 16QAM o 64QAM; in presenza di canale rumoroso viene scelto uno schema di modulazione con una costellazione a ridotto numero di punti, mentre, in presenza di elevati rapporti segnale/rumore vengono utilizzati schemi più efficienti.

LTE prevede due modalità operative: TDD (Time Division Duplexing) e FDD (Frequency Division Duplexing). Nello schema FDD, ogni frame ha una durata di 10 ms e ognuno è suddiviso in 10 sub frame della durata di 1 ms ciascuno. I sub frame, a loro volta, sono composti da 2 slot consecutivi di pari durata. Ogni slot costituisce 6 o 7 simboli OFDM.

La banda disponibile viene divisa in NBWDL sottoportanti spaziate di 15 kHz, per semplicità, le risorse vengono pensate come una griglia mostrata in Fig. 8-7. Uno slot di Downlink è costituito da N_{symbDL} simboli OFDM, ognuno corredato di prefisso ciclico (che rende l'operazione di convoluzione da lineare a circolare); è possibile inoltre inserire un prefisso ciclico esteso per coprire un numero maggiore di simboli.

In generale, ogni elemento della resource grid è denominato Elemento di risorsa (Resource element) e rappresenta un simbolo OFDM in una determinata sottoportante.

Per descrivere la mappatura dei canali fisici nei resource element vengono utilizzati i resource block. I resource block fisici sono costituiti da 12 sottoportanti consecutive nel dominio della frequenza e da una serie di simboli OFDM

consecutivi nel dominio del tempo. Esiste anche una versione virtuale del resource block.

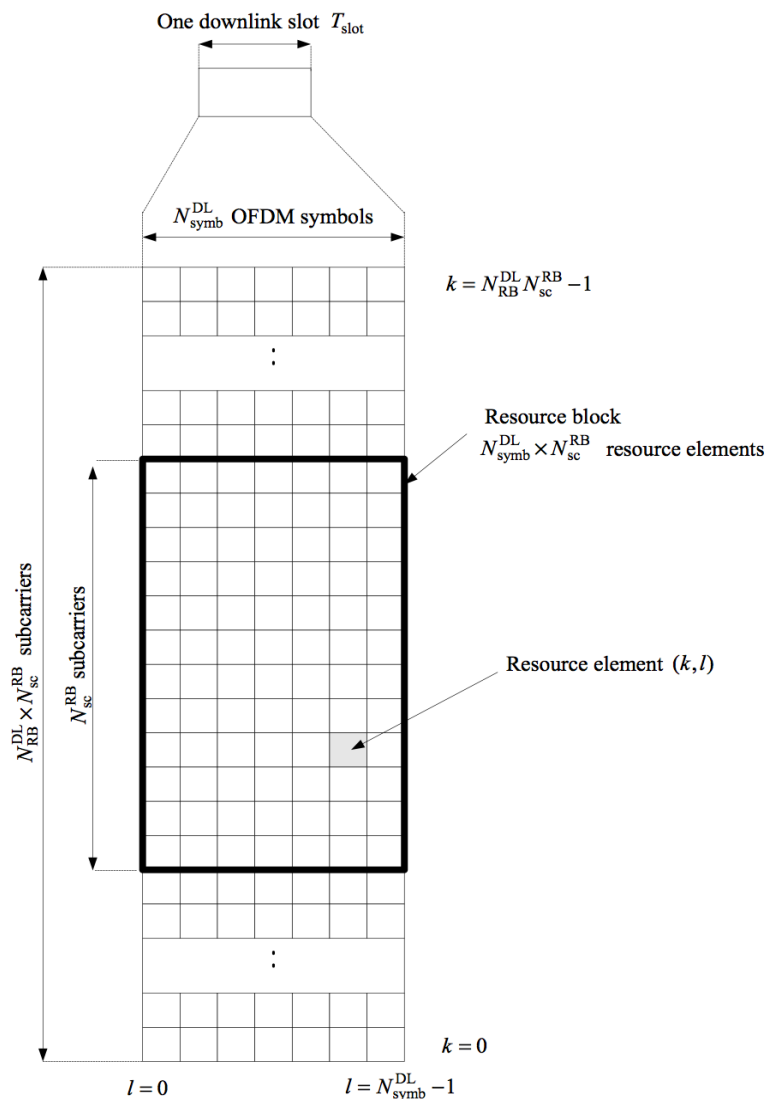


Fig. 8-7 Resource Grid LTE Downlink

I canali fisici principali del downlink sono:

- Physical Downlink Shared Channel, PDSCH
- Physical Broadcast Channel, PBCH
- Physical Multicast Channel, PMCH
- Physical Control Format Indicator Channel, PCFICH
- Physical Downlink Control Channel, PDCCH

- Physical Hybrid ARQ Indicator Channel, PHICH
- Enhanced Physical Downlink Control Channel, EPDCCH

8.2.2 Canale uplink

Nel canale uplink, il sistema LTE prevede una modulazione SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access), Mentre il canale downlink, come abbiamo visto, utilizza la modulazione OFDMA basata su OFDM. La scelta è dovuta alla necessità di privilegiare soluzioni semplici, economiche ed energeticamente efficienti per i terminali mobili. L'OFDM, infatti, rispetto al SC-FDMA è caratterizzato da un rapporto PAPR (Peak to Average Power Ratio) più alto, come è mostrato nella figura.

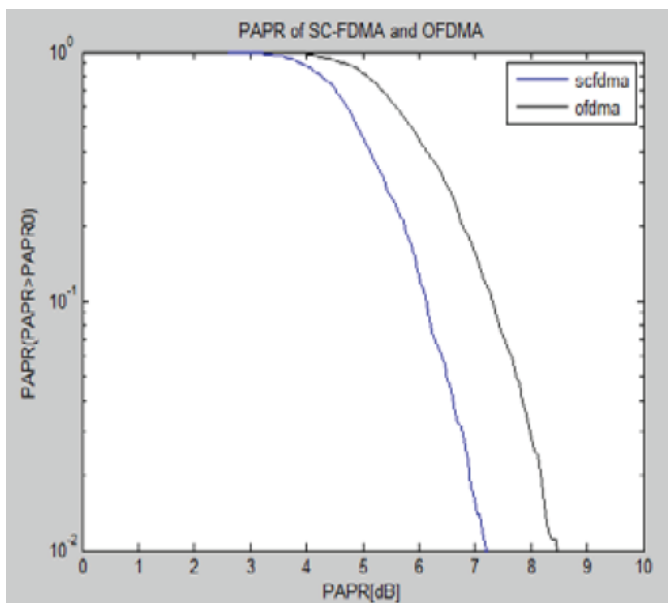


Fig. 8-8 PAPR per OFDMA e SC-FDMA

Il parametro PAPR definito come il rapporto tra la potenza di picco e la potenza media trasmessa si riflette sulle prestazioni dell'amplificatore di potenza usato in trasmissione. Valori di PAPR maggiori comportano, nell'amplificatore di potenza RF, dei requisiti di linearità più stringenti, dato che esso dovrà lavorare in zona lineare in una gamma dinamica più ampia, per mantenere bassa la distorsione in banda e ridurre le emissioni fuori banda. Soddisfare questi requisiti implica

l'utilizzo di componenti più costosi ed un maggiore consumo energetico. Questo può essere accettabile per il canale downlink dove i requisiti di economicità e potenza delle stazioni eNodeB non sono così importanti come nel canale uplink dove si rifletterebbero direttamente nel costo dei terminali utente e nella loro autonomia di carica.

