



Università di Pisa

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Delle
Telecomunicazioni

TESI DI LAUREA MAGISTRALE

**ANALISI NUMERICA E SPERIMENTALE DEL
SEGNALE UHF-RFID A BORDO DI UU.NN.**

Candidato:

STV (AN) Mattia BARDICCHIA

Relatori:

Prof. Paolo Nepa

Prof. Giuliano Manara

Anno Accademico 2013-2014

INDICE

Indice.....	ii
Abstract	iv
Introduzione	vi
Capitolo I.....	10
<i>1.1 Stato dell'arte dei metodi di Ranging e Localization nei sistemi UHF RFID</i>	11
Capitolo II	19
2 Canale di Propagazione Radio in ambienti Indoor	19
2.1 Introduzione	19
2.1.1 Modelli matematici del Canale	23
2.1.2 Modelli statistici dei parametri del Canale	26
2.1.3 Altre problematiche legate al canale	44
2.1.4 Modello del canale RFID in banda UHF in ambiente Indoor.....	47
2.2 Cenni sui meccanismi di Propagazione Multipath.....	48
2.2.1 Modelli di Path Loss	50
2.2.2 Effetti della Geometria locale dell'ambiente di Propagazione	68
2.3 Modelli di Canale Indoor	69
2.3.1 Scenari tipici in canali RFID in banda UHF.....	69
2.3.2 Canale Indoor a bordo di una Nave	73
Capitolo III.....	87
3 Campagna di Misura.....	87
3.1 Nave Martellotta.....	87
3.2 Descrizione del sistema e setup di misura	89
3.3 Risultati simulazioni e misure	95
Conclusioni e sviluppi futuri.....	123
Lista degli acronimi	125

Ringraziamenti 127
Bibliografia 128

ABSTRACT

Lo scopo di questo elaborato è presentare i risultati ottenuti dall'analisi numerica e sperimentale del segnale UHF-RFID nell'ottica futura di mettere a punto un sistema di localizzazione in banda UHF con tecnologia RFID a bordo di Nave della Marina Militare Italiana. Si vogliono gettare le basi per capire se c'è la possibilità di fare radio-localizzazione a bordo, in un ambiente Indoor così complesso quale è quello di una Nave Militare, partendo dalla teoria della localizzazione in ambienti Indoor standard e con la tecnologia a basso costo dei sistemi RFID in banda UHF e quindi dallo studio dell'analisi del segnale in questione. L'interesse per questa tecnologia a basso costo nasce da una necessità pratica per salvaguardare l'incolumità dell'equipaggio di una Nave Militare e di tracciare ingresso/uscita di oggetti, che siano armi o approvvigionamenti. Infatti durante le diverse situazioni di addestramento e soprattutto durante le situazioni di Emergenza, è fortemente necessario avere un quadro preciso e *real time* del dispiegamento di forza lavoro a bordo di una Nave. Attualmente non esiste alcun sistema di radio localizzazione a bordo di una Unità Navale e pertanto rendere la fase di localizzazione di un operatore intento a combattere un incendio oppure a riparare una falla, capire se in una determinata zona della nave c'è presenza o meno di un membro dell'equipaggio, se sta bene o è ferito, è di fondamentale importanza per portare a termine le operazioni di spegnimento incendio, riparazione falla e recupero di eventuali operatori feriti. In conclusione degli esperimenti effettuati sia in Dipartimento sia a bordo di Nave *Martellotta*, si può dire che i dati empirici sono confermati dallo studio teorico preventivo. Il *core* dell'elaborato è l'implementazione in MatLab di un modello a 2 Raggi e 5 Raggi e il successivo confronto con i dati di RSSI misurati. Nello studio dei due casi, si evince come la geometria dell'ambiente Indoor e i materiali che lo costituiscono, i fenomeni di riflessione/diffrazione su oggetti e trasmissione attraverso i materiali, il fading dovuto al Multipath, l'effetto guida d'onda dovuto alla geometria degli ambienti in cui si sono svolte le misure, siano aspetti fondamentali da

considerare assolutamente per interpretare al meglio i risultati. Infatti l'elaborazione del segnale UHF-RFID è partita dal semplice modello dato dalla Formula di *Friis* e via via si è arricchita di informazioni preziose per avvicinarsi alla realtà. Il modello di *Friis* è inadeguato per descrivere al meglio i risultati empirici perché non tiene conto di fenomeni insiti del Multipath, della riflessione/diffrazione, del *Radiation Pattern* delle antenne, dei parametri delle antenne in gioco, dei diversi coefficienti di *Fresnel* e delle loro variazioni dovute alle diverse riflessioni sulle pareti/paratie, soffitto e terreno (*ground*), della RCS del Tag. Per quanto riguarda l'analisi con modello del primo ordine, l'implementazione su MatLab del modello a 5 raggi ha permesso di studiare meglio gli andamenti di RSSI misurati nelle diverse prove. Da questi studi si deduce che il *Path Loss Exponent* per ambienti Indoor come un corridoio, varia tra 2 a 4, mentre a bordo di una Nave si registrano *Path Loss Exponent* inferiori compresi tra 1 e 2. Inoltre il Multipath in presenza di ambiente metallico crea maggiori fluttuazioni sugli andamenti di RSSI ricevuti a causa di un maggior numero di componenti ma d'altro canto permette in concomitanza ad un marcato effetto guida d'onda di avere livelli di potenza pressoché costanti nelle brevi distanze (5m) con dinamiche di variazione piccole. Questi due importanti fenomeni sono fondamentali fenomeni propagativi a bordo di una Nave perché permettono con una bassa potenza in trasmissione (200mW e 500mW) di ottenere *read distance* adeguatamente elevate e livelli di RSSI maggiori rispetto ai livelli teorici nello spazio libero. Ottica futura immediata e naturale conseguenza della campagna di misura svolta a bordo di Nave Martellotta è utilizzare i valori di RSSI in un qualche algoritmo di localizzazione *RSSI-based* per mettere a punto un sistema di Localizzazione in banda UHF che sfrutta la tecnologia RFID.

INTRODUZIONE

Lo scopo di questo elaborato è presentare i risultati ottenuti dall'analisi numerica e sperimentale del segnale UHF-RFID nell'ottica futura di mettere a punto un sistema di localizzazione in banda UHF con tecnologia RFID a bordo di Nave della Marina Militare Italiana. Si vogliono gettare le basi per capire se c'è la possibilità di fare radio-localizzazione a bordo, in un ambiente Indoor così complesso quale è quello di una Nave Militare, partendo dalla teoria della localizzazione in ambienti Indoor standard e con la tecnologia a basso costo dei sistemi RFID in banda UHF e quindi dallo studio dell'analisi del segnale in questione. L'interesse per questa tecnologia a basso costo nasce da una necessità pratica per salvaguardare l'incolumità dell'equipaggio di una Nave Militare e di tracciare ingresso/uscita di oggetti, che siano armi o approvvigionamenti. Infatti durante le diverse situazioni di addestramento e soprattutto durante le situazioni di Emergenza, è fortemente necessario avere un quadro preciso e *real time* del dispiegamento di forza lavoro a bordo di una Nave. Attualmente non esiste alcun sistema di radio localizzazione a bordo di una Unità Navale e pertanto rendere la fase di localizzazione di un operatore intento a combattere un incendio oppure a riparare una falla, capire se in una determinata zona della nave c'è presenza o meno di un membro dell'equipaggio, se sta bene o è ferito, è di fondamentale importanza per portare a termine le operazioni di spegnimento incendio, riparazione falla e recupero di eventuali operatori feriti.

Nella prima parte dell'elaborato, si presenta lo Stato dell'Arte dei sistemi RFID e delle tecniche di Localizzazione Indoor operanti in banda UHF. Successivamente si presentano le caratteristiche principali dei modelli di canale di propagazione in ambienti Indoor riportati dai mentori delle Comunicazioni Wireless, per poi andare via via sempre più nello specifico sino ad arrivare alla caratterizzazione del canale di propagazione RFID in banda UHF in ambienti indoor e navali. Dopo una presentazione dello Stato dell'Arte sui sistemi di Localizzazione RFID in banda UHF, si passa ad una

trattazione teorica del canale Indoor: vengono presentati modelli matematici del canale, i parametri del canale e gli strumenti matematici fondamentali per la caratterizzazione statistica dei parametri stessi. Una volta inquadrato il problema della propagazione a Radio Frequenza in ambienti Indoor e capiti i diversi effetti del fading prodotto dal Multipath, si passa ad una caratterizzazione del canale Indoor UHF RFID attraverso modelli teorici e modelli empirici. Segue quindi una disamina di esperienze riportate in letteratura per scoprire il modello di *Path Loss* da tenere in considerazione in ambienti Indoor. Il *core* dell'elaborato è l'applicazione dello studio della propagazione a RF in ambienti indoor, analizzato nella parte introduttiva, a bordo di Nave Martellotta, con la successiva analisi dei risultati e considerazioni del caso. I risultati della fase sperimentale a bordo, verranno confrontati con i risultati teorici dei diversi modelli di propagazione del segnale presenti in letteratura, ossia il Modello a 2 raggi e Modello a 5 raggi. Come ogni applicazione e tecnologia adottata per la prima volta in scenari non convenzionali come quello trovato a bordo di una Nave Militare, si procede nella parte finale alla descrizione degli sviluppi futuri di questo studio preliminare di analisi numerica e sperimentale del segnale UHF-RFID a bordo di UU.NN. nell'ottica di creare un sistema di localizzazione.

Capitolo I

1. Passive UHF RFID

La Tecnologia *Radio-Frequency Identification* (RFID) si è sviluppata a partire dagli anni '40 ma negli ultimi anni si è sviluppata in diverse applicazioni, prendendo il sopravvento in applicazioni di *Tracking* e *Localization* in ambito logistico (*Supply Chain Management*) [1]. Gli RFID sono usati per centinaia se non per migliaia di applicazioni come: impedire il furto di automobili e merci, lettura di pedaggi autostradali con veicolo in movimento, gestione del traffico, gestione entrata in un edificio o in una particolare zona di un palazzo, gestione autorizzazioni di ingressi in determinate zone di edificio, automatizzazione del parcheggio, controllo ingresso di veicoli in aeroporti, comunità chiuse, campus aziendali, monitoraggio di libri in Biblioteche e di merci in magazzini. RFID è un termine coniato per applicazioni *short-range* usate in trasmissioni digitali di informazioni tra una postazione ferma e oggetti in movimento o tra oggetti in movimento. Generalmente questa tecnologia è caratterizzata da un dispositivo semplice chiamato Tag e da uno più complesso, Reader. Il Tag è un dispositivo a basso costo, attaccato agli oggetti che devono essere gestiti e opera automaticamente. Mentre i Reader o interrogatori o beacon, sono molto più sviluppati e solitamente sono connessi ad un PC. Le frequenze in gioco variano da 100 kHz a 10 GHz.

1.1 Stato dell'arte dei metodi di Ranging e Localization nei sistemi UHF RFID

RFID significa anche tecnologia di identificazione automatica in grado di individuare persone e oggetti [2]. Identificazione e Localizzazione sono due concetti molto legati ad applicazioni Indoor. I segnali in ambienti indoor sono generalmente molto compromessi e i Tag hanno quindi delle capacità limitate. I dati possono essere memorizzati e recuperati da remoto sul Tag RFID così da consentire una identificazione *real time* dei dispositivi e degli utenti. Tuttavia, l'uso di queste informazioni può essere ottimizzato per ottenere la posizione. Questa nuova dimensione supporta lo sviluppo di nuove strategie per *l'home networking*, per il controllo della mobilità, allocazione delle risorse, sicurezza e algoritmi di *service discovery*. L'RFID classico fornisce una informazione grossolana sulla posizione. I Reader in questo caso sono posizionati in punti strategici, ad esempio attraverso dei *Gate*, e il loro fine ultimo è rilevare Tag che si trovano nell'area di Lettura. Inoltre l'accuratezza della posizione corrisponde alla dimensione della cella formata dal Reader. I metodi di Localizzazione per i Tag RFID hanno gli stessi principi che hanno i metodi per le wireless network. I Tag hanno delle capacità limitate in termini di energia e memoria, anche se metodi di localizzazione futuri dovranno considerare l'opportunità di sfruttare diversità del Reader, la mobilità, sicurezza.

Le reti RFID sono composte da tre diverse parti: i Tag RFID, i Reader, i Server (Fig. 1). Tutti i Tag usano energia a Radio Frequenza per comunicare coi Reader. Esistono tre diverse tipologie di Tag in base a come si fornisce l'Energia:

1. Tag Attivi, forniti di un batteria interna: possono avere altre funzionalità come una Memoria interna, un sensore o un modulo di Crittografia;
2. Tag Passivi: non hanno una batteria, sono più piccoli e meno costosi di quelli

Attivi e hanno funzionalità molto limitate e sono attivati dalla potenza in trasmissione del Reader;

3. Tag Semi-passivi: comunicano coi Reader come fanno quelli Passivi ma hanno una batteria interna che alimenta costantemente i circuiti interni.

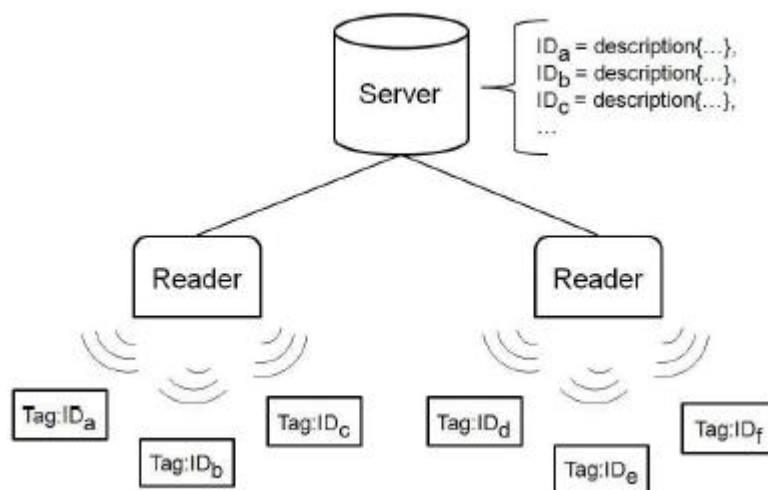


Figura 1. 1 Architettura classica di un sistema RFID.

I Reader RFID hanno due interfacce:

1. Interfaccia a Radio Frequenza (RF) che comunica coi Tag nell'area di lettura per ottenere l'identificativo del Tag;
2. Interfaccia di comunicazione: generalmente è IEEE 802.11 o 802.3 e serve per le comunicazioni coi server.

I Server costituiscono la terza parte costitutiva del sistema. Raccolgono gli identificativi dei Tag e permettono attraverso l'elaborazione dei segnali ricevuti di applicare metodi di

localizzazione.

I sistemi RFID si possono classificare in due principali categorie: monitoraggio e autorizzazione [3]. La prima categoria presuppone un legame fisico tra Tag e l'oggetto da identificare. La seconda invece prevede che i Tag non siano attaccati fisicamente all'oggetto in modo permanente: applicazioni tipiche sono controllo di accesso in alcune zone particolari.

Principi di Positioning per Indoor Wireless Network

La Propagazione Radio in ambienti indoor, come verrà ampiamente descritto nella sezione 2, è soggetta a diversi fenomeni, come il fading derivato dal multipath, condizioni di *Line of Sight* (LOS) o NLOS (*Non-Line of Sight*), assorbimento, attenuazione, riflessione/diffrazione. Siccome il segnale non può essere misurato molto accuratamente, i segnali ricevuti sono processati attraverso degli algoritmi che si dividono in tre principali famiglie: stima della distanza, analisi della scena, prossimità [4].

Stima della distanza (Distance Estimation)

Questa famiglia di algoritmi usa le proprietà dei triangoli per stimare la posizione del Target [5]. L'approccio della Triangolazione (Fig.1.2) consiste nel misurare l'angolo di incidenza (*Angle of Arrival* – AoA) su due punti di riferimento. La stima della posizione corrisponde all'intersezione delle linee definite dagli angoli. Al contrario la Trilaterazione (Fig. 1.3) stima la posizione del target calcolando la distanza da tre punti di riferimento: si tracciano tre circonferenze aventi per centro punti di riferimento stessi e la posizione del target incognito è data dall'intersezione delle tre circonferenze. Le tecniche di misura della distanza usano la *Received Signal Strength* (RSS), il *Time of*

Arrival (ToA), il *Time Difference of Arrival* (TDoA) o la *Received Signal Phase* (RSP) [6].

