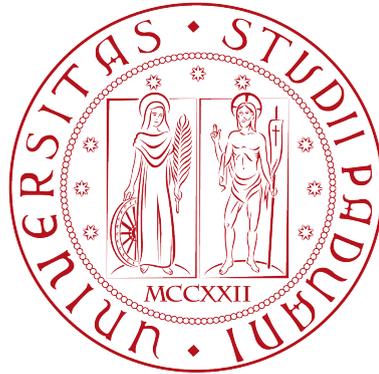


UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA
FACOLTÀ DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE
Corso di laurea in Ingegneria delle Telecomunicazioni



**ALGORITMI DI LOCALIZZAZIONE IN
SISTEMI ULTRA WIDEBAND**

Relatore: **Prof. Tomaso Erseghe**

Tesi di laurea di **Mariano Di Noia**

Matricola: **579253**

Anno Accademico 2009/2010

Indice

1	INTRODUZIONE	9
1.1	COS'È UN SISTEMA ULTRA WIDEBAND	9
1.2	CENNI STORICI	11
1.3	APPLICAZIONI	12
2	SEGNALI ULTRA WIDEBAND	15
2.1	BANDA DI SEGNALE ULTRA WIDEBAND	15
2.2	FORMA DELL'IMPULSO	16
2.3	ANALISI SPETTRALE	18
3	STANDARDIZZAZIONI	21
3.1	ENTI UWB-FORUM E WiMedia ALLIANCE	21
3.2	ECMA 368 - ALTO BIT RATE	22
3.2.1	LIVELLO FISICO	22
3.2.2	LIVELLO MAC	24
3.3	IEEE 802.15.4a - BASSO BITRATE	27
3.3.1	LIVELLO FISICO	28
3.3.2	LIVELLO MAC	31
4	LOCALIZZAZIONE	37
4.1	IDEA GENERALE	37
4.2	RANGING	40
4.2.1	TIME BASED RANGING	41
4.2.2	SIGNAL STRENGTH BASED RANGING - SSBR	46

4.2.3	ANGLE OF ARRIVAL - AOA	46
4.3	TECNOLOGIE DI LOCALIZZAZIONE	48
4.3.1	GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEM - GNSS	48
4.3.2	LASER RANGING	51
4.3.3	LOCALIZZAZIONE IN TELEFONIA MOBILE	52
4.4	LOCALIZZAZIONE IN SISTEMI UWB	53
4.4.1	CRAMER RAO LOWER BOUND - CRLB	54
4.4.2	RISOLUZIONE CAMMINI MULTIPLI	56
4.4.3	RANGING NEGLI STANDARD	60
5	MISURE ED ELABORAZIONI	65
5.1	MODELLO DI CANALE	65
5.2	DISPOSITIVO PULSE ON - TIME DOMAIN	67
5.3	ALGORITMI MATLAB	68
5.3.1	ALGORITMO MAXIMUM SELECTION	68
5.3.2	ALGORITMO THRESHOLD CROSS	72
5.3.3	MAXIMUM LIKELIHOOD ESTIMATOR	75
5.3.4	DISCRIMINANTE	78
5.4	MISURE	80
5.4.1	DESCRIZIONE OPERATIVA	80
5.4.2	ELABORAZIONE DELLE MISURE	81
6	CONCLUSIONI	83
A	Dimostrazione statistica del Cramer Rao Lower Bound	85

Elenco delle figure

1.1	esempi di reti domestiche sostituibili con sistemi UWB	13
1.2	radar UWB per il controllo dei movimenti del paziente	14
2.1	impulso gaussiano ideale	16
2.2	esempi di impulsi trapezoidali	17
2.3	esempi di impulsi esponenziali	17
2.4	esempi di impulsi esponenziali	17
2.5	PSD per sistemi UWB e non	18
2.6	Treno di impulsi UWB	19
3.1	Stack protocollare modello iso-osi ECMA368	22
3.2	Suddivisione banda nello standard ECMA368	23
3.3	esempio di codifiche TFC	24
3.4	struttura Superframe	25
3.5	esempi dello scambio di pacchetti nello standard ecma368	27
3.6	modulazione PPM	30
3.7	modulazione PAM	30
3.8	esempio di trasmissione in time hopping	31
3.9	topologie di rete nello standard IEEE 802.15.4a	32
3.10	superframe nello standard IEEE 802.15.4a	33
4.1	trilaterazione	39
4.2	triangolazione	40
4.3	esempio di Two Way Ranging	43
4.4	esempio di Time Difference Of Arrival	45

ELENCO DELLE FIGURE

4.5	triangolazione in sistemi AOA	48
4.6	esempio GNSS	49
4.7	Laser Range Finder	51
4.8	TDOA nella telefonia mobile	52
4.9	modello di propagazione di cammini multipli	56
4.10	schema a blocchi di un algoritmo TOA basato sulla misura dell'energia	59
4.11	protocollo ranging ECMA 368	61
4.12	protocollo two way ranging IEEE 802.15.4a	63
5.1	grafici indici Maximum Selection in condzione LOS	70
5.2	grafici indici Maximum Selection in condzione NLOS	71
5.3	grafici indici Threshold Cross in condzione LOS	73
5.4	grafici indici Threshold Cross in condzione NLOS	74
5.5	grafici indici Maximum Likelihood Estimator	76
5.6	segnale UWB	78
5.7	probabilità di riconoscimento corretto condizione LOS/NLOS	80
5.8	collegamento dispositivi	81
5.9	filtraggio del segnale Pulse On	82

Elenco delle tabelle

3.1	Modulazioni in OFDM utilizzate ai diversi datarate	23
3.2	Canali utilizzati nel livello fisico IEEE 802.15.4a	29
5.1	Maximum Selection - indici statistici finestra ottima in condizione LOS	70
5.2	Maximum Selection - indici statistici finestra ottima in condizione NLOS	71
5.3	Threshold Cross - indici statistici finestra ottima in condizione LOS .	72
5.4	Threhsold Cross - indici statistici finestra ottima in condizione NLOS	73
5.5	MLE - indici statistici finestra ottima in condizione LOS	77
5.6	MLE - indici statistici finestra ottima in condizione NLOS	77

Capitolo 1

INTRODUZIONE

In questa tesina verrà descritta la tecnologia Ultra Wideband (UWB), soffermandosi sul suo utilizzo nell'ambito della localizzazione. Si descriveranno i diversi algoritmi implementabili, e ne verrà presentata una simulazione tramite delle misure effettuate sul dispositivo PULSE ON della Time Domain, che implementa la tecnologia.

1.1 COS'È UN SISTEMA ULTRA WIDEBAND

Lo sviluppo sempre più serrato delle telecomunicazioni ha portato alla definizione di diverse tecnologie che consentono di localizzare la posizione di un oggetto all'interno di un certo ambiente. La più diffusa e conosciuta è senz'altro il GPS (Global Positioning System) che utilizza comunicazioni satellitari. Tuttavia nell'utilizzo di sistemi GPS si riscontrano importanti limiti nel caso in cui si voglia localizzare un oggetto all'interno di un ambiente chiuso a causa di fenomeni di riflessione, rifrazione e diffrazione che comportano ad una forte attenuazione del segnale, al cui si aggiunge un'alta presenza di cammini multipli. Per sopperire a questo limite negli ultimi anni sono nate tecnologie che utilizzano impulsi per la trasmissione a banda larga definiti come segnali Ultra Wideband. Sistemi che utilizzano tali segnali nelle telecomunicazioni comportano ai seguenti benefici:

- **Alto bit rate:** la larghezza di banda occupata dai sistemi UWB consente una trasmissione ad un elevato bitrate consentendo nelle corte distanze di

raggiungere velocità di qualche Gbit/s, da considerarsi decisamente elevate visto che si sta sempre considerando un sistema di telecomunicazioni wireless.

- **Semplicità di implementazione:** la possibilità di modulare direttamente un impulso su un antenna si traduce, dal punto di vista dei costruttori, nella possibilità di realizzare ricevitori poco costosi. Questo grazie anche al fatto che le modulazioni utilizzate permettono di eliminare molte delle componenti sinusoidali richieste per trasmettitori e ricevitori.
- **Immunità ai cammini multipli dei segnali:** gli impulsi stretti nel tempo (a banda larga in frequenza) consentono un'alta risoluzione dei cammini multipli. Infatti, a causa della breve durata dell'impulso, difficilmente un segnale riflesso interferisce con il segnale diretto, consentendo quindi di riconoscere gli impulsi riflessi. Da notare che questa proprietà dei segnali UWB rappresenta il principale motivo per cui tale tecnologia viene utilizzata nella localizzazione degli oggetti in ambienti chiusi (o ad alta densità di ostacoli).
- **Comunicazione e localizzazione nello stesso tempo:** solitamente l'applicazione contemporanea in sistemi di comunicazione di localizzazione e trasmissione dati comporta la presenza di numerose collisioni tra i due flussi di traffico, con la conseguenza di ottenere un basso data rate e un'alta imprecisione nella stima delle distanze. Utilizzando nelle trasmissioni bande estremamente larghe come nei sistemi UWB è possibile dividere i flussi di traffico ed evitare le collisioni.
- **Capacità di penetrazione attraverso gli ostacoli:** i segnali UWB, a differenza di altri segnali a banda stretta, non vengono fortemente attenuati dagli ostacoli. Questo perché si osserva che i picchi di assorbimento di diversi materiali (in particolare i metalli) sono concentrati su bande di frequenza ristrette. Utilizzando quindi segnali UWB, il problema non si presenta.

Un sistema UWB è quindi una tecnologia di telecomunicazioni che utilizza impulsi a banda molto larga (maggiore di 500MHz) per la comunicazione o per la local-

izzazione, ottenendo alte velocità di trasmissione e un'alta risoluzione dei cammini multipli.

1.2 CENNI STORICI

Attualmente con il termine UWB si fa riferimento in modo improprio ad un diverso numero di caratteristiche di sistemi di telecomunicazioni come l'assenza di portante, l'utilizzo di segnali sinusoidali, o segnali con larghezza di banda tipica dei sistemi radio/radar. Tale termine iniziò ad essere associato a queste diverse tecnologie quando nel 1989 il Dipartimento della Difesa degli Stati Uniti cominciò ad utilizzare segnali UWB in sistemi radio/radar.

Tuttavia il primo grande contributo nell'utilizzo dei segnali UWB nel campo della radio frequenza iniziò verso la fine degli anni '60 grazie alle ricerche degli studiosi Harmuth, Ross e Robbin, e Paul Van Etten. I libri di Harmuth pubblicati dal 1969 al 1984, resero di dominio pubblico le principali caratteristiche di trasmettitori e ricevitori UWB.

I brevetti di Ross e Robbin dal 1972 al 1987, hanno aperto la strada all'utilizzo dei segnali UWB, ad un numero diverso di applicazioni comprendenti comunicazioni e radar che utilizzano schemi di codifica.

Nel 1974 Morey progettò un sistema radar UWB in grado di penetrare il terreno. La diffusione commerciale della tecnologia iniziò nella fine degli anni '60, in cui la Tektronix Corporation, involontariamente ne affrettò lo sviluppo tramite la realizzazione di dispositivi che utilizzavano segnali UWB, per l'aumento del rapporto segnale rumore tramite tecniche di calcolo della media di diverse trasmissioni del medesimo segnale (signal averaging).

Per la maggior parte degli anni '70 non ci furono notevoli innovazioni nel campo UWB. Nel 1978 Bennett e Ross riassunsero le diverse tecniche di generazione degli impulsi UWB.

Nel periodo compreso tra il 1977 e il 1989 la USAF (United States Air Force) sviluppò delle tecnologie UWB nell'ambito della comunicazione e della localizzazione radar. Nello stesso periodo vennero fatti importanti passi avanti anche da parte degli

apparati militari dell'Unione Sovietica e della Cina. Nel 1994 T.E. McEwan progettò il radar ad impulsi di micropotenza, che utilizzava un sistema UWB a basse potenze.

In conclusione si può osservare come fù il lavoro di Harmuth, Ross, Robbins, Van Etten e Morey a definire le linee guide di un sistema di telecomunicazioni UWB. Successivamente fu l'alto numero di applicazioni militari che ne permise lo sviluppo nei differenti aspetti, fino a quello della localizzazione.

1.3 APPLICAZIONI

Come già visto dal paragrafo precedente uno dei più vasti ambiti di applicazioni dei sistemi UWB è senz'altro quello militare in cui si ritrovano le seguenti tecnologie:

- Radar per la localizzazione di eventuali intrusi
- Comunicazioni LPI/D (A bassa probabilità di intercettazione e rilevazione)
- Comunicazioni NLOS (Non Line Of Sight) in cui Trasmettitore e Ricevitori non sono in visibilità l'uno dall'altro
- Trasmissioni dati in sistemi UAV/UGV (controllo di velivoli e veicoli terrestri senza pilota a distanza)

Tuttavia applicazioni militari come LPI/D sono disponibili anche nell'ambito commerciale nel caso in cui si vogliano realizzare sistemi di trasmissione sicuri. I sistemi UWB, trovano vasta applicazione anche all'interno di sistemi RFID in cui si vuole monitorare la posizione di alcuni oggetti all'interno di magazzini di importanti dimensioni. Trovano anche vasto utilizzo all'interno di reti domestiche sostituendo i più comuni collegamenti su cavo presenti nelle abitazioni. In Figura 1.1 si trovano alcuni esempi di tale applicazione.

Vengono inoltre utilizzati in sistemi domobase, nei quali si vuole controllare il funzionamento dei diversi elettrodomestici presenti nell'abitazione. Tale applicazione della tecnologia UWB è dovuta soprattutto al fatto che nei sistemi UWB la Power Spectral Density è molto bassa, e di conseguenza difficilmente interferisce con altri sistemi di telecomunicazioni presenti, benché la banda occupata sia molto larga. Per



Figura 1.1: esempi di reti domestiche sostituibili con sistemi UWB

il medesimo motivo la tecnologia trova ampio utilizzo anche in reti WSN (Wireless Sensor Network). Sistemi UWB vengono utilizzati anche nella sicurezza edile, per segnalare agli addetti ai lavori postazioni pericolanti.

In campo medico reti di sensori che comunicano tramite sistemi UWB vengono utilizzate per monitorare lo stato di salute di paziente. In alcuni casi i pazienti vengono monitorati con un radar UWB, che analizzando le onde riflesse dal corpo del paziente è in grado di percepire improvvisi movimenti del paziente, segnalando così eventuali emergenze (Figura 1.2).



Figura 1.2: radar UWB per il controllo dei movimenti del paziente

La bassa complessità degli apparati trasmettitori e ricevitori permette di inglobare la tecnologia UWB in diversi dispositivi, predisponendo l'utilizzo della tecnologia in altri svariati campi di applicazione.

Capitolo 2

SEGNALI ULTRA WIDEBAND

Si è visto quali sono le proprietà più significative che vanno a definire un sistema di telecomunicazioni UWB. Si andrà ora a definire in modo analitico le forma e le caratteristiche di un segnale UWB. Da notare che importanti variazioni che verranno descritte nei paragrafi successivi vengono utilizzate nei diversi standard che utilizzano la tecnologia, e che quindi ciò che segue ha il fine di definire una linea guida generica da cui poter dedurre i diversi vantaggi a cui comporta l'utilizzo di un sistema UWB.

2.1 BANDA DI SEGNALE ULTRA WIDEBAND

Come accennato precedentemente gli impulsi UWB sono segnali a banda larga. Sulla base di questa considerazione si definisce un impulso UWB un segnale la cui banda frazionaria ($B_f = \Delta f / f_a$ dove con Δf si indica la larghezza di banda e f_a la frequenza centrale) deve essere maggiore di 0.2. Nello specifico risulta che il segnale per essere classificato come Ultra Wideband debba soddisfare la condizione :

$$B_f = 2 \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} > 0.2 \quad (2.1)$$

dove f_h e f_l rappresentano gli estremi della banda a -10dB . Ne deriva quindi una larghezza di banda che deve essere maggiore di 500MHz . Solitamente i segnali UWB raggiungono larghezze di bande di circa 7.5GHz .

2.2 FORMA DELL'IMPULSO

La forma tipica dell'impulso tipico utilizzato nelle tecnologie UWB è quella della doppia gaussiana (gaussian doublet) derivata dalla forma della gaussiana:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\sigma}\right)^2} \quad (2.2)$$

il cui andamento nel tempo e in frequenza è descritto in Figura 2.1.

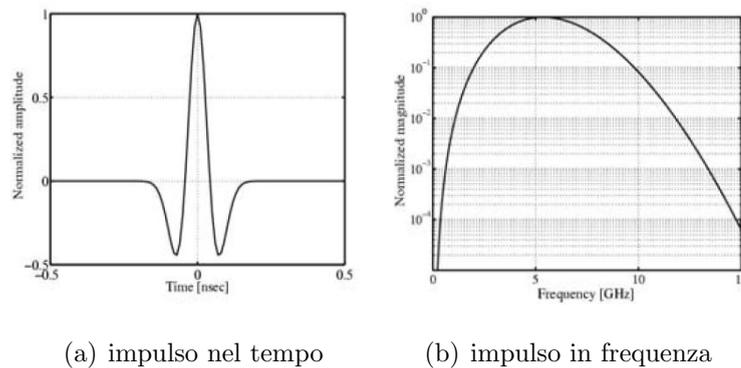


Figura 2.1: impulso gaussiano ideale

La durata dell'impulso nel tempo oscilla solitamente tra i 0,25ns e 1,25ns. Dalla larghezza della banda si osserva che la PSD dell'impulso è molto bassa con il risultato che tali segnale non interferiscono con segnali che utilizzano modulazioni e tecnologie a banda stretta. Solitamente nei sistemi UWB si ha una potenza di trasmissione di 1 mW e una banda circa pari ai 7.5 GHz con il risultato di ottenere una PSD circa pari a 0.013 mW/GHz.

L'impulso a doppia gaussiana viene spesso utilizzato perché è molto semplice da generare, partendo da un onda quadra con tempi di salita e di discesa limitati, la quale è soggetta all'effetto di filtraggio delle antenne di trasmissione e ricezione.

Tuttavia negli standard si trovano anche impulsi con forme diverse da quella della gaussiana [4], che possiamo distinguere in tre differenti gruppi:

- **Trapezoidale** Ci si riferisce al caso di impulsi rettangolari in cui i tempi di salita e di discesa siano finiti, e sono facilmente generati da circuiti CMOS, tramite la carica e scarica di capacità lineari. In Figura 2.2 sono rappresentati alcuni esempi. Si caratterizzano in base al tempo di salita e di discesa dell'impulso T_r .

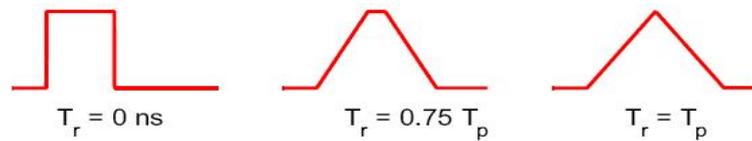


Figura 2.2: esempi di impulsi trapezoidali

- **Esponenziali** Sono circuiti con un andamento esponenziale come in Figura 2.3. Si realizzano in circuiti CMOS tramite la carica e scarica di una capacità tramite un resistore. Hanno un andamento inizialmente crescente rappresentante la parte di carica della capacità di durata τ , per poi avere un andamento decrescente rappresentante il tempo di scarica della capacità.

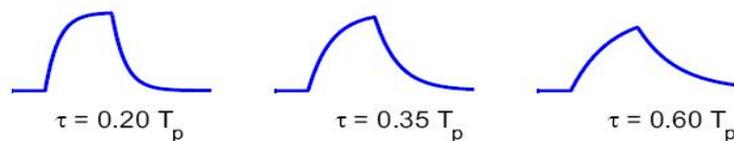


Figura 2.3: esempi di impulsi esponenziali

- **Costante a tratti** Impulsi che hanno la forma di Figura 2.4 vengono definiti costanti a tratti e vengono facilmente generati tramite circuiti CMOS facendo uso di componenti quali flip-flop, moltiplicatori e chip specifici. Si caratterizzano inoltre per una forma simmetrica e per i diversi livelli di tensione che assumono.