La generazione del segnale SC-FDMA, prevede di effettuare la DFT di dimensione M al blocco di N simboli di modulazione; questa, ha per risultato la mappatura nelle sottoportanti disponibili dei simboli di modulazione.

Dal punto di vista tecnico, in un segnale SC-FDMA, ogni sottoportante contiene informazioni di tutti i simboli di modulazione trasmessi per effetto della diffusione effettuata per mezzo della trasformata DFT. Nell'OFDMA invece, ogni sottoportante porta solamente informazioni relative agli specifici simboli di modulazione.

In Fig. 8-9 viene mostrata la differenza fra OFDMA ed SC-FDMA.

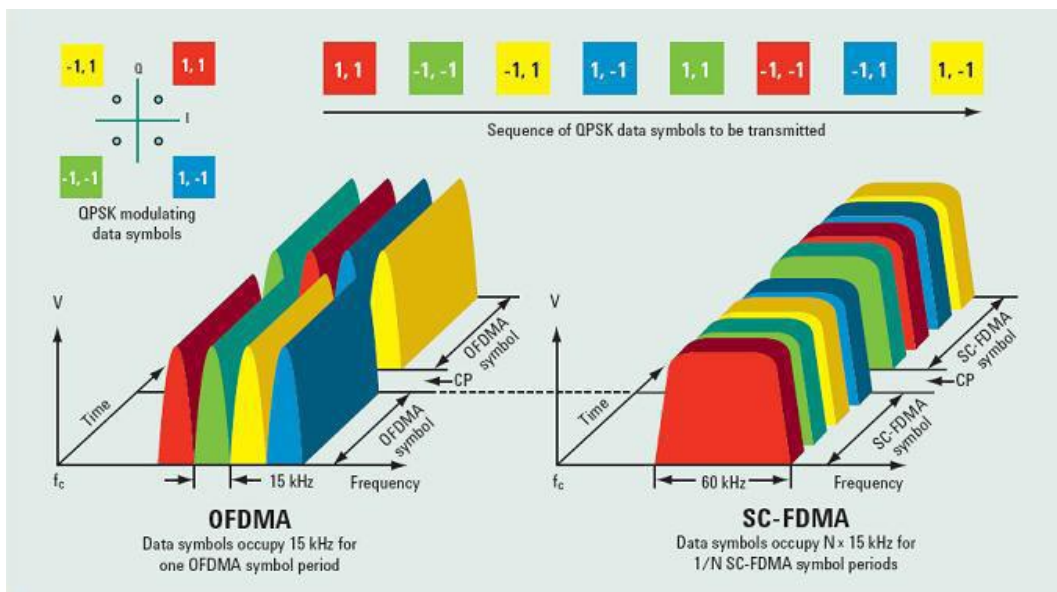


Fig. 8-9 Differenza fra OFDMA e SC-FDMA

8.2.3 Il posizionamento nel sistema LTE

Il sistema LTE prevede vari metodi di posizionamento o localizzazione [50] inseriti nelle varie release dello standard:

- CID (Cell ID) restituisce la posizione approssimata dell'utente sulla base della posizione geografica della cella cui è connesso; la sua precisione dipende dalla grandezza della cella che, in aree rurali, può essere molto grande.
- E-CID (Enhanced Cell ID) oltre le informazioni relative alla cella utilizzata si usano diverse tecniche di misura di parametri del segnale RF (potenza, temporizzazione, angolo di arrivo) per restituire una stima di posizione più precisa del caso precedente.
- OTDOA (Observed TDOA) è un metodo basato sulla differenza dei tempi di arrivo del segnale di downlink proveniente dalle varie stazioni raggiunte dall'apparato mobile.
- A-GNSS (Assisted-GNSS) utilizza il ricevitore incorporato nell'apparato mobile per determinare la posizione nel caso di disponibilità del segnale GNSS.
- RF fingerprinting, già presentato in 1.1.4, determina la posizione confrontando la potenza del segnale ricevuto con una mappa predeterminata.
- AECID (Adaptive Enhanced Cell Identity) migliora le prestazioni del Sistema basato sull'RF fingerprinting aumentando il numero di proprietà del segnale RF utilizzate per la stima, come già visto sul metodo E-CID, e soprattutto rendendo dinamica la costruzione del database delle mappe utilizzando dove possibile anche sistemi OTDOA e A-GNSS per referenziarle.
- Sistemi ibridi che combinano le misure effettuate con diverse tecniche per migliorare le prestazioni o per rimpiazzare quelle non disponibili al momento (ad es. per rimpiazzare il sistema A-GNSS in interni dove non è disponibile).

Queste tecniche hanno differenti prestazioni in termini di precisione e di tempo di risposta come mostrato nella Fig. 8-10:

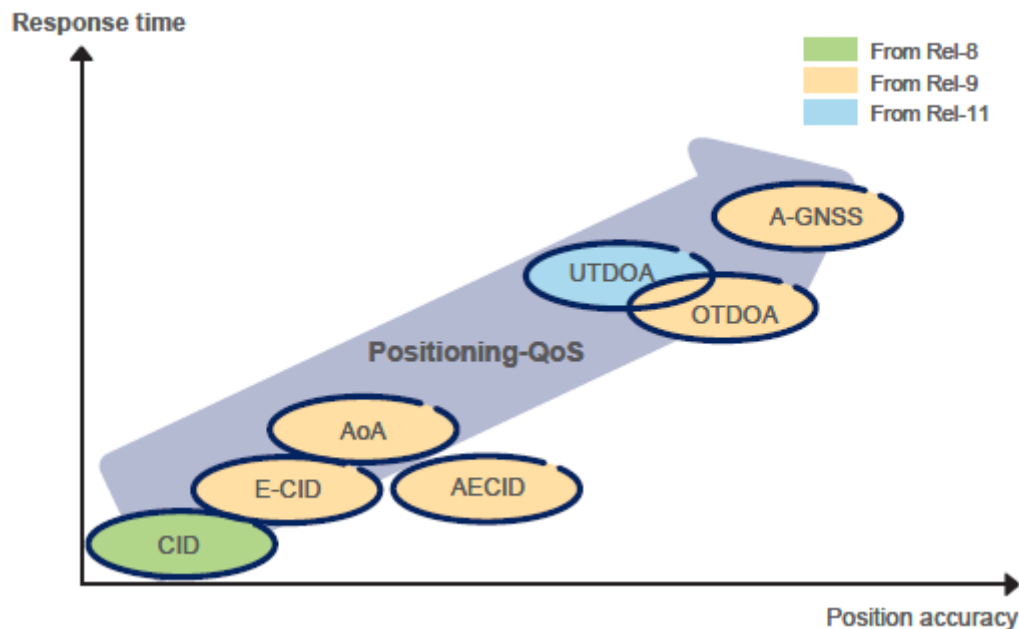


Fig. 8-10 Metodi di posizionamento previsti nello standard LTE

8.3 Wi-Fi

Lo sviluppo del sistema di telecomunicazioni Wi-Fi [51] iniziò alla fine degli anni '80 a seguito della apertura di tre bande radio per applicazioni ISM senza licenza e venne standardizzato nel 1997 con la pubblicazione dello standard IEEE 802.11.

Nel corso degli anni questo standard è stato rivisto più volte per adattarsi alle esigenze degli utenti e alla disponibilità di nuovi componenti e di nuove tecnologie trasmissive e costruttive.

I componenti base di una rete wireless o WLAN sono tre: stazioni, access point e sistema di distribuzione, come descritto in Tab. 8-1

Componente	Descrizione
Stazione	Qualsiasi dispositivo che implementi I protocolli 802.11 MAC e PHY
Access point	Una stazione che fornisca un'interfaccia indirizzabile fra un insieme di stazioni, noto come BBS (Basic Service Set), e il Sistema di distribuzione
Sistema di distribuzione	Un componente di rete, normalmente una rete Ethernet cablata, che connette gli access point ed i loro BSS associati per formare un ESS (Extended Service Set)

Tab. 8-1 Componenti di una rete 802.11

I componenti di una rete 802.11 possono essere descritti secondo un modello protocollare a strati simile al modello OSI (Open System Interconnection) come mostrato in Fig. 8-11, lo standard 802.11 descrive in particolare gli strati MAC e PHY. Lo strato LLC (Logical Link Control) è descritto invece dallo standard 802.2.

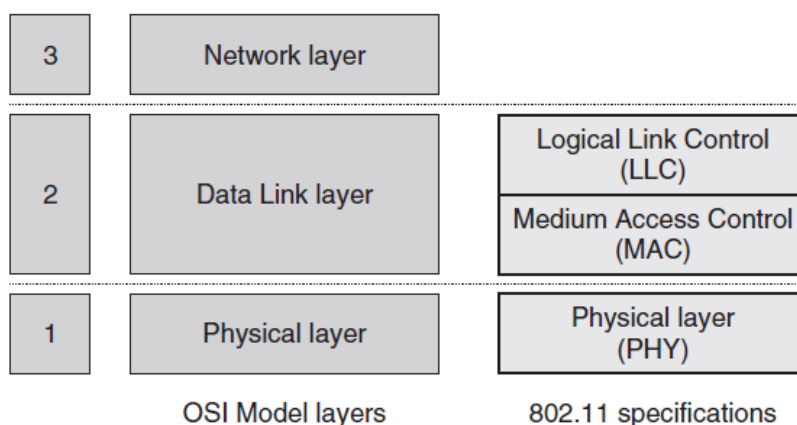


Fig. 8-11 Modello a strati 802.11

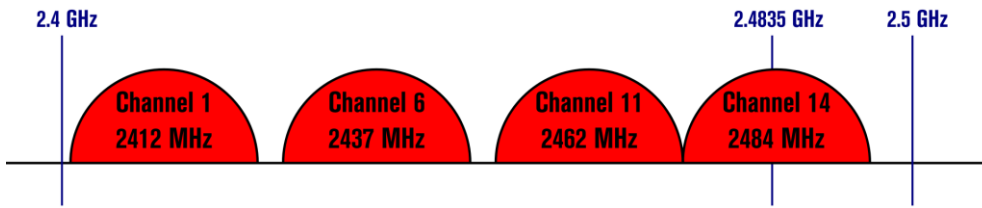
Le versioni principali dello standard sono riportate in Tab. 8-2

Standard	Caratteristiche principali
802.11a	Reti WLAN ad alta velocità con 54 Mbps di data rate e modulazione OFDM nella banda ISM di 5 GHz
802.11b	Lo standard originale con 11 Mbps di data rate, tecnica DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) nella banda ISM di 2.4 GHz
802.11g	Data rate allargati fino a 54 Mbps usando la modulazione OFDM sulla banda ISM di 2.4 GHz. Compatibile con 802.11b
802.11n	Fornisce data rate superiori pari a 150, 350 e 600 Mbps usando la tecnologia radio MIMO (Multiple Input Multiple Output) e canali RF più larghi. Compatibile all'indietro con 802.11a, 802.11b e 802.11g
802.11ac	Fornisce data rate di 1300 Mbps nella banda ISM di 5 GHz con larghezza di banda di canale massima pari a 160 MHz (accorpando più canali stretti), utilizzo di MIMO a 8 canali e tecnologia di beamforming per la modellazione del fascio di radiazione delle antenne
802.11ad	Fornisce data rate di 6750 Mbps nella banda ISM di 60 GHz. Utilizza le stesse tecnologie del 802.11ac ma l'utilizzo di una banda di frequenza nuova e molto più alta consente l'utilizzo di larghezze di banda maggiori e data rate più alti

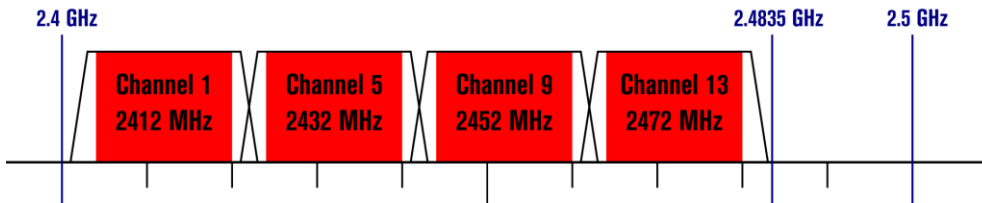
Tab. 8-2 Caratteristiche degli standard 802.11

La Fig. 8-12 e la Fig. 8-13 mostrano la distribuzione dello spettro occupato dai vari canali Wi-Fi come stabilito dalle varie versioni dello standard IEEE 802.11 ad eccezione dell'ultima 802.11ad. Al momento è prevista la possibilità di occupare una gamma bassa di frequenze, di circa 2.4 GHz ed una gamma alta di frequenze sopra i 5 GHz; da notare che le frequenze riportate sono indicative, poiché esistono differenze da paese a paese. I canali previsti dallo standard possono avere una larghezza di banda di 20, 22 e 40 MHz nella gamma bassa oppure di 80 e 160 MHz nella gamma alta. È evidente la convenienza di lavorare nella gamma alta di frequenze, perché si potrebbe beneficiare in prospettiva dell'utilizzo dello standard 802.11ac con canali da 160 MHz di larghezza di banda, a tutto vantaggio delle prestazioni del sistema di localizzazione.