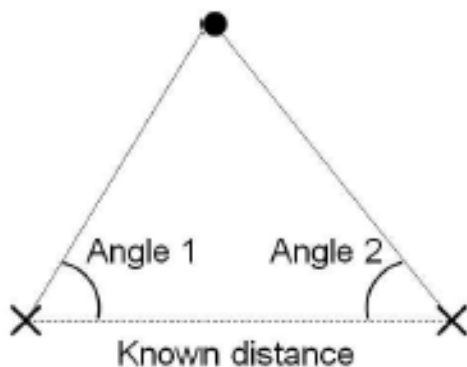


Figura 1. 2 Triangolazione: La stima è data dagli angoli formati da due punti di riferimento e il target.

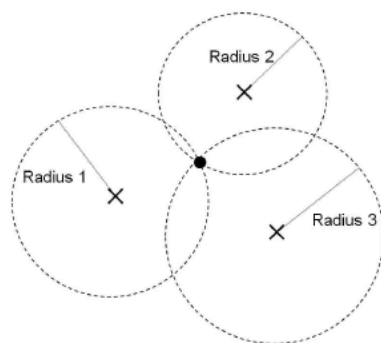


Figura 1. 3 Trilaterazione: la stima della posizione corrisponde al punto di intersezione di tre circonferenze.

- 1) RSS: l'attenuazione della potenza del segnale trasmesso è funzione della distanza tra Tx e Rx. Il Target quindi può essere localizzato con tre punti di riferimento e la corrispondente path loss causata dalla propagazione. La tecnica *RSS-based* tipicamente ha bisogno di un adattamento al tipo di ambiente operativo per ridurre il fading.
- 2) ToA: la distanza tra un punto di riferimento e il target è proporzionale anche al tempo di propagazione del segnale. I sistemi *ToA-based* hanno bisogno di tre differenti *unità di misura* per stimare la posizione 2-D. Inoltre tutti i Tx e Rx devono essere sincronizzati e i segnali trasmessi hanno un particolare *timestamp* per stimare accuratamente le distanze [7].
- 3) TDoA: il principio di questa tecnica è trovare la posizione del target usando la differenza di tempo con cui il segnale scatterato dal target arriva alle unità di misura multiple. Tre ricevitori fissi danno due TDoA e quindi forniscono un punto di intersezione che è la stima della posizione del target. Questo metodo necessita sincronizzazione tra le unità di misura.
- 4) RSP: questo metodo chiamato anche *Phase of Arrival* (PoA), usa il ritardo espresso come frazione di lunghezza d'onda del segnale per stimare la distanza. È necessario che il trasmettitore sia disposto in una particolare posizione e che trasmetta segnali sinusoidali puri. La localizzazione può essere fatta attraverso la misura delle fasi, usando lo stesso algoritmo del metodo ToA e TDoA. Lo svantaggio è che in ambienti indoor si deve essere in condizioni di LOS per limitare l'errore di localizzazione [8].
- 5) AoA: consiste nel calcolare l'intersezione di alcune rette, ognuna delle quali si origina dalle diverse stazioni *beacon* o dal target. Per trovare la posizione 2-D, sono necessari due angoli, misurati con antenne direzionali o con un *array* di antenne e convertito in rette. Questa tecnica è complessa e richiede strumentazione costosa [9].

Analisi della scena (Scene Analysis)

Questo approccio è composto da due differenti passi. Il primo consiste nel ricavare l'informazione che riguarda l'ambiente indoor (*fingerprint*). Il secondo prevede che la stima della posizione del target sia fatta facendo il matching online delle misure con l'appropriato insieme di impronte dell'ambiente. Generalmente è usata la tecnica *Fingerprinting RSS-based*. Le due principali tecniche *fingerprinting* sono: *k-nearest-neighbor (kNN)* conosciuta anche come radio map e i metodi probabilistici. La prima consiste in un primo momento di misura della RSS in posizioni note, per creare un Database di RSS chiamato *Radio Map*. Poi durante la fase online, le misure di RSS sono collegate al target attraverso la ricerca delle k posizioni più vicine nello spazio dei segnali creato precedentemente. Per avere una stima della posizione del bersaglio si usa il criterio dello scarto quadratico medio (RMS) applicato sui "neighbors" selezionati. La seconda tecnica di *fingerprinting* prevede un approccio probabilistico. Il problema consiste nel trovare la posizione del target assumendo che ci sono n possibili posizioni e un vettore delle potenze dei segnali osservati durante la fase online usando la formula della probabilità a posteriori di *Bayes*. Come posizione del target è scelta la posizione a cui corrisponde la più alta probabilità. È una tecnica che prevede anche una fase di calibrazione, di stima degli errori di tracking del target e di una memoria che tenga conto della storia del target.

Prossimità (Proximity)

L'ultimo tipo di tecniche di localizzazione in ambienti indoor è basata sulla prossimità. Questo approccio richiede un denso dispiegamento di antenne. Quando il target entra nel *Range* di lettura della singola antenna ricevente, la posizione si assume essere la stessa di questo Rx che vede il Tag. Quando più di una antenna

rileva il target, la posizione del Tag è data dalla posizione del Rx che riceve la potenza più alta. L'accuratezza dipende dalla cella di lettura. Usando Tag passivi, questa ultima tecnica è da privilegiare, mentre quando i Tag hanno disponibilità di potenza e un Range di lettura quindi più ampio, per trovare la posizione è possibile utilizzare tecniche più complesse.

Schemi di RFID Localization

Gli schemi si dividono in tre gruppi principali: laterazione con la stima della distanza, analisi della scena con l'uso di Tag di riferimento e l'approccio *constraint-based*. Nella Tab. 1.1 si riportano le diverse tecniche con i riferimenti bibliografici per facilitare la ricerca della tecnica di localizzazione in base al tipo di tag utilizzato e all'algorithm utilizzato. Si usa una divisione in diverse tonalità di colore per caratterizzare i tre gruppi di schemi principali di cui sopra.

Schema di Localizzazione	Positioning Algorithm	Tag di Riferimento	Target	Dimensione dello Spazio
SpotON [10]	Laterazione RSS	No	Attivo	3-D
Saw ID-Tags [11]	Laterazione ToA	No	Passivo	2-D
LPM [12]	TDoA wighted mean square d	No	Attivo	2-D
RSP [13]	RSP/AoA	No	Passivo	2-D
Landmarc [14]	kNN	Sì	Attivo	2-D
VIRE [15]	kNN	Sì	Attivo	2-D
Simplex [16]	kNN optimization	Sì	Attivo	3-D
Kalman [17]	RSS mean squares and Kalman Filtering	Sì	Attivo	2-D
Scout [18]	RSS approccio Bayesiano	Sì	Attivo	2-D
3-D Constraints [19]	Range-free optimization	No	Attivo	3-D

Tabella 1.1 Schemi di RFID Localization.

Capitolo II

2 CANALE DI PROPAGAZIONE RADIO IN AMBIENTI INDOOR

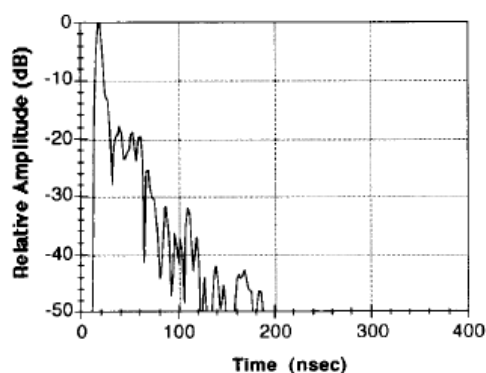
Panoramica dei principi di propagazione radio in ambienti Indoor. Il canale viene modellato come un sistema lineare tempo variante nello spazio 3-D. Sono trattate le distribuzioni teoriche della sequenza dei tempi di arrivo, ampiezze e fasi dei cammini, variazioni spaziale e temporale del canale, il *path loss* a larga scala, il *mean excess delay* e il RMS del *delay spread*.

2.1 Introduzione

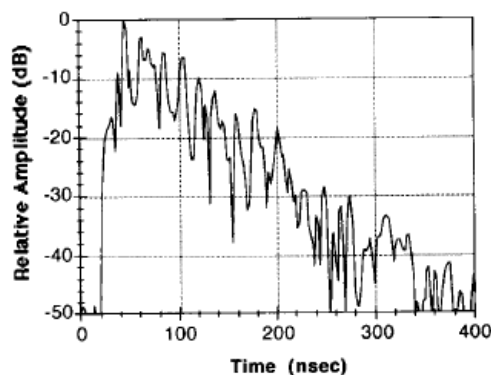
Le comunicazioni radio in ambienti indoor vanno dalle comunicazioni di utenti in ambienti residenziali, uffici, supermarket a stazioni fisse che inviano messaggi a robot in movimento a comunicazioni nelle industrie. Un tipico ambiente indoor vede un trasmettitore installato in una posizione sopraelevata che comunica con un numero di sistemi di ricezione portatili in un edificio. A causa della riflessione, rifrazione e *scattering* delle onde radio sulle strutture dell'edificio, il segnale trasmesso molto spesso raggiunge il ricevitore con più di un cammino (*Multipath Fading*). Le componenti del segnale sono la combinazione dei cammini indiretti e cammino diretto e producono una versione distorta del segnale trasmesso.

Nelle trasmissioni a Banda stretta il Multipath causa delle fluttuazioni dell'involuppo e della fase del segnale ricevuto.

Nelle trasmissioni di impulsi a Banda Larga, l'effetto del Multipath è quello di produrre una serie di echi ritardati e attenuati per ogni impulso trasmesso. Nella Fig. 2.1 si mostrano le risposte impulsive per un ufficio di media grandezza, una in presenza di LOS (a) e la figura (b) in condizioni di NLOS.



(a)



(b)

Figura 2.1 Risposte impulsive per un ufficio di media grandezza. (a) Line of sight; (b) no line of sight. (Trasmissione a Banda larga)

Sia la trasmissione digitale che quella analogica sono degradate da attenuazioni dovute alle strutture nell'edificio. Il segnale ricevuto è affetto anche da effetti aleatori indesiderati: interferenza di rumore e di cocanale. Il fading da Multipath degrada seriamente le prestazioni dei sistemi operanti negli edifici. Comunque se il Multipath è

ben caratterizzato, il Tx e Rx possono essere progettati in modo da poter eliminare gli effetti negativi di questo fenomeno.

Il modello di risposta impulsiva generico fu proposto da *Turin* [20]. I modelli di propagazione radio indoor possono essere divisi in due categorie. Nella prima categoria la trasmissione avviene tra un Tx posizionato fuori dall'edificio e il Rx dentro e la seconda categoria vede sia il Tx che il Rx dentro l'edificio. Il metodo della risposta impulsiva del canale, sebbene sia compatibile con entrambe le categorie, è usato

principalmente per la seconda categoria. Una volta collezionati i profili delle risposte impulsive di un determinato ambiente indoor, è possibile calcolare il numero delle componenti di Multipath per ogni profilo. In figura 2.2 è riportata la distribuzione normale (o Gaussiana) dei dati misurati (ogni distribuzione rappresenta 1500 profili). L'analisi della figura porta a dire che la distribuzione Gaussiana è una approssimazione molto buona e il valor medio del numero di cammini decresce all'aumentare del *dynamic range*.

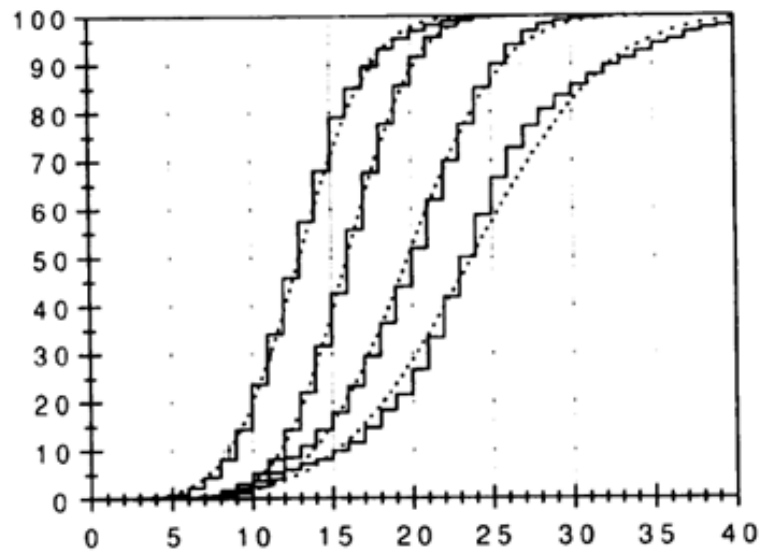


Figura 2.2 Distribuzioni di N. Ogni set di curva da sinistra a destra rappresenta le distribuzioni per separazioni di antenna di 5m, 10m, 20m, and 30 m.

2.1.1 Modelli matematici del Canale

Approccio della Risposta Impulsiva (proposto da Turin)

Il canale di propagazione indoor è stocastico e tempo variante e può essere modellato nel modo seguente: per ogni punto dello spazio 3-D, il canale è un filtro lineare e tempo variante con risposta impulsiva data da

$$h(t, \tau) = \sum_{k=0}^{N(\tau)-1} a_k(t) \delta[\tau - \tau_k(t)] e^{j\theta_k(t)}, \quad (2.1)$$

dove $N(\tau)$ è il numero delle componenti del Multipath, $\{a_k(t)\}$, $\{\tau_k(t)\}$, $\{\theta_k(t)\}$ sono rispettivamente le sequenze aleatorie delle ampiezze tempo varianti, dei tempi di arrivo e delle fasi. Il canale è completamente caratterizzato da questi parametri. Un canale è tempo variante se dispersivo nel tempo ed in frequenza. Il *Fading* può essere selettivo nel tempo e piatto in frequenza oppure selettivo nel tempo ed in frequenza. Nel caso di canale tempo variante, si parla anche di *fading* lento nel caso in cui i parametri del canale rimangano circa costanti all'interno di diversi intervalli di segnalazione, e di *fading* veloce nel caso opposto, in cui i parametri del canale varino sensibilmente anche nello spazio di un intervallo di segnalazione. Quello in figura 2.3 è un modello di canale a banda larga ed ha il vantaggio di essere un modello generale usato per ottenere la risposta del canale trasmettendo un qualsiasi segnale $s(t)$ facendo la convoluzione temporale tra $s(t)$ e la risposta impulsiva $h(t)$.

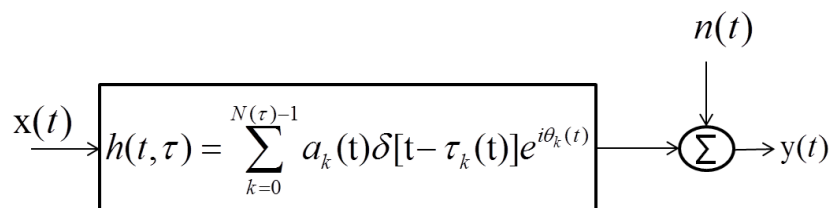


Figura 2.3. Modello matematico del canale.

Per canali tempo-invarianti la (2.1) si reduce in

$$h(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \delta(t - t_k) e^{j\theta_k}. \quad (2.2)$$

Si nota come per canali tempo-invarianti i parametri del canale siano deterministici.

L'uscita del sistema in figura 2.3, è data da

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} a_k s(\tau) h(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (2.3)$$

dove $n(t)$ è un processo AWGN passa basso. Se si trasmette $x(t) = \text{Re}\{s(t) \exp(j\omega_0 t)\}$ attraverso il canale, è ricevuto il segnale $y(t) = \text{Re}\{\rho(t) \exp(j\omega_0 t)\}$, dove

$$\rho(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k s(t - t_k) e^{j\theta_k} + n(t). \quad (2.4)$$

Nella realtà il canale è affetto da un fenomeno di fading spazio variante. È possibile associare un profilo di risposta impulsiva con ogni punto dello spazio come è mostrato nella Fig. 2.4: i profili corrispondenti a due punti dello spazio fisicamente vicini, sono molto simili perché in termini di contributi di Multipath i principali riflettori/scatteratori rimangono grosso modo gli stessi.