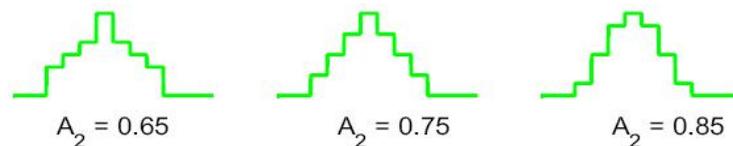


Figura 2.4: esempi di impulsi esponenziali

2.3 ANALISI SPETTRALE

Si è visto come i sistemi UWB si caratterizzino per una bassa PSD (nominalmente inferiore ai 41dbm/MHz) come evidenziato in Figura 2.5.

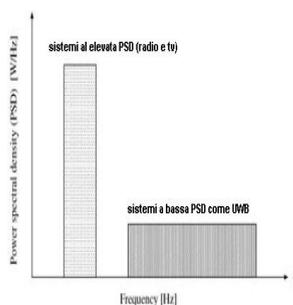
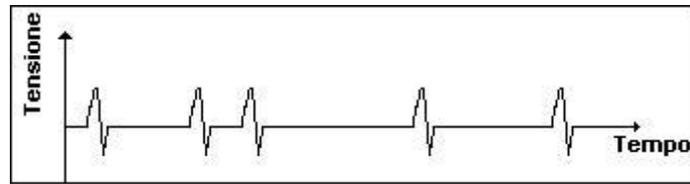
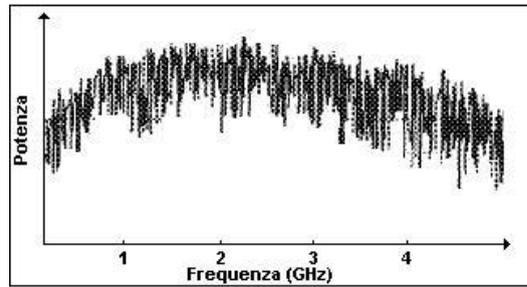


Figura 2.5: PSD per sistemi UWB e non

Una comunicazione ovviamente non è costituita dall'invio di un singolo impulso il quale da solo non porta una quantità di informazione. Di conseguenza una trasmissione che trasporti informazione è costituita da un treno di impulsi, distanti tra di loro quantità di tempo casuali. Come si osserva in Figura 2.6, il treno di impulsi in frequenza assume la forma di un segnale di rumore (noise like) il che rende minimo l'effetto dell'interferenza del segnale UWB qualora ci siano altri segnali che siano stati trasmessi all'interno della banda occupata dal sistema UWB.



(a) Treno di impulsi nel tempo



(b) Treno di impulsi noise like

Figura 2.6: Treno di impulsi UWB

Capitolo 3

STANDARDIZZAZIONI

Finora abbiamo introdotto i concetti base che definiscono un sistema di telecomunicazioni UWB, senza approfondirne in dettaglio i vari aspetti protocollari che ne contraddistinguono il funzionamento. Di seguito, dopo aver introdotto i due principali enti di standardizzazione della tecnologia, verranno descritti i due principali standard che ne descrivono il funzionamento nelle due configurazioni ad alto e basso bitrate. Osserveremo in dettaglio lo stack protocollare, soffermandosi sul livello fisico, analizzando la trasmissione in Time Hopping e la modulazione MBOFDM.

3.1 ENTI UWB-FORUM E WiMedia ALLIANCE

Così come per ogni tecnologia di telecomunicazioni anche per i sistemi UWB esistono enti di standardizzazione che definiscono i protocolli di comunicazione, al fine di garantire l'interoperabilità dei dispositivi prodotti. Lo **UWB-FORUM** nacque nel 2004 sotto la spinta di colossi come Intel e Philips a cui poi si aggiunsero altri colossi come Motorola e Freescale. L'ente si preoccupava di promuovere nello standard IEEE 802.15.3a una modulazione Direct Sequence che consentiva di raggiungere alte velocità di trasmissione fino ad 1Gbit/s generando impulsi UWB ad un rate elevatissimo. Nel 2006, in seguito all'abbandono di Motorola e Freescale, UWB-FORUM fallì, permettendo alla WiMedia Alliance di imporsi nella standardizzazione.

WiMedia invece rappresenta oggi un consorzio di oltre 350 aziende tra cui com-

paiono colossi come Samsung, Toshiba, Nec, Canon ecc.. che si presta alla standardizzazione di diverse tecnologie Wireless. Nel campo UWB è promotrice del Multiband Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MBOFDM) in cui vengono utilizzate più portanti a frequenze indipendenti per la medesima trasmissione dati. Tale modulazione è utilizzata nello standard ECMA 368 presentato di seguito.

3.2 ECMA 368 - ALTO BIT RATE

Lo standard ECMA 368 definisce il comportamento dello standard a livello fisico e a livello MAC (Media Access Control). In Figura 3.1 vi è una rappresentazione dello stack protocollare utilizzato nello standard. Si osserva come i servizi del livello MAC vengono implementati verso l'interfaccia del livello superiore tramite un sottolivello data link MAC SAP (MAC Service Access Point), mentre il sottolivello che si occupa di gestire l'interfaccia tra il livello fisico e il livello MAC è il sottolivello fisico SAP (Physical Service Access Point).

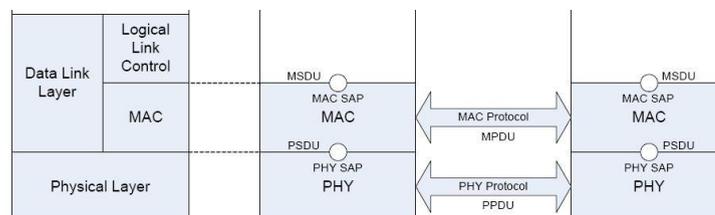


Figura 3.1: Stack protocollare modello iso-osi ECMA368

3.2.1 LIVELLO FISICO

A livello fisico lo standard implementa una modulazione MBOFDM occupando una banda che va dai 3.1 a 10.6 GHz [7], nella quale si utilizzano 14 canali, ognuno con una larghezza di banda di 512MHz. I primi 12 vengono raggruppati in 4 bande da 3 canali ciascuno. Mentre un quinto gruppo è composto dagli ultimi due canali (Figura (3.2)).

Ogni banda utilizza una modulazione OFDM in cui il flusso dati ad alto bitrate viene suddiviso su diverse frequenze utilizzando bitrate più bassi [6]. La modulazione

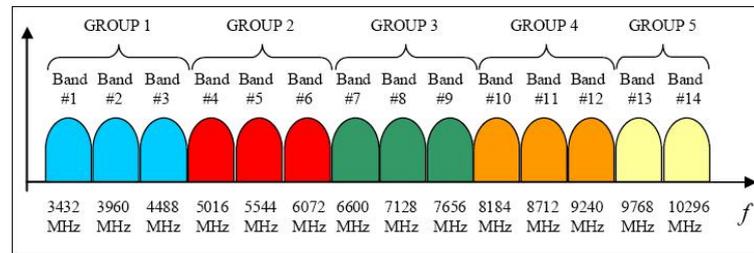


Figura 3.2: Suddivisione banda nello standard ECMA368

utilizza 110 sottoportanti, di cui 100 sono utilizzate per la modulazione dei dati e 10 per la modulazione della trasmissione di controllo. Solitamente la modulazione supporta anche codici di correzione degli errori FEC, con un tasso di codifica differente per ognuno dei bitrate supportati. In Tabella 3.1 vengono descritti i tassi di errore e la modulazione a singola portante utilizzata nella OFDM ai diversi datarate previsti dallo standard.

Data Rate (Mbit/s)	Modulation	Coding Rate	FDS	TDS
53,3	QPSK	1/3	SI	SI
80	QPSK	1/2	SI	SI
106,7	QPSK	1/3	NO	SI
160	QPSK	1/2	NO	SI
200	QPSK	5/8	NO	SI
320	DCM	1/2	NO	NO
400	DCM	5/8	NO	NO
480	DCM	3/4	NO	NO

Tabella 3.1: Modulazioni in OFDM utilizzate ai diversi datarate

La trasmissione viene poi gestita tramite dei codici TFC (Time Frequency Code), supportati nei diversi gruppi di bande precedentemente descritti. Nello specifico si ottiene che esistono tre modalità di utilizzo dei codici TFC:

- TFI (Time Frequency Interleaving): Il flusso dati codificato viene suddiviso su 3 bande
- TFI2: Il flusso dati codificato viene suddiviso su 2 bande

- FFI (Fixed Frequency Interleaving): Il flusso dati codificato viene trasmesso su un'unica banda

In Figura 3.3 è presentato un esempio di come avviene la codifica TFC su 3 simboli OFDM. La codifica tiene un margine di tempo di sicurezza detto guard time per consentire al ricevitore e al trasmettitore di sintonizzarsi alla portante successiva per la comunicazione.

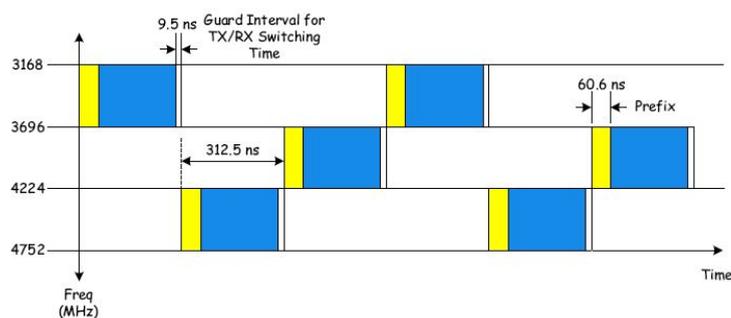


Figura 3.3: esempio di codifiche TFC

3.2.2 LIVELLO MAC

Il protocollo di livello MAC richiede che debbano essere consentiti:

- un metodo distribuito di accesso al canale
- un canale con priorità basato su un accesso a contesa
- meccanismi per la gestione della mobilità in situazioni di interferenza
- gestione della potenza tramite la programmazione degli istanti di trasmissione e ricezione
- comunicazione sicura basata su autenticazione e algoritmi di crittazione
- meccanismo di misura della distanza tra 2 dispositivi

Il livello MAC utilizza un indirizzamento EUI-48 in cui 48 bit sono utilizzati per definire l'indirizzo. A tale indirizzo MAC viene associato un indirizzo volatile a 16 bit detto DEV-ADDRESS, che viene generato localmente senza alcun coordinamento

centrale. Ne consegue che più DEV-ADDRESS possono essere generati creando delle ambiguità nelle trasmissioni, che vengono gestite dal protocollo.

Inoltre sono previsti degli indirizzamenti broadcast e unicast:

- **BROADCAST Addressing:** indirizzo che identifica tutte le stazioni
- **UNICAST Addressing:** indirizzo che identifica solo le stazioni di un gruppo

Il coordinamento della comunicazione tra i dispositivi è realizzato tramite lo scambio periodico di frame di monitoraggio detti beacon frames. I beacon frames abilitano il riconoscimento di nuovi nodi all'interno della rete, e la variazione delle distanze fra i vari nodi a causa della possibile presenza di stazioni mobili. Ogni dispositivo invia il proprio beacon frame all'interno di un intervallo di tempo detto beacon slot. L'insieme di tutti i beacon slot dei dispositivi della rete prende il nome di beacon period (BP), e rappresenta l'inizio di un SuperFrame.

Un superframe è la struttura temporale su cui si basa lo scambio di pacchetti secondo il protocollo. E' composto da 256 slot temporali detti MASs (Medium Access Slots), ed ha una durata di 65.536 ms. Come osservato in Figura 3.4 si ha che il primo slot, contenuto all'interno del beacon period è definito come Beacon Period Start Time (BPST).

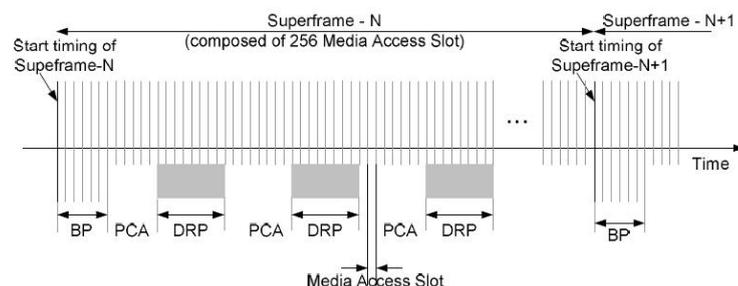


Figura 3.4: struttura Superframe

Si osserva in figura 3.4 come il superframe sia suddiviso in diversi gruppi di slot time, ognuno dei quali dedicato ad un tipo diverso di trasmissione:

- **BP (Beacon Period):** Periodo destinato alla trasmissione dei beacon frame già descritto precedentemente. Ha una lunghezza (numero di slot) variabile che dipende dal numero di dispositivi appartenenti al beacon group.

- **DRP (Distributed Reservation Protocol):** Periodo dedicato all'accesso riservato al canale per la trasmissione dei singoli dispositivi. Ha delle regole protocollari simili a quelle del TDMA (Time Division Multiplexing Access), e anche se il sistema non utilizza un coordinatore centrale, l'accesso viene gestito tramite delle regole di negoziazione. Il numero di slot utilizzati anche in questo caso è variabile.
- **PCA (Prioritized Contention Access):** Questo gruppo di slot è utilizzato per un accesso al canale a contesa di tipo CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance). Il trasmettitore una volta ascoltato il canale libero attende un quantità di tempo detta di backoff prima di trasmettere per diminuire la probabilità di collisioni nel canale, nel caso in cui due dispositivi trasmettano in istanti di tempo vicini. Inoltre sono consentite, nel caso la rete presenti un alto traffico, tecniche di trasmissione RTS/CTS (Request To Send/Clear To Send).

Ovviamente è necessario che il trasmettitore sappia se il pacchetto è stato ricevuto correttamente, per permetterne l'eventuale ritrasmissione. A tal fine sono implementati due differenti protocolli ARQs. Il primo utilizza dei pacchetti ACK che vengono mandati subito dopo che è stato ricevuto ogni pacchetto, ed è semplice da implementare, ma genera un importante overhead. L'altro protocollo ARQ utilizza invece blocchi di ACK, che vengono inviati solo quando il trasmettitore spedisce un frame particolare che prende il nome Block Ack Request. In questo caso non è necessario inviare i frame ack frequentemente, diminuendo quindi l'overhead presente nella trasmissione. In figura 3.5 vi è una rappresentazione degli esempi di protocolli ARQ, in cui sono anche indicati i tempi di attesa, per l'invio dei pacchetti.

Dispositivi spazialmente vicini vengono inoltre riuniti in gruppi detti beacon groups, per facilitare l'utilizzo meccanismi di accesso al mezzo tramite libera contesa. All'interno dei dispositivi vengono poi implementati degli algoritmi di controllo che evitano che beacon frame di dispositivi differenti vengano trasmessi nello stesso istante di tempo, evitando quindi possibili collisioni. Inoltre gli algoritmi hanno

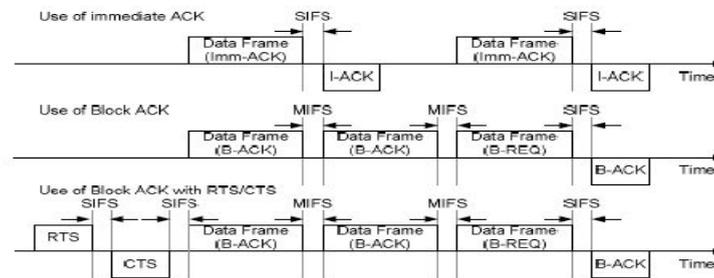


Figura 3.5: esempi dello scambio di pacchetti nello standard ecma368

anche il compito di controllare che all'interno dei beacon group non ci siano più DEV-ADDRESS uguali.

Quando un dispositivo vuole comunicare scansiona tramite i beacon frames i diversi canali disponibili, e seleziona quello opportuno. Ascoltando il canale riceve i beacon frames dei dispositivi presenti, e gli utilizza cercando di sincronizzarsi al loro BP. Qualora non dovesse ascoltare nessun beacon frame nel canale, è il dispositivo stesso che definisce un beacon period, attraverso l'invio del suo beacon frame[9]. Qualora un dispositivo percepisce forti interferenze all'interno di un canale a causa delle interferenze causate da altri sistemi di telecomunicazioni che operano su bande licenziate, allora il dispositivo deve essere in grado di cambiare dinamicamente il canale di comunicazione senza dover interrompere le comunicazioni in atto con gli altri dispositivi.

3.3 IEEE 802.15.4a - BASSO BITRATE

Lo standard IEEE 802.15.4a è una evoluzione dello standard IEEE 802.15.4, dedicato alla trasmissione dati in reti LR-WPAN (Low Rate-Wireless Personal Area Network) in cui si richiedeva una potenza di trasmissione molto bassa, e un basso rate di trasmissione. Lo standard 802.15.4a rispetto allo standard IEEE 802.15.4 introduce degli importanti meccanismi protocollari che consentono il calcolo e la stima delle distanze tra i dispositivi.

Lo standard si occupa di descrivere il livello fisico e livello MAC nello stack protocollare del modello ISO-OSI. In particolare lo standard, a livello fisico, prevede l'implementazione sia tramite sistemi UWB che di sistemi CSS (Chirp Spread Spec-

tum), in cui il segnale viene distribuito su una certa banda attraverso l'utilizzo di segnali Chirp, che hanno la caratteristica di essere segnali periodici con una frequenza non costante, ma che tende ad aumentare (o a diminuire) linearmente nel tempo. I sistemi CSS a differenza dei sistemi UWB, consentono una importante robustezza nella trasmissione tra dispositivi a grandi distanze, anche qualora quest'ultimi fossero mobili e si muovessero ad alta velocità. Tuttavia non consentono un'alta risoluzione dei cammini multipli, e una buona precisione nella misura delle distanze come invece si realizza con l'utilizzo di sistemi UWB.

Di seguito, verrà trattato lo standard solo nella configurazione che fa uso di segnali UWB.

3.3.1 LIVELLO FISICO

Lo standard prevede l'utilizzo di 15 diversi canali di comunicazioni raggruppati in tre bande diverse:

- **subgigahertz:** Una larghezza di banda che va dai 250 ai 750 MHz, e contiene un solo canale (canale 0)
- **lowband:** Una larghezza di banda che va dai 3.1 ai 5 GHz, e contiene 4 canali (canali 1:4)
- **highband:** Un larghezza di banda che va dai 6 ai 10.6 GHz, e contiene 11 canali (canali 5:15)

I canali 0, 3 e 9 sono canali su cui ogni dispositivo deve essere in grado di operare mentre gli altri risultano facoltativi. In Tabella 3.2 vi è una descrizione dei canali in base della loro frequenza centrale.

Channel Number	Center Frequency (MHz)	UWB band
0	499.2	Sub-gigahertz Obbligatorio
1	3494.4	Low band
2	3993.6	Low band
3	4492.8	Low band Obbligatorio
4	3993.6	Low band
5	6489.6	High band
6	6988.8	High band
7	6489.6	High band
8	7488.0	High band
9	7987.2	High band Obbligatorio
10	8486.4	High band
11	7987.2	High band
12	8985.6	High band
13	9484.8	High band
14	9984.0	High band
15	9484.8	High band

Tabella 3.2: Canali utilizzati nel livello fisico IEEE 802.15.4a

La trasmissione a livello fisico richiede che i simboli trasmessi (generalmente binari) vengano codificati su un treno di impulsi definito come burst. Il treno viene poi modulato tramite una delle tecniche di modulazione PPM (Pulse Position Modulation) e PAM (Pulse Amplitude Modulation):

- **PPM (Pulse Position Modulation)** : in questa modulazione la rappresentazione dei diversi simboli viene ottenuta facendo traslare l'impulso di multipli di un quarto della sua durata rispetto alla posizione nominale. In Figura 3.6 vi è una rappresentazione di come vengono trasmessi questi simboli. Per demodulare questi segnali è necessario ottenere un alto grado di sincronizzazione. La modulazione PPM deve essere sempre supportata dai dispositivi.