802.11b (DSSS) channel width 22 MHz



802.11g/n (OFDM) 20 MHz ch. width - 16.25 MHz used by sub-carriers



802.11n (OFDM) 40 MHz ch. width - 33.75 MHz used by sub-carriers

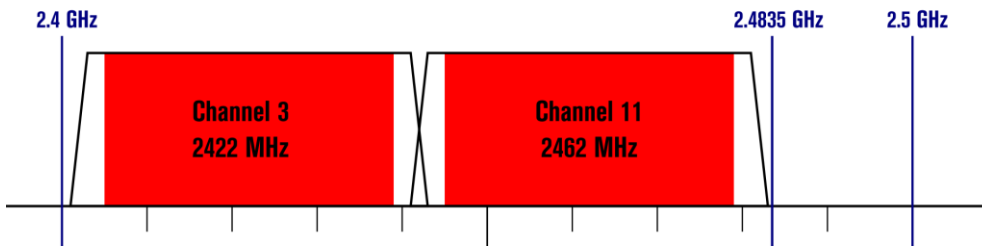


Fig. 8-12 Canali Wi-Fi nella banda 2.4GHz

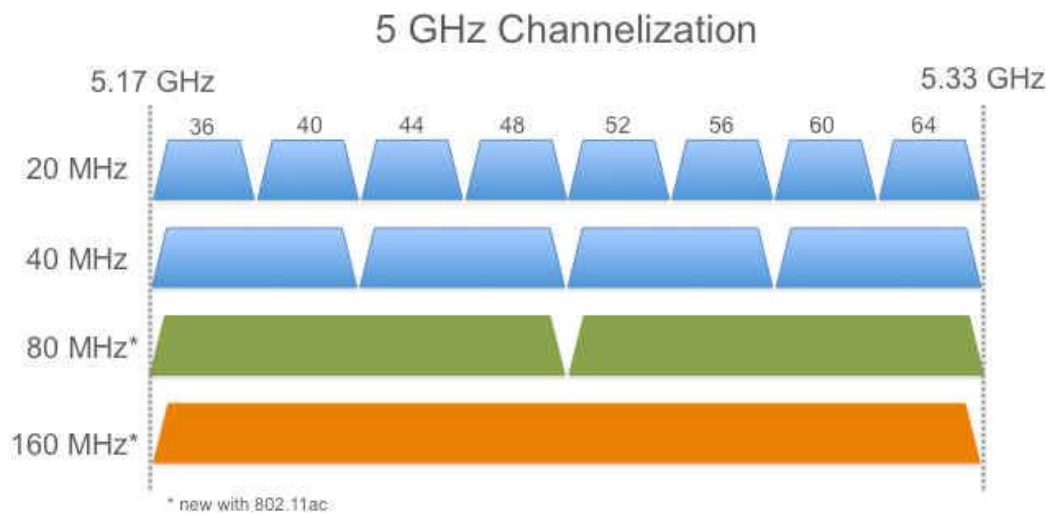


Fig. 8-13 Canali Wi-Fi nella banda 5 GHz

8.3.1 Il posizionamento nelle reti Wi-Fi

Lo standard 802.11ad ha introdotto un meccanismo chiamato FTM per la misura dei tempi di arrivo del segnale, vedi 1.1.3.4. Questo meccanismo consente [52] la determinazione della posizione dell'utente o meglio dell'apparato mobile in dotazione all'utente per mezzo di tecniche di trilaterazione. Il posizionamento avviene in due fasi:

- L'apparato mobile interroga tutte le stazioni fisse che può raggiungere ed instaura con loro delle sessioni di misura FTM della distanza reciproca, vedi Fig. 8-14.
- L'apparato mobile conoscendo le coordinate delle stazioni fisse e applicando la trilaterazione, Fig. 8-15, calcola la sua posizione e può condividerla o comunicarla, se necessario, ad altri utenti, ad esempio l'operatore del servizio E911 in caso di chiamata di soccorso.

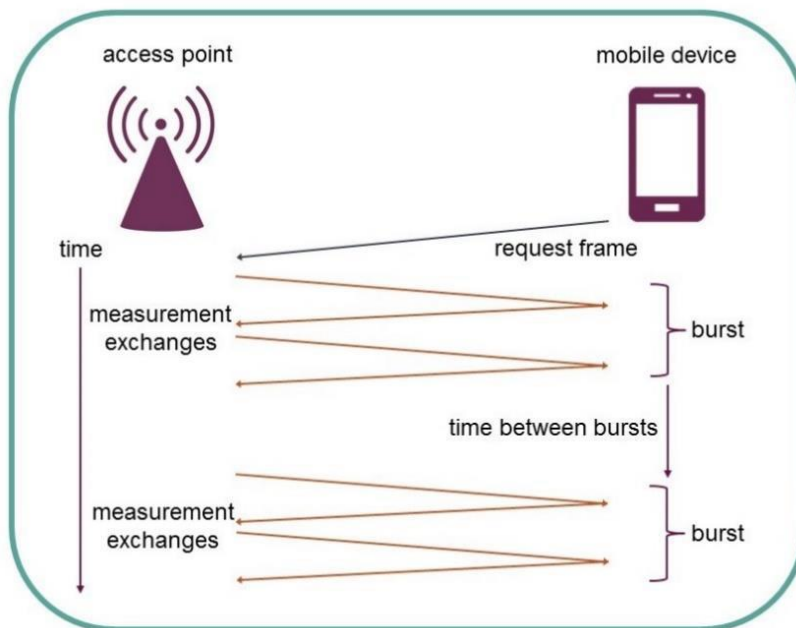


Fig. 8-14 Misura della distanza in reti Wi-Fi



Fig. 8-15 Trilaterazione in una rete Wi-Fi

L'accuratezza della misura di posizione in una rete Wi-Fi dipende da vari fattori:

- La risoluzione del timestamp con cui vengono misurati i tempi di partenza e arrivo dei vari pacchetti (lo standard prevede una risoluzione di 1ps)
- La larghezza di banda del canale utilizzato e suo rapporto segnale-rumore, vedi anche 2.4
- La presenza di multipath che può alterare le misure effettuate, vedi anche 2.3.1
- La configurazione del locale dove bisogna tenere conto oltre che della latitudine e longitudine delle stazioni fisse anche del piano dell'edificio in cui sono installate, per poter semplificare il lavoro di eventuali squadre di soccorso

Tenendo conto di tutti questi fattori la Wi-Fi Alliance dichiara [52] una risoluzione dell'ordine del metro nella stima di posizione.