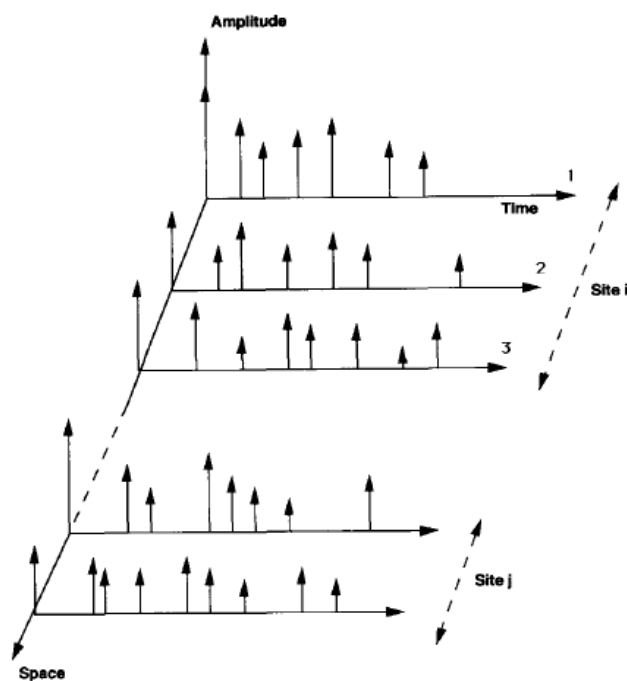


Figura 2.4. Sequenza dei profili per punti adiacenti nello spazio.

2.1.2 Modelli statistici dei parametri del Canale

Un modello per la dispersione Multipath

Il segnale trasmesso raggiunge il trasmettitore con un solo cammino oppure con più cammini. Questi cammini principali consistono di un raggio diretto (LOS) e qualche raggio riflesso o diffuso da strutture come muri, piani, soffitti ecc. I percorsi risultanti sono casuali quando arrivano al Rx. I cammini risultanti per ogni onda principale arrivano con ritardi molto simili, con la stessa attenuazione ma con valori di fasi differenti a causa della diversa lunghezza dei cammini. Il numero dei cammini distinguibili dipende dalla forma della struttura dell'edificio e dalla risoluzione del sistema di misura.

Variazioni delle statistiche

Si indichi con X_{ijk} ($i=1,2,\dots,N$; $j=1,2,\dots,M$; $k=1,2,\dots,L$) la v.a. che rappresenta un parametro del canale in un punto fissato nel dominio 3-D. X_{ijk} può rappresentare l'ampiezza della componente del multipath per un ritardo fissato nel modello a banda larga, l'ampiezza del segnale del fading nel modello a banda stretta, il numero delle componenti Multipath rilevabili nel modello della risposta impulsiva e altri parametri di canale. Ci sono tre variazioni di canale che dipendono dal tipo dell'ambiente, la distanza tra i campioni e lo specifico parametro sotto misura.

Small-Scale Variations: un numero di profili di risposta impulsiva è preso da una stessa "area locale" o i siti sono grosso modo simili. Con i e j fissati, per valori vicini di k , X_{ijk} ($k=1,2,\dots,L$) sono variabili aleatorie correlate: equivalente ad avere fading correlato per distanze campionate vicine.

Mid-Scale Variations: questa è una variazione nelle statistiche per le aree locali con la stessa separazione d'antenna (Fig. 2.5).

Se indichiamo il valor medio di X_{ijk} con $\mu_{ij} = E_k\{X_{ijk}\}$, per i fissato μ_{ij} è una variabile aleatoria. Questo tipo di variazione è equivalente allo *Shadowing effect* per ambienti mobili.

Large-Scale Variations: la struttura del canale può variare drasticamente ciò porta normalmente ad un aumento del path loss. $\xi(d_i) = E_{jk}\{X_{ijk}\} = E_j\{\mu_{ij}\}$ varia al variare della distanza (Fig. 2.6). Se con X_{ijk} si indicano le ampiezze, questo tipo di variazione è equivalente alla dipendenza del path loss dalla distanza.

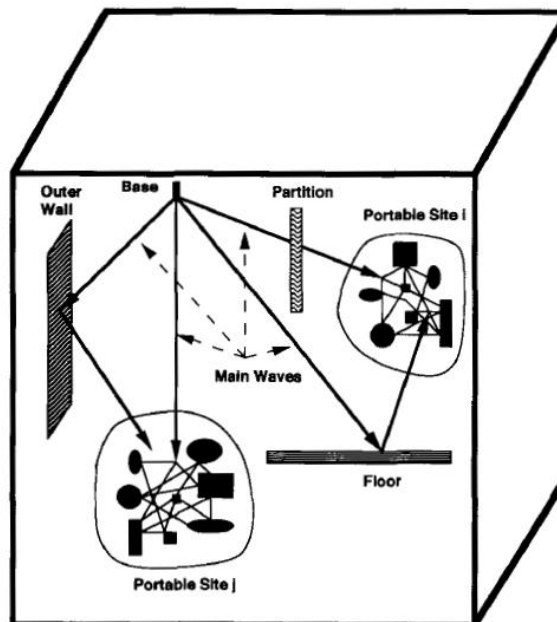


Figura 2.5 Un modello per la propagazione radio in ambienti Indoor.

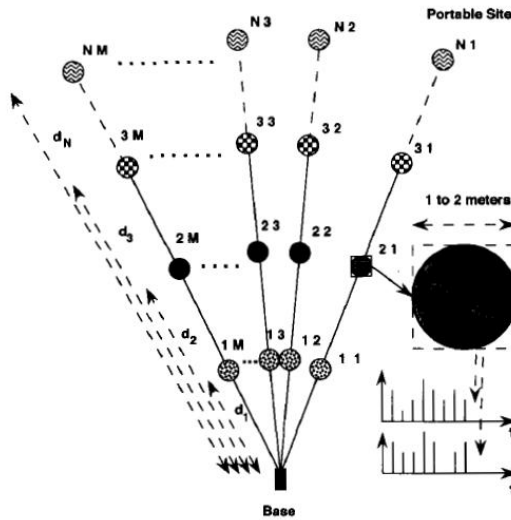


Figura 2.6 Variazioni globali e locali.

Mean Excess Delay e Errore Quadratico Medio del Delay Spread

L'errore quadratico medio del *delay spread* (RMS) è dato da

$$\tau_{rms} = \left\{ \frac{\sum_k (t_k - \tau_m - t_A)^2 a_k^2}{\sum_k a_k^2} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (2.6)$$

dove t_A è il tempo di arrivo del primo cammino del profilo considerato e τ_m è *il mean excess delay* definito come

$$\tau_m = \frac{\sum_k (t_k - t_A) a_k^2}{\sum_k a_k^2} \quad (2.7)$$

τ_m è il momento di ordine 1 della potenza del profilo di ritardo $|h(t)|^2$ rispetto al primo cammino, e τ_{rms} è la radice quadrata del momento centrale del secondo ordine della potenza del profilo. Rappresenta una buona misura della dispersione del Multipath (*Multipath spread*) e dà una indicazione sulla potenziale interferenza intersimbolica.

Gli echi a grande potenza (LOS) e con ritardi grandi, contribuiscono in modo decisivo al τ_{rms} . Questi due importanti parametri sono stati stimati per diversi ambienti di tipo indoor. I valori numerici dipendono dalla grandezza geometrica e dal tipo di edificio, dall'esistenza/assenza LOS. In [21,22] sono riportati valori compresi tra 20 e 50 ns per piccoli e medi uffici, tra 30 e 300 ns per ambienti industriali [23], sotto i 100 ns per edifici universitari [24]. La mediana dell'errore quadratico medio è 96 ns in presenza di LOS e 105 ns in condizioni di NLOS [25], da 15.3 – 52.6 ns in alcuni ambienti industriali [26], tra 70 – 90 ns in uffici [27], 8.3 ns in presenza di LOS e 8.3 e 14.1 ns in condizioni di NLOS.

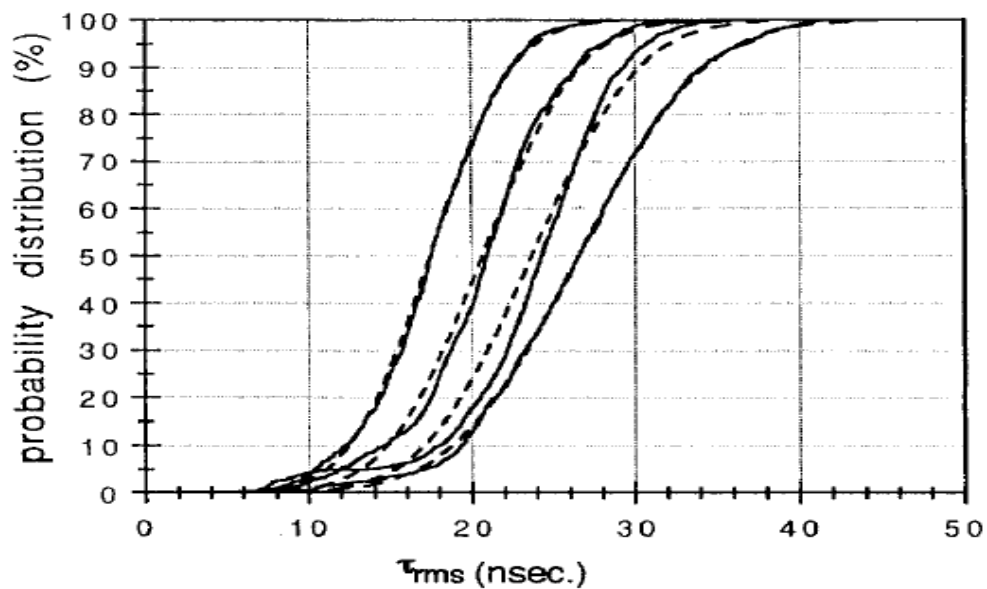


Figura. 2.7 Funzione Distribuzione di Probabilità dell'errore quadratico medio del *delay spread*. Ciascuna curva da sinistra a destra è ottenuta per diverse *antenna separations* (5,10,20,30 m).

Misure fatte in laboratorio dimostrano che τ_m e τ_{rms} dipendono dalla dimensione della stanza. Inoltre τ_{rms} dipende dalla costruzione ai materiali dei muri. In edifici schermati è stato ottenuto un delay spread medio di 130 ns ed è stata inoltre ottenuta una alta correlazione lineare e path loss a larga scala nel medesimo ambiente [28]. L'analisi di 12000 risposte impulsive di due uffici ha portato a dire che i valori di τ_{rms} sono compresi tra 10 – 50 ns e la deviazione standard tra 3 – 5 ns, il valor medio di τ_{rms} aumenta con l'aumentare dell'*antenna separation*, i τ_{rms} di profili adiacenti è fortemente correlato e la media di τ_{rms} ha una correlazione lineare con la media del path loss dell'ambiente considerato.

Caratterizzazione della risposta impulsiva: Distribuzione della sequenza dei tempi di arrivo

La sequenza dei tempi di arrivo $\{t_k\}_0^\infty$ forma un processo puntuale sull'asse dei tempi positivo. Se esiste il cammino LOS, deve essere escluso dalla sequenza perché è deterministico, quindi $\{t_k - t_0\}_1^\infty$.

Modello di Poisson standard: si considera la sequenza $\{t_k - t_0\}_1^\infty$ come distribuzione di Poisson. In ambienti indoor, se gli ostacoli sono posizionati in modo aleatorio nell'ambiente, l'ipotesi di *Poisson* è adeguata per giustificare i tempi di arrivo del cammino. Se L è il numero dei cammini che arrivano nell'intervallo di tempo di durata T , la *Distribuzione di Poisson* è

$$\Pr(L = l) = \frac{\mu^l e^{-\mu}}{l!} \quad (2.8)$$

dove $\mu = \int \lambda(t) dt$ (fatto sull'intervallo T) è il parametro di *Poisson* e $\lambda(t)$ rappresenta il rate medio degli arrivi al tempo t . Un parametro importante è il tempo di interarrivo.

Per processi di *Poisson standard* e stazionari i tempi di interarrivo sono variabili aleatorie indipendenti e identicamente distribuite (IID) con una distribuzione esponenziale data da

$$f_X(x) = \lambda e^{-\lambda x}, x > 0. \quad (2.9)$$

L'analisi delle misure ha stabilito l'inadeguatezza del modello di *Poisson* nel descrivere i tempi di arrivo in alcuni ambienti indoor (ad esempio ambienti Industriali). Quando si includono le componenti di Multipath, le deviazioni dalla legge di *Poisson* sono evidenti (Fig. 2.8). Di contro per valori di *sensitivity* dei Rx molto alti, il modello di *Poisson* è relativamente buono. In Fig. 2.8 c'è un tipico andamento del modello di *Poisson* per le sequenze dei tempi di arrivo: in questo plot (N_1 , N_2 , N_3 , ecc) rappresentano il numero dei *bin* di durata di 5 ns che sono stati usati per calcolare la distribuzione (es. $N_2=10$ significa che sono stati usati i primi 10 *bin* oppure i primi 50 ns sull'asse degli *excess delay*). L'asse verticale è la probabilità di avere n componenti nei primi N_i bin. Come si vede da questa figura, l'inadeguatezza del modello è dovuta alla presenza di scatteratori che non sono posizionati del tutto casualmente dentro l'edificio: ciò provoca discostamento dalla legge di *Poisson* che considera un modello di tempi di arrivo del tutto casuale.

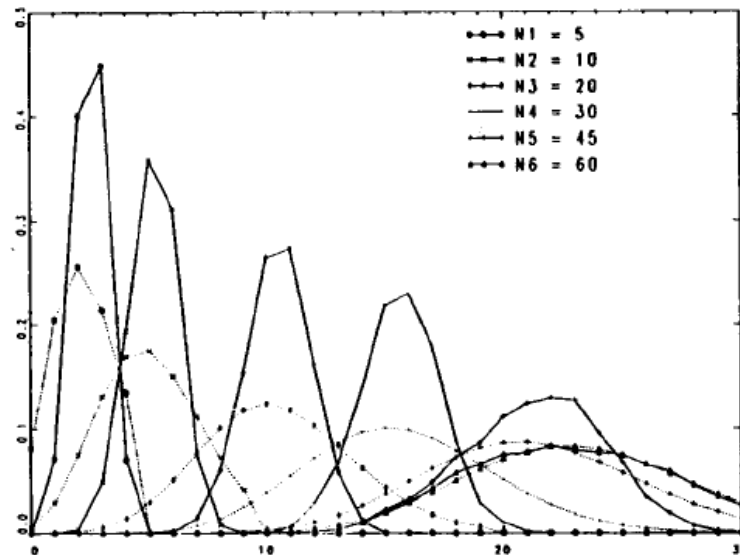


Figura 2.8 Tipico modello di Poisson per la sequenza del tempo di arrivo per un ufficio (combinazione di 6000 profili).

Modello di Poisson modificato - Modello $\Delta - K$: è un modello del secondo ordine suggerito da *Turin e Suzuki*. Si considera un *cluster* di cammini dovuti da scatteratori considerati in gruppo. Il processo è descritto in Fig. 2.9: ci sono due stati S1, con rate medio degli arrivi pari a $\lambda_0(t)$, e S2 con rate $K\lambda_0(t)$. Lo stato iniziale del processo è S1: se arriva un cammino al tempo t , si fa una transizione dallo stato S2 nell'intervallo $[t, t + \Delta)$ e se non arrivano altri cammini nell'intervallo si ritorna nello stato S1. Δ e K sono parametri costanti del modello, stimati usando un'appropriata tecnica di ottimizzazione. Per $K=1$ e $\Delta = 0$ questo modello diventa il modello di *Poisson Standard*. Per $K > 1$ l'incidenza del cammino al tempo t aumenta la probabilità di ricevere un altro cammino nell'intervallo $[t, t + \Delta)$. Per $K < 1$ l'incidenza del cammino diminuisce la probabilità di ricevere un altro cammino nell'intervallo. Molti dei valori ottimi di K sono stati stimati essere intorno a 1 e ciò indica che i cammini sono distribuiti ugualmente.

Il modello non funziona in ambienti di tipo industriale.