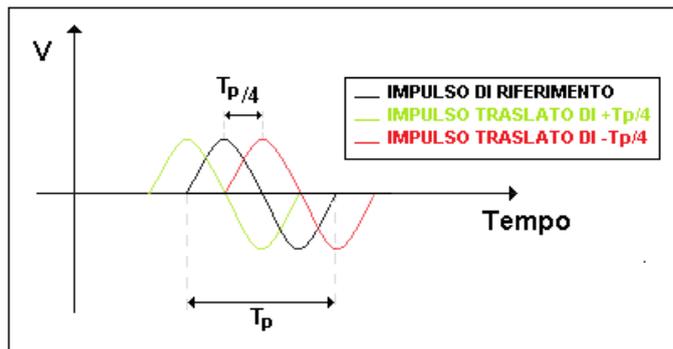


Figura 3.6: modulazione PPM

- **PAM(Pulse Amplitude Modulation)** : nella modulazione PAM i simboli vengono ottenuti facendo variare l'ampiezza di un impulso fondamentale (Figura 3.7). Tale modulazione è implementata opzionalmente nei dispositivi.

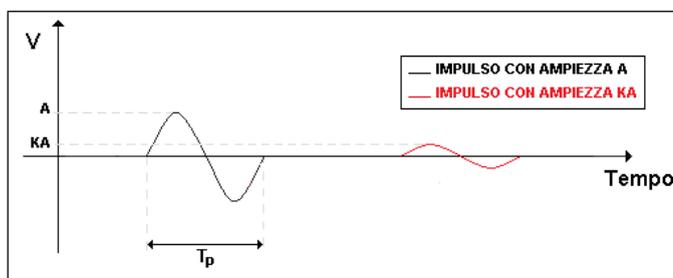


Figura 3.7: modulazione PAM

Insieme alle diverse modulazioni viene utilizzata anche la tecnica del Time Hopping (TH) in cui si riconosce un periodo di tempo fisso detto Time Frame (TF), in cui viene trasmesso solo un impulso. Considerando che il Time Frame è di molto

maggiore rispetto alla durata dell'impulso si ha che la posizione all'interno del time frame viene gestita in modo tale che questa sia casuale. La casualità si realizza tramite la generazione di una sequenza pseudo casuale, sincronizzate sia al trasmettitore e che al ricevitore. L'utilizzo del Time Hopping consente di trasmettere più impulsi all'interno di uno stesso Time Frame, ognuno dei quali può essere destinato a diversi dispositivi, in cui l'informazione viene poi estratta tramite la sincronizzazione delle sequenze pseudo casuali. Inoltre si ha una maggiore sicurezza, in quanto, nel caso in cui un dispositivo non autorizzato si mettesse in ascolto della trasmissione, in mancanza del sincronismo della sequenza pseudocasuale, difficilmente riuscirebbe sincronizzarsi con il codice di time hopping.

Infine l'utilizzo del Time Hopping a livello spettrale consente la realizzazione di un segnale di forma simile a quella di un rumore gaussiano (noise like) [11], che ne riduce i fenomeni di interferenza con altri sistemi. In Figura 3.8 vi è un esempio di una possibile trasmissione in Time Hopping in cui si utilizza una modulazione di tipo PPM.

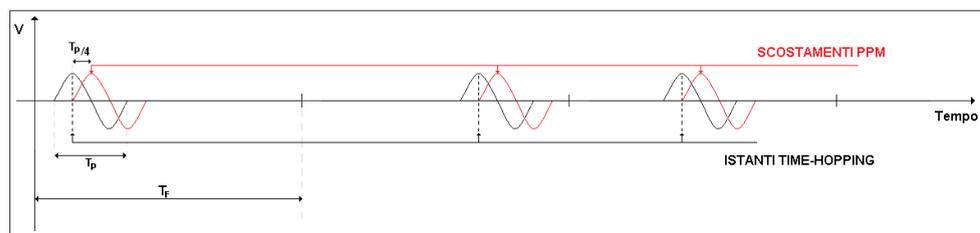


Figura 3.8: esempio di trasmissione in time hopping

3.3.2 LIVELLO MAC

Prima di entrare in dettaglio nella descrizione tecnica del livello MAC è necessario fare una distinzione fra due classi di dispositivi, che trovano funzionalità differenti nello standard nelle topologie supportate. Le classi dei dispositivi supportati sono:

- **Full Function Devices (FFDs):** tutte le funzionalità di rete sono implementate nel dispositivo e vengono spesso utilizzati con funzioni di coordinamento delle trasmissioni.

- **Reduced Function Devices (RFD):** solo un ristretto gruppo di funzionalità basilari sono implementate su questo dispositivo, e spesso risultano essere i nodi terminali della rete come sensori in grado di misurare grandezze fisiche.

Il livello MAC supporta due tipi di topologie di reti descritte in Figura 3.9, nelle quali si distingue l'utilizzo dei due tipi di nodi.

- **Star Topology (Topologia a stella):** In questa topologia vi è un unico nodo FFD in cui vi sono concentrate tutte le funzioni di coordinamento del traffico. E' meno costoso, e si adatta bene in applicazioni in cui l'elaborazione è centralizzata.
- **Peer to peer Topology (Topologia punto punto):** In questa topologia vi è richiesto un alto numero di nodi FFD in quanto la funzione di coordinamento del flusso di dati è distribuita. Tale topologia risulta essere più robusta ma richiede un maggiore costo di implementazione. Viene utilizzata in quelle applicazioni in cui sono richiesti ampi raggi di azione, in quanto in questa topologia la distanza coperta dal flusso di informazione trasmesso dal dispositivo è maggiore.

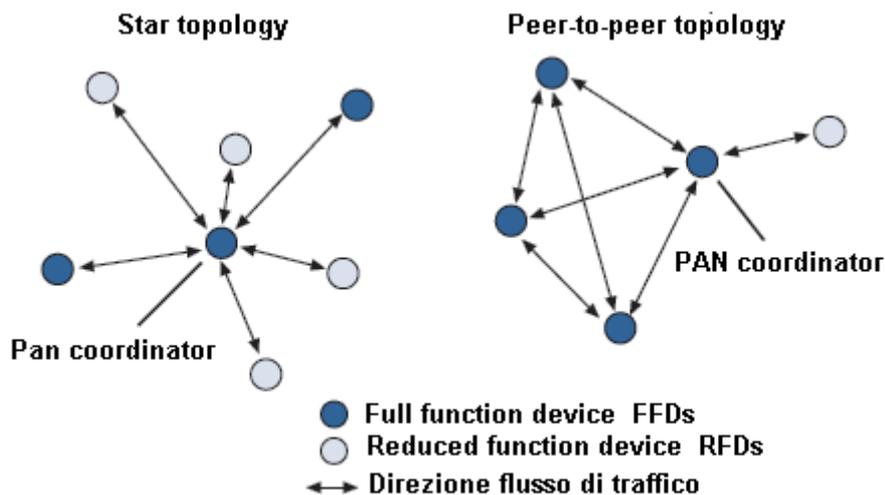


Figura 3.9: topologie di rete nello standard IEEE 802.15.4a

L'accesso alla rete è controllato da alcuni particolari dispositivi che prendono il nome coordinatori, che possono utilizzare due differenti modalità di accesso al canale:

- **beacon - enabled:** In questa modalità ogni nodo invia periodicamente dei pacchetti particolari che prendono il nome di beacon frame simili a quelli già osservati nello standard ECMA 368. Questi pacchetti vengono inviati con lo scopo di confermare la propria presenza da parte dei dispositivi, e per la gestione dei sincronismi.
- **no beacon - enabled :** In questa modalità non vengono inviati beacon frames e la gestione del sincronismo e della presenza dei dispositivi è gestita dinamicamente dai nodi stessi. Tale modalità si adatta molto all'utilizzo in reti con topologia Peer to Peer ma anche in reti a stella.

Il periodo che intercorre tra l'invio di due beacon frame prende il nome di Superframe e definisce la struttura temporale su cui si basa il protocollo, con caratteristiche del tutto simili a quelle già viste nello standard ECMA 368. Si ha quindi che un Superframe, è costituito da diversi intervalli temporali che prendono il nome di slot, di cui il primo contiene il beacon frame mentre gli altri sono utilizzate per la comunicazione dati mediante un accesso casuale, gestito con meccanismi a contesa. Tali slot destinati alla comunicazione costituiscono il periodo di accesso a contesa CAP (Contention Access Period). In Figura 3.10 vi è una rappresentazione del superframe in modalità beacon-enabled.

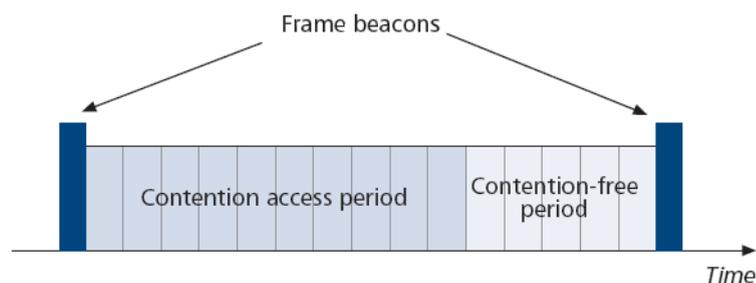


Figura 3.10: superframe nello standard IEEE 802.15.4a

Il coordinatore PAN a questo punto ha il compito di assegnare delle slot al singolo dispositivo, il quale richiede una certa larghezza di banda e un basso ritardo

in trasmissione. Le slot assegnate prendono il nome di Guaranteed Time Slots (GTS) e insieme realizzano il periodo di libera contesa. Il metodo di accesso al mezzo supportato dai dispositivi è il CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) in configurazione slotted, in cui si tiene conto della suddivisione del tempo in slot e unslotted dove non se ne tiene conto. Le reti che operano in modalità non beacon utilizzano un CSMA/CA unslotted. Inoltre è possibile anche l'utilizzo di meccanismi di accesso al mezzo Aloha, il quale consente un throughput soddisfacente in reti a medio traffico, evitando ritardi in aggiunta dovuti all'utilizzo di meccanismi di prevenzione delle collisioni. Nelle reti di sensori, considerando che la richiesta del throughput è sull'ordine di qualche byte al giorno, si ottengono più benefici tramite l'utilizzo di un meccanismo Aloha.

Qualora invece le trasmissioni avvengano in ambienti ad alta densità di traffico, l'utilizzo del CSMA/CA aumenta l'efficienza del throughput, evitando che ci sia un numero alto di collisioni che causano numerose ritrasmissioni dei pacchetti[10].

Lo standard definisce tre modelli di trasferimento del traffico in funzione della topologia della rete e delle direzioni del flusso dati.

- **Data Transfer to a Coordinator** : In modalità beacon enabled, quando un nodo vuole comunicare con un coordinatore, il dispositivo prima di iniziare la trasmissione ascolta i beacon frame della rete per sincronizzarsi alla struttura del superframe. All'istante opportuno il dispositivo trasmette il suo pacchetto dati utilizzando metodi di accesso al mezzo CSMA/CA slotted o Aloha. Il coordinatore potrebbe confermare il successo del ricevimento dei dati trasmettendo un pacchetto ack. In modalità non beacon il dispositivo trasmette i pacchetti utilizzando un CSMA/CA unslotted o Aloha.
- **Data Transfer from a coordinator** : In una rete beacon-enabled, quando il coordinatore deve trasmettere verso un dispositivo, comunica le sue intenzioni nel beacon frame. Il dispositivo interessato seleziona uno slot libero e invia la richiesta al coordinatore comunicando che è pronto per la ricezione, e la richiesta viene effettuata utilizzando un CSMA/CA slotted o Aloha. Quando il coordinatore riceve la richiesta seleziona anch'esso uno slot libero e inizia

a trasmettere il pacchetto dati. In modalità no beacon-enabled il coordinatore mantiene i dati in memoria destinati ad un dispositivo. Il dispositivo potrebbe richiedere i dati inviando un pacchetto MAC Command Frame, utilizzando unslotted CSMA/CA o Aloha. Quando il messaggio è stato trasmesso il coordinatore invia un ack, dopo che ne è stata fatta richiesta da parte del dispositivo.

- **Peer to peer Data Transfer** Nelle topologie punto punto ogni dispositivo può comunicare con ogni altro dispositivo, senza coinvolgere un nodo coordinatore. Per questo effettivamente, i dispositivi che desiderano comunicare necessitano anche di comunicare costantemente o di essere sincronizzati l'uno con l'altro. I dispositivi comunicano tramite una unslotted CSMA/CA o Aloha.

Capitolo 4

LOCALIZZAZIONE

In questo capitolo verranno introdotte le principali caratteristiche di un sistema di localizzazione, descrivendo le principali tecnologie utilizzate oggi. Verrà introdotta l'idea generale che giace dietro il funzionamento di ogni sistema di localizzazione, cercando di soffermarsi anche sull'analisi delle prestazioni di un sistema di localizzazione come gli eventuali margini di errore. Infine andremo a descrivere come si implementa un sistema di localizzazione nei sistemi Ultra Wideband, osservando prima i diversi protocolli di ranging distance (stima di distanza), e gli eventuali algoritmi utilizzati per localizzare il dispositivo.

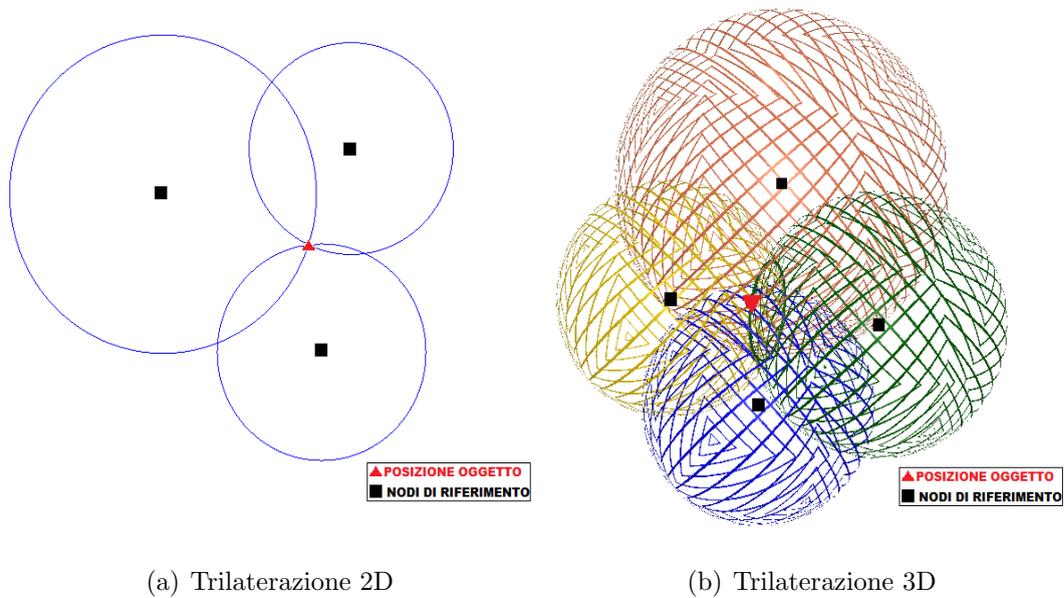
4.1 IDEA GENERALE

Localizzare un oggetto significa definire la sua posizione in un sistema di riferimento assoluto ad esempio le coordinate geografiche di longitudine, latitudine e altitudine. Nella maggior parte delle applicazioni accade che in un primo momento viene eseguita la misura della posizione dell'oggetto in un sistema di riferimento relativo, e solo dopo tramite elaborazioni successive la posizione viene convertita in un sistema di riferimento assoluto. Il principio di funzionamento generale dei più comuni algoritmi di localizzazione si basa sull'utilizzo di metodi di stima di distanze e angoli tra il dispositivo di cui si vuole calcolare la posizione e altri dispositivi di riferimento di posizione nota. Acquisita l'informazione riguardo ad angoli o distanze tra i

dispositivi i metodi per calcolare la posizione più comunemente utilizzati sono la trilaterazione e la triangolazione.

Trilaterazione

Questo metodo viene utilizzato nei casi in cui sia possibile misurare la distanza del dispositivo da altri dispositivi detti nodi di riferimento, per via diretta, ovvero in casi in cui il dispositivo e i nodi di riferimento siano in vista tra loro (trasmissione LOS - Line Of Sight). L'informazione della distanza definisce un' area sulla quale giace il dispositivo, equivalente al luogo dei punti a distanza d dal nodo di riferimento. Se i dispositivi sono tutti alla stessa altezza il luogo che si ottiene è una circonferenza e si parla di **trilaterazione 2D**, altrimenti una sfera e si parla di **trilaterazione 3D**. Nel caso della trilaterazione 2D, con due nodi di riferimento si ottiene l'intersezione tra due circonferenze che individuano due punti, che rappresentano due possibili posizioni in cui si può trovare il dispositivo. Per identificare in modo univoco la posizione dell'oggetto è necessario quindi utilizzare un terzo nodo di riferimento, ottenendo la posizione come l'intersezione delle tre circonferenze. Nella trilaterazione 3D si procede in modo del tutto analogo considerando che l'intersezione fra due sfere da forma ad una circonferenza. Aggiungendo un nodo si ottengono due punti possibili. Utilizzando un quarto nodo si riesce quindi ad identificare univocamente il dispositivo. In Figura 4.1 vi è una rappresentazione delle due modalità di trilaterazione descritte. Da notare che spesso le stime delle distanze non sono corrette, e di conseguenza i cerchi (o le sfere) non si intersecano in un solo punto, ma l'intersezione dà luogo ad aree e volumi di dimensioni contenute, che rappresentano il margine di errore della misura.



(a) Trilaterazione 2D

(b) Trilaterazione 3D

Figura 4.1: trilaterazione

Triangolazione

Il metodo della triangolazione è spesso utilizzato quando i nodi di riferimento e il dispositivo di cui si vuole calcolare la posizione non sono visibili tra di loro (trasmissione NLOS - No Line Of Sight). In Figura 4.2 vi è un esempio di una triangolazione. Tre nodi rappresentati dai punti A,B,C sono posti in linea tra di loro, e la posizione incognita dell'oggetto è rappresentata dal punto P. Si suppone che la distanza d tra il punto B e il punto P non possa essere calcolata direttamente a causa della presenza di ostacoli, che realizzano una trasmissione NLOS. Inoltre, i nodi A e C possiedono dei meccanismi che consentono il calcolo degli angoli α e β . Ne consegue che, chiamando l la distanza dei nodi A e C, e applicando qualche formula trigonometrica, si può ottenere la distanza d del sistema.

$$\begin{aligned}
 l &= \frac{d}{\tan \alpha} + \frac{d}{\tan \beta} \\
 d &= \frac{l}{\left(\frac{1}{\tan \alpha} + \frac{1}{\tan \beta}\right)} \\
 d &= \frac{l \cdot \sin \alpha \cdot \sin \beta}{\sin(\alpha + \beta)} \tag{4.1}
 \end{aligned}$$

L'insieme delle tre informazioni, la distanza e i due angoli, consente quindi di costruire un triangolo, in cui la posizione di uno dei vertici è quella dispositivo P, identifi-

cando in modo univoco sulla base della posizione dei nodi di riferimento la posizione incognita.

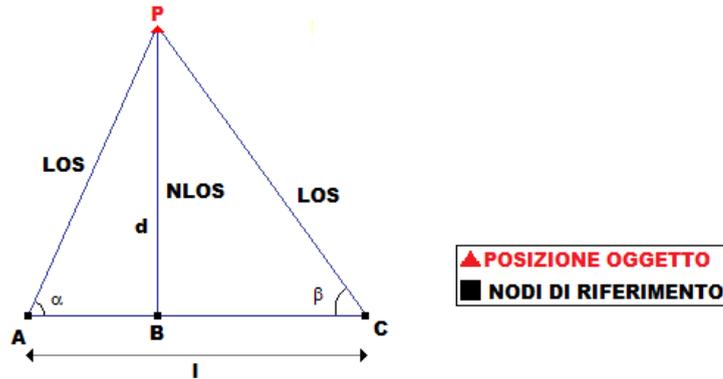


Figura 4.2: triangolazione

4.2 RANGING

Il processo tramite il quale si ricava la distanza tra i nodi riferimento e il dispositivo di posizione incognita prende il nome di ranging. Il funzionamento di tali tecniche si basa sull'analisi di un segnale che si suppone abbia attraversato la distanza (o multipli di essa) che si desidera stimare. I metodi di ranging possono richiedere l'utilizzo di diversi tipi di dispositivi, i quali possono essere dotati di una elettronica più o meno complessa. Esistono sistemi di ranging in cui nello stimare la distanza tra due nodi viene utilizzato un nodo costituito da un dispositivo attivo, munito dell'elettronica necessaria per ricevere e trasmettere un segnale, e un altro nodo che possiede delle caratteristiche fisiche atte a riflettere il segnale ricevuto dal primo nodo. Il nodo dotato di elettronica, misurando il tempo intercorso tra l'istante in cui si è trasmesso il segnale e l'istante in cui questo è stato ricevuto, è in grado di ricavare l'informazione della distanza conoscendo la velocità di propagazione del segnale pari a quella della luce. Queste tecniche si utilizzano in ambiente militare, o nei rilievi planimetrici e si basano fondamentalmente sull'impiego di dispositivi laser e radar. Altre tecniche invece richiedono che entrambi i nodi siano dotati di elettronica, che ne consenta lo scambio di informazioni. Conoscendo i protocolli

utilizzati nella trasmissione, è possibile calcolare il tempo di propagazione dei segnali, da cui ottenere una stima della distanza.