9 Indici

9.1 Indice delle figure

FIG. 1-1 CONCETTO DI TRIANGOLAZIONE	2
FIG. 1-2 CONCETTO DI TRILATERAZIONE	3
FIG. 1-3 ERRORE DI LOCALIZZAZIONE INDOTTO DA MULTIPATH IN AMBIENTE URBANO.....	5
FIG. 1-4 LOCALIZZAZIONE BASATA SU PROSSIMITÀ	8
FIG. 1-5 LOCALIZZAZIONE BASATA SU DOA	9
FIG. 1-6 ARRAY DI ANTENNE PER LA DETERMINAZIONE DELLA DIREZIONE DI ARRIVO.....	10
FIG. 1-7 LOCALIZZAZIONE BASATA SU TOA.....	12
FIG. 1-8 LOCALIZZAZIONE BASATA SU TDOA	13
FIG. 1-9 APPROCCIO SCHEMATICO DEL PROTOCOLLO FTM	15
FIG. 1-10 LOCALIZZAZIONE BASATA SU ANALISI DELLA SCENA (FINGERPRINTING)	17
FIG. 1-11 COSTITUZIONE DELLA TRAMA LTE.....	22
FIG. 1-12 MAPPA DELLE PRINCIPALI TECNOLOGIE DI LOCALIZZAZIONE	26
FIG. 2-1 ARCHITETTURA USER-CENTRIC	33
FIG. 2-2 ARCHITETTURA NETWORK-CENTRIC	36
FIG. 2-3 REGIONI ITU.....	38
FIG. 2-4 MODELLO DI PROPAGAZIONE AFFETTA DA MULTIPATH	40
FIG. 2-5 MODELLO DI PROPAGAZIONE IDEALE CON IL SOLO CAMMINO DIRETTO	41
FIG. 2-6 MODELLO DI PROPAGAZIONE CON IL CAMMINO DIRETTO ED UN RIFLESSO	42
FIG. 2-7 FUNZIONE DI TRASFERIMENTO DEL CANALE AFFETTO DA MULTIPATH.....	44
FIG. 2-8 MODELLO DI MULTIPATH PER AMBIENTI CHIUSI	45
FIG. 2-9 RISOLUZIONE DEI CAMMINI MULTIPLI NEL CASO DI ALTEZZA RELATIVA PARI A 80 CM.....	47
FIG. 2-10 RISOLUZIONE DEI CAMMINI MULTIPLI NEL CASO DI ALTEZZA RELATIVA PARI A 3 M.....	47
FIG. 2-11 ANDAMENTO DI $\Sigma\Delta L$ (M) – LIMITE INFERIORE DI CRAMÉR-RAO	49
FIG. 3-1 SCHEMA A BLOCCHI DEL SIMULATORE	52
FIG. 3-2 INTERFACCIA GRAFICA DEL SIMULATORE.....	53
FIG. 3-3 SCHEMA A BLOCCHI DEL TRASMETTITORE.....	55
FIG. 3-4 GEOMETRIE UTILIZZATE NELLA MODELLAZIONE DELLA RIFLESSIONE	56
FIG. 3-5 SCHEMA A BLOCCHI DEL RICEVITORE.....	57
FIG. 3-6 SCHEMA A BLOCCHI DELL'ALGORITMO DI POSIZIONAMENTO.....	58
FIG. 3-7 NORMA DEL VETTORE DI ERRORE DI STIMA: QUOTA TARGET 0.5 M	61
FIG. 3-8 VALORE ASSOLUTO DELLA COMPONENTE X DELL'ERRORE DI STIMA: QUOTA TARGET 0.5 M	61

FIG. 3-9 VALORE ASSOLUTO DELLA COMPONENTE Y DELL'ERRORE DI STIMA: QUOTA TARGET 0.5 M	62
FIG. 3-10 VALORE ASSOLUTO DELLA COMPONENTE Z DELL'ERRORE DI STIMA: QUOTA TARGET 0.5 M	62
FIG. 3-11 SUPERFICI DI LIVELLO DELLA NORMA DELL'ERRORE DI STIMA: QUOTA TARGET 0.5 M	63
FIG. 3-12 POSIZIONE DEI BEACON (ROSSO) E DEL PROBE (BLU)	63
FIG. 3-13 NORMA DEL VETTORE DI ERRORE DI STIMA: QUOTA TARGET 0.8 M	64
FIG. 3-14 VALORE ASSOLUTO DELLA COMPONENTE X DELL'ERRORE DI STIMA: QUOTA TARGET 0.8 M	64
FIG. 3-15 VALORE ASSOLUTO DELLA COMPONENTE Y DELL'ERRORE DI STIMA: QUOTA TARGET 0.8 M	65
FIG. 3-16 VALORE ASSOLUTO DELLA COMPONENTE Z DELL'ERRORE DI STIMA: QUOTA TARGET 0.8 M	65
FIG. 3-17 SUPERFICI DI LIVELLO DELLA NORMA DELL'ERRORE DI STIMA: QUOTA TARGET 0.8 M	66
FIG. 3-18 POSIZIONE DEI BEACON (ROSSO) E DEL PROBE (BLU)	66
FIG. 3-19 NORMA DEL VETTORE DI ERRORE DI STIMA: QUOTA TARGET 2 M	67
FIG. 3-20 VALORE ASSOLUTO DELLA COMPONENTE X DELL'ERRORE DI STIMA: QUOTA TARGET 2 M	67
FIG. 3-21 VALORE ASSOLUTO DELLA COMPONENTE Y DELL'ERRORE DI STIMA: QUOTA TARGET 2 M	68
FIG. 3-22 VALORE ASSOLUTO DELLA COMPONENTE Z DELL'ERRORE DI STIMA: QUOTA TARGET 2 M	68
FIG. 3-23 SUPERFICI DI LIVELLO DELLA NORMA DELL'ERRORE DI STIMA: QUOTA TARGET 2 M	69
FIG. 3-24 POSIZIONE DEI BEACON (ROSSO) E DEL PROBE (BLU)	69
FIG. 4-1 SCHEMA A BLOCCHI DI PRINCIPIO DI UN APPARATO SDR	72
FIG. 4-2 NATIONAL INSTRUMENT NI USRP 2943R	74
FIG. 4-3 NI USRP 2943R - VISTA INTERNA DELLA MOTHERBOARD	74
FIG. 4-4 NI USRP 2943R - DAUGHTERBOARD MOD. CBX 120	75
FIG. 4-5 SCHEMA A BLOCCHI DEL NI USRP 2943R	75
FIG. 4-6 PANNELLO FRONTALE E DIAGRAMMA A BLOCCHI DI LABVIEW	77
FIG. 4-7 DIAGRAMMA TEMPO-FREQUENZA DEI TRASMETTITORI	79
FIG. 4-8 PANNELLO FRONTALE DEL VI DEL TRASMETTITORE	80
FIG. 4-9 LA MODULAZIONE QPSK	80
FIG. 4-10 GENERAZIONE DEI PACCHETTI	81
FIG. 4-11 ADATTAMENTO DI AMPIEZZA E REPLICA NEL TEMPO	82
FIG. 4-12 DETTAGLIO DEL SEGNALE DA TRASMETTERE	83
FIG. 4-13 INGRANDIMENTO DEL MODULO DELLO SPETTRO DEL CANALE 0	84
FIG. 4-14 INGRANDIMENTO DEL MODULO DELLO SPETTRO DEL CANALE 4	84
FIG. 4-15 SALVATAGGIO E TRASMISSIONE DEI SEGNALI	85