I vantaggi sono i seguenti: un modello tempo discreto del *Modello $\Delta - K$* è usato con successo per caratterizzare e simulare i tempi di arrivo dei cammini per un canale radio mobile. La bontà di questo modello sta nel fatto di avere una struttura poi non tanto stocastica nella disposizione dei suoi scatteratori e dal fatto che questo modello usa più informazioni rispetto ai dati forniti. Questo modello infatti usa le probabilità associate a intervalli piccolo di lunghezza Δ , mentre il modello standard di *Poisson* usa le probabilità totali associate a intervalli di tempo più grandi di lunghezza T , con $T \gg \Delta$.

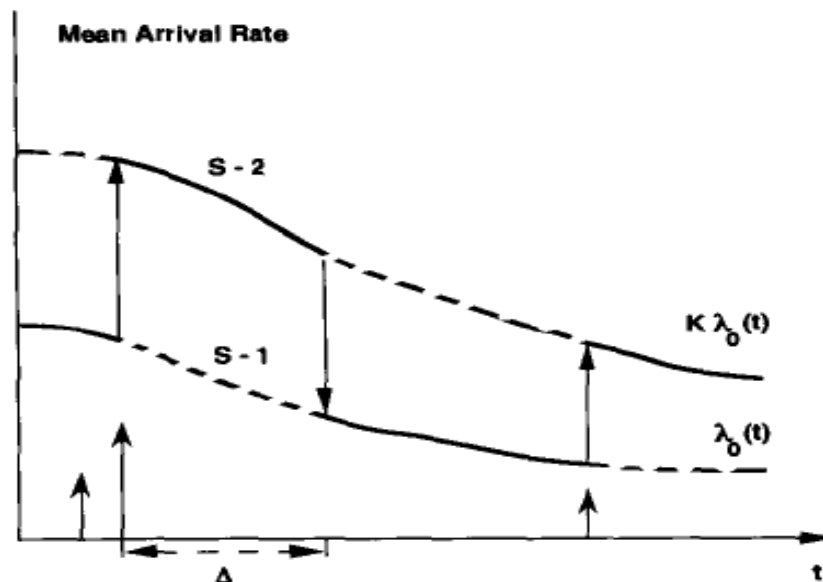


Figura 2.9 Processo di Poisson Modificato (*Modello $\Delta - K$*) a Tempo Continuo.

Modello di Poisson modificato - Interarrivi non esponenziali: Gli interarrivi esponenziali IID danno luogo al modello standard di *Poisson*. Altre distribuzioni possono essere derivate dal processo di *Poisson*. Dopo diverse misure in ambienti industriali si è dimostrato che la distribuzione di *Weibull* dei tempi di interarrivi è la migliore rispetto alle altre distribuzioni: questa distribuzione è espressa in una forma più generale, ha tre parametri ed è molto flessibile. Per una specifica scelta di parametri la distribuzione di *Weibull* si riduce ad una distribuzione esponenziale riconducibile a quella di *Poisson*.

Distribuzioni delle ampiezze dei cammini

In ambienti Multipath se la differenza del tempo di ritardo degli echi è molto minore del reciproco della banda del segnale trasmesso, i cammini sono risolvibili ed è possibile distinguere i diversi impulsi: $t_{k_i} - t_{k_j} < \frac{1}{W}$, $i, j = 1, 2, \dots, n$, e W banda del segnale trasmesso poi la componente Multipath risolta sarà data da

$$a_k e^{j\theta_k} = \sum_{i=1}^n a_{k_i} e^{j\theta_{k_i}} . \quad (2.10)$$

L'ampiezza del fading in ambienti Multipath porta a differenti distribuzioni che dipendono dall'area operativa, presenza/assenza componenti dominanti e altre condizioni.

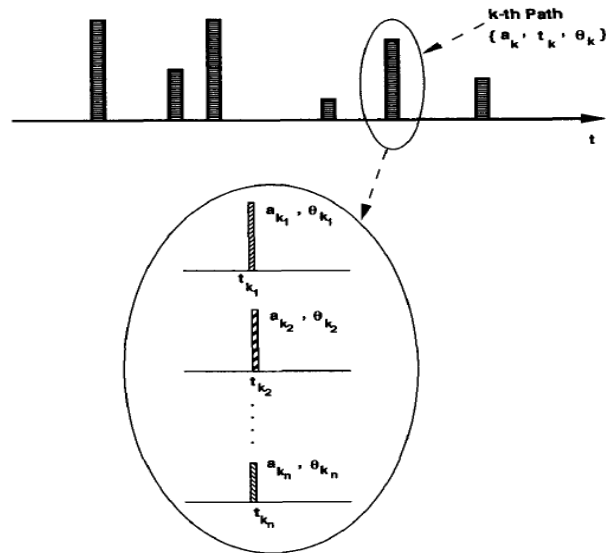


Figura 2.10 Componente Multipath e il suo associato sottocammino.

Distribuzione di Rayleigh

Un modello ben accettato per le rapide fluttuazioni dell'ampiezza a *small-scale* in assenza della componente dominante (LOS) la componente ricevuta ha una densità di probabilità siffatta

$$\Pr(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{r^2}{2\sigma^2} \right\}, r \geq 0 \quad (2.11)$$

dove σ è il parametro di *Rayleigh* (il valore più probabile). Il valor medio e la varianza della distribuzione sono rispettivamente $r \sqrt{\frac{\pi}{2}}$ e $\left(\frac{2-\pi}{2}\right) \sigma^2$. E' molto usata per la sua eleganza (es. modello di *Jakes-Clarke* per il canale radio mobile). In questo modello il segnale è ricevuto da un ricevitore da N direzioni e i -esimo cammino ha potenza complessa $r_i e^{j\theta_i}$.

Al Rx questi segnali si sommano vettorialmente e il fasore risultante è

$$r e^{j\theta} = \sum_i r_i e^{j\theta_i} . \quad (2.12)$$

Clarke assume che per piccole aree e in assenza di LOS, gli r_i sono uguali tra di loro ($r_i = r'$), e quindi

$$r e^{j\theta} = r' \sum_i e^{j\theta_i} . \quad (2.13)$$

Le fasi dipendono fortemente dalla lunghezza del cammino e sono uniformemente distribuite tra $[0, 2\pi)$. r e θ sono indipendenti, r ha distribuzione di *Rayleigh* e θ è uniformemente distribuita tra $[0, 2\pi)$. Che $r_i = r'$ è una ipotesi non realistica perché ogni cammino ha la sua attenuazione. Misure CW fatte in ambiente industriale dimostrano che lo *small-scale fading* è soprattutto di *Rayleigh*, sebbene il *fading di Rice* descrive i cammini LOS. Comunque, quando solo i livelli di segnale sono sotto la media considerata, la distribuzione è lognormale. Dati misurati nelle trasmissioni a banda larga hanno dimostrato che la distribuzione di *Rayleigh* è migliore rispetto alla lognormale. Per quanto riguarda le misure indoor, sia la distribuzione di *Rayleigh* che quella di Rice dipendono dalla presenza/assenza di ostacoli e del cammino LOS [21].

Distribuzione di Rice

Questa distribuzione si usa quando esiste il LOS in aggiunta a tutti i cammini con potenza minore. *Turin* chiama il LOS "cammino fisso" (*fixed path*). Sia $u e^{j\alpha}$ una componente aleatoria, con u con distribuzione di *Rayleigh* e α uniformemente distribuita, $v e^{j\beta}$ una componente fissa (v e β non sono aleatorie), e il vettore del segnale ricevuto $r e^{j\theta}$ il fasore somma dei due segnali: *Rice* ha mostrato che la densità di probabilità di r e θ è

$$Pr(r, \theta) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{r^2+v^2-2vr \cos(\theta-\beta)}{2\sigma^2} \right\}, r \geq 0, -\pi \leq (\theta - \beta) \leq \pi. \quad (2.14)$$

Inoltre siccome la lunghezza e la fase del cammino fisso di solito cambia, β è aleatoria e uniformemente distribuita tra $[0, 2\pi)$. Questo rende r e θ indipendenti e pertanto r ha distribuzione di *Rice* siffatta

$$Pr(r) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{r^2+v^2}{2\sigma^2} \right\} I_0 \left(\frac{rv}{\sigma^2} \right), r \geq 0, \quad (2.15)$$

con I_0 funzione di Bessel modificata di ordine zero e di prima specie, v involucro della componente dominante e σ^2 proporzionale alla potenza della componente "scatter" di *Rayleigh*. Se $v=0$ non esiste più la componente dominante (LOS) e quindi la distribuzione diventa di *Rayleigh*. Se il vettore del cammino fisso ha una dimensione considerevolmente più grande di quella del vettore di *Rayleigh* (la potenza del cammino LOS è molto più grande di quella dei cammini aleatori), r e θ diventano Gaussiane, con valor medio di r uguale a quello di v e θ a valor medio nullo.

Distribuzione di Nakagami

Questa distribuzione contiene altre distribuzioni come casi speciali. *Nakagami* propone un modello che permette di assumere che la dimensione dei vettori di *scatter* sia uguale e la loro fase è aleatoria: ciò permette di creare un modello più realistico. La densità di probabilità di $r = |\sum_i r_i e^{j\theta_i}|$ è

$$Pr(r) = \frac{2m^m r^{m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp \left\{ -\frac{mr^2}{\Omega} \right\}, r \geq 0, \quad (2.16)$$

dove $\Gamma(m)$ è la *funzione Gamma*, $\Omega = E\{r^2\}$ e $m = \frac{E\{r^2\}^2}{\text{Var}\{r^2\}}$, con $m \geq \frac{1}{2}$ ($m = 1$ distribuzione di *Rayleigh*, $m = \frac{1}{2}$ *Gaussiana*).

Sotto certe condizioni approssima anche la distribuzione di *Rice* e la lognormale. Simulazioni di inviluppi CW dimostrano che la componente di *Fading* veloce è distribuita secondo *Nakagami*.

Distribuzione di Weibull

Questa distribuzione di fading ha densità di probabilità

$$Pr(r) = \frac{\alpha b}{r_0} \left(\frac{br}{r_0}\right)^{\alpha-1} \exp \left\{ -\left(\frac{br}{r_0}\right)^\alpha \right\}, r \geq 0, \quad (2.17)$$

dove α è un parametro di forma, r_0 è l'errore quadratico medio di r e $b = \left[\frac{\frac{2}{\alpha}}{\Gamma(\frac{2}{\alpha})} \right]^{\frac{1}{2}}$ è un fattore di normalizzazione. ($\alpha = \frac{1}{2}$ distribuzione di Rayleigh, $\alpha = 1$ distribuzione esponenziale).

Distribuzione lognormale

Questa distribuzione è usata per variazioni a larga scala delle ampiezze del segnale in un ambiente affetto da Multipath. La densità di probabilità è data da

$$Pr(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma r} \exp \left\{ -\frac{[\ln(r)+\mu]^2}{2\sigma^2} \right\}, r \geq 0. \quad (2.18)$$

Con questa distribuzione $\log r$ ha una distribuzione normale (Gaussiana). A causa delle riflessioni multiple, il fenomeno del *fading* può essere caratterizzato da un processo moltiplicativo. Le misure in grandi aree, sono soggette ad un altro effetto aleatorio: cambiamenti dei parametri della distribuzione. In alcune misure CW fatte si vede come per fluttuazioni di tempo corte e locali del segnale misurato, la distribuzione lognormale

è migliore rispetto alla *Rayleigh* (misure fatte in un ufficio a 900 MHz) [29,30].

Distribuzione di Suzuki

Questa distribuzione è un misto tra le distribuzioni di *Rayleigh* e quella lognormale e ha densità di probabilità data da

$$Pr(r) = \int_0^{\infty} \frac{r}{\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{r^2}{2\sigma^2} \right\} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma\lambda} \exp \left\{ -\frac{[\ln(\sigma)-\mu]^2}{2\lambda^2} \right\} d\sigma. \quad (2.19)$$

Anche se complicata nella forma, questa distribuzione ha una giustificazione elegante: ogni sottocammino ha ampiezza uguale e fasi aleatorie uniformemente distribuite. La somma dell'involuppo di queste componenti ha distribuzione di *Rayleigh*. La distribuzione di Suzuki giustifica il passaggio tra la distribuzione locale di *Rayleigh* alla distribuzione globale lognormale e si adatta bene per il modello di canale proposto in Fig. 2.5. Adottando delle distribuzioni di *Rayleigh*, *Weibull*, *Nakagami*, lognormale e Suzuki in un'area larga, misure hanno dimostrato che la migliore distribuzione è quella di Suzuki (poi la lognormale), con valori ottimi di μ e λ pari rispettivamente a 6.7 dB e 1.4 dB.

Distribuzione delle fasi del cammino

Le prestazioni di un sistema di comunicazione indoor sono molto sensibili alle proprietà statistiche della sequenza della fase $\{\theta_k\}_0^{\infty}$. Questo probabilmente è dovuto alle difficoltà associate alle misure della fase delle singole componenti multipath. La fase del segnale è sensibile alla lunghezza del cammino. È ragionevole pensare che θ_k sia uniformemente distribuita tra $[0, 2\pi)$. Inoltre i valori di fase sono fortemente correlati se

la risposta del canale è campionata ai rate dei simboli (10 - 100 Kbps). I valori della fase

a ritardi fissati per un dato sito sono correlati. Componenti di Multipath rilevabili dello stesso profilo hanno fasi indipendenti. Non è importante sapere i valori di fase per punti fissati ma è rilevante conoscere i cambiamenti quando ci si muove attraverso il canale. Si indichi con $\theta^{(m)}$ la fase della componente multipath ad un ritardo fissato per un profilo numero m ($m=1,2,\dots$, numero di punti adiacenti nello spazio in un determinato sito). $\theta^{(m)}$ indica anche la fase della componente multipath che occupa un dato bin nel punto m dello spazio. Si assuma che per il primo profilo ($m=1$) $\theta^{(m)}$ sia uniformemente distribuita in $[0, 2\pi)$. Le fasi successive si calcolano come segue:

$$\theta^{(m)} = \theta^{(m-1)} + \phi\left(\frac{s_m}{\lambda}\right), m = 2, 3, \dots \quad (2.20)$$

dove s_m è la separazione spaziale tra $(m-1)$ -esimo profilo e m -esimo profilo, $\phi\left(\frac{s_m}{\lambda}\right)$ è l'incremento di fase. Una nuova catena di valori parte se un cammino con lo stesso *excess delay* arriva nel profilo successivo a quello considerato. Una appropriata scelta di $\phi\left(\frac{s_m}{\lambda}\right)$ impone una necessaria correlazione spaziale dei valori di fase. Esistono due approcci fondamentali.

Modello Random Phase Increment

$\phi\left(\frac{s_m}{\lambda}\right)$ è una variabile aleatoria, con fase iniziale uniformemente distribuita tra $[0, 2\pi)$. A titolo di esempio si assuma $\phi\left(\frac{s_m}{\lambda}\right)$ Gaussiana a valor medio nullo e deviazione standard $\sigma_{s/\lambda}$. Si può controllare il grado di correlazione tra $\theta^{(m)}$ e $\theta^{(m-1)}$. La correlazione tra $\theta^{(m)}$ e $\theta^{(m-1)}$ decresce all'aumentare di $\sigma_{s/\lambda}$ fino a che non diventano incorrelate. La forma funzionale di $\sigma_{s/\lambda}$ è sconosciuta.

Modello Deterministic Phase Increment

In questo modello la variazione di fase della componente Multipath a ritardo fissato non è aleatoria: conoscendo $\theta^{(1)}$ e $\phi\left(\frac{s_m}{\lambda}\right)$, si può calcolare in modo deterministico $\theta^{(m)}$ ($m=2,3,\dots$). Per usare questo metodo, si devono fare delle ipotesi semplificative: in una lunghezza di un metro nello spazio, tutte le componenti Multipath con lo stesso ritardo sono causate dalla riflessione sullo stesso scatteratore. La fase iniziale è uniformemente distribuita tra $[0, 2\pi)$. L'incremento di fase è calcolato usando un singolo scatteratore e la geometria locale. E' un metodo usato per simulazioni in ambienti industriali. Questo metodo è usato sia in ambienti indoor che per il canale radiomobile. In entrambi i canali gli angoli di arrivo della k -esima componente Multipath rispetto alla direzione del moto del Rx ψ_k ($k=1,2,3,\dots$) sono stimati con 5° di risoluzione e usando il metodo della Trasformata di Fourier.