Si individuano tre diverse famiglie in cui si possono raggruppare le diverse tecniche di ranging: la prima basata sull'analisi degli istanti di trasmissione e ricezione dei diversi segnali, che prende il nome di Time Based Ranging; la seconda basata sull'analisi dell'energia del segnale ricevuto denominata Signal Strength Based Ranging; la terza, Angle of Arrival, che si basa sulla misura diretta della direzione in cui si trova il dispositivo rispetto ad un secondo dispositivo di riferimento di posizione nota.

4.2.1 TIME BASED RANGING

L'idea generale su cui si basano queste tecniche di ranging si basa sull'analisi del tempo di propagazione del segnale. Denominiamo il tempo di propagazione del segnale come τ_p . Supponendo che la velocità di propagazione del segnale, quindi dell'onda elettromagnetica è pari a quella della luce $c(\approx 3 \cdot 10^8\text{m/s})$, si ottiene che $\tau_p = cd$, dove d è la distanza che si vuole ottenere. Infine si ottiene quindi l'espressione 4.2.

$$d = \tau \cdot c \tag{4.2}$$

La precisione delle diverse tecniche di Time Based Ranging è dovuta, oltre che alla capacità di risoluzione dei cammini multipli che si instaurano in ambienti in cui sono presenti degli ostacoli, alla sensibilità dei clock del sistema.

Il tempo di propagazione viene generalmente misurato come la differenza di due istanti, di trasmissione e di ricezione. La misura di un istante, che chiameremo $C(t)$ dipende dalla precisione degli oscillatori che implementano i clock dei diversi nodi. Idealmente la misura di un istante è $C(t) = t$, ma in pratica i clock presentano uno sfasamento relativo δ e un offset iniziale μ . Si ottiene quindi che la misura di un istante è data da:

$$C(t) = (1 + \delta)t + \mu \tag{4.3}$$

Però poichè la misura dei tempi di propagazione $\hat{\tau}$ si ottiene come la differenza di due istanti, generalmente si ha:

$$\hat{\tau} = C(t_2) - C(t_1) = \tau(1 + \delta) \quad (4.4)$$

Inoltre si osserva che se un dispositivo deve conteggiare una quantità di tempo predefinita τ_d , la quantità di tempo che in realtà conteggia $\hat{\tau}$ è pari a:

$$\hat{\tau}_d = \frac{\tau_d}{1 + \delta} \quad (4.5)$$

Nelle diverse tecniche Time Based Ranging, che si differenziano in base al modo utilizzato per calcolare il tempo di propagazione, è dunque necessario considerare anche l'errore commesso.

ONE WAY TOA RANGING

Basato sull'analisi dei tempi di arrivo dei segnali (TOA - Time Of Arrival), richiede che i clock dei dispositivi dei due nodi siano sincronizzati. Un nodo A trasmette verso il ricevitore nodo B, un pacchetto dove è memorizzata l'informazione riguardo all'istante in cui è avvenuta la trasmissione t_1 , detto Time Stamp. Il nodo B riceve quindi il pacchetto all'istante t_2 , ed è quindi in grado di calcolare il tempo di propagazione come $\tau_p = t_2 - t_1$, da cui la distanza applicando la (4.2). Da notare che, considerando la velocità estremamente alta di propagazione dell'onda, anche un lieve scostamento tra i clock può provocare errori di centinaia di metri. Risulta quindi fondamentale la sincronia tra i diversi dispositivi. Quantizzando in modo più preciso l'errore dovuto all'imprecisione dei clock, si consideri come $C_a(t_1)$ la misura del nodo a dell'istante t_1 e $C_b(t_2)$ la misura dell'istante t_2 da parte del nodo b. Ne consegue che il tempo di propagazione stimato $\hat{\tau}_p$ è pari a:

$$\hat{\tau}_p = C_b(t_2) - C_a(t_1) = \tau_p + \delta_b t_2 - \delta_a t_1 + \mu_b - \mu_a \quad (4.6)$$

dove con δ_a e δ_b , e con μ_a e μ_b si sono indicati gli sfasamenti relativi, e gli offset dei clock dei nodi A e B. All'aumentare della sincronizzazione tra i dispositivi gli offset si annullano, migliorando la precisione della misura.

TWO WAY TOA RANGING

Per sopperire al problema della richiesta di elevata sincronia tra i dispositivi delle tecniche One Way, si decide di utilizzare una tecnica Two Way Ranging in cui il sistema misurando il round trip time, come differenza tra l'istante in cui si riceve il segnale e quello in cui è stato trasmesso, è in grado di calcolare il tempo di propagazione del segnale. Si faccia riferimento alla Figura 4.3 in cui si indica con t_{rtp} il round trip time. Il nodo A invia un pacchetto verso il nodo B. Quest'ultimo attende un intervallo di tempo t_d noto, prima di rispondere con la trasmissione di un altro pacchetto verso A. Si ottiene quindi il round trip time $t_{rtp} = 2t_p + t_d$ da cui:

$$t_p = \frac{t_{rtp} - t_d}{2} \quad (4.7)$$

Applicando la (4.2) si ottiene infine la distanza.

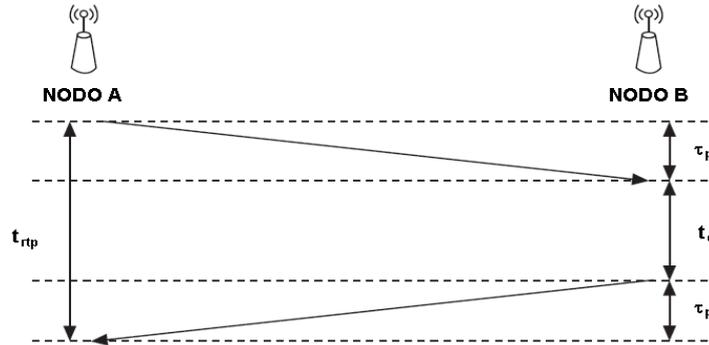


Figura 4.3: esempio di Two Way Ranging

Nella considerazione della precisione di tale metodo, è necessario considerare che il nodo B introduce un primo errore dovuto allo sfasamento relativo del proprio oscillatore δ_b , e che il nodo A introduce un secondo errore dovuto allo sfasamento relativo del proprio oscillatore δ_a , dovuto al conteggio dell'intervallo di tempo t_d . Applicando quindi le (4.3), (4.5) per la misura del round trip time \hat{t}_{rtp} si ha:

$$\hat{t}_{rtp} = 2\tau_p(1 + \delta_A) + t_d \frac{1 + \delta_a}{1 + \delta_b} \quad (4.8)$$

Supponendo quindi che $\hat{t}_{rtp} = 2\hat{t}_p + t_d$ si ottiene la stima

$$\hat{t}_p = \tau_p(1 + \delta_a) + \frac{(\delta_a - \delta_b)\tau_d}{2(1 + \delta_b)} \quad (4.9)$$

Si osservi dunque come in questo caso la sincronizzazione dei clock non sia necessaria in quanto nella (4.9) non compare nessun riferimento all'offset. E' tuttavia necessario che i clock abbiano una frequenza sufficientemente costante, almeno in periodi relativamente brevi, per mantenere basso l'errore dovuto allo sfasamento relativo. Per fare ciò vengono comunemente utilizzati dei semplici oscillatori al quarzo, che tenendo limitati i costi di realizzazione di trasmettitori e ricevitori, permettendo di avere un'incertezza nella misura della distanza sull'ordine dei centimetri [12].

TIME DIFFERENCE OF ARRIVAL - TDOA

Questa tecnica può essere anche classificata come un metodo di localizzazione. Ne esistono due configurazioni, una distribuita in cui il nodo di posizione incognita invia un segnale verso tutti gli altri nodi, che hanno il clock perfettamente sincronizzato tra loro. E una seconda centralizzata in cui sono gli altri nodi che inviano un segnale allo stesso istante verso il nodo di posizione incognita. Nella prima configurazione, i nodi scambiano tra loro l'informazione riguardo agli istanti di arrivo. Definiamo la differenza degli istanti di arrivo tra due nodi come $\tau_{i,j} = |t_i - t_j|$ dove t_i e t_j sono gli istanti di arrivo di del segnale al nodo i e al nodo j . Se n è il numero di nodi si possono dunque calcolare $\binom{n}{2}$ valori $\tau_{i,j}$ con $i \neq j$. Per ogni coppia di nodi i, j si procede nel modo seguente. In un intervallo di tempo $\tau_{i,j}$ la distanza percorsa da un'onda che si muove alla velocità della luce è pari a $|d_i - d_j| = \tau_{i,j} \cdot c$ dove d_i e d_j sono le distanze dei nodi riferimento i e j dal nodo di posizione incognita. Il luogo dei punti in cui il modulo della differenza della distanza tra due punti è costante è una iperbole, i cui fuochi corrispondono con le posizioni note dei punti di riferimento e la differenza delle distanze costante è pari a $\tau_{i,j} \cdot c$. Iterando il calcolo dell'iperbole per tutte le altre coppie di nodi di riferimento si ottiene come intersezione delle diverse iperbole la posizione incognita del nodo che ha trasmesso inizialmente il segnale $s(t)$. In questo caso la sincronizzazione è necessaria perché l'errore che si commette nella misura dipende dall'offset secondo quanto osservato nella (4.6). Nel secondo caso, in cui sono i nodi di riferimento a trasmettere verso il nodo di posizione incognita si ha che l'elaborazione non è distribuita fra i diversi nodi ma è tutta centralizzata sul nodo che riceve i segnali, ottenendo quindi che

l'errore della misura degli istanti di arrivo non dipende dall'offset dei singoli clock, ma solo dallo sfasamento relativo dell'oscillatore del nodo centrale. L'errore che si compie, per ogni misura di $\tau_{i,j}$ è quindi pari a quanto espresso nella (4.4). In Figura 4.4 vi è una rappresentazione in cui sono considerati tre nodi di riferimento i, j e k . Vi sono rappresentate le tre iperbole che intersecate restituiscono la posizione dall'oggetto. Si osservi che in realtà il luogo ottenuto è quello di un iperboloide e che quindi per poter definire la posizione dell'oggetto sono necessari almeno quattro nodi di riferimento, e non tre come nella trattazione bidimensionale sopra riportata. Inoltre si osservi che in questa tecnica la distanza viene stimata solo in un secondo momento nota la posizione, e che quindi realizza una sorta di misurazione diretta della localizzazione dell'oggetto [13].

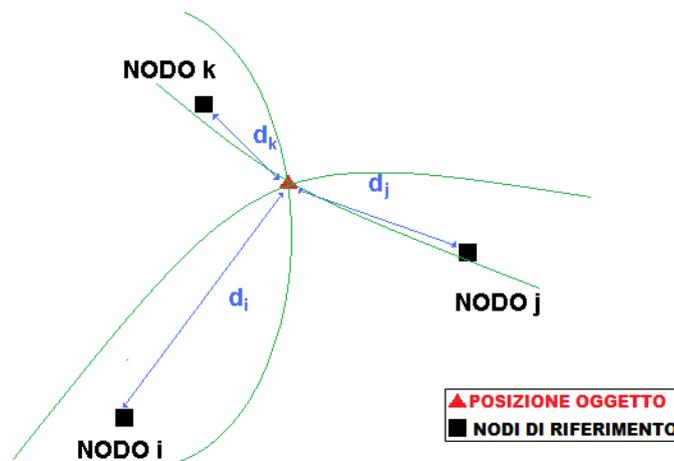


Figura 4.4: esempio di Time Difference Of Arrival

4.2.2 SIGNAL STRENGTH BASED RANGING - SSBR

Tale tecnica è solitamente utilizzata in sistemi a basso costo come in reti WSN (Wireless Sensor Network) perchè l'hardware richiesto, e quindi anche i costi, sono inferiori a quelli richiesti per le tecniche time based.

Il principio su cui si basano tali tecniche di ranging si basa sulla misura dell'attenuazione del canale dovuta alla distanza dei nodi. Conoscendo la potenza di trasmissione nominale del sistema, e misurando quella ricevuta, è possibile ricavare l'attenuazione che il segnale ha subito. Tuttavia l'attenuazione del segnale non dipende solo dalla distanza dei dispositivi ma anche dalle caratteristiche del canale, come il rumore bianco e i fenomeni di fading e shadowing dovuti alla presenza di ostacoli. Il modello generale di una sistema SSBR:

$$P_r(d) = P_0 - 10\gamma \log_{10} d + S \quad (4.10)$$

dove con $P_r(d)$ si è indicato la potenza ricevuta in dBm, P_0 la potenza trasmessa in dB, S le variazioni dovute a fenomeni di fading che si modellano come una v.a. NORMALE di media nulla e di varianza σ_s^2 , γ che invece rappresenta il fattore di attenuazione dovuto ai cammini multipli (path loss exponent) dovuta alla riflettività dell'ambiente che prende un valore compreso tra 2 (caso di spazio libero) e 6 (ambiente molto denso), e d la distanza che si desidera stimare.

Si osserva subito come conoscere le caratteristiche del canale (o dell'ambiente) sia fondamentale per eseguire una corretta stima, ma nel caso in cui la densità di ostacoli presenti nell'ambiente sia molto alta, si ha un incremento dei fenomeni di shadowing e fading con il risultato che l'attenuazione dovuta alla distanza diventi trascurabile, rendendo difficile una sua corretta stima.

4.2.3 ANGLE OF ARRIVAL - AOA

In questa tecnica i nodi di riferimento sono costituiti da una schiera di antenne, che misurano l'angolo compreso tra una direzione di riferimento che prende il nome di orientazione, che si misura in gradi come l'inclinazione considerata in senso orario, rispetto alla direzione del nord geografico, e la direzione in cui si trova il dispositivo

di posizione incognita. Nel caso in cui l'orientazione sia di 0° si parla di orientazione assoluta, altrimenti di orientazione relativa. La misura dell'angolo di arrivo avviene tramite l'ausilio di tecniche TDOA e considerando gli scostamenti di fase dei segnali ricevuti su ogni singolo componente della schiera.

Si distinguono due approcci per la localizzazione del dispositivo, uno in cui si ha l'informazione riguardo all'orientazione del sistema, e l'altra in cui questa è sconosciuta. Nel primo caso, in cui si conosce l'orientazione del sistema pari a $\Delta\theta$, rappresentato in Figura 4.5(a), gli angoli θ_1 e θ_2 sono misurati dai nodi di riferimento rispetto all'orientazione relativa. Il valore assoluto dell'angolo di arrivo può quindi essere calcolato come $(\theta_i + \Delta\theta) \pmod{2\pi}$ per $i = 1, 2$. Ogni misura assoluta dell'angolo di arrivo limita l'informazione della possibile posizione del nodo alla retta che identifica la direzione dell'angolo misurato. La posizione si identifica come l'intersezione di almeno due rette, rappresentanti le misure dell'angolo di arrivo di due dispositivi.

In Figura 4.5(b), vi è invece la rappresentazione in cui l'orientazione del sistema è incognita. Gli angoli $\angle n_1 P n_2$, $\angle n_1 P n_3$ e $\angle n_2 P n_3$ possono essere calcolati utilizzando come orientazione la direzione identificata dalla retta che unisce i due nodi adiacenti. Successivamente si osserva che l'informazione, determinata dall'angolo di arrivo e dalla distanza da un'altro nodo di riferimento, identifica un arco di circonferenza in cui si può trovare il dispositivo di posizione incognita. Utilizzando un terzo nodo di riferimento si ottiene un secondo arco, la cui intersezione con l'altro arco identifica la posizione del nodo di posizione incognita. Ad esempio, se si considera l'angolo $\angle n_1 P n_2$ e la corda $n_1 n_2$, si identifica l'arco di circonferenza passante per i punti b_1 , b_2 e b_3 . Considerando anche l'angolo $\angle n_1 P n_3$ e la corda $n_1 n_3$, si identifica un secondo arco di circonferenza la cui intersezione col primo restituisce la posizione del nodo P [17].

Si osserva come l'informazione dell'orientazione del sistema permette di ridurre il numero di dispositivi da utilizzare nel sistema.

Le tecniche AOA sono facilmente implementabili in dispositivi STAND ALONE, e vengono spesso impiegati in dispositivi radar, ma sono difficilmente collocabili all'interno di reti di piccole dimensioni, in quanto poiché i nodi sono costituiti da

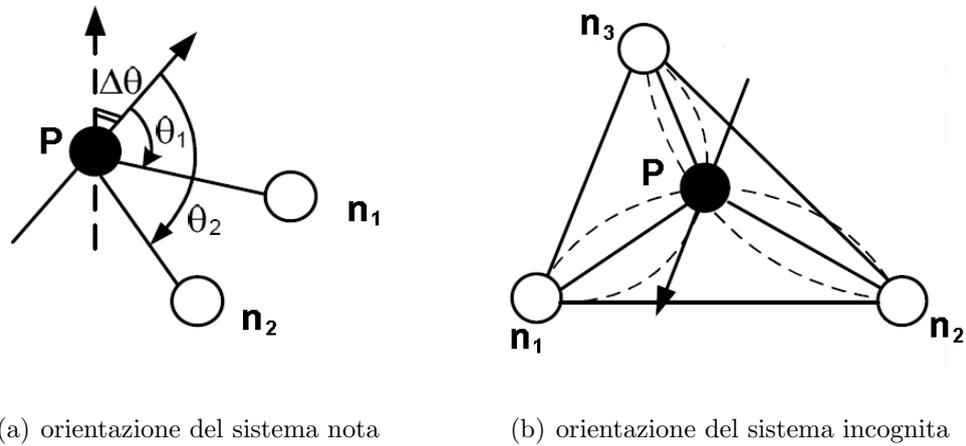


Figura 4.5: triangolazione in sistemi AOA

schiere di antenne, fanno lievitare i costi dell'implementazione del sistema.

4.3 TECNOLOGIE DI LOCALIZZAZIONE

Le tecnologie di localizzazione presenti oggi variano in base alla precisione, e in base al tipo e alle dimensioni dell'ambiente in cui si vuole localizzare un oggetto. E' importante tener presente che la possibilità di localizzare un oggetto tramite i metodi descritti nel paragrafo precedente, è applicabile alla maggioranza dei sistemi di telecomunicazione in radiofrequenze presenti oggi. Tuttavia nei diversi sistemi, senza l'implementazione di specifici algoritmi che consentano di migliorare le misure, difficilmente si riesce ad ottenere una stima accurata della posizione, come avvenuto nella telefonia mobile. Esistono tuttavia tecnologie di localizzazione che si basano su sistemi realizzati appositamente per questo scopo. Di seguito andremo a descrivere tre dei più comuni metodi di localizzazione utilizzati nella società odierna.

4.3.1 GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEM - GNSS

I sistemi GNSS (Global Navigation Satellite System) sono sistemi di localizzazione che si basano su comunicazioni satellitari e consentono di localizzare un dispositivo ricevitore in tutto il globo, attribuendoli delle coordinate geografiche. Il principio di funzionamento su cui si basano è simile a quello trilaterazione in cui i nodi di

riferimento utilizzati sono costituiti da un insieme di satelliti che orbitano intorno al pianeta. Le orbite dei satelliti sono tali che, in ogni momento della giornata e in ogni punto della terra, almeno quattro di essi siano visibili. Essendo i nodi di riferimento in continuo movimento è necessario che questi comunichino la propria posizione al ricevitore il quale applica l'algoritmo di trilaterazione considerando anche le velocità orbitali dei satelliti. In Figura 4.6 si può osservare una comune rappresentazione dei satelliti che compongono un sistema GNSS.