FIG. 4-16 PANNELLO FRONTALE DEL VI DEL RICEVITORE.....	86
FIG. 4-17 GENERAZIONE DELLA COPIA LOCALE DEI SEGNALI TRASMESSI	87
FIG. 4-18 ACQUISIZIONE DEI SEGNALI IN INGRESSO	87
FIG. 4-19 SEPARAZIONE DEI CANALI E RICERCA DEI SEGNALI	88
FIG. 4-20 RICERCA PACCHETTI	89
FIG. 5-1 LABORATORIO COMLAB SEDE DELLE MISURE	90
FIG. 5-2 CORRIDOIO DI DIPARTIMENTO SEDE DELLE MISURE.....	91
FIG. 5-3 TEST #1 - DISPOSIZIONE DEGLI APPARATI	94
FIG. 5-4 TEST #1 - SPETTRO DEL SEGNALE RICEVUTO	94
FIG. 5-5 TEST #1 - MODULO DELLA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO	95
FIG. 5-6 TEST #2 - DISPOSIZIONE DEGLI APPARATI	96
FIG. 5-7 TEST #2 - SPETTRO DEL SEGNALE RICEVUTO	96
FIG. 5-8 TEST #2 - MODULO DELLA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO	97
FIG. 5-9 TEST #3 - DISPOSIZIONE DEGLI APPARATI	98
FIG. 5-10 TEST #3 - SPETTRO DEL SEGNALE RICEVUTO	98
FIG. 5-11 TEST #3 - MODULO DELLA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO	99
FIG. 5-12 TEST #4 - DISPOSIZIONE DEGLI APPARATI	100
FIG. 5-13 TEST #4 - SPETTRO DEL SEGNALE RICEVUTO	100
FIG. 5-14 TEST #4 - MODULO DELLA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO	101
FIG. 5-15 TEST #5 - DISPOSIZIONE DEGLI APPARATI	102
FIG. 5-16 TEST #1 - SPETTRO DEL SEGNALE RICEVUTO	102
FIG. 5-17 TEST #5 - MODULO DELLA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO	103
FIG. 5-18 SOTTOPORTANTI GENERATE DAL CANALE 0	104
FIG. 5-19 SOTTOPORTANTI GENERATE DAL CANALE 4	104
FIG. 5-20 SPETTRO DI SEGNALE CON UN SOLO TRASMETTITORE ATTIVO	105
FIG. 5-21 SPETTRO DI SEGNALE CON DUE TRASMETTITORI ATTIVI	105
FIG. 5-22 SPETTRO DEL SEGNALE RICEVUTO CON LARGHEZZA DI BANDA PARI A 100 MHZ	106
FIG. 5-23 SOVRAPPOSIZIONE DEGLI SPETTRI DEL SOLO RUMORE (NERO) E DEL SEGNALE (ROSSO)	106
FIG. 5-24 MODULO E FASE DI UNO DEI SEGNALI RICEVUTI	107
FIG. 5-25 PRESTAZIONI DELLA STIMA DI POSIZIONE – CASO 1	108
FIG. 5-26 PRESTAZIONI DELLA STIMA DI POSIZIONE – CASO 2	109
FIG. 6-1 MAPPA DELLA GALLERIA DI MUSEO	111
FIG. 6-2 MAPPA DI LOCALE COMMERCIALE.....	111
FIG. 6-3 ERRORE DI POSIZIONAMENTO RISPETTO AL RUMORE - GALLERIA.....	114
FIG. 6-4 ERRORE DI POSIZIONAMENTO RISPETTO AL RITARDO – GALLERIA	114
FIG. 6-5 ERRORE DI POSIZIONAMENTO RISPETTO AL RUMORE - LOCALE COMMERCIALE.....	116
FIG. 6-6 ERRORE DI POSIZIONAMENTO RISPETTO AL RITARDO - LOCALE COMMERCIALE	116
FIG. 8-1 FORME D’ONDA OFDM.....	120
FIG. 8-2 SPAZIATURA DI SOTTOPORTANTI OFDM.....	121

FIG. 8-3 SCHEMA DI MODULATORE OFDM.....	121
FIG. 8-4 SPETTRO DELL'INVILUPPO COMPLESSO DEL SEGNALE OFDM.....	124
FIG. 8-5 GRIGLIA OFDM TEMPO-FREQUENZA	124
FIG. 8-6 ARCHITETTURA LTE.....	125
FIG. 8-7 RESOURCE GRID LTE DOWNLINK.....	127
FIG. 8-8 PAPR PER OFDMA E SC-FDMA	128
FIG. 8-9 DIFFERENZA FRA OFDMA E SC-FDMA.....	129
FIG. 8-10 METODI DI POSIZIONAMENTO PREVISTI NELLO STANDARD LTE.....	131
FIG. 8-11 MODELLO A STRATI 802.11	132
FIG. 8-12 CANALI WI-FI NELLA BANDA 2.4GHZ.....	134
FIG. 8-13 CANALI WI-FI NELLA BANDA 5 GHZ.....	134
FIG. 8-14 MISURA DELLA DISTANZA IN RETI WI-FI.....	135
FIG. 8-15 TRILATERAZIONE IN UNA RETE WI-FI.....	136