Non esiste una base teorica che giustifichi la scelta dell'incremento di fase Gaussiano nel primo modello. L'assunzione della singola riflessione di ogni componente Multipath sullo stesso scatteratore è semplicistica per canali indoor complessi e viola la reale dispersione del canale dovuta al Multipath proposti in Fig. 2.5.

Interdipendenza tra le variabili del cammino

Correlazione tra i profili: le componenti di Multipath adiacenti dello stesso profilo di risposta impulsiva sono correlati ma l'esistenza e il grado di questa correlazione non è stato ancora stabilito. Il modello $\Delta - K$ è un esempio di modello di tempi di arrivo correlati. Inoltre la probabilità di ricevere echi decresce all'aumentare dell'excess delay per ritardi grandi poiché le componenti multipath hanno *path loss factor* elevati ed iniziano ad essere meno rilevabili. Per misure di ampiezza ad alta risoluzione di

componenti Multipath adiacenti dello stesso profilo sono correlate poiché sono prodotte dallo stesso gruppo di scatteratori. Alcune misure in ambienti industriali hanno dimostrato che inizialmente la correlazione delle ampiezze è piccola: l'ampiezza del LOS è incorrelata con l'ampiezza del cammino che arriva dopo 8 ns, ha un coefficiente di correlazione negativo con la componente a 16 ns. Per *excess delay* molto maggiore di zero, due componenti hanno ampiezze incorrelate se la loro differenza di tempo è maggiore di 25 ns. In condizioni di NLOS, le ampiezze iniziano ad essere incorrelate per differenze tra gli *excess delay* maggiori di 25 ns. La conclusione è che le ampiezze sono correlate solo se considerando la rispettiva differenza tra i tempi di arrivo questa è contenuta entro i 100 ns. I tempi di arrivo sono modellati come eventi indipendenti, i cammini di ogni *bin* arrivano con differenti probabilità ma sono indipendenti tra di loro. Data l'indipendenza tra i tempi di arrivo, lo *scattering* è indipendente e le ampiezze quindi sono incorrelate. L'analisi di misure fatte in un ufficio hanno dimostrato che c'è una piccola correlazione tra le ampiezze di componenti Multipath adiacenti considerando lo stesso profilo. I coefficienti di correlazione tipici sono compresi tra 0.2 – 0.3. È ragionevole pensare che a frequenze nell'intorno di 1 GHz le componenti di fase dello stesso profilo di risposta impulsiva sono incorrelate poiché i loro relativi *excess range* (*excess delay* moltiplicati per la velocità della luce) sono più grandi di una lunghezza d'onda (ad 1 GHz $\lambda = 30$ cm). La sequenza delle ampiezze è correlata con la sequenza dei tempi di arrivo perché gli ultimi cammini hanno una grande attenuazione dovuta alla loro grande lunghezza e alle riflessioni multiple.

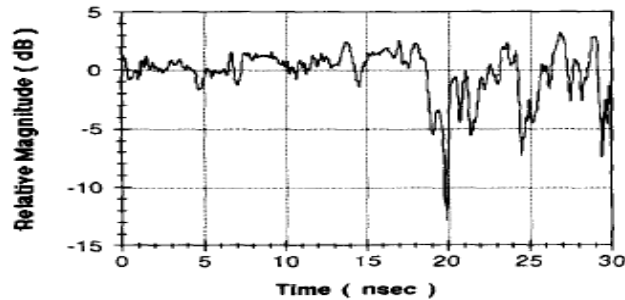
Correlazione tra profili separati spazialmente: considerando un certo numero di profili di una risposta impulsiva presi in una stessa “*local area*” sono grosso modo simili perché si presume che la struttura del canale sia pressoché invariata nelle brevi distanze. La correlazione spaziale governa le ampiezze, i tempi di arrivo e le fasi. Il grado di queste correlazioni può essere differente.

Delle misure fatte in ambiente industriale in banda UHF (a 4.3λ) per distanze sopra il metro dimostrano una piccola variazione tra le ampiezze di profili consecutivi. Più specificatamente, la potenza del LOS varia non più di 1- 2 dB per molti casi di studio e per *excess delay* minori di 100 ns, le ampiezze sono incorrelate a separazione spaziale di $\frac{\lambda}{2}$ e con coefficiente di correlazione di poco negativo (anticorrelated) per $2.5 - 3 \lambda$ (con $\lambda = 23$ cm). Per *excess delay* maggiori di 100 ns, le ampiezze sono incorrelate per separazioni spaziali superiori a $\frac{\lambda}{2}$. In condizioni di NLOS, i coefficienti di correlazione medi sono vicini a zero per tutte le separazioni spaziali e gli *excess delay*. È stato verificato che se una componente Multipath con un particolare *excess delay*, persiste con lo stesso *excess delay* per circa un metro a causa dell'alta correlazione spaziale dei tempi di arrivo. Le componenti di fase diventano incorrelate molto più velocemente rispetto alle ampiezze.

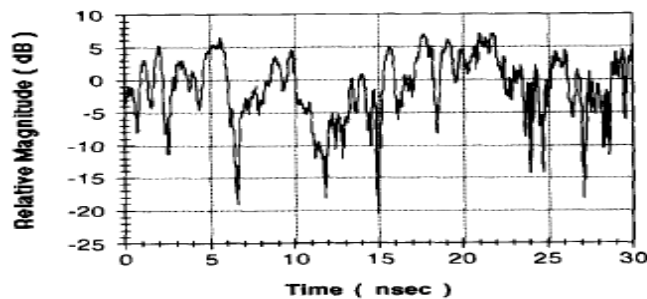
2.1.3 Altre problematiche legate al canale

Variazioni temporali del canale

A causa del movimento delle persone e degli strumenti in molti ambienti indoor, il canale è dispersivo nel tempo e quindi le statistiche di canale cambiano e ciò si verifica nel modello di canale tempo variante in figura 2.3. Lo studio di questo canale è difficile. In figura 2.11 si mostra l'involuppo del *fading*: nella Fig. 2.11 (a) è rappresentato l'ambiente circostante per i primi 20 ns poi il dispositivo mobile inizia a muoversi, mentre nella Fig. 2.11 (b) c'è un costante movimento. Esaminando queste figure si vede come il costante movimento crea notevoli variazioni del livello del segnale nonostante le antenne siano stazionarie. L'ipotesi di canale quasi-stazionario nel tempo (pochi secondi) si può fare ogniqualvolta si ha a che fare con ambienti indoor nei quali non c'è un grande grado di movimento. La situazione cambia in ambienti dove c'è la possibilità di grandi variazioni in termini di spostamento nello spazio (es. supermarket, dove c'è un grande numero di persone che si muovono). Per combattere le distorsioni causate dal movimento delle persone (in ambienti come i supermarket) e degli apparati, si possono fare misure o di notte o durante i weekend.



(a)



(b)

Figura 2.11 Temporal CW envelop fading per un ufficio di medie Dimensioni (misure fatte a 915 MHz con antenne stazionarie).
 (a) Antenna separation 10 m;
 (b) antenna separation 20 m.

In ambienti come gli uffici, dove lo spazio è diviso in diverse stanze il *fading* arriva in burst che durano una decina di secondi con un dynamic range di 30 dB. Tante misure intorno a 1 GHz in ambienti indoor tipo ufficio hanno dimostrato che in condizioni di NLOS il *fading* temporale ha distribuzione di *Rice*.

Dipendenza dalla frequenza delle Statistiche

Le misure di propagazione radio in ambienti indoor hanno portato a concludere che c'è dipendenza dalla frequenza da 35 MHz a 60 GHz. Naturalmente il comportamento del

canale dipende dalle differenti frequenze d'utilizzo. Nelle misure dell'involuppo del fading per segnali CW a banda stretta a 910 MHz ma anche a 1.7 GHz in uffici e edifici universitari hanno mostrato un meno importante fading a 910 MHz con un *dynamic range* di 10 dB [31]. Le misure della perdita per penetrazione per segnali CW indicano che le perdite sono leggermente più piccole all'aumentare della frequenza [32] e il *path loss* attraverso i piani di un edificio aumenta all'aumentare della frequenza. I segnali a 900 MHz hanno una penetrazione attraverso i muri di un edificio poco severa e quindi offrono copertura per diversi tipi di ambiente.

Confronto tra canale Indoor e canale Radiomobile

Nei concetti fondamentali i due canali sono simili: entrambi hanno dispersione a causa del Multipath perché entrambi hanno un certo numero di riflettori e scatteratori. Il canale radiomobile convenzionale è stazionario nel tempo e non stazionario nello spazio. La stazionarietà temporale è dovuta al fatto che la dispersione del segnale è principalmente causata dai grandi oggetti fissi e l'effetto del movimento dei veicoli e delle persone è trascurabile. Il canale indoor invece, è stazionario nello spazio ma non nel tempo. Le variazioni temporali delle statistiche del canale sono dovute al movimento di persone e dei dispositivi nell'intorno delle antenne a bassa potenza. Il canale indoor è caratterizzato da alti *path loss* e cambiamenti più evidenti del livello medio del segnale rispetto al canale radiomobile. Movimenti rapidi e alte velocità sono trascurabili nel canale indoor e lo stesso dicasi per l'effetto doppler. Il canale indoor è caratterizzato da *excess delay* di qualche microsecondo e di rsm del *delay spread* di qualche decina di nanosecondi e per lo stesso livello di interferenza intersimbolica, i rate di trasmissione dei canali indoor possono essere più alti rispetto a quelli per il canale radiomobile.

2.1.4 *Modello del canale RFID in banda UHF in ambiente Indoor*

I sistemi di comunicazione *Wireless* condividono un fattore comune: il canale. Se il canale fosse stazionario e non fosse tempo variante, sarebbe tutto più semplice ma nella realtà il canale varia ed è affetto da Interferenza. In particolare il canale di un sistema passivo RFID in banda UHF è ancora più particolare e necessita di una caratterizzazione più fine dato che:

- Canale *short range*, spesso in condizioni di campo vicino;
- Presenza di materiali riflettenti vicini al tag;
- Forte influenza della geometria locale;
- Performance del canale che degenerano a causa della natura diffusiva dello stesso.

Questo capitolo è dedicato allo studio e analisi dei tipici scenari e canali nel mondo UHF RFID. Le analisi dei canali molto spesso si basano su esperienze e campagne di misura in diversi ambienti operativi come uffici, industrie e ambito navale (caso di interesse). È importante considerare il fenomeno del Multipath come importante meccanismo propagativo che può permettere di migliorare le performance del sistema di telecomunicazioni. I segnali, infatti, possono sommarsi costruttivamente: abbinando questo risultato all'effetto guida d'onda dovuto al particolare tipo di canale preso in considerazione (corridoio di una Nave), le prestazioni a livello di potenza ricevuta al variare della distanza sono migliori, come verrà successivamente descritto. Un altro aspetto fondamentale è costruire il modello di canale in scegliendo un adeguato modello teorico di Path Loss: capire come varia l'ampiezza del segnale ricevuto, studiare il fading dovuto al Multipath, capire le attenuazioni che ci sono, analizzare con un modello seppur semplicistico la propagazione a RF, sono degli step fondamentali per avere risultati empirici che si attengono alla realtà fisica del problema preso in causa.

2.2 Cenni sui meccanismi di Propagazione Multipath

La proprietà più importante di un canale wireless è la propagazione Multipath e la caratterizzazione dei cammini viene data dalla *Channel Impulse Responde* tra Tx e Rx. Ogni differente cammino è caratterizzato da un meccanismo fisico: *free space loss*, riflessione/trasmisione e diffrazione su oggetti grandi, *scattering* su oggetti piccoli e superfici rugose, fenomeno di *waveguiding* [33,34].

Gli effetti del canale sulla potenza ricevuta sono principalmente di tre tipologie come illustrato in Fig.2.12. L'attenuazione media (*path loss*) è generata principalmente dalla perdita di propagazione nel canale. Lo scostamento dal path loss medio è chiamato fading ed è inoltre causato dalla presenza di grandi oggetti tra i cammini (*shadowing / large-scale fading*; variazioni lente) o da interferenze tra i cammini (*small-scale fading*). Entrambi gli effetti su *large-scale* sono rappresentati in scala logaritmica al variare della distanza [34]. Gli effetti *small-scale* sono fortemente dipendenti dalla frequenza come si può vedere dalla *Channel Transfer Function* (CTF), che è la Trasformata di Fourier della CIR. Per i sistemi *narrowband*, gli effetti *small-scale* possono essere modellati con distribuzioni di *Rice*, *Rayleigh* e *Nakagami* [33,34].

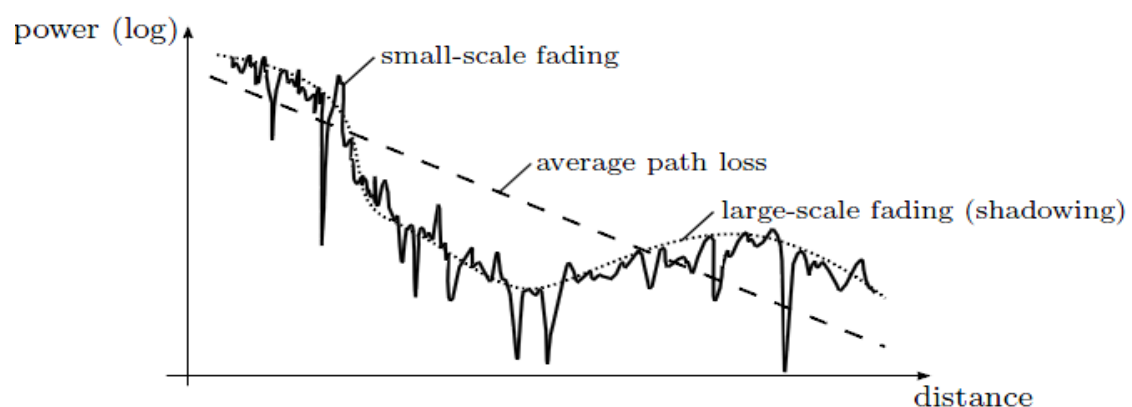


Figura 2.12 confronto tra i modelli di path loss.

La propagazione di energia e.m. tra Tx e Rx può avvenire attraverso *Line of sight* (LOS) o *non-line-of-sight* (NLOS): LOS denota un cammino diretto senza frapposizione di ostacoli quindi una propagazione in aria o materiali elettromagnetici trasparenti; tutti gli altri casi sono propagazione NLOS. Nel caso LOS, il cammino diretto può essere individuato nella CIR mentre nel caso NLOS il cammino diretto è sotto la soglia di *noise floor* e non può essere individuato.

2.2.1 Modelli di Path Loss

I modelli di Path Loss sono riportati in diversi studi a partire dagli anni '80 sino ad arrivare ai nostri giorni. Gli aspetti teorici ovviamente non sono variati, quindi seguono dapprima dei risultati fatti nel corso degli anni a partire dagli anni '80 [35,36,37,38,39,40,41,42,43,44,45,46] in diversi edifici per poi arrivare a modelli di path loss per il caso d'interesse ovvero per la propagazione in canali Indoor RFID in banda UHF.

I path loss su larga scala (large-scale)

Mentre la risposta impulsiva descrive a livello microscopico il canale, i path loss lo descrivono in maniera macroscopica. L'informazione di path loss è essenziale per determinare la grandezza dell'area di copertura di un sistema di telecomunicazioni. Per applicazioni indoor molto spesso è scelto il modello

$$P_L(\text{dB}) = P_L(d_0) + 10 n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2.21)$$

dove d_0 è una distanza arbitraria, d è la distanza di separazione tra le antenne ed n varia secondo la tabella 2.1

Ambiente	Valore di n
Free Space	2
Area Urbana	2.7-3.5
Shadowed urban area	3-5
Indoor LOS	1.6-1.8
Indoor NLOS	4-6

Tabella 2.1 Valori di n per diversi ambienti.

La distribuzione di potenza spaziale a distanza d dal Tx decresce in funzione di d con la legge $P = \frac{1}{d^n}$.