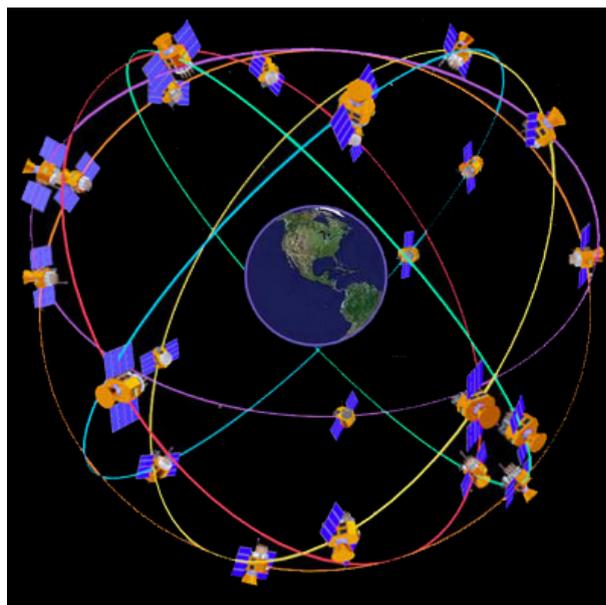


Figura 4.6: esempio GNSS

Di seguito sono elencati i più importanti sistemi di localizzazione GNSS, alcuni dei quali si trovano attualmente in via di sviluppo(vedi [14]):

- **Global Position System - GPS:** Inizialmente progettato come progetto militare, il GPS rappresenta oggi la più comune tecnologia di localizzazione. Ogni satellite è in grado di erogare due tipi diversi di servizi, Service Positioning Service (SPS) centrato sulla frequenza di 1575.42 destinato all'uso civile e il Precision Positioning Service (PPS) centrato sulla frequenza di 1227,6 MHz utilizzato invece per scopi militari. È un sistema di localizzazione i cui servizi sono erogati gratuitamente dal governo degli Stati Uniti, il quale pertanto, si riserva il diritto di poter interrompere in qualsiasi momento l'erogazione, e non risponde dei limiti prestazionali che talvolta possono rendere insostenibile l'impiego del servizio. E' costituito da 29 satelliti, di cui 24 orbitanti e attivi, non geostazionari che impiegano mediamente 12 ore per compiere una rotazione completa della propria orbita. Poiché fu il primo sistema di navigazione satellitare ad essere stato aperto al mondo civile, oggi risulta essere il sistema di localizzazione più utilizzato, supportato da un grandissimo numero di dispositivi.
- **Glonass:** Sistema di localizzazione satellitare gestito dal governo russo, che nasce nello stesso periodo del GPS, per scopi analoghi. Il glonass prevede la trasmissione di due segnali definiti come Standard Precision e High Precision. La trasmissione avviene tramite accesso a moltiplicazione di divisione di frequenza (FDMA). Ogni canale è utilizzato da un unico satellite, su una frequenza centrale di $1602 \text{ MHz} + n \cdot 0.5625 \text{ MHz}$, dove 0.5625 Mhz è la larghezza di banda del canale, e n identifica il satellite. Il sistema è costituito da 24 satelliti orbitanti, di cui 21 attivi e 3 di riserva.
- **Galileo:** Sistema di localizzazione satellitare europeo, attualmente in sviluppo utilizza 30 satelliti di cui 27 attivi e 3 di riserva. Il sistema ha lo scopo di realizzare un sistema di localizzazione, con un'alta precisione (inferiore ad 1 metro), che consente di migliorare l'affidabilità degli attuali sistemi di navigazione per usi civili.

- **Compass:** Sistema di localizzazione cinese, con gli stessi tempi di sviluppo del progetto galileo, utilizza 35 satelliti, il primo dei quali è stato lanciato nel 2007.

4.3.2 LASER RANGING

Le tecnologie laser ranging permettono di stimare sia distanze corte con un'alta precisione (sull'ordine dei nm) utilizzando tecniche interferometriche, sia distanze di media distanza tramite il calcolo dei tempi di volo. Le tecniche interferometriche si basano sull'utilizzo di appositi strumenti detti interferometri, che realizzano delle figure d'interferenza, la cui analisi è in grado di definire la distanza che si desidera stimare.

La stima di distanze lunghe avviene tramite il calcolo del tempo di volo (Time Of Fly - TOF) di un fascio che viene trasmesso da un laser, che si riflette sull'oggetto di cui si desidera stimare la distanza. Il dispositivo è comunemente noto come Laser Range Finder (Figura 4.7), e impiega un laser al neodimio yag per la trasmissione dell'impulso.



Figura 4.7: Laser Range Finder

Un'evoluzione del dispositivo Laser Range Finder è il Lidar (Light Detection And

Ranging) in grado di definire un modello 3D dell' ambiente in cui viene posizionato, attraverso la stima della distanza di molteplici punti dello spazio.

Inoltre vengono utilizzate tecnologie laser per la determinazione delle orbite e delle velocità di rotazione dei satelliti, che prendono il nome di Satellite Laser Ranging (SLR). I satelliti sono equipaggiati con degli appositi riflettori, sui quali incide un raggio laser trasmesso da una stazione terrestre, la quale determina il tempo di volo misurando l'istante in cui il fascio riflesso torna indietro. Attraverso molteplici misure si è quindi in grado di determinare l'intera orbite del satellite. [15]

4.3.3 LOCALIZZAZIONE IN TELEFONIA MOBILE

La localizzazione di un dispositivo di telefonia mobile è una richiesta nata negli ultimi tempi soprattutto per la gestione delle emergenze. I gestori telefonici prestano dei servizi che prendono il nome di Location Based Service, e la localizzazione avviene stimando i tempi di volo del segnale proveniente dalle diverse stazioni mobili. L'algoritmo solitamente si basa su tecniche TDOA, come rappresentato in Figura 4.8

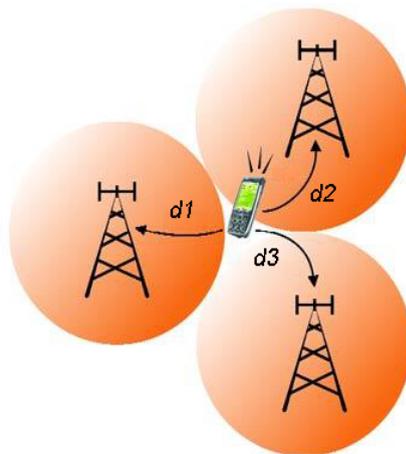


Figura 4.8: TDOA nella telefonia mobile

Si riscontrano tre diverse tipologie di tecniche che consentono la localizzazione nei sistemi di telefonia mobile:

- **Network Based** : Sono tecniche che si supportano alla rete del provider per determinare la posizione del dispositivo mobile. La precisione di queste tecniche varia in base alla concentrazione di stazioni della rete presenti nel territorio, laddove la concentrazione è maggiore come in ambienti urbani la precisione aumenta, mentre diminuisce in zone rurali dove sono presenti meno stazioni. L'utilizzo di queste tecniche non richiede l'installazione di particolari software o hardware nel dispositivo.
- **Heandset Based** : Sono tecniche che si supportano a dei software installati direttamente sul dispositivo. La stima delle distanze avviene tramite l'identificazione della stazione più vicina, a cui è agganciato il dipstotivo mobile e all'impiego di tecniche SSRB per la misura della distanza.
- **Hybrid** : Vengono infine utilizzate anche delle tecniche che hanno un approccio ibrido nella localizzazione come i servizi di reti che messi a disposizione dal provider definiscono una prima stima, che viene resa più precisa dall'implementazione di particolari software nei dispositivi stessi.

4.4 LOCALIZZAZIONE IN SISTEMI UWB

Le tecnologie di localizzazione che si basano sull'utilizzo di segnali UWB garantiscono precisione e robustezza in ambienti ad alta densità di ostacoli. In questo paragrafo ci soffermeremo sull'analisi dei diversi algoritmi visti nel paragrafo 4.2, cercando di definire quali tra i metodi descritti garantisca una più alta precisione. Per fare ciò ci baseremo sull'analisi statistica tramite stima di massima verosimiglianza della distanza, applicando il Cramer Rao Lower Bound.

Nella trattazione, verranno ignorate le tecniche AOA, in quanto quest'ultime richiedono l'installazione di schiere di antenne come nodi di riferimento, facendo

venir meno gli obiettivi di portabilità e bassi costi, che si desiderano mantenere con l'utilizzo di sistemi di localizzazione basati su segnali UWB.

Successivamente ci soffermeremo su come viene risolto il problema della risoluzione dei cammini multipli nei sistemi Ultra Wideband negli algoritmi che rendono una più alta precisione di stima.

Andremo infine a descrivere i protocolli di ranging distance previsti dagli standard IEEE 802.15.4a e ECMA 368.

4.4.1 CRAMER RAO LOWER BOUND - CRLB

Il Cramer Rao Lower Bound è una diseguaglianza, applicata a stime di massima verosimiglianza, che esprime un limite inferiore della varianza della funzione di verosimiglianza. Dalla teoria del calcolo statistico la varianza di un processo di stima, è un indice per descrivere l'efficienza della funzione di verosimiglianza, minore è quest'ultima migliore è la funzione di massima verosimiglianza. Ne consegue che, modellando i metodi di ranging visti come processi di stima di massima verosimiglianza, applicando CRLB è possibile determinarne l'efficienza.

Il CRLB si basa sulla nozione di informazione di Fisher $I(\theta)$ definita come:

$$I(\theta) = E \left[\left(\frac{\partial}{\partial \theta} \ln f_{\theta}(x) \right)^2 \middle| \theta \right] = \int \left(\frac{\partial}{\partial \theta} \ln f_{\theta}(x) \right)^2 f_{\theta}(x) dx \quad (4.11)$$

In cui con $f_{\theta}(x)$ indica la funzione di densità di x , condizionata a θ , che rappresenta il parametro che si desidera stimare. Il CRLB definisce come limite inferiore del valore per la varianza, il reciproco dell'informazione di fisher:

$$\text{var} \left[\hat{\theta} \right] \geq \frac{1}{I(\theta)} \quad (4.12)$$

La dimostrazione statistica è descritta in Appendice A.

CRLB in tecniche SSBR

Assumiamo che l'energia media e del segnale ricevuto sia pari a

$$e = -10\gamma \log d + w$$

dove γ è il fattore di attenuazione dovuto ai cammini multipli, compreso tra 2 e 6, e w è una variabile aleatoria gaussiana $N(0, \sigma^2)$ che descrive il shadowing logonormale dovuto agli ostacoli presenti, e d la distanza attraversata dal segnale. La funzione di densità di e , condizionata alla distanza d è

$$f_d(e) = \exp \left[-\frac{1}{2\sigma^2} (e + 10\gamma \log d) \right]$$

da cui applicando la (4.11) si ottiene il CRLB

$$(I_d)_{SS}^{-1} = \left(\frac{\ln 10}{10} \right)^2 \cdot \frac{\sigma^2}{\epsilon^2} \quad (4.13)$$

Si osserva immediatamente che il CRLB dipende solo dalle caratteristiche dell'ambiente rappresentato nella 4.13 dai parametri ϵ (fattore d'attenuazione) e σ . Ne consegue che la precisione dei metodi di stima basati sull'energia del segnale non dipende dalle caratteristiche del segnale trasmesso, senza sfruttare quindi, le proprietà di larghezza di banda caratteristiche dei segnali utilizzati UWB. In altre parole l'impiego di tali algoritmi su sistemi che impiegano o che non impiegano segnali UWB, non varia l'efficienza dell'algoritmo. Si osservi, come già accennato nel paragrafo 4.2, che al diminuire della distanza il CRLB diminuisce descrivendo una stima più affidabile.

CRLB in tecniche TIME BASED RANGING

Le tecniche TIME BASED RANGING si basano sulla misura del tempo di arrivo di un segnale, che può essere modellato come segue:

$$\hat{\tau} = \tau + \varepsilon$$

dove ε è una variabile aleatoria gaussiana $N(0, \sigma^2)$ con

$$\sigma^2 = \frac{1}{8\pi^2 \beta^2 SNR}$$

in cui SNR rappresenta il rapporto segnale rumore e β la larghezza di banda effettiva pari a:

$$\beta = \int_{-\infty}^{+\infty} f^2 |S(f)|^2 df$$

con $S(f)$ che indica la trasformata di Fourier dell'impulso trasmesso $s(t)$, da cui si ottiene quindi il CRLB:

$$(I_d)_{TB}^{-1} = \frac{c}{2\sqrt{2\pi}\sqrt{SNR}\beta} \quad (4.14)$$

Rispetto al caso precedente, delle tecniche SS, il CRLB non dipende dalle caratteristiche dell'ambiente ma solo dalle caratteristiche del segnale. In particolare è possibile osservare come per i segnali UWB, che possiedono una larghezza di banda effettiva molto alta, il limite inferiore risulti molto basso, permettendoci di sostenere che la stima della distanza così ottenuta è da ritenersi affidabile [18, 19].

4.4.2 RISOLUZIONE CAMMINI MULTIPLI

Il principale problema di una sistema di localizzazione è quello di essere in grado di distinguere il segnale che giunge direttamente al ricevitore percorrendo la distanza che si desidera stimare, da quelli che giungono al ricevitore tramite riflessioni, che percorrono distanze maggiori. Nella trattazione dell'argomento si faccia presente all'uso della seguente terminologia in riferimento alla Figura 4.9.

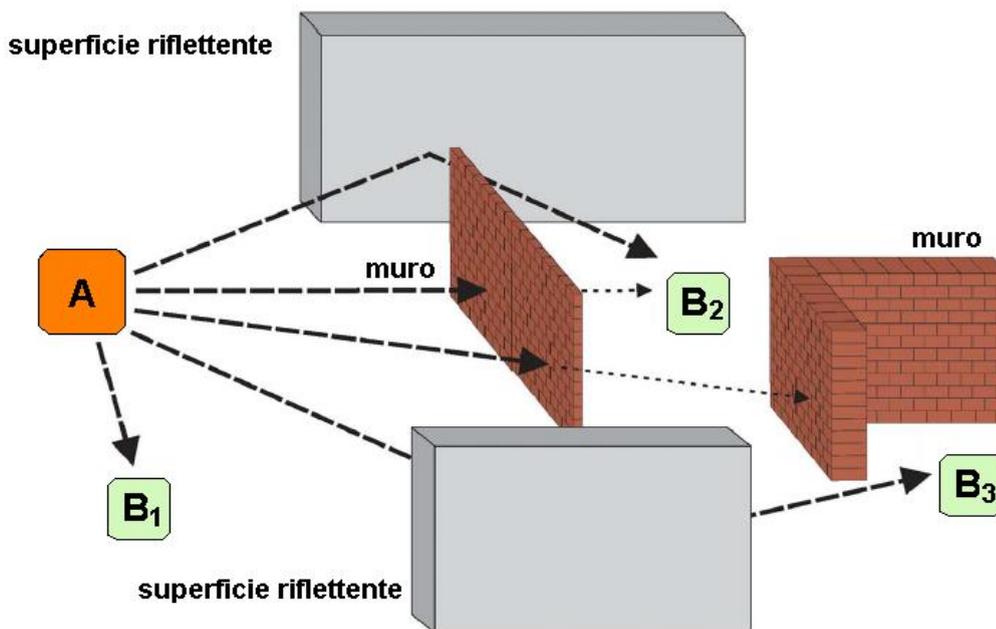


Figura 4.9: modello di propagazione di cammini multipli

Un cammino, in cui il segnale viaggia attraverso un mezzo a costante e nota permittività elettrica, prende il nome di cammino diretto (DP - Direct Path). In

Figura un esempio si ha osservando la trasmissione del nodo A verso il nodo B_1 . Tali cammini sono caratteristici di trasmissioni LOS (Line Of Sight). Vengono invece definiti, come cammini non diretti, i cammini ostruiti da un blocco come la trasmissione che attraversa il muro, che va dal nodo A al nodo B_2 . In questo caso la permittività elettrica non è costante, in quanto varia quando l'onda attraversa il muro. Oltre a questi cammini, vengono definiti sempre come cammini non diretti, quelli ottenuti come la trasmissione del nodo A verso il nodo B_3 . Generalmente qualora tra due nodi non esista nemmeno un cammino DP, si conviene che i nodi sono in una condizione di visibilità NLOS.

L'obiettivo di un algoritmo di risoluzione dei cammini multipli è quello di essere in grado di riconoscere il segnale ricevuto, che abbia percorso il cammino diretto.

Il segnale ricevuto da un nodo, in presenza di cammini multipli, è dato quindi dalla sovrapposizione dei segnali provenienti dai diversi cammini, e può essere modellato dalla 4.15.

$$r(t) = \sum_{k=1}^{N_s} c_k s(t - \tau_k) + n(t) \quad (4.15)$$

Dove N_s rappresenta il numero di cammini multipli percorsi dal segnale, τ_k rappresenta il ritardo dovuto all'attraversamento dei diversi cammini, c_k rappresenta l'attenuazione dovuta alla percorrenza dei diversi cammini, $n(t)$ che rappresenta il rumore gaussiano del canale. Sulla base di questo modello è necessario stimare il tempo di arrivo τ_d relativo al cammino diretto, che generalmente corrisponde a τ_1 , eccezion fatta per i casi che andremo a trattare successivamente.

Rimane dunque il problema di stimare i parametri c_i e τ_i , osservando un segnale ricevuto, ovvero trovare i valori \hat{c}_k e $\hat{\tau}_k$, tali che il segnale $\hat{r}(t) = \sum_{k=1}^{N_s} \hat{c}_k s(t - \hat{\tau}_k)$ sia il più possibile simile al segnale $r(t)$.

Si osserva poi che la funzione di massima verosimiglianza corrisponde ad una funzione di calcolo dei minimi quadrati, considerando un intervallo di osservazione T si ha

$$\arg \min_{\tau, c} \int_0^T \left| r(t) - \sum_{k=1}^{N_s} c_k s(t - \tau_k) \right|^2 dt \quad (4.16)$$

dove $\mathbf{c} = [c_1, c_2, \dots, c_{N_s}]^T$ e $\boldsymbol{\tau} = [\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{N_s}]^T$. Allora si possono ottenere $\hat{\boldsymbol{\tau}}$ e $\hat{\mathbf{c}}$ come:

$$\begin{aligned}\hat{\boldsymbol{\tau}} &= \arg \max_{\boldsymbol{\tau}} [\mathbf{X}(\boldsymbol{\tau})^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{X}(\boldsymbol{\tau})] \\ \hat{\mathbf{c}} &= \mathbf{R}^{-1} \mathbf{X}(\hat{\boldsymbol{\tau}})\end{aligned}\quad (4.17)$$

dove

$$\mathbf{X}(\boldsymbol{\tau}) = \int_0^T r(t) \begin{bmatrix} s(t - \tau_1) \\ s(t - \tau_2) \\ \vdots \\ s(t - \tau_{N_s}) \end{bmatrix} dt \quad (4.18)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R(\tau_1, \tau_1) & R(\tau_1, \tau_2) & \cdots & R(\tau_1, \tau_{N_p}) \\ R(\tau_2, \tau_1) & R(\tau_2, \tau_2) & \cdots & R(\tau_2, \tau_{N_p}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R(\tau_{N_p}, \tau_1) & R(\tau_{N_p}, \tau_2) & \cdots & R(\tau_{N_p}, \tau_{N_p}) \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

con

$$R(\tau_i, \tau_j) = \int_0^T s(t - \tau_i) s(t - \tau_j) dt \quad (4.20)$$

Si osservi poi come, a causa della breve durata degli impulsi nei sistemi UWB è possibile assumere che $R(\tau_i, \tau_j) = 0$ con $i \neq j$, in quanto τ_i e τ_j possono essere così vicini da far interferire i relativi impulsi l'uno con l'altro. Sulla base di questa assunzione e definendo $R(0) \doteq R(0, 0) = \int_0^T s^2(t) dt$, la (4.19) diventa:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R(0) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & R(0) & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & R(0) \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Applicando il prodotto tra matrici si ottiene

$$\mathbf{X}(\boldsymbol{\tau})^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{X}(\boldsymbol{\tau}) = \sum_{k=1}^{N_s} \frac{|X(\tau_k)|^2}{R(0)} \quad (4.22)$$

$$X(\tau_i) = \int_0^T r(t) s(t - \tau_i) dt \quad (4.23)$$

Ne deriva infine che la stima dei parametri incogniti, applicando la (4.17) può essere effettuata come:

$$\hat{\tau} = \arg \max_{\tau} \sum_{k=1}^{N_s} \left| \frac{X(\tau_i)}{\sqrt{R(0)}} \right| \quad (4.24)$$

$$\hat{c} = \frac{\mathbf{X}(\tau)}{R(0)} \quad (4.25)$$

Generalmente, in ambienti a non elevata densità di ostacoli, il tempo di arrivo che si desidera stimare, τ_d relativo al cammino diretto corrisponde con il primo arrivo τ_1 , il quale è anche quello con l'ampiezza massima. In questo caso l'istante di arrivo può essere facilmente ricavato rilevando il valore massimo in uscita ad un filtro adattivo (o equivalentemente un correlatore), con la risposta impulsiva pari al segnale $s(t)$ che identifica la forma dell'impulso, posto in cascata al ricevitore [20].