9.2 Indice delle tabelle

TAB. 1-1 PRINCIPALI TECNICHE DI LOCALIZZAZIONE.....	18
TAB. 1-2 CARATTERISTICHE DELLE TECNICHE TRASMISSIVE PER LOCALIZZAZIONE	24
TAB. 1-3 CARATTERISTICHE DELLE PRINCIPALI TECNOLOGIE WIRELESS PER LOCALIZZAZIONE	25
TAB. 1-4 PRINCIPALI SISTEMI COMMERCIALI DI LOCALIZZAZIONE INDOOR	28
TAB. 2-1 CARATTERISTICHE ARCHITETTURA USER-CENTRIC	35
TAB. 2-2 CARATTERISTICHE ARCHITETTURA NETWORK-CENTRIC	37
TAB. 2-3 BANDE DI FREQUENZA ASSEGNATE AI SERVIZI ISM DA PARTE DI ITU-R	38
TAB. 2-4 ASSEGNAZIONE NAZIONALE DELLE BANDE DI FREQUENZA AI SERVIZI ISM	39
TAB. 2-5 VALORI DI $\Sigma_{AL} (M)$ – LIMITE INFERIORE DI CRAMÉR-RAO	49
TAB. 3-1 COEFFICIENTI DI RIFLESSIONE.....	59
TAB. 3-2 POSIZIONE DEI BEACON.....	60
TAB. 3-3 POSIZIONE DEL PROBE.....	60
TAB. 4-1 SPECIFICHE DEL NI USRP 2943R	76
TAB. 5-1 TEST #1 - PARAMETRI DEL MODELLO DI PROPAGAZIONE	95
TAB. 5-2 TEST #2 - PARAMETRI DEL MODELLO DI PROPAGAZIONE	97
TAB. 5-3 TEST #3 - PARAMETRI DEL MODELLO DI PROPAGAZIONE	99
TAB. 5-4 TEST #4 - PARAMETRI DEL MODELLO DI PROPAGAZIONE	101
TAB. 5-5 TEST #5 - PARAMETRI DEL MODELLO DI PROPAGAZIONE	103
TAB. 8-1 COMPONENTI DI UNA RETE 802.11	132
TAB. 8-2 CARATTERISTICHE DEGLI STANDARD 802.11	133

9.3 Lista delle abbreviazioni

A/D	Analog to Digital
ADC	Analog to Digital Converter
AECID	Adaptive Enhanced CID
A-GNSS	Assisted-GNSS
A-GPS	Assisted-GPS
aLTE	Advanced LTE
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
BSS	Basic Service Set
CID	Cell ID
D/A	Digital to Analog
DAC	Digital to Analog Converter
DOA	Direction of Arrival
DoD	Department Of Defence
DSP	Digital Signal Processing
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
E-CID	Enhanced CID
E-SMLC	Evolved Serving Mobile Location Center
ESS	Extended Service Set
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FCC	Federal Communication Commission
FPGA	Field Programmable Gate Array
GNSS	Global Navigation Satellite System
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile communications
ICT	Information and Communications Technologies
ID	Identifier

IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineering
IF	Intermediate Frequency
IP	Internet Protocol
IR	InfraRed
ISM	Industrial, Scientific and Medical
ITU-R	International Telecommunication Union - Radiocommunication sector
LabVIEW	Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench
LBS	Location Based Services
LLC	Logical Link Control
LOS	Line Of Sight
LPP	Location Positioning Protocol
LTE	Long Term Evolution
MAC	Medium Access Control
MATLAB	MATrix LABORatory
MIMO	Multiple Input Multiple Output
NI	National Instruments
NLOS	Non Line Of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Modulation
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OSI	Open System Interconnection
OTDOA	Observed TDOA
PHY	Physical
PRS	Positioning Reference Signal
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RADAR	Radio Detection And Ranging
RF	RadioFrequenza
RFID	Radio-Frequency IDentification
RSSI	Received Signal Strength Indicator

RTTof	Round-Trip Time Of Flight
SC-OFDM	Single Carrier Orthogonal Frequency Division Multiplex
SDR	Software Defined Radio
TDOA	Time Difference Of Arrival
TOA	Tima Of Arrival
UE	User Equipment (unità utente)
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UWB	Ultra Wide Band
VI	Virtual Instruments
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WLAN	Wireless Local Area Network

10 Bibliografia

- [1] www.gps.gov, «GPS: the Global Positioning System,» [Online]. Available: <http://www.gps.gov>.
- [2] www.internetsociety.org, «Internet Society,» [Online]. Available: <http://www.internetsociety.org>.
- [3] www.etsi.org/technologies-clusters/technologies/mobile, «ETSI - Mobile communications,» [Online]. Available: <http://www.etsi.org/technologies-clusters/technologies/mobile>.
- [4] ITU, «ICT Facts and figures 2016,» International Telecommunication Union, 2016.
- [5] Ericsson, «Mobility report,» Ericsson, 2016.
- [6] www.mobile4innovation.it, «E' l'ora dei mobile location based services,» [Online]. Available: http://www.mobile4innovation.it/mobile-app/e--l-ora-dei-mobile-location-based-services_4367215830.htm.
- [7] M. Essany, «The Mobile Markets and Trends that will Matter in 2016,» Mobile Marketing Watch, 25 gennaio 2016. [Online]. Available: <http://mobilemarketingwatch.com/the-mobile-markets-and-trends-that-will-matter-in-2016-64847/>.
- [8] FCC, «Forth report and order in PS Docket N. 07-114,» FCC - Federal Communications Commission, 2015.
- [9] J. Barton, «U.S. indoor location based search could grow 45%,» 2 settembre 2014. [Online]. Available: <http://mobilemarketingwatch.com/u-s-indoor-location-based-search-could-grow-45-44503/>.

- [10] J. E. Levin, «Apple Acquires Indoor Location Company WifiSLAM,» Wall Street Journal, 23 marzo 2013. [Online]. Available: <http://blogs.wsj.com/digits/2013/03/23/apple-acquires-indoor-location-company-wifislam/>.
- [11] www.google.com, «Google's Project Tango announcemet,» [Online]. Available: <https://plus.google.com/+SundarPichai/posts/J2VUEU5KhNQ>.
- [12] <https://get.google.com/tango/>, «Google's tango webpage,» [Online]. Available: <https://get.google.com/tango/>.
- [13] www.microsoft.com/en-us/research/event/microsoft-indoor-localization-competition-ipsn-2016/, «Microsoft indoor localization competition,» [Online]. Available: <https://www.microsoft.com/en-us/research/event/microsoft-indoor-localization-competition-ipsn-2016/>.
- [14] K. Chiang, T. Duong e J. Liao, «The performance analysis of a real-time integrated INS/GPS vehicle navigation system with abnormal measurement elimination,» *MDPI - Sensors*, 2013.
- [15] G. Dedes e A. Dempster, «Indoor GPS Positioning - Challenges and opportunities,» in *Vehicular technology conference (VTC)*, 2005.
- [16] A. Disha, «A comparative analysis on indoor positioning techiques and systems,» *Internation journal of engineering research and applications*, vol. 3(2), pp. 1790-1796, 2013.
- [17] Z. Farid, R. Nordin e M. Ismail, «Recent advances in wireless indoor localization techniques and system,» *Journal of computer networks and communications*, 2013.
- [18] N. Pirzada, M. Nayan, F. Subhan, M. F. Hassan e M. A. Khan, «Comparative analysis of active and passive indoor localization systems,» in *AASRI Conference on Parallel and distributed computing and systems*, 2013.