Nello spazio libero $n=2$, in ambienti indoor solitamente è minore. *Saleh e Valenzuela e Bultitude* hanno dimostrato che quando un Tx e Rx sono co-locati (uno di fronte all'altro) la potenza decade con un path loss compreso tra 1.5-1.8, negli altri casi tra 3-4. Il path loss varia anche in base alla frequenza. *Owen e Pundey* hanno fatto delle misure dentro un ufficio a 900 MHz e 1650MHz.

Le misure hanno dimostrato che la perdita attraverso i piani cresce al crescere della frequenza. *Alexander* [42] ha dato dei valori di n in base ai materiali usati negli ambienti indoor. Il grado dell'attenuazione del segnale dipende dal tipo di materiale. Nelle trasmissioni Multipath il segnale arriva non solo dal cammino diretto ma anche da cammini dovuti alla rifrazione, riflessione e *scattering* sulle pareti. Nelle trasmissioni a banda stretta mediamente il Multipath causa una fluttuazione nell'ampiezza dell'involuppo e la fase del segnale ricevuto. I canali indoor mostrano una varietà più ampia rispetto a quelli del canale radiomobile per brevi distanze. Indicando con $P(d)$ la potenza del segnale ricevuto a distanza d e con P_0 la potenza a distanza $d = 1 m$, il modello di potenza del segnale ricevuto è $P(d) = P_0 d^{-n}$. Il path loss è proporzionale a d^{-n} , dove n dipende dall'ambiente. I valori di n in questo caso sono 1.5 – 1.8 in presenza di LOS e 2.4 – 2.8 in condizioni di NLOS in ambienti di tipo industriale, 1.81 – 5.22 per differenti edifici, 1.4 – 3.3 per alcuni piani di fabbriche, meno di 2 per corridoi e 3 in uffici. Per misure a 900 MHz i valori variano tra 1.2 – 6.5, 1.6 in presenza di LOS, 2.1 – 4.5 in condizioni di NLOS in ufficio. Alti valori di path loss corrispondono alla grande attenuazione che si ha quando i segnali penetrano nelle strutture, soffitti, muri. Il modello dà valori medi di path loss aleatori, associando una certa deviazione standard σ ad ogni misura. Valori di deviazione standard sono 7.1 dB per diversi ambienti industriali, 16.3 dB per diversi edifici, 2.5 dB con LOS, 3.1 dB e 4.75 dB per uffici in condizioni NLOS. Misure fatte a 900 MHz dimostrano come il modello di path loss si ha quando le stanze sono simili geometricamente sistemate in

modo lineare e con un'attenuazione uniforme tra le diverse stanze [42]. In queste misure il path loss varia tra 1 – 16 dB a seconda della topografia e del materiale delle costruzioni.

Un altro modello è associato all'attenuazione logaritmica dei vari tipi di strutture tra il Tx e il Rx. Delle misure effettuate hanno dimostrato un'attenuazione di 7 dB con pareti di calcestruzzo, 3 dB per porte scorrevoli in legno e mattoni, 2dB per porte scorrevoli in alluminio, 12 dB per muri di metallo e 1 dB ogni metro per ufficio con mobili. L'attenuazione media a 900 MHz in edifici di metallo è stimata essere 29 dB [42]. Il valore della penetrazione a 900 MHz è di 14.2 dB [47]. Il range della perdita per penetrazione a 937 MHz è tra 10 – 25 dB [48].

Modelli di Path Loss per i canali UHF RFID

Le performance di un sistema wireless dipendono da diversi fattori [53,54,55].

1. Caratteristiche dell'antenna:

- Banda della Frequenza Operativa;
- Guadagno (*radiation pattern*, larghezza di banda, etc.);
- VSWR (o *Return Loss*);
- Polarizzazione;
- *Sensitivity*.

2. Canale di Propagazione:

- Path Loss;
- Statistiche di fading temporale e spaziale (Parametri di *Rice/Rayleigh*, *delay spread*, banda di coerenza, etc.).

Come detto nei commenti generali nella sezione 2.2, i meccanismi della propagazione Multipath legati a *Free Space Loss*, riflessione/trasmissione e diffrazione su larghi oggetti, *scattering* su piccoli oggetti, effetto guida d'onda portano ad avere effetti sulla Potenza Ricevuta. Si propongono due modelli che racchiudono le diverse tipologie di modelli trovati in letteratura.

Motley–Keenan Model

Il path Loss proposto da questo modello è

$$P_L = P_{L0} + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + F_{Wall} + F_{Floor}, \quad (2.22)$$

dove F_{Wall} è la somma delle Attenuazioni dovute alle pareti, analogamente F_{Floor} . E' un modello *site-specific* e non è tanto accurato perché non considera tutte le componenti Multipath ma per diverse applicazioni è affidabile.

Okumura–Hata Model

Il path Loss proposto da questo modello è

$$P_L = A + B \log(d) + C \quad (2.23)$$

dove A, B, C dipendono dalla frequenza: A aumenta con la frequenza e diminuisce con l'altezza h dell'antenna Tx, B è proporzionale al *Path Loss Exponent* e diminuisce all'aumentare di h . E' un modello per spazi larghi.

Segue una disamina di modelli di Path Loss empirici, ottenuti in diverse campagne di misura in ambienti indoor, tipicamente uffici e ambienti industriali (industrie chimiche, manifatturiere). I modelli di Path Loss citati nel seguito rispecchiano in linea di

principio i modelli teorici trattati in precedenza. Le misure sono state fatte sia in camere anecoiche che in diversi ambienti operativi per avere un confronto diretto con gli andamenti teorici. Molto spesso alle campagne di misura sono fatte delle considerazioni simulative in cui si adotta come modello di propagazione del segnale in ambiente Multipath il modello 2-rays (Fig. 2.13), *Flat Earth Model* ($N=1$).

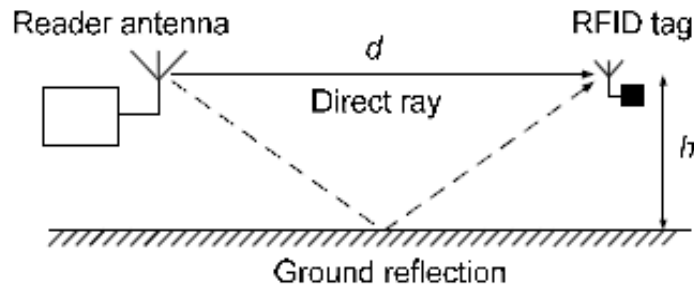


Figura 2.13 Modello 2-Rays ground reflection.

In un primo setup di misura [14] si utilizza un modello di Path Loss dato da

$$L_{path} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \left| 1 + \sum_{i=1}^N \Gamma_n \frac{d}{d_n} e^{-ik(d_n-d)} \right|^2, \quad (2.24)$$

Γ_n è il coefficiente di riflessione riferito all' n -esimo oggetto (incluso la riflessione a terra),

d_n è la lunghezza dell' n -esimo raggio riflesso e N è il numero totale di Riflessioni. I ambienti pieni di *clutter*, il path loss è tipicamente proporzionale a d^{-n} , con n variante tra 1 e 4. Nell'esempio simulativo proposto, si considera un sistema in banda UHF operante alla frequenza di 915 MHz, con un antenna posta ad altezza h dal pavimento come presentato in Fig.2.13. Nel caso specifico si considera un modello a 2 raggio quindi il path loss diventa

$$L_{path} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \left| 1 - \frac{d}{d_1} e^{-jk(d_1-d)} \right|^2 \quad (2.25)$$

con $d_1 = \sqrt{d^2 + (2h)^2}$ Tracciando il grafico del modello esposto si ottiene il risultato rappresentato nella Fig.2.14. In questa figura si fa un confronto con il path loss teorico in spazio libero. A titolo di esempio considerando un sistema che trasmette 4 W EIRP (36 dBm) e una sensibilità del Tag pari a -12 dBm (valori tipici per sistemi UHF RFID commercial) [49]. Alcuni Tag hanno bisogno di una potenza incidente di almeno -14 dBm per attivarsi. La massima distanza di lettura di un Tag è limitata dal path loss di -50 dBm. Dalla Fig.2.14 si vede come -50dBm corrispondano a 24 (7.31 m) piedi di distanza. La presenza del pavimento può aumentare questa distanza sino a 37 (11.27 m) piedi con una $h = 5$ (1.52 m) piedi e 48 (14.63 m) piedi con $h = 6$ piedi (1.82 m).

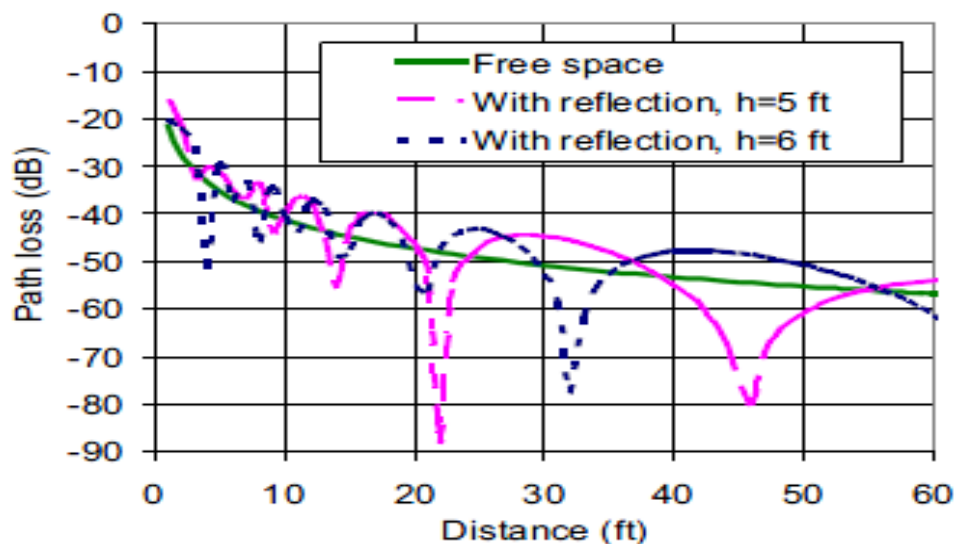


Figura 2.14 Path Loss (dB) in funzione della distanza a diverse altezze h di antenna.

Nella realtà però le cose sono un po' più complesse a causa delle riflessioni multiple su diversi oggetti, diffrazione, *shadowing*. Alcuni ambienti con basso path loss, possono avere un path loss significativamente più basso rispetto a quello nello spazio libero e quindi la distanza di lettura è più grande (effetto guida d'onda in tunnel, vani ascensori, corridoi).

Nel secondo setup di misura proposto, si concentra l'attenzione sul *Radio link budget* trattato nella sezione 2.3.1. Il modello di Path Loss proposto è dato da

$$L_p = -10 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 - 20 \log \left[\frac{1}{r_0} e^{-jk r_0} + \sum_{i=1}^N \Gamma_i \sqrt{t_i} \frac{1}{r_i} e^{-jk r_i} \right] \quad (2.26)$$

con $\Gamma_i = \frac{\cos \theta_i - q \sqrt{\varepsilon_c - \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + q \sqrt{\varepsilon_c - \sin^2 \theta_i}}$ (coefficiente di Fresnel). (2.27)

Questo modello è stato messo a confronto con il modello *Flat Earth* (N=1) dato da

$$L_p = -10 \log \left[\left(\frac{h_1 h_2}{r^2} \right)^2 \left(\frac{\sin \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda r^2}}{\frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda r^2}} \right) \right] \approx -10 \log \left[\frac{(h_1 h_2)^2}{r^4} \right], \quad (2.28)$$

con altezze di antenna comprese tra 1 e 2 metri. Sotto queste assunzioni, la pendenza del path loss è $n = 4$ (40 dB per decade). Negli ambienti indoor questa assunzione non sussiste perché il path loss exponent è pari (o minore) a 2 mentre per il *Flat Earth Model* $n = 4$. Nelle Fig. 2.15 e 2.16 si studia il path loss al variare della distanza per due altezze di antenna prima pari a 0.5 m e poi 2 m e per polarizzazioni di antenna differenti (verticale e orizzontale).

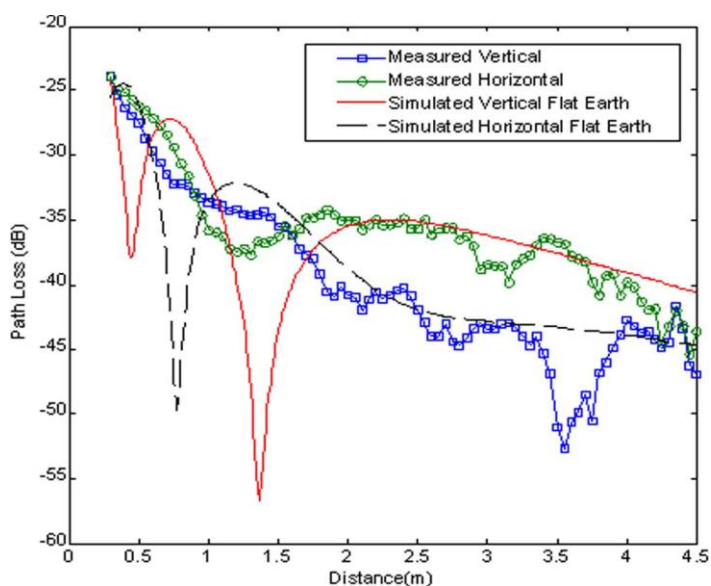


Figura 2.15 Confronto tra Path Loss Misurato e Flat Earth Model (916MHz,h=0.5m).

Il *Flat Earth Model* predice un valore di fading maggiore rispetto a quello misurato perché nella realtà a causa di gruppi di cammini dovuti alla riflessione sullo stesso oggetto, hanno ritardi simili e la larghezza di banda dell'antenna del Reader riduce la parziale cancellazione tra i fasci diretto e riflesso. L'ampiezza del fading dipende dalla frequenza e per bande identiche, la posizione dei massimi e dei minimi dipende dalla polarizzazione delle antenne. La diversità di polarizzazione può effettivamente essere usata per combattere il fading dovuto al Multipath.

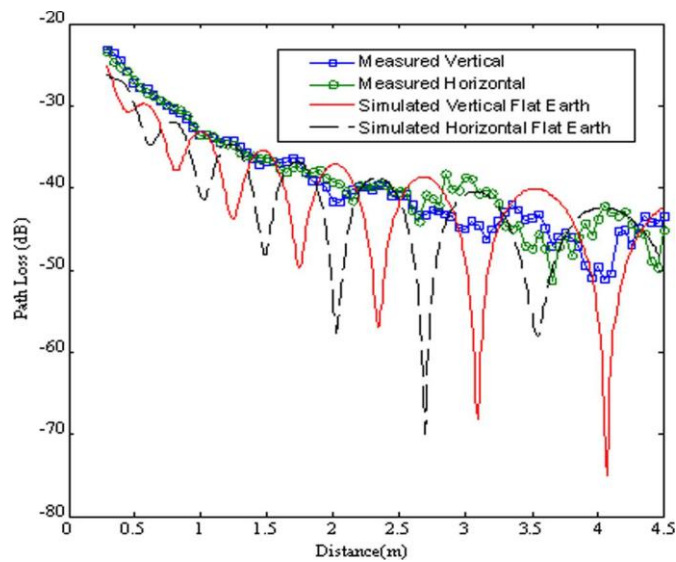


Figura 2.16 Confronto tra Path Loss Misurato e Flat Earth Model (916MHz,h=2m).

In Fig. 2.17 si può vedere come l'effetto del Multipath è più importante per altezze di antenna basse quando il *path loss exponent* è maggiore di 2. All'aumentare dell'altezza da terra, il *path loss factor* diminuisce e tende a quello dello spazio libero ($n = 2$). Si noti anche come per antenna in polarizzazione orizzontale vi siano più *ripple* mentre in polarizzazione verticale il valore del *path loss exponent* si mantiene sempre prossimo a 2, questo perché nella seconda configurazione $\Gamma_i < 0$ e $\theta_i \approx 0$.