In ambienti invece ad alta densità di ostacoli, si ha il problema che le attenuazioni subite dal cammino diretto siano tali per cui la propria ampiezza non sia la massima, ed è necessario eseguire la stima considerando l'intervallo all'interno del segnale $r(t)$, in cui questo ha maggiore energia, in quanto solitamente gli istanti di arrivo dei cammini multipli a maggiore energia sono vicini all'istante di arrivo del cammino diretto. Sulla base di questa considerazione è possibile implementare un algoritmo che, analizzando l'energia del segnale ricevuto $r(t)$ sia in grado di determinare l'istante di arrivo del cammino diretto. Si faccia riferimento allo schema a blocchi presentato in Figura 4.10. Il filtro passa banda e il filtro LNA (Low Noise Amplifier) hanno lo scopo di ridurre il rapporto segnale rumore entrante nel sistema. La cascata del blocco di elevamento al quadrato, permette di analizzare l'energia del segnale, applicando gli algoritmi Threshold Cross e Maximum Selection.

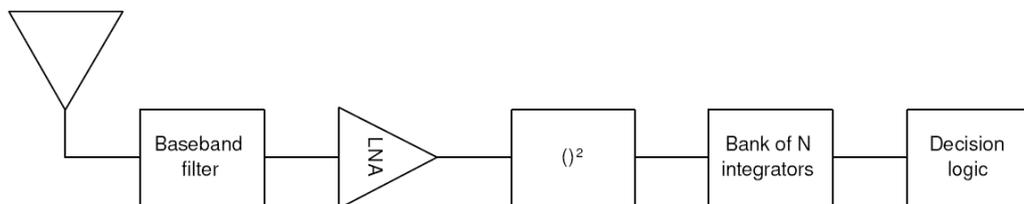


Figura 4.10: schema a blocchi di un algoritmo TOA basato sulla misura dell'energia

Successivamente in base alle logiche di decisione utilizzate si possono distinguere due tecniche per la determinazione del tempo di arrivo del cammino diretto [21].

- **TC - TRHESHOLD CROSSING** : in questa tecnica l'istante di arrivo (TOA) viene misurato come il primo istante in cui l'uscita da un integratore supera una certa soglia. La soglia deve essere tale che la probabilità di riconoscere un istante di arrivo diverso da quello del cammino diretto non sia troppo alta, tenendo comunque presente che se la soglia risulta essere molto alta si rischia di non riconoscere nessun TOA.
- **MAXIMUM SELECTION** : in questo algoritmo, a differenza del TC che bloccava l'analisi, non appena trovato il primo istante che soddisfa la condizione, viene calcolato l'integrale su finestre adiacenti di piccoli intervalli T_{int} , lungo tutto il segnale ricevuto. L'istante di TOA viene quindi selezionato come l'istante in cui si è ottenuto il valore massimo dell'integrale.

Un secondo problema che si può riscontrare è invece dato dal fatto che i mezzi attraversati hanno un valore di permittività elettrica, tale da introdurre un ritardo nel tempo di arrivo del cammino diretto da renderlo successivo al primo τ_1 . Il caso evidenziato pone un problema molto difficile da risolvere ed è fondamentalmente dovuto allo spessore degli ostacoli presenti nell'ambiente. Il ritardo può essere stimato conoscendo la permittività ϵ_r e lo spessore degli ostacoli dw secondo

$$\Delta\tau = (\sqrt{\epsilon_r} - 1) \frac{dw}{c} \quad (4.26)$$

4.4.3 RANGING NEGLI STANDARD

Abbiamo visto come nel capitolo , le definizioni degli standard ECMA 368 e IEEE 802.15.4a, per la tecnologia Ultra Wideband. Questi standard prevedono dei protocolli di ranging che verranno descritti di seguito.

Ranging nello standard ECMA 368

Lo standard prevede la possibilità di calcolare il round trip time tra due dispositivi opzionalmente. Qualora la capacità sia implementata possono calcolare l'istanti di

trasmissione e di ricezione, in riferimento all'inizio del preambolo del primo canale utilizzato nella trasmissione che prende il nome di Ranging Reference Point - RRP, e corrisponde al primo campione prelevato dal primo canale. A livello fisico, l'informazione riguardo agli istanti di trasmissione e ricezione del riferimento, viene salvata nell'attributo `pRangingTimer`. Vengono poi definite le costanti, `RANGING-TRANSMITDELAY` che rappresenta il ritardo con cui la trasmissione è effettivamente avvenuta rispetto all'istante in cui questa è stata rilevata, e `RANGINGRECEIVEDDELAY` che rappresenta l'istante effettivo in cui il segnale è ricevuto, rispetto al momento in cui la ricezione è stata effettivamente rilevata. Tali attributi vengono rappresentati come interi senza segno a 16 bit, e si esprimono in unità di un clock a frequenza di 4224 MHz.

Si consideri la Figura 4.11, in cui si osservano i pacchetti scambiati tra due dispositivi. Il pacchetto RM1 è il frame di misura iniziale del ranging trasmesso dal dispositivo 1 mentre RM2 è il pacchetto in risposta a RM1, inviato da RM2. Ogni dispositivo per poter stimare la distanza, deve prendere due misure, una quando il pacchetto è inviato ($T_i, \text{con } i = [1, 2]$) e una quando il pacchetto è ricevuto ($[R_i, \text{con } i = 1, 2]$).

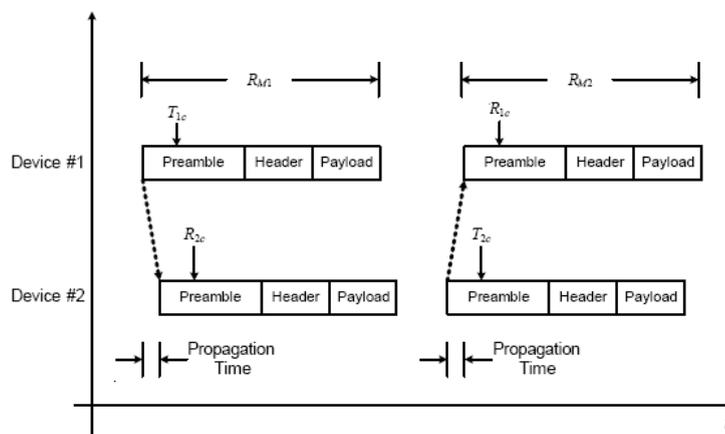


Figura 4.11: protocollo ranging ECMA 368

Ogni dispositivo deve applicare la calibrazioni delle costanti di ranging, per

processare i relativi istanti di trasmissione e ricezione come:

$$T_{ic} = T_i + RANGINGTRASMITDELAY$$

$$R_{ic} = R_i - RANGINGRECEIVEDELAY$$

Dove con T_{ic} e R_{ic} si distinguono le misure calibrate. I dispositivi mettendo all'interno del pacchetto l'informazione dell'istante di ricezione del segnale sono quindi in grado di stimare la distanza come:

$$D = c \cdot \left[\frac{(R_{2c} - T_{1c}) - (T_{2c} - R_{1c})}{2} \right] \quad (4.27)$$

Tale protocollo, ha una struttura di scambio dei pacchetti caratteristica dei protocolli two way ranging, tuttavia è da classificarsi da one way ranging, in quanto l'informazione degli istanti di ricezione e trasmissione viene scambiata dai nodi, richiedendo allo standard l'implementazione di un sistema di sincronizzazione [7].

Ranging nello standard IEEE 802.15.4a

Così come nello standard ECMA 368, anche nello standard IEEE 802.15.4a l'implementazione di algoritmi di ranging avviene opzionalmente sui dispositivi. I dispositivi che supportano il ranging, prendono il nome Ranging Device(RDEV). In questi dispositivi, il ranging, avviene tramite lo scambio di alcuni pacchetti, che possono trasportare o non trasportare indifferentemente informazione, in cui nel preambolo viene messo a 1 un bit, che prende il nome di Ranging Bit. L'istante critico in cui avvengono le trasmissioni e le ricezioni, viene considerato in riferimento al primo impulso ricevuto nel preambolo e prende il nome di Range Marker. Il protocollo supportato dallo standard, del tutto simile a quanto visto per lo standard ECMA 368, in cui in Figura 4.12 si può osservare come avvenga lo scambio dei pacchetti. L'istante di trasmissione del trasmettitore viene memorizzate tramite l'utilizzo di un counter. Ricevuto il pacchetto, il counter del ricevitore memorizza l'istante di ricezione, e inserisce l'informazione nel pacchetto di ACK. Il counter del trasmettitore memorizza quindi l'istante di ricezione dell'ACK, e si ottiene l'informazione della distanza in modo del tutto analogo a quanto descritto nella 4.27[11].

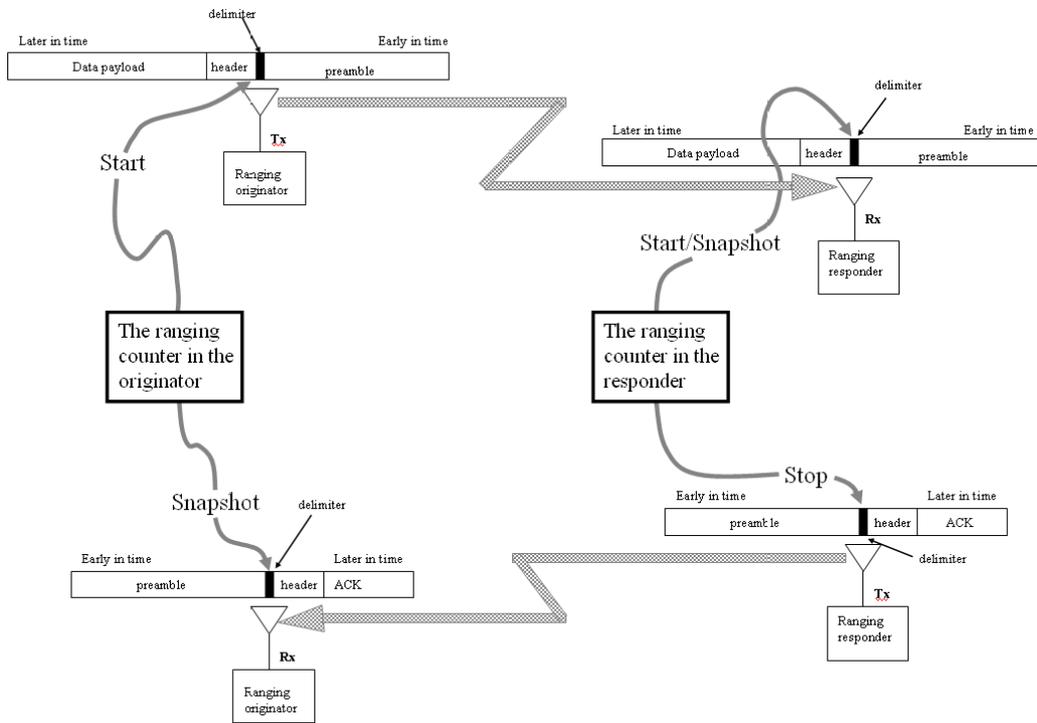


Figura 4.12: protocollo two way ranging IEEE 802.15.4a

Capitolo 5

MISURE ED ELABORAZIONI

In questo capitolo verranno descritte le diverse misure ed elaborazioni effettuate, nella stima del tempo di arrivo tramite gli algoritmi Threshold Cross, Maximum Selection e Maximum Likelihood Estimation. Verrà introdotto anche un quarto algoritmo, utile nel discriminare segnali LOS da segnali NLOS, al fine di poter ottimizzare gli algoritmi di stima del TOA.

Nel testare e verificare la correttezza di questi algoritmi, si sono prima effettuate delle simulazioni basandosi su un modello di canale rilasciato dalla IEEE, e successivamente sono stati applicati gli algoritmi a dei segnali UWB che prelevati tramite il dispositivo PULSE ON della Time Domain.

5.1 MODELLO DI CANALE

Per effettuare una simulazione degli algoritmi al fine di comprenderne l'efficienza, si è utilizzato un modello di canale. Il modello di canale si basa sullo standard IEEE 802.15.4a, e descrive come il segnale potrebbe essere ricevuto in diversi ambienti, in condizione LOS e condizione NLOS. Abbiamo visto in precedenza come generalmente l'impulso UWB è dato dalla (4.15), la cui variabilità da un modello all'altro è data dal numero di impulsi che vengono ricevuti, dall'attenuazione che subiscono, e dal ritardo con cui arrivano. Il modello descrive gli arrivi degli impulsi come processi di Poisson con tempi di interarrivo esponenziali, e si basa sulla stima effettuata sulla base di dati sperimentali.

Il modello consente di definire otto diverse tipologie di ambienti in cui rappresentare il segnale ricevuto:

- LOS RESIDENTIAL: Si descrive il segnale ricevuto in ambiente domestico, in condizione LOS
- NLOS RESIDENTIAL: Si descrive il segnale ricevuto in ambiente domestico, in condizione NLOS
- LOS OFFICE: Si descrive il segnale ricevuto in uffici, in condizione LOS
- NLOS OFFICE: Si descrive il segnale ricevuto in uffici, in condizione NLOS
- LOS OUTDOOR: Si descrive il segnale ricevuto in ambienti aperti, in condizione LOS
- NLOS OUTDOOR: Si descrive il segnale ricevuto in ambienti aperti, in condizione NLOS
- LOS INDUSTRIAL: Si descrive il segnale ricevuto in ambiente industriali, in condizione LOS
- NLOS INDUSTRIAL: Si descrive il segnale ricevuto in ambiente industriali, in condizione NLOS

Nelle simulazioni si è fatto esclusivamente riferimento ai modelli LOS e NLOS in ufficio, per rendere paragonabili i risultati ottenuti, con le misure reali successivamente effettuate. Gli impulsi UWB che utilizza il modello di canale sono dei sinc scalati di 2ns. Per rendere più realistico il segnale ottenuto dal modello di canale, è stato necessario aumentarne la durata aggiungendo degli zeri prima e dopo, e introdurre del rumore gaussiano bianco per esprimere la dipendenza dal rapporto segnale rumore. Oltre tutto, l'istante di riferimento fornito dal modello, in cui si dovrebbe riconoscere il TOA relativo al percorso diretto è lo zero. L'implementazione del modello è realizzata tramite diverse classi Matlab, la cui principale utilizzata per costruire il segnale prende il nome di UWB-channel. Richiede come parametri un oggetto contenitore txs, all'interno del quale sono memorizzate le informazioni riguardanti il numero di

canali da generare, la frequenza di campionamento, la frequenza centrale del segnale, la potenza, ed un numero compreso tra 1 e 8 identificante l'ambiente e la condizione LOS/NLOS del segnale. Inoltre successivamente alle modifiche da noi effettuate, alla classe Matlab viene passato come parametro anche il rapporto segnale rumore. La funzione restituisce due vettori, contenenti le basi dei tempi, e le ampiezze dei diversi segnali richiesti:

```
function [tout,hout] = uwb_channel(txs,dt,snr);
```

5.2 DISPOSITIVO PULSE ON - TIME DOMAIN

Il dispositivo Pulse On, consiste in un radio trasmettitore in grado di inviare o ricevere un segnale UWB, il quale applicando degli algoritmi di ranging è in grado di stimare la sua distanza da un'altro Pulse On. Il dispositivo viene connesso tramite un cavo Ethernet ad un calcolatore, dove tramite tre diversi moduli software è possibile osservare le caratteristiche del segnale e del canale di trasmissione [23].

- **RAM (Ranging Analyse Module):** E' il modulo software che si preoccupa di calcolare la distanza da un altro dispositivo Pulse On.
- **SAM (System Analyse Module):** E' il modulo software che consente di osservare il segnale le caratteristiche del segnale UWB. Consente la visualizzazione del segnale, in seguito alla definizione di un certo range di osservazione, e di un certo intervallo di campionamento. Inoltre permette di salvare in un file, i valori dei campioni prelevati, consentendone una futura elaborazione in Matlab.
- **URSA (Ultrawideband Radio Sample Application):** E' il modulo software che consente di testare in modo rapido il canale di trasmissione, determinando la potenza del segnale ricevuto, il bit error rate, e una semplice visualizzazione del segnale ricevuto.

Il protocollo utilizzato, assimilabile all' IEEE 802.15.4a, differisce da quest'ultimo per diversi aspetti. Il più importante di cui tener conto è la differenza nel Time Hopping utilizzato. Mentre nel protocollo IEEE 802.15.4a, gli istanti di hopping, sono sincronizzati tramite l'allineamento di una sequenza pseudocasuale, nel protocollo del Pulse On, gli istanti di hopping sono degli istanti costanti presenti all'interno del time frame.

5.3 ALGORITMI MATLAB

Gli algoritmi di risoluzione dei cammini multipli sono stati implementati su Matlab, basandosi sul modello di canale precedentemente descritto. Per gli algoritmi Maximum Selection e Threshold Cross, è stato necessario osservare l'andamento dei diversi indici statistici in funzione del rapporto segnale rumore e del valore del parametro considerato, mentre per l'algoritmo MLE, in cui non si ha nessuna dipendenza da alcun parametro, gli indici statistici sono stati calcolati solo in funzione del SNR. Gli indici statistici calcolati sono i seguenti:

- **MEDIA ERRORE (μ):** È la media dell'errore del TOA pari a $E[\hat{t} - t_0]$. Si consideri che nel modello di canale $t_0 = 0$
- **ROOT MEAN SQUARE ERRORE (RMSE):** È la radice della potenza statistica di secondo ordine dell'errore del TOA ed è pari a $\sqrt{E[(\hat{t} - t_0)^2]}$.
- **SCARTO QUADRATICO MEDIO DELL'ERRORE (SQM):** È lo scarto quadratico medio, inteso come radice della varianza dell'errore del TOA ed è pari a $\sqrt{E[(\hat{t} - t_0 - \mu)^2]}$

5.3.1 ALGORITMO MAXIMUM SELECTION

Come accennato nella sezione 4.4.2, l'algoritmo maximum selection consiste nel calcolo dell'integrale di energia del segnale ricevuto all'interno finestre adiacenti di larghezza T_{int} . Si considera dunque come tempo di arrivo, l'istante centrale t_{cmax} della finestra in cui è stata calcolata l'energia massima. Si osservi che tramite questa tecnica si compie un errore sistematico dovuto all'ampiezza stessa della finestra.

Infatti l'informazione che l'energia sia massima all'interno di una certa finestra, può suggerire che il TOA del segnale che ha percorso il cammino diretto sia contenuto nella finestra, ma non che questo debba coincidere con l'istante centrale. Per minimizzare tale errore, si decide di selezionare come primo istante in cui considerare la finestra, uno degli zeri che precedono il segnale, attraverso una variabile aleatoria uniforme, in modo tale che ripetendo diverse volte l'algoritmo, il TOA, in media corrisponda al centro delle diverse finestre considerate. Tuttavia si consideri che tale errore aumenta di molto se si considerano finestre molto ampie.