- [19] R. Buherer, C. Anderson, R. Martin, N. Patwari e M. Rabbat, «Introduction to the special issue on non-cooperative localization networks,» *IEEE Journal of selected topics in signal processing*, vol. 8, n. 1, pp. 2-4, 2014.
- [20] R. Dalce, T. Val e A. V. D. Bossche, «Comparison of indoor localization systems based on wireless communications,» *Wireless engineering and technology*, vol. 2, pp. 240-256, 2011.
- [21] K. A. Nuaimi e H. Kamel, «A survey of indoor positioning systems and algorithms,» in *International conference on innovations in information technology*, 2011.
- [22] Y. Zhou, «A closed-form algorithm for the least squares trilateration problem,» *Robotica*, vol. 29, pp. 375-389, 2011.
- [23] D. E. Manolakis, «Performance analysis of 3-D position estimation by trilateration,» *IEEE Transaction on aerospace and electronic systems*, vol. 32, n. 4, pp. 1239-1248, 1996.
- [24] C. Hoene e J. Willmann, «Four-way TOA and software-based trilateration of IEEE 802.11 devices,» in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications - PIMRC 2008*, 2008.
- [25] M. Gillette e H. Silverman, «A linear closed-form algorithm for source localization from time-differences of arrival,» *IEEE signal processing letters*, vol. 15, 2008.
- [26] B. Fang, «Simple solutions for hyperbolic and related position fixes,» *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 26, n. 5, pp. 748-753, 1990.
- [27] H. Liu, H. Darabi, P. Banerjee e J. Liu, «Survey of wireless indoor positioning techniques and systems,» *IEEE transactions on systems, man and cybernetics - Part C applications and reviews*, vol. 37(6), 2007.

- [28] IEEE, «Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications,» IEEE, 2016.
- [29] ITU, «Recommendation P.1238 - Propagation data and prediction models for the planning of indoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 900MHz to 100GHz,» 1997.
- [30] Y. Gu, A. Lo e I. Niemegeers, «A survey of indoor positioning systems for wireless personal networks,» *IEEE communications surveys & tutorials*, vol. 11(1), 2009.
- [31] Z. Sahinoglu, S. Gezici e I. Güvenc, Ultra-wideband positioning systems theoretical limits, ranging algorithms and protocols, Cambridge university press, 2011.
- [32] S. Gezici e H. V. Poor, «Position estimation via ultra-wideband signals,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 97(2), 2009.
- [33] G. Bellusci, G. Janssen, J. Yan e C. Tiberius, «Performance evaluation of a low-complexity receiver concept for TOA-based ultrawideband ranging,» *IEEE transactions on vehicular technology*, vol. 61(9), pp. 3825-3837, 2012.
- [34] N. Rowe, A. Fathy, M. Kuhn e M. Mahfouz, «a UWB transmit-only based scheme for multi-tag support in a millimeter accuracy localization system,» in *Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet)*, 2013.
- [35] Y. Luo e C. Law, «Indoor positioning using UWB-IR signals in the presence of dense multipath with path overlapping,» *IEEE transactions on wireless communications*, vol. 11(10), pp. 3734-3743, 2012.
- [36] «ScenSor DW1000 Chip - RTLS | DecaWave,» DecaWave, [Online]. Available: <http://www.decawave.com/products/dw1000>.

- [37] G. Deak, K. Curran e J. Condell, «A survey of active and passive indoor localisation systems,» *Elsevier computer communications*, vol. 35(16), pp. 1939-1954, 2012.
- [38] R. Mautz, *Indoor positioning technologies - Habilitation thesis at the ETH Zürich*, 2012.
- [39] ETSI, «Technical report TR 101 112 v.3.1.0, Selection procedures for the choice of radio transmission technologies of the UMTS,» 1997.
- [40] B. Gentner, S. Sand e A. Dammann, «OFDM indoor positioning based on TDOAs: performance analysis and experimental results,» in *International conference on localization and GNSS (ICL-GNSS)*, 2012.
- [41] J. del Peral-Rosado, J. Lopez-Salcedo, G. Seco-Granados, F. Zanier e M. Crisci, «Evaluation of the LTE positioning capabilities under typical multipath channels,» in *Advanced satellite multimedia systems conference (ASMS) and 12th Signal processing for Space communications workshop (SPSC)*, 2012.
- [42] Y. Jiang, A. Hu e W. Jin, «A TDOA estimation method of PRS in LTE systems,» *Journal of information & computational science*, vol. 11:2, pp. 509-517, 2014.
- [43] J. del Peral-Rosado, J. Lopez-Salcedo e F. Zanier, «Achievable localization accuracy of the positioning reference signal of 3GPP LTE,» in *International conference on localization and GNSS (ICL-GNSS)*, 2012.
- [44] ITU, «Recommendation SM.1896 - Frequency ranges for global or regional harmonization of short-range devices,» 2011.
- [45] Ministero dello sviluppo economico, «Piano nazionale di ripartizione delle frequenze - D.M. 13/11/2008,» *Gazzetta Ufficiale della Repubblica Italiana - Serie ordinaria*, 21 novembre 2008.

- [46] R. Vaghefi e R. Buehrer, «On the CRLB of TDOA/FDOA estimation from MIMO signals,» in *Position, Location and Navigation Symposium (PLANS), 2016 IEEE/ION*, 2016.
- [47] «USRP-2943R - National Instruments,» [Online]. Available: <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/it/nid/213002>.
- [48] A. Neri, R. Capua, M. Massaro e P. Salvatori, «Performance of indoor positioning in multipath environments based on TDOA over OFDM-like signals,» in *ION Pacific PNT - May 1-4, 2017*, Honolulu, Hawaii, 2017.
- [49] TP_link, «AD7200 Multi-band Wi-Fi Router,» 2016.
- [50] Ericsson, «Positioning with LTE,» 2011.
- [51] S. Rackley, *Wireless networking technology - From principles to successful implementation*, Elsevier.
- [52] W. Alliance, «Wi-Fi CERTIFIED Location™: Indoor location over Wi-Fi® (2017),» 2017.