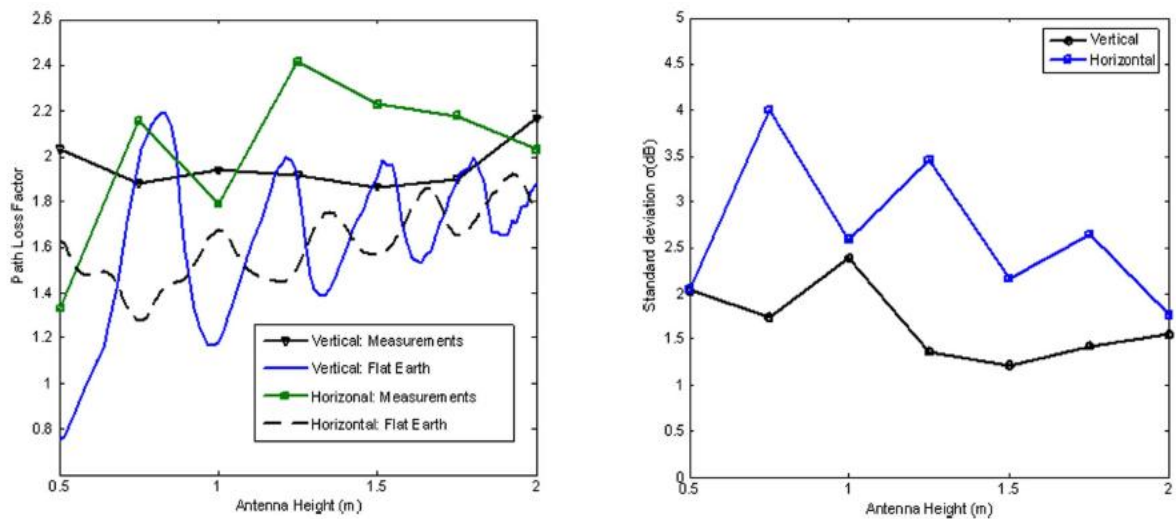


Figura 2.17 Path loss factor in funzione dell'altezza dell'antenna e relativa deviazione standard per diverse polarizzazioni.

Nel seguente modello empirico proposto, si studia i fattori che influenzano la *Received Signal Strength Information* (RSSI) [50,51]:

1. Distanza Reader/antenna;
2. Potenza di Trasmissione Reader;
3. Frequenza operativa, Guadagno del Reader /tag;
4. Ambiente Multipath: rumore, umidità, materiale.

Sono state fatte analisi di RSSI al variare dell'angolo di rotazione del Tag (Fig. 2.18). le misure sono state fatte in camera anecoica e in un ufficio a diverse distanze dal Reader, per studiare meglio l'impatto della rotazione del Tag nelle condizioni ideali e nelle condizioni reali/pratiche. Si nota come l'impatto della posizione del Tag nei sistemi RFID in banda UHF passivi, abbia effetti significativi sulle performance del sistema.

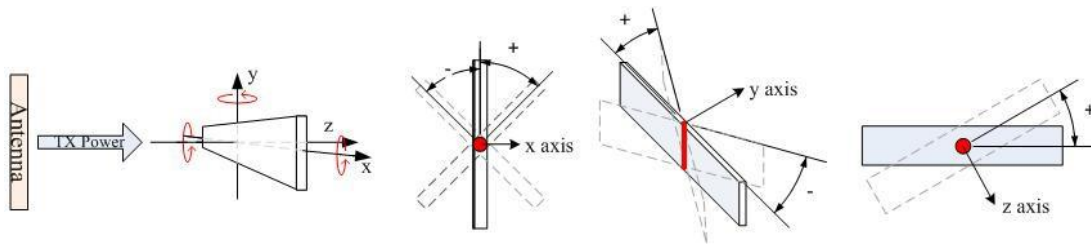


Figura 2.18 Tipo di rotazione a cui si sottopone il Tag sotto studio.

La Fig. 2.19, illustri i risultati empirici di tre tipi di rotazione rispettivamente lungo l'asse y, x e z. L'altezza dell'antenna del Reader e del Tag è la medesima ed è pari a 1.2m. Dai 20.000 campioni di RSSI si nota che:

- variazioni sull'asse x non sono significative;
- variazioni sull'asse y causano variazioni RSSI a causa del disadattamento di polarizzazione;
- variazioni sull'asse z causano fluttuazioni.

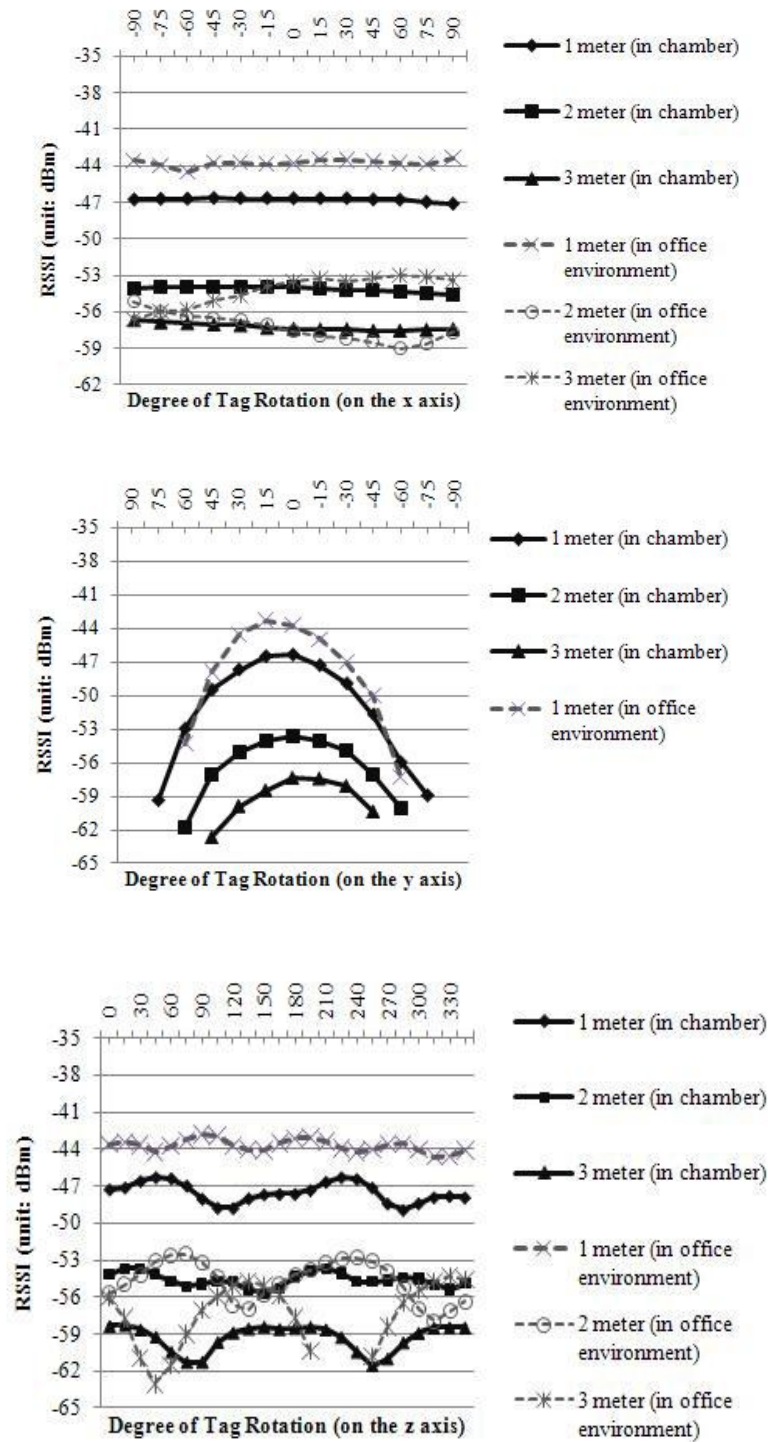


Figura 2.19 Risultati scaturiti dalle diverse rotazioni del Tag sui tre assi .

Un'interessante campagna di misura è stata svolta nel seguente setup proposto [51]. Le misure sono state effettuate sul balcone di un ufficio (Fig. 20). La grandezza del balcone è 9.52m x 5.15m x 3.75m.

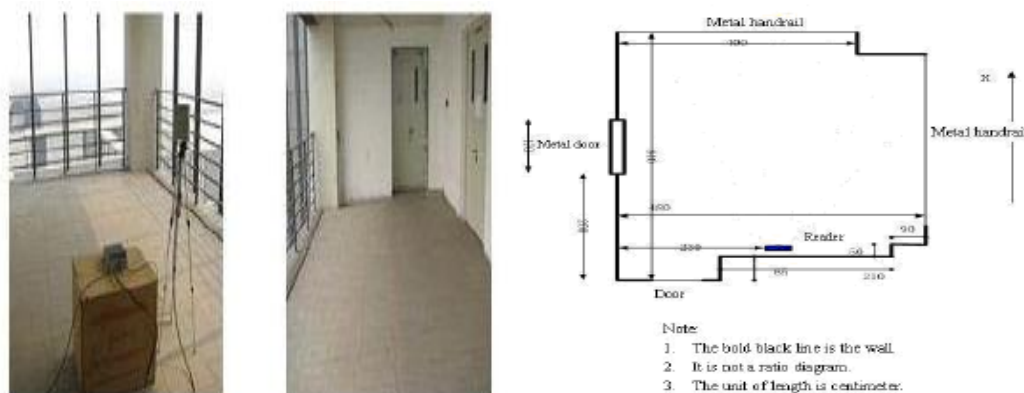


Figura 2.20 Test environment.

Le misure sono state fatte tracciando delle circonferenze concentriche distanti l'una dall'altra 0.1 m, posizionando i *test point* come in Fig. 2.21.

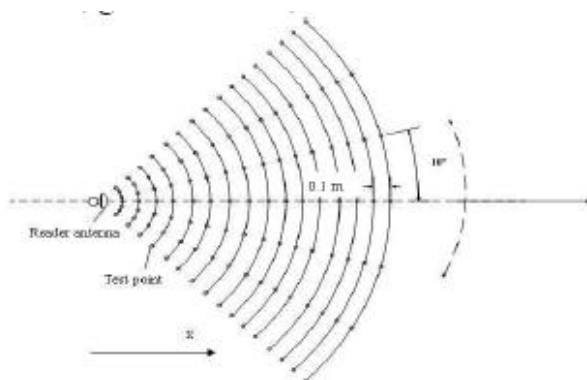


Figura 2.21 Configurazione dei test point.

Le misure hanno portato valori di *Recognition rate (%)* ossia il rapporto tra il numero di interrogazioni in cui il Tag ha risposto e il numero totale di interrogazioni.

All'aumentare della frequenza sino a 927 MHz, il *Recognition Rate* è migliore e quindi si nota che nei primi 4m di fronte all'antenna del Reader, il tag è stato quasi sempre letto (Fig. 2.22).

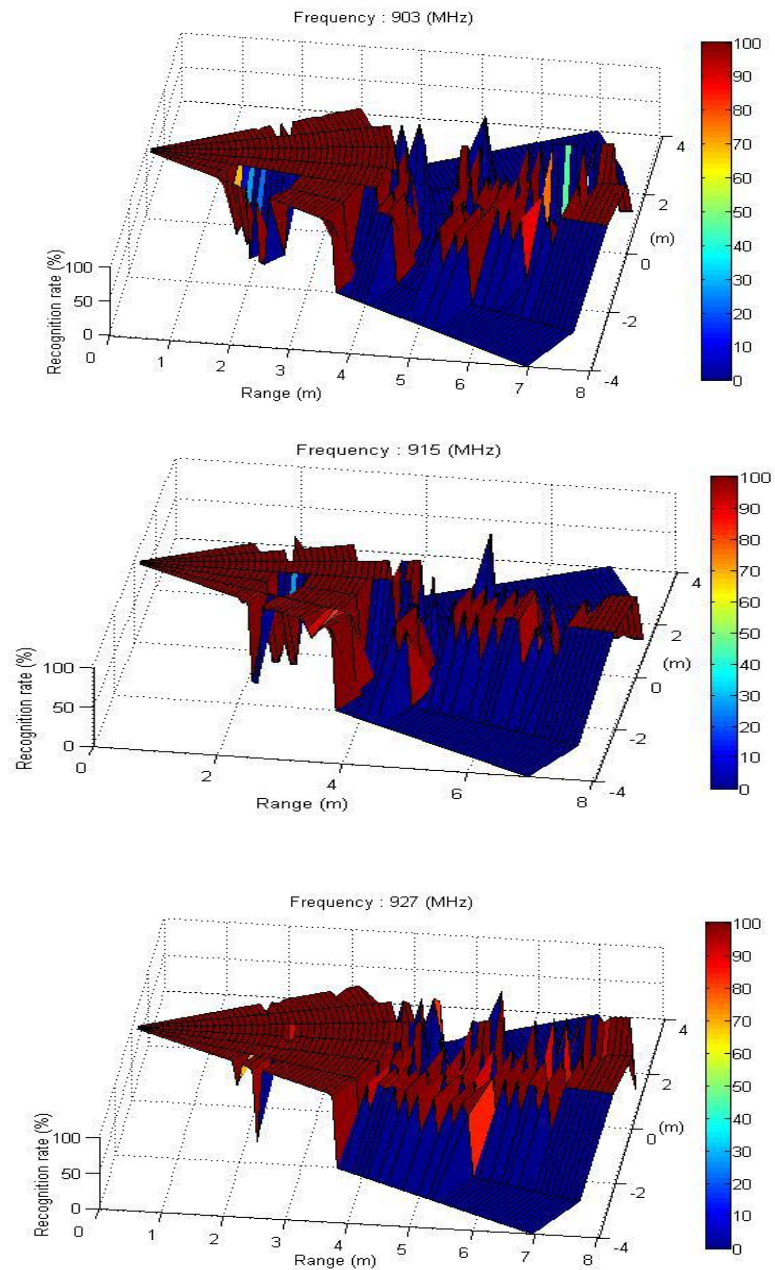


Figura 2.22 *Recognition Rate* al variare della Frequenza e distanza.

L'ultimo setup di misura è una stima di path loss tramite *2-rays path loss model* modificato (si tiene conto della permittività e conduttività del materiale riflettente e la polarizzazione dell'onda riflessa) [52]. In configurazione monostatica delle antenne [8,11], sono state fatte delle misure di RSSI al variare della distanza e per ogni distanza considerata il tempo di acquisizione dei dati di potenza è di 5 min (Fig.2.23). Sono state effettuate 1800 letture tra 902 e 928MHz.

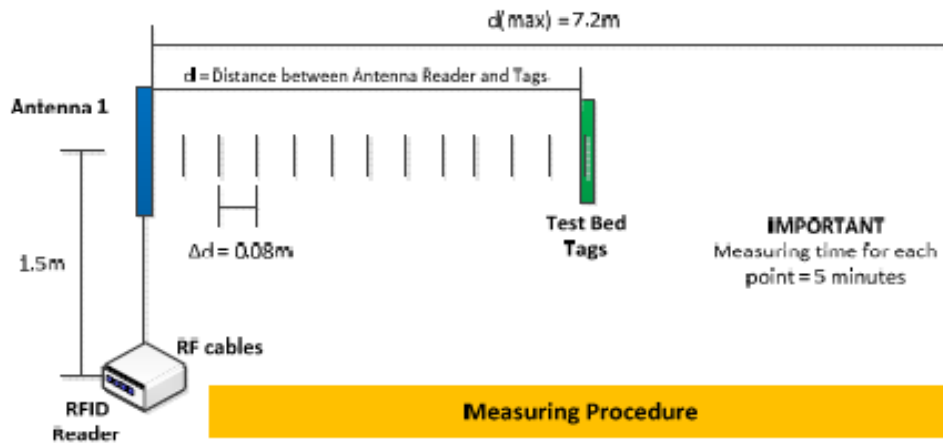


Figura 2.23 Setup di Misura e procedura.