Nell'implementazione Matlab all'algoritmo vengono passati come parametri la base dei tempi t , le ampiezze del segnale h , e la larghezza della finestra w :

```
function toa = maximumselection(t,h,w);
```

Per poter determinare gli indici statistici, per valutare l'efficienza dell'algoritmo, la funzione è stata applicata a mille segnali, per ogni valore possibile del rapporto segnale rumore. In Figura 5.1, vi è la rappresentazione dell'andamento degli indici statistici in funzione della larghezza della finestra e del rapporto segnale rumore in condizione LOS. Si può osservare un errore medio che si aggira tra i 6 ns e 7 ns. Un errore da considerare alto, nel caso si vogliano effettuare delle stime precise. Mentre in Tabella 5.1, vi è la rappresentazione dei diversi indici statistici trovati, in condizione LOS in funzione del rapporto segnale rumore, per i valori di larghezza di finestra ottima, ovvero quelli per cui si ha il più basso scarto quadratico medio. Successivamente osserviamo la Figura 5.2 e la Tabella 5.2, in cui vi sono le analoghe descrizioni degli indici in condizione di trasmissione NLOS. Possiamo osservare come in condizione NLOS, com'era facile aspettarsi, l'errore sia molto alto. Giudicando già precedentemente, in condizione LOS, l'errore medio troppo alto, per ottenere una stima precisa, osserviamo che ciò diventa altrettanto vero in condizione NLOS.

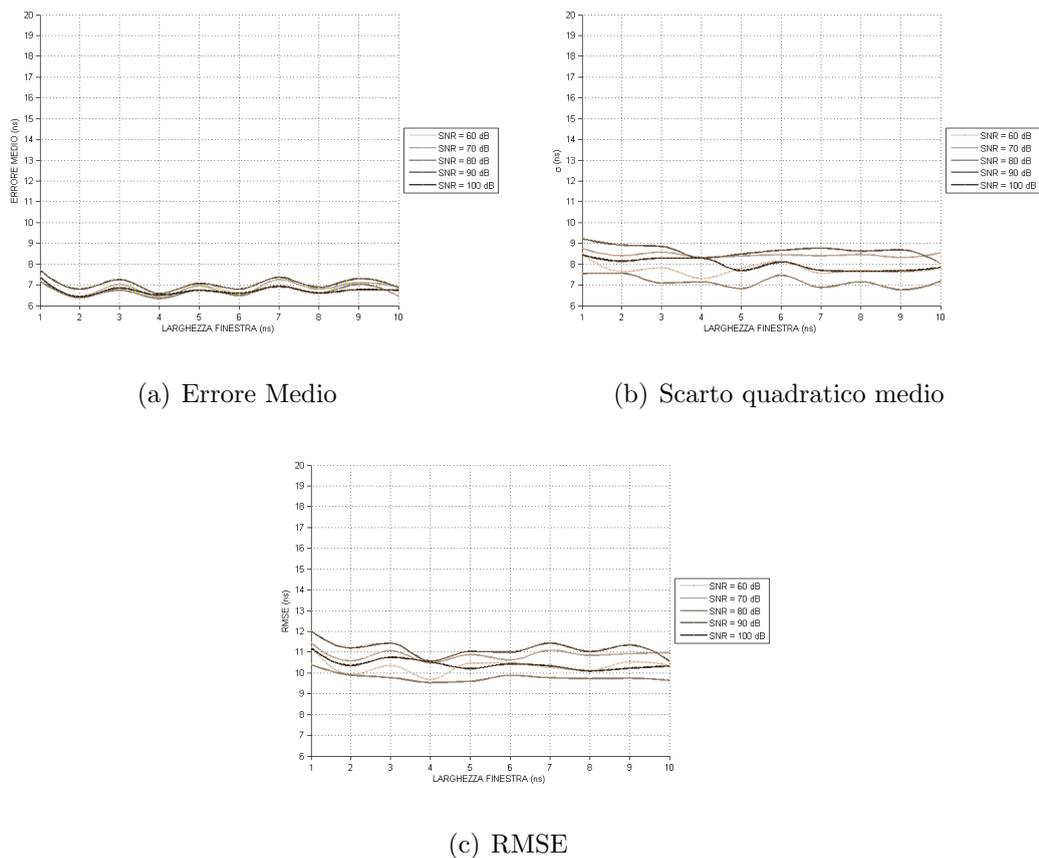
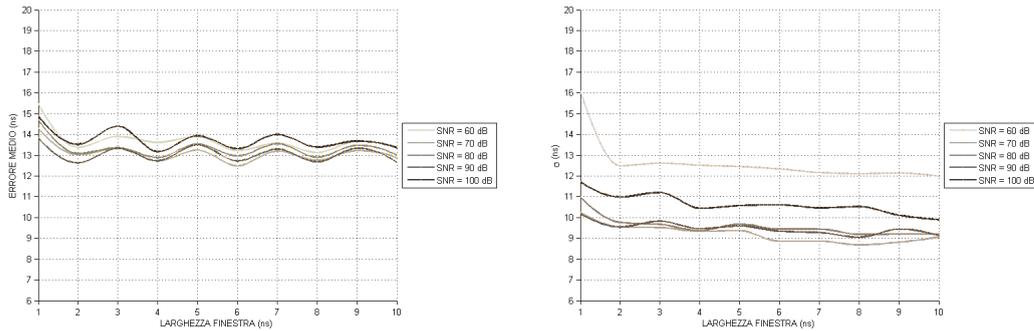


Figura 5.1: grafici indici Maximum Selection in condizione LOS

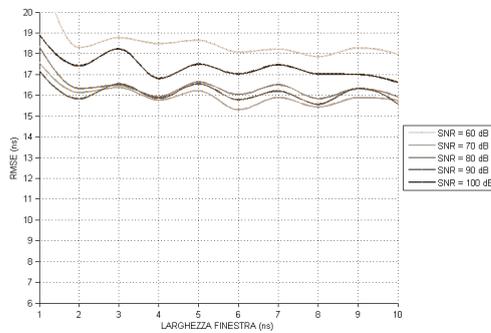
SNR (dB)	FINESTRA (ns)	MEDIA (ns)	SQM (ns)	RMSE (ns)
60	4.00	6.37	7.29	9.67
70	9.00	7.09	8.31	10.92
80	9.00	7.01	6.76	9.74
90	10.00	6.87	8.01	10.56
100	8.00	6.59	7.64	10.09

Tabella 5.1: Maximum Selection - indici statistici finestra ottima in condizione LOS



(a) Errore Medio

(b) Scarto quadratico medio



(c) RMSE

Figura 5.2: grafici indici Maximum Selection in condizione NLOS

SNR (dB)	FINESTRA (ns))	MEDIA (ns)	SQM (ns)	RMSE (ns)
60	10.00	13.38	11.98	17.95
70	8.00	12.76	8.67	15.42
80	8.00	12.90	9.19	15.83
90	8.00	12.67	9.05	15.56
100	10.00	13.36	9.89	16.61

Tabella 5.2: Maximum Selection - indici statistici finestra ottima in condizione NLOS

5.3.2 ALGORITMO THRESHOLD CROSS

L'algoritmo accumula istante per istante, l'energia dei campioni ricevuti, e l'istante in cui questa supera una certa soglia, viene identificato come TOA del segnale diretto. Nell'algoritmo la soglia è rappresentata in forma percentuale, rispetto all'energia totale del segnale. Per ottenere una corretta implementazione, il segnale viene normalizzato rispetto alla radice dell'energia del segnale, in modo che la somma dei diversi elementi esprima direttamente il valore percentuale. La funzione equivalente Matlab, richiede che le siano passati i vettori relativi alla base dei tempi t , e alle ampiezze h , a cui si aggiunge il valore di soglia compreso tra 0 e 1. I valori di soglia considerati vanno dal 0.001% al 0.009 % in quanto si considera che in questo range sia contenuto l'errore minimo.

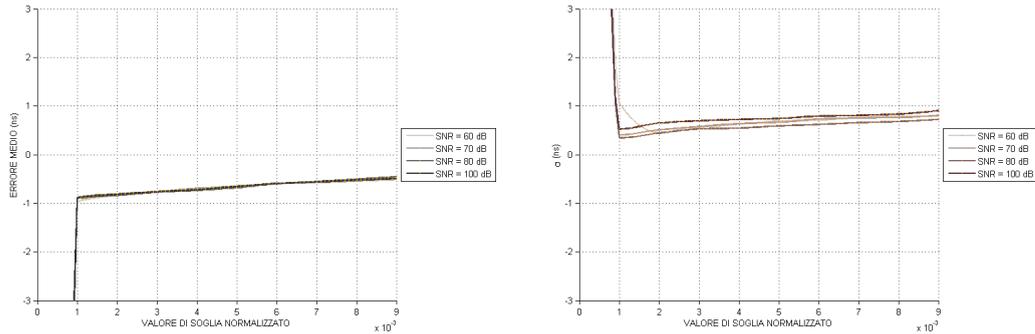
```
function toa = thresholdcross(t,h,threshold);
```

In modo analogo a quanto visto per il Maximum Selection si osservano l'andamento degli indici statistici in funzione del rapporto segnale rumore nei grafici nelle figure 5.3 e 5.4, nelle due condizioni di trasmissione LOS E NLOS. Mentre nelle tabelle 5.3 e 5.4, si hanno l'indici calcolati per i valori di soglia ottimi, per il quale si è calcolato il minor valore di scarto quadratico medio.

SNR (dB)	SOGLIA	MEDIA (ns)	SQM (ns)	RMSE (ns)
60	$2 \cdot 10^{-3}$	-0.83	1.57	1.80
70	$1 \cdot 10^{-3}$	-0.88	1.22	1.23
80	$1 \cdot 10^{-3}$	-0.90	1.23	1.23
100	$1 \cdot 10^{-3}$	-0.88	1.019	1.02

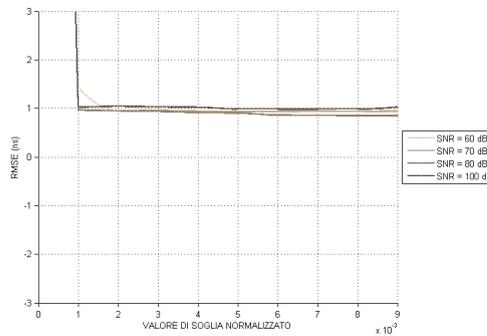
Tabella 5.3: Threshold Cross - indici statistici finestra ottima in condizione LOS

Possiamo osservare come ad un certo punto, per i segnali che hanno un basso valore di rapporto segnale rumore, l'errore medio inizia ad assumere valori negativi molto bassi, a segnalare la forte dipendenza di questo algoritmo dal rapporto



(a) Errore Medio

(b) Scarto quadratico medio

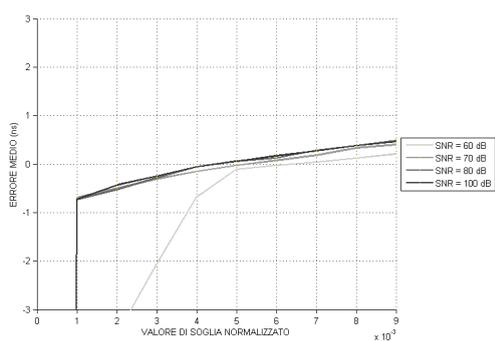


(c) RMSE

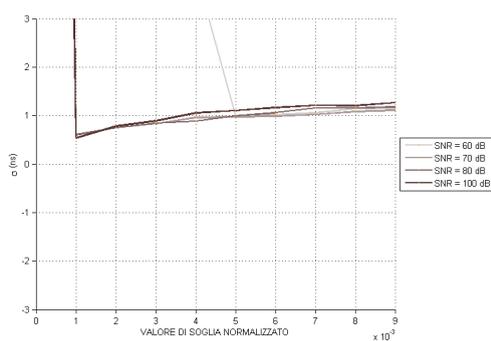
Figura 5.3: grafici indici Threshold Cross in condzione LOS

SNR (dB)	SOGLIA	MEDIA (ns)	SQM (ns)	RMSE (ns)
60	$5 \cdot 10^{-3}$	-0.11	1.00	1.00
70	$1 \cdot 10^{-3}$	-0.69	0.59	0.91
80	$1 \cdot 10^{-3}$	-0.73	0.60	0.94
100	$1 \cdot 10^{-3}$	-0.89	0.53	0.89

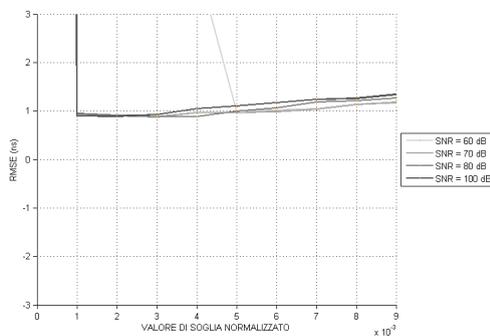
Tabella 5.4: Threhsold Cross - indici statistici finestra ottima in condizione NLOS



(a) Errore Medio



(b) Scarto quadratico medio



(c) RMSE

Figura 5.4: grafici indici Threshold Cross in condzione NLOS

segnale rumore. Tuttavia, l'errore che si va a compiere è molto basso se paragonato al Maximum Selection, osservando un'ottima efficienza sia in caso LOS e NLOS.

5.3.3 MAXIMUM LIKELIHOOD ESTIMATOR

Nella 4.16 si osserva una stima di verosimiglianza basata su $2n$ (con n pari al numero di cammini multipli) parametri, la cui soluzione riassunta nelle 4.24 4.25 risulta essere fin troppo elaboriosa. Si implementa così una soluzione alternativa [22], che consente di semplificare notevolmente l'elaborazione richiesta, che consiste nel trovare un minimo locale della funzione basandosi inizialmente sulla stima di massima verosimiglianza di soltanto due parametri:

$$\arg \min_{\tau_0, c_0} \int_0^T |r(t) - c_0 s(t - \tau_0)|^2 dt \quad (5.1)$$

Da cui sviluppando il quadrato si passa a:

$$\arg \min_{\tau_0, c_0} |A_0|^2 E_s - 2 \operatorname{Re} \left[A_0^* \int_0^T r(t) s^*(t - \tau_0) dt \right]$$

In cui con E_s si è indicata l'energia del segnale. Distinguendo c_0 in modulo in fase in cui $c_0 = |c_0| e^{j\varphi}$, e ponendo $\int_0^T r(t) s^*(t - \tau_0) dt = r * s^*(\tau_0) = z(\tau_0)$ si ottiene:

$$\arg \min_{\tau_0, |c_0|, \varphi} |c_0|^2 E_s - 2|c_0| \operatorname{Re}[z(\tau_0) e^{-j\varphi}] \quad (5.2)$$

Minimizzando i moduli, e ponendo a zero le derivate parziali rispetto a c_0 , e a τ_0 si ottiene:

$$\tau_0 = \max_t |z(t)| \quad (5.3)$$

$$c_0 = \frac{2z(\tau_0)}{E_s} \quad (5.4)$$

Successivamente è possibile reiterare il procedimento per trovare tutti gli altri istanti di arrivo τ_k ponendo:

$$\arg \min_{\tau_k, c_k} \int_0^T \left| r(t) - \sum_{i=0}^k c_i s(t - \tau_i) \right|^2 dt \quad (5.5)$$

L'implementazione Matlab dell' algoritmo avviene tramite l'utilizzo di una funzione a cui vengono passati come parametri, in modo analogo agli algoritmi già discussi, la base dei tempi e le ampiezze del segnale $r(t)$. L'algoritmo va dunque a calcolare il modulo della convoluzione tra il segnale $r(t)$ e l'impulso $s(t)$, e definisce come TOA, la posizione del massimo della convoluzione.

```
function t0 = mlealgorithm (t,h)
```

Il TOA viene dunque salvato in un vettore, e il segnale viene aggiornato secondo la (5.2), e reiterando la procedura si decide di trovare trenta TOA. La funzione restituisce il minimo dei trenta TOA. Successivamente la funzione viene chiamata mille volte, al fine di determinarne gli indici statistici riassunti in Figura 5.5 e nelle tabelle 5.5, 5.6 nelle due condizioni LOS e NLOS [22].

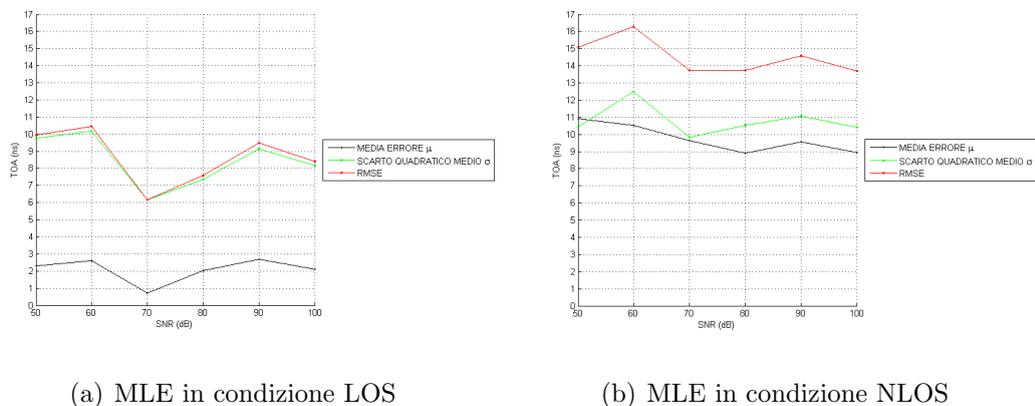


Figura 5.5: grafici indici Maximum Likelihood Estimator

SNR (dB)	MEDIA(ns)	SQM (ns)	RMSE (ns)
50	2.28	9.89	10.05
60	2.39	10.08	10.55
70	0.79	6.12	6.20
80	1.98	7.21	7.618
90	2.01	9.51	9.54
100	2.15	8.54	8,23

Tabella 5.5: MLE - indici statistici finestra ottima in condizione LOS

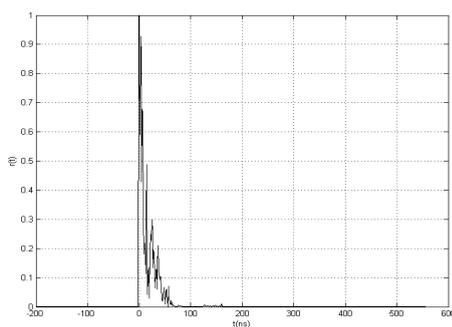
SNR (dB)	MEDIA(ns)	SQM (ns)	RMSE (ns)
50	10.93	10.43	15.07
60	10.52	12.49	16.28
70	9.64	9.85	13.74
80	8.89	10.54	13.75
90	9.56	11.08	14.59
100	8.95	10.43	13.7

Tabella 5.6: MLE - indici statistici finestra ottima in condizione NLOS

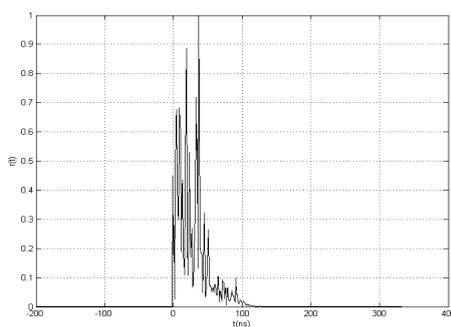
In condizione LOS, l'errore medio risulta accettabile, ma andando ad osservare l'andamento del RMSE, si osserva che l'errore reale, che si va a compiere risulta molto alto, paragonabile a quanto visto con il Maximum Selection. In condizione NLOS, il comportamento è del tutto analogo al Maximum Selection, in cui l'errore raggiunge livelli non accettabili, se si vuole ottenere una buona precisione nella stima, come spesso è richiesto nei sistemi UWB. Inoltre possiamo osservare, per i valori segnale rumore considerati, una certa indipendenza dell' algoritmo.

5.3.4 DISCRIMINANTE

Negli algoritmi Maximum Selection e Threshold Cross, abbiamo potuto come i parametri delle stime possano variare, in condizione LOS e NLOS. Ovviamente nelle applicazioni pratiche non è possibile conoscere a priori se il segnale ricevuto, sia in condizione LOS e NLOS, a differenza di quanto fatto nelle simulazioni. Ne consegue che è necessario realizzare un discriminante che sia in grado di riconoscere la condizione del segnale. L'idea di base consiste nell'osservazione che tipicamente i segnali ricevuti in condizione LOS, presentano un picco molto alto, rappresentante il segnale ricevuto che ha percorso il cammino diretto, che non ha subito attenuazioni dovute alla riflessioni multiple, e altri picchi attenuati molto più bassi. In condizione NLOS invece, a causa della mancanza del cammino diretto, ci sono più segnali che assumono valori di ampiezza vicina, come è possibile osservare in Figura 5.6.



(a) Tipico segnale in condizione LOS



(b) Tipico segnale in condizione NLOS

Figura 5.6: segnale UWB

Considerando una certa soglia di ampiezza, è possibile identificare la condizione di trasmissione di un segnale contando i numeri di campioni che superano la soglia di ampiezza. Se il numero di campioni contati è superiore ad una seconda soglia di popolazione si identifica una condizione NLOS, altrimenti una condizione LOS. L'implementazione Matlab dell'algoritmo risulta dunque molto semplice, e si basa su una semplice selezione sul numero di campioni che soddisfano la condizione di avere ampiezza maggiore della soglia. L'algoritmo richiede dunque quattro parametri: la base dei tempi, le ampiezze, la soglia in ampiezza e la soglia in popolazione (espressa come valore percentuale del numero totale di campioni considerati nel segnale). La soglia in ampiezza è compresa tra 0 e 1 perchè si decide di normalizzare il segnale rispetto al suo massimo.

```
function [a] = discriminante(t,h,soglia,p)
```

I parametri soglia e p, devono però essere stimati. I parametri vengono scelti in modo tale che la probabilità di riconoscimento corretto della condizione del segnale, sia massima. Per farlo si decide di costruire 500 segnali LOS e 500 segnali NLOS. Successivamente, si fanno variare entrambi i parametri, tra 0 e 1, con un certo passo. Per ogni copia, dei parametri di soglia e di popolazione, si calcola la probabilità di riconoscimento corretto, contando quanti dei 500 segnali LOS, e quanti dei 500 segnali NLOS sono stati correttamente riconosciuti. Si determinano quindi i valori ottimali dei due parametri, in corrispondenza della probabilità di riconoscimento corretto maggiore. Per un rapporto segnale rumore di 100 dB, si ottiene una probabilità in corrispondenza dei parametri ottimi pari al 93%. In Figura 5.7 vi è una rappresentazione dell'andamento della probabilità, in funzione dei due parametri, ristretti a intervalli in cui questa assume i valori più alti.

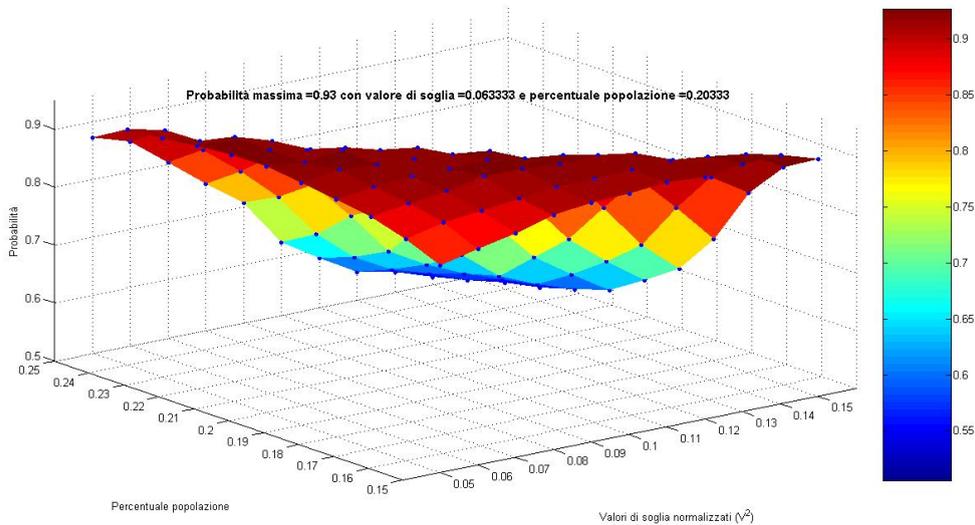


Figura 5.7: probabilità di riconoscimento corretto condizione LOS/NLOS

5.4 MISURE

I dati riguardanti l'andamento di un segnale uwb ricevuto in presenza di cammini multipli sono stati prelevati tramite il dispositivo Pulse On. Le modalità di prelevamento dei dati, e le successive elaborazione sono di seguito descritte.

5.4.1 DESCRIZIONE OPERATIVA

Si faccia riferimento alla Figura 5.8, in cui vi è rappresentata la connessione tra i diversi dispositivi necessari per l'esperienza. Un calcolatore viene collegato ad una porta di uno switch tramite un cavo Ethernet. Allo switch sono collegati gli altri due dispositivi Pulse On, con due cavi Ethernet. Tramite l'interfaccia di gestione di rete del calcolatore, si assegna un IP statico ai due dispositivi. A tal punto si lanciano dal calcolatore due istanze del modulo software SAM. In ogni istanza si realizza una connessione con uno dei due Pulse On, e si determinano i parametri protocollari utili all'acquisizione dell'andamento del segnale. Innanzi tutto si imposta un dispositivo come trasmettitore mentre l'altro come ricevitore, e si seleziona la modalità di acquisizione SCAN. Si ottimizza l'acquisizione, andando a determinare l'intervallo di osservazione e di campionamento del segnale. Infine, una volta avviata

l'acquisizione in entrambe le istanze, è possibile acquisire e salvare in un file i valori dell'acquisizione.

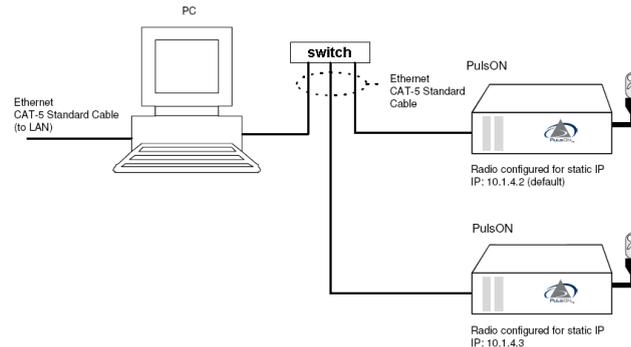
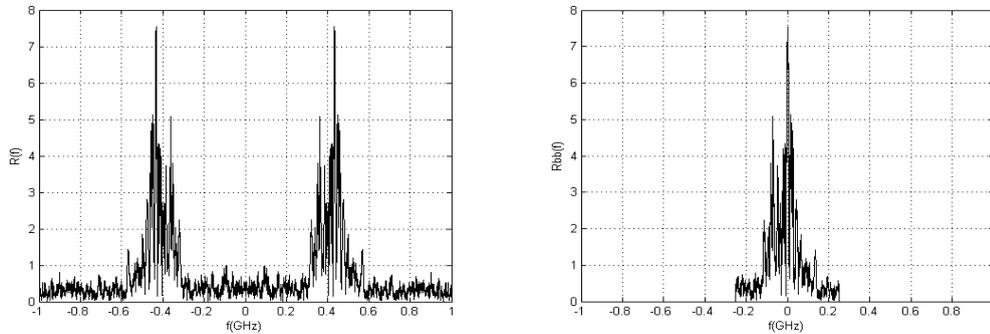


Figura 5.8: collegamento dispositivi

Si osservi che l'acquisizione tramite il Pulse On, pone importanti limiti riguardo alla possibilità di determinare il tempo di arrivo, in quanto vi è mancanza di sincronizzazione dei dispositivi e risulta quindi assente un istante di riferimento, e la base dei tempi è costruita soltanto sull'informazione dell'intervallo di campionamento.

5.4.2 ELABORAZIONE DELLE MISURE

Noto il fatto che nel segnale acquisito manca l'istante di riferimento rispetto al quale calcolare il TOA, si decide di utilizzare come riferimento l'inizio del segnale. È possibile determinare anche le differenze nelle stime effettuate dai canali, per osservare se il modello di canale è affidabile o meno. Per rendere confrontabile il segnale acquisito con quello realizzato dal modello di canale è necessario portare in Banda Base, il segnale acquisito. Per farlo si passa alla trasformata di Fourier, e si moltiplica per un *rect*, di ampiezza di 500MHz, centrato sul segnale del semiasse positivo. Il segnale ottenuto dalla moltiplicazione viene infine traslato in banda base, e antitrasformato (Figura 5.9).



(a) segnale in frequenza ottenuto dal Pulse On

(b) segnale in banda base

Figura 5.9: filtraggio del segnale Pulse On

Infine si applicano i tre algoritmi e si osservano, per le misure effettuate, in riferimento all'istante del primo campione del segnale, i seguenti valori di TOA, ottenuti sottraendo la media alla stima sulla base dei rapporti segnali rumore più bassi, considerati per ognuno degli algoritmi, vista la presenza di un alto livello di rumore nel segnale.

Maximum Selection: 511.30 ns

Threhsold cross: 487.32 ns

MLE: 509.17 ns

Si osserva subito come le stime effettuate, dal Maximum Selection e il MLE risultino vicine tra loro, come ci si aspettava dai dati osservati in base al modello di canale. Mentre differisce di molto, quello che dei tre algoritmi risultava il più efficiente. In questo caso, bisogna considerare che il livello di segnale rumore, del segnale è tale da falsare pesantemente la misura effettuata con il Threshold Cross, e che il parametro vada calcolato per valori inferiori di rapporto segnale rumore.

Capitolo 6

CONCLUSIONI

Tecnologie che offrono la possibilità di localizzare oggetti e persone, col passare degli anni vanno man mano ad occupare una branca sempre maggiore, dello studio delle telecomunicazioni. I sistemi UWB, vanno a realizzare la necessità di aumentare l'efficienza delle prestazioni dei sistemi di localizzazione più comuni, soprattutto in ambienti ad alta densità di ostacoli.

Lo sviluppo della tecnologia derivante dal crescere di consorzi aziendali interessati all'espansione delle proprie prestazioni in termini di localizzazione, hanno portato alla nascita di due standard della tecnologia IEEE 802.15.4a e ECMA 368, i quali trovano un vasto utilizzo anche nella trasmissione dati, in ambienti dove vi è un alta presenza di dispositivi radio, grazie alla proprietà noise like degli impulsi, che ne limita le interferenze prodotte.

Si è osservato come la localizzazione, che si basa su concetti geometrici semplici come la Trilaterazione e la Triangolazione, possa scoprire delle problematiche affascinanti se studiata all'interno di contesti differenti rispetto a quelli canonici dei sistemi di telecomunicazione satellitare.

La determinazione della distanza, e dunque del ranging, risulta un'operazione fondamentale nei più comuni sistemi di localizzazione, e abbiamo potuto osservare come nei sistemi UWB, si raggiunga una buona precisione basandosi sulla misura dei tempi di arrivo, sfruttando la proprietà delle onde di muoversi alla velocità della luce. Ci si pone così il problema della risoluzione dei cammini multipli che rappresenta una problematica che viene in parte risolta dalla proprietà di brevità di durata nel

tempo degli impulsi, ma che apre una importante discussione sull'efficienza dei diversi algoritmi.

Presentati tre metodi, di cui due basati sul calcolo dell'energia, e uno basato su una stima di massima verosimiglianza, sulla base di un modello di canale, si è confrontata la loro efficienza attraverso un'analisi statistica. Fra i tre metodi confrontati, per i livelli di rapporto segnale rumore considerati, abbiamo potuto osservare come il più efficiente risulti il Thresholdcross, il quale però richiede una stima corretta dei parametri i quali sono sensibili alle variazioni del rapporto segnale rumore. La misura effettuata con il dispositivo Pulse On, ha permesso di osservare la bontà del modello di canale utilizzato, la cui applicazione degli algoritmi è fortemente limitata a causa della mancanza di un istante di riferimento.

Si può infine constatare come, applicando il corretto algoritmo, e stimando i parametri sulla base del modello di canale considerato, e della condizione di trasmissione, utilizzando un discriminante con una probabilità di riconoscimento sufficientemente alta, è possibile realizzare un algoritmo di stima della distanza, con un errore inferiore ai 60cm, anche in condizione NLOS, tipico delle tecnologie di ranging UWB già diffuse. Tuttavia è necessario considerare l'effetto del rapporto segnale rumore, che può degradare la misura anche in modo consistente.

Appendice A

Dimostrazione statistica del Cramer Rao Lower Bound

Si consideri uno stimatore di verosimiglianza corretto (unbiased) $\hat{\theta}$. Sia $f_{\theta}(x)$, la funzione di densità (o di massa) di probabilità della variabile aleatoria X condizionata su θ . Si definisce informazione di fisher il valore $I(\theta)$:

$$I(\theta) = E \left[\left(\frac{\partial}{\partial \theta} \ln f_{\theta}(x) \right)^2 \middle| \theta \right] = \int \left(\frac{\partial}{\partial \theta} \ln f_{\theta}(x) \right)^2 f_{\theta}(x) dx \quad (\text{A.1})$$

Il Cramer Rao Lower Bound sostiene quindi che:

$$\text{var} [\hat{\theta}] \geq \frac{1}{I(\theta)} \quad (\text{A.2})$$

Dimostrazione

Poichè lo stimatore è corretto si ottiene facilmente:

$$E [\hat{\theta} - \theta | \theta] = \int (\hat{\theta} - \theta) f_{\theta}(x) dx = 0$$

derivando entrambi i membri rispetto a θ :

$$\int \frac{\partial}{\partial \theta} (\hat{\theta} - \theta) f_{\theta}(x) dx = \int (\hat{\theta} - \theta) \frac{\partial}{\partial \theta} f_{\theta}(x) dx - \int f_{\theta}(x) dx = 0$$

Noto il fatto che $\int f_{\theta}(x) dx = 1$ e che $\frac{\partial}{\partial \theta} f_{\theta}(x) = f_{\theta}(x) \frac{\partial}{\partial \theta} \ln (f_{\theta}(x))$ si ricava:

$$\int (\hat{\theta} - \theta) f_{\theta}(x) \frac{\partial}{\partial \theta} \ln (f_{\theta}(x)) dx = 1$$

Fattorizzando:

$$\int [(\hat{\theta} - \theta) \sqrt{f_{\theta}(x)}] \left[\sqrt{f_{\theta}(x)} \frac{\partial}{\partial \theta} \ln(f_{\theta}(x)) \right] dx = 1$$

Applicando la disuguaglianza di Cauchy Swartz secondo la quale $\int fg \leq \sqrt{\int f^2 \int g^2}$ si giunge alla seguente disuguaglianza:

$$\sqrt{\int (\hat{\theta} - \theta) f_{\theta}(x) dx \cdot \int f_{\theta}(x) \left(\frac{\partial}{\partial \theta} \ln(f_{\theta}(x)) \right)^2 dx} \geq 1$$

Elevando al quadrato:

$$\int (\hat{\theta} - \theta) f_{\theta}(x) dx \cdot \int f_{\theta}(x) \left(\frac{\partial}{\partial \theta} \ln(f_{\theta}(x)) \right)^2 dx \geq 1$$

Osservando che:

$$\int (\hat{\theta} - \theta) f_{\theta}(x) dx = \text{var} [\hat{\theta}]$$

$$\int f_{\theta}(x) \left(\frac{\partial}{\partial \theta} \ln(f_{\theta}(x)) \right)^2 dx = I(\theta)$$

si ottiene

$$\text{var} [\hat{\theta}] \cdot I(\theta) \geq 1$$

da cui si ricava la A.2 (C.V.D.).

Bibliografia

- [1] Centre for Telecommunications Research (CTR) at King's College London, "Seminar-UWB", Maggio 2005.
- [2] T. W. Barrett, "History of UltraWideBand (UWB) Radar and Communications: Pioneers and Innovators", Luglio 2000.
- [3] Faranak Nekoogar, "Introduction to Ultra-Wideband Communications", Agosto 2005.
- [4] Hans W. Pflug, "UWB Pulse Shaping for IEEE 802.15.4a", Proceedings of the 38th European Microwave Conference.
- [5] Patrick Mannion (eetimes.com), "Freescale, Motorola pull out of UWB Forum", Aprile 2006.
- [6] Harri Viittala, Matti Hämäläinen, Jari Iinatti Centre for Wireless Communications, University Of Finland, "Comative Studies of MB-ODM and DS-UWB with co-existing systems in AWGN CHANNEL", The 17th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'06).
- [7] "Standard ECMA-368", 3rd Edition - Dicembre 2008.
- [8] Jianli Pan, "Medical Applications of Ultra-WideBand (UWB)", Aprile 2008 , disponibile sul sito web: <http://www.cse.wustl.edu/~jain/cse574-08/ftp/uwb/index.html>.

- [9] Kazuyuki Sakoda, Yuichi Morioka, Chihiro Fujita, Erica Tanimoto, Kenzoh Nishikawa, Mitsuhiro Suzuki, “Key technologies for distributed wireless networking and ECMA-368 MAC layer LSI design challenges”, *International Journal of Computer Networks and Communications (IJCNC)*, Vol.2, No.1, Gennaio 2010.
- [10] Eirini Karapistoli and Fotini-Niovi Pavlidou, Aristotle University of Thessaloniki Ioannis Gragopoulos and Ioannis Tsetsinas, CERTH, “An Overview of the IEEE 802.15.4a Standard”, *Communications Magazine, IEEE* , Gennaio 2010.
- [11] IEEE Standard for Telecommunications and information exchange between systems, “Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)” .
- [12] Dardari, Andrea Conti, Ulric Ferner, Andrea Giorgetti, e Moe Z. Win “Ranging With Ultrawide Bandwidth Signals in Multipath Environments”, *Proceedings of the IEEE* , Vol. 97, No. 2, Febbraio 2009.
- [13] Fredrik Gustafsson and Fredrik Gunnarsson, “POSITIONING USING TIME-DIFFERENCE OF ARRIVAL MEASUREMENTS”, *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2003, IEEE conference*, Department of Electrical Engineering Linkoping University, Svezia.
- [14] Sam Pullen, “Worldwide Trends in GNSS Development and their Implications for Civil User Performance and Safety”, Department of Aeronautics and Astronautics, Stanford University, Ottobre 2007.
- [15] “Satellite laser ranging and earth science”, NASA space geodesy program, disponibile sul sito web: <http://ilrs.gsfc.nasa.gov/docs/slrover.pdf>.
- [16] Shu Wang, Jungwon Min and Byung K. Yi, “Location Based Services for Mobiles: Technologies and Standards”, *IEEE International Conference on Communication (ICC) 2008*, Pechino, Cina.

- [17] Rong Peng and Mihail L. Sichitiu, “Angle of Arrival Localization for Wireless Sensor Networks”, Department of Electrical and Computer Engineering, North Carolina State University, Novembre 2006.
- [18] Yihong Qi and Hisashi Kobayashi, “On Relation among Time Delay and Signal Strength based Geolocation Methods”, Department of Electrical Engineering, School of Engineering and Applied Science, Princeton University, Dicembre 2003.
- [19] Sinan Gezici, Zhi Tian, Georgios B. Biannakis, Hisashi Kobayashi, Andreas F. Molisch, H. Vincent Poor, Zafer Sahinoglu, “Localization via Ultra-Wideband Radios”, MITSUBISHI ELECTRIC RESEARCH LABORATORIES, Dicembre 2005.
- [20] M. Z. Win e R. A. Scholtz, “Energy capture versus correlator resources in ultra-wide bandwidth indoor wireless communications channels”, Communication Sciences Institute Department of Electrical Engineering-Systems, University of Southern California, Los Angeles, Novembre 1997.
- [21] Alberto Rabbachin, Jean-Philippe Montillet, Paul Cheong, Giuseppe T. F. de Abreu and Ian Oppermann, “Non-Coherent Energy Collection Approach for TOA Estimation in UWB Systems”, Centre for Wireless Communications University of Oulu, Dicembre 2004.
- [22] Harri Saarnisaari, “ML time delay estimation in a multipath channel”, Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings, 1996, IEEE 4th International Symposium on, University of Oulu, Finland, Agosto 2002.
- [23] Time Domain - Pulse On, documentazione dispositivo