Il modello di path loss modificato è

$$P_L(dB) = 10 \log \left| \frac{1}{d \left(\frac{4\pi}{\lambda} \right)} \left(\frac{d}{r_1} + \frac{d}{r_2 \left(\delta e^{-j \left(\frac{2\pi(r_1 r_2)}{\lambda} \right)} \right)} \right) \right|^2, \quad \begin{aligned} r_1 &= \sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2} \\ r_2 &= \sqrt{d^2 + (h_t + h_r)^2} \end{aligned} \quad (2.29)$$

$$\text{con } \delta = \frac{\sin \theta - \sqrt{\tau - \cos(\theta^2)}}{\sin \theta + \sqrt{\tau - \cos(\theta^2)}}, \quad \tau = \varepsilon - j1800 \left(\frac{\mu}{f} \right) \quad \theta = \tan^{-1} \left(\frac{h_t + h_r}{d} \right)$$

Il path loss totale è dato da

$$P_{TL}(dB) = 2P_L(dB) + (\Delta h_{t-r})^2 \left[\cos \left(\frac{d}{\sqrt{(\Delta h_{t-r})^2 + d^2}} \right) \right] \quad (2.30)$$

con grandezze specificate nella Fig. 2.24. Una volta impostato il setup delle misure e i parametri in gioco, la campagna di misure è stata fatta in diversi ambienti sia outdoor che indoor. Tra gli ambienti indoor sono stati analizzati un'area di 100m², una zona di un'industria chimica e una di una industria di costruzione di batterie. In ogni ambienti la formula del *Path Loss* è stata adeguatamente corretta coi parametri inerenti ai tipi di materiali presenti. I risultati sono presentati in Fig. 2.25.

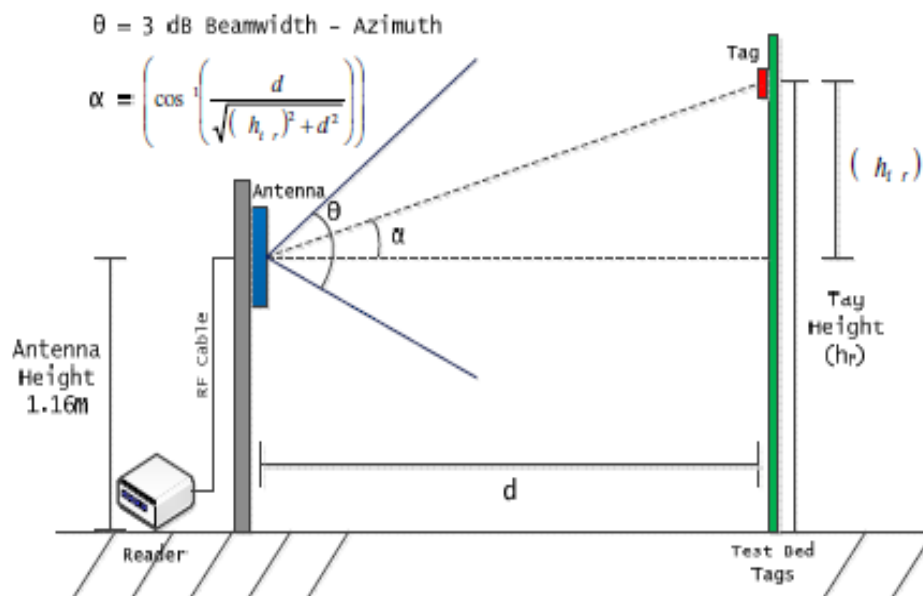


Figura 2.24 Setup di misura e parametri usati nel modello 2-rays modificato.

Si nota come in ambienti con onde riflesse addizionali come nel caso del Sito *B, C* e *D*, apparentemente il Path Loss non ha dei nulli e il modello 2-ray non è in grado di predire il Path loss accuratamente. Per separazioni tra Reader e Tag d piccole ($d < 1.0$ m), l'RSSI misurata decresce all'aumentare di d . Questo risultato non è apprezzabile con il modello 2-rays tradizionale a causa delle antenne non omnidirezionali. La correzione del modello tradizionale con i termini dovuti alla variazione del pattern dell'antenna (2.30), risolve questo problema.

Le misure di RSSI al variare della distanza d tra Reader e Tag in 3 ambienti indoor sono illustrati nella Fig. 2.25. Sono stati presi 72000 campioni di RSSI in ambienti Indoor differenti:

- B: edificio ($A=100\text{m}^2$)
- C: Battery manufacturing plant;
- D: Chemical manufacturing Plant.

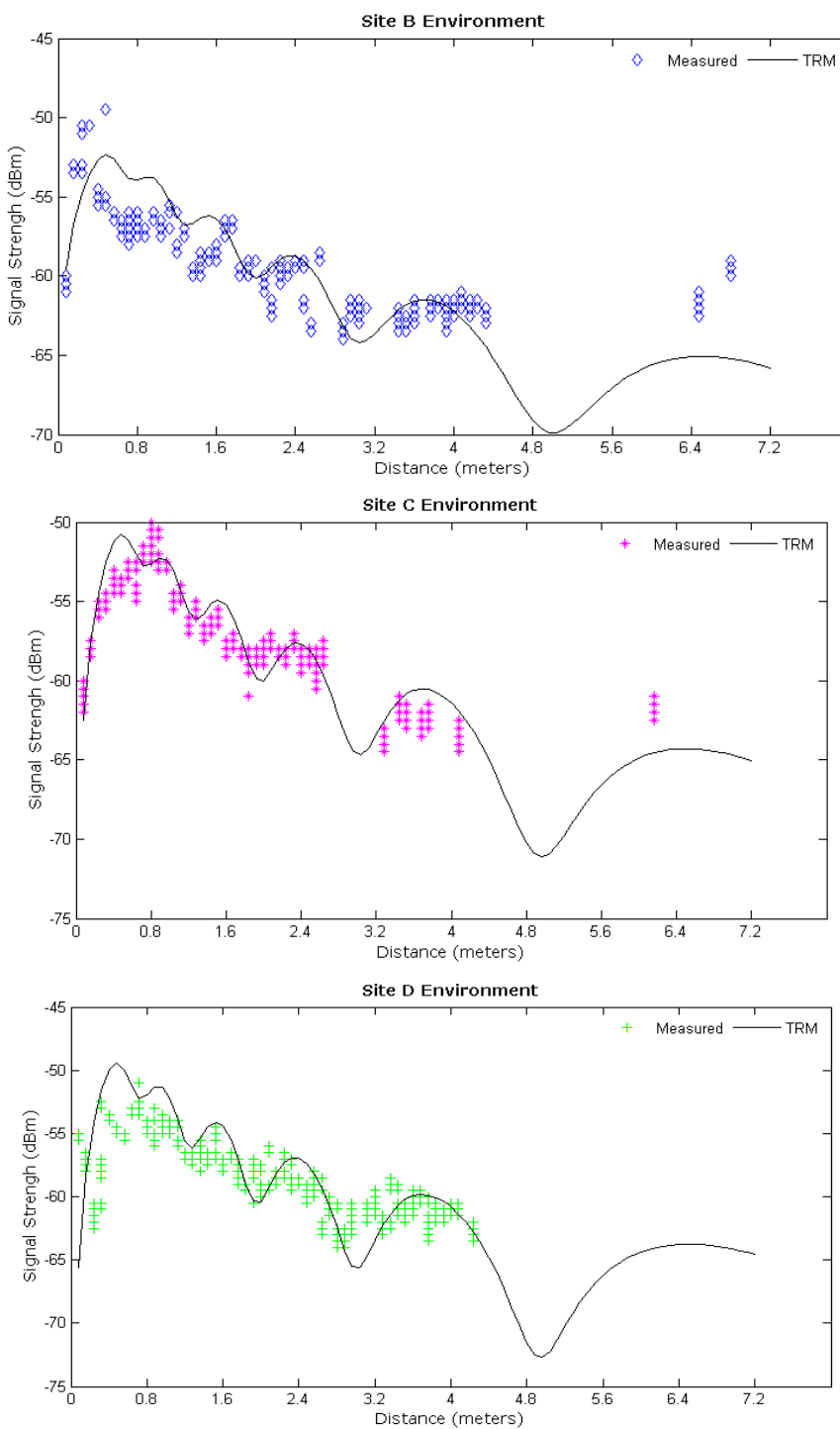


Figura 2.25 RSSI misurato in diversi ambienti.

2.2.2 Effetti della Geometria locale dell'ambiente di Propagazione

Negli ambienti indoor, la forma della CIR è fortemente influenzata da effetti locali dovuti alla geometria dell'ambiente operativo, a causa di fenomeni come lo *shadowing*, presenza di riflettori grandi, diagrammi di irradiazione delle antenne e la distanza dal Tx. La distribuzione dei parametri del canale dipende fortemente dall'ambiente. Ad esempio il fattore di Rice K_{LOS} è relativamente basso vicino ad un materiale assorbente rispetto al valore che assume in un intorno del Tx dove le variazioni di K_{LOS} sono più veloci come succede nelle zone prossime alle zone d'ombra (*Shadowing*). È difficile trovare grandi regioni in cui le statistiche dei parametri del canale siano costanti tali da avere le diverse PDP ergodiche/stazionarie. Eccezion fatta nell'area prossima al Tx dove predomina la potenza relativa al cammino diretto, in tutte le altre regioni le PDP sono processi del tutto stocastici. La perdita di propagazione varia velocemente al crescere della distanza dal Tx in funzione anche dell'angolo di vista creato dal *Guadagno del pattern* dell'antenna Tx [58]. Non trascurabile è anche l'influenza di porte, finestre, persone in movimento, muri e soffitti che fanno sì che il canale risulti tempo variante, complicando il corrispettivo modello [59].

2.3 Modelli di Canale Indoor

2.3.1 Scenari tipici in canali RFID in banda UHF

Sistemi RFID in banda UHF con Tag Passivi sono tipici di applicazioni logistiche, di *Supply Chain Management* e ricerca di particolari prodotti ad esempio in magazzino. Per questo scenari tipici sono: magazzini, industri di qualsiasi genere, nastri trasportatori (Fig.2.3.1).

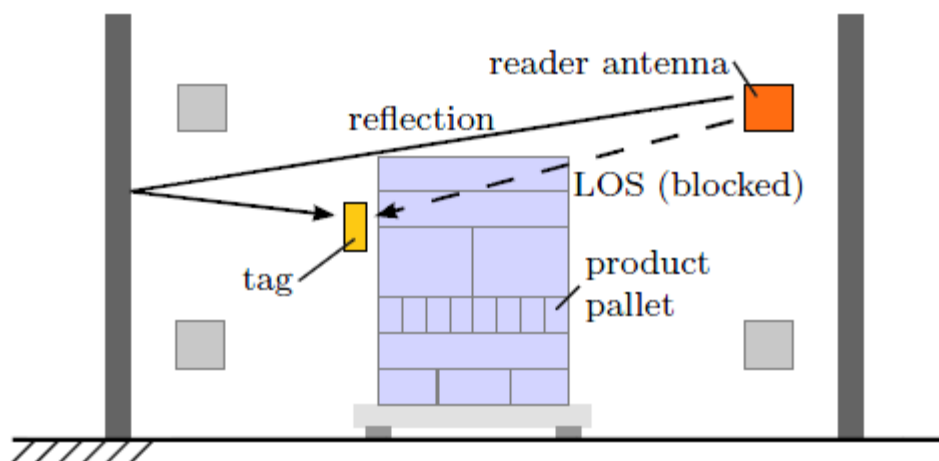


Figura 2.3.1 Riflessioni tipiche in tecnologie logistiche.

Tipicamente un canale RFID è formato da un TX e RX in configurazione o bistatica o monostatica e da due canali, rispettivamente dal Tx al Tag (*downlink*) e dal Tag al Rx (*uplink*) (Fig. 2.3.2). Il segnale trasmesso arriva al tag e con un certo coefficiente di riflessioni, ritorna al Rx. Naturalmente al segnale ricevuto si somma Rumore (AWGN) e Interferenze provenienti dall'ambiente operativo e una quota parte di disturbo dovuto all'accoppiamento tra Tx/Rx (Configurazione Monostatica).

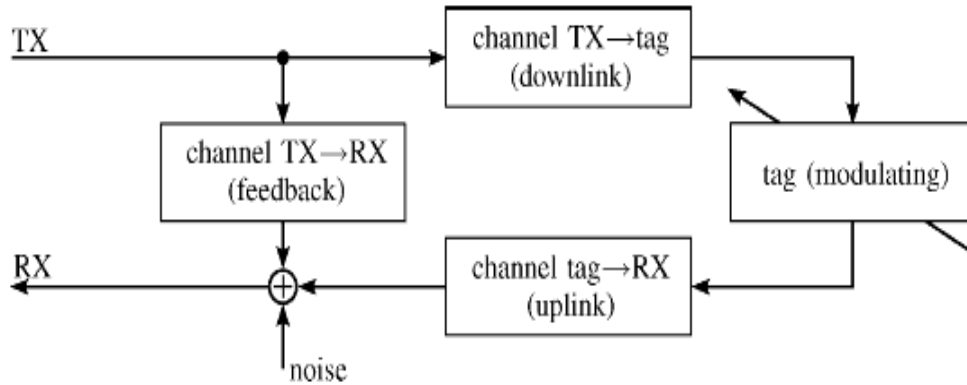


Figura 2.3.2 Canali dal punto di vista del sistema RFID passivo.

Il canale di *Feedback* o *self-interference* è un problema cruciale per la localizzazione del Tag perché limita pesantemente la risoluzione del segnale *uplink*. Per i sistemi *narrowband* i livelli medi di potenza del segnale di *uplink* e di *feedback* sono parametri importanti [60]. La potenza ricevuta sul Tag è descritta dalla (2.3.1) dove si tiene conto della Potenza fornita dal Reader, dei Guadagni rispettivamente del Reader e del Tag, del termine ΔG , che tiene conto della perdita di guadagno dovuta alla variazione dell'impedenza del Tag al contatto con diversi materiali, delle perdite dovute ai cavi e del Path Loss e quindi $\Delta G(dB) = G_{Tag,material}(dB) - G_{Tag,freespace}(dB)$ e del coefficiente di Riflessione ρ .

$$P_{r,Tag}(dBm) = P_{reader}(dBm) + G_{reader}(dB) + G_{Tag}(dB) + 10 \log(1 - |\rho|^2) + \Delta G(dB) - L_{sys}(dB) - L_p(dB) \quad (2.3.1)$$

Il coefficiente di riflessione ρ del tag è dato da

$$\rho = \frac{Z_{antenna} - Z_{load}^*}{Z_{antenna} + Z_{load}} \quad (2.3.2)$$

dove Z_{antenna} è l'impedenza d'ingresso dell'antenna e Z_{load} è l'impedenza d'ingresso del circuito integrato o del chip. La potenza ricevuta dal Reader è una modifica dell'equazione del radar monostatico

$$P_{r,\text{Reader}}(\text{dBm}) = P_{\text{Reader}}(\text{dBm}) + 2G_{\text{Reader}}(\text{dB}) - L_{\text{sys}}(\text{dB}) + 10 \log \left(\frac{\text{RCS}}{4\pi} \right) + 20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) - 40 \log r \quad (2.3.3)$$

dove r è la distanza tra Tag e Reader e λ è la lunghezza d'onda. La *Radar Cross Section* (RCS) del Tag è data da

$$\text{RCS} = G_{\text{Tag}}^2 \frac{\lambda^2}{4\pi} |\rho'|^2 \quad (2.3.4)$$

dove ρ' è il coefficiente di riflessione differenziale ($\rho_1 - \rho_2$), tra il coefficiente di riflessione del chip rispettivamente allo stato "0" e allo stato "1" [61]. Il Path loss invece è dato da

$$L_p = -10 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 - 20 \log \left[\frac{1}{r_0} e^{-jk r_0} + \sum_{i=1}^N \Gamma_i \sqrt{t_i} \frac{1}{r_i} e^{-jk r_i} \right] \quad (2.3.5)$$

dove il coefficiente di riflessione di *Fresnel*

$$\Gamma_i = \frac{\cos \theta_i - q \sqrt{\varepsilon_c - \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + q \sqrt{\varepsilon_c - \sin^2 \theta_i}} \quad (2.3.6)$$

La letteratura riguardo ai modelli di canale è ricca sia per applicazioni di localizzazione *Indoor narrowband* che *wideband* sino ai modelli UWB [33,34]. Il caso trattato invece in questa tesi, riguarda una ambiente molto particolare ossia l'ambiente Navale. Non esistono applicazioni in letteratura riguardante i canali RFID in banda UHF per applicazioni di Localizzazione a bordo di Unità Navali ma solo trattazioni riguardanti alla messa appunto di sistemi wireless [62,63,64,65,66,67,68,69]. I canali UHF RFID sono per loro natura *narrowband*. A causa del loro basso *symbol rate* e per le loro applicazioni *short range*, dispersione e ritardo di propagazione non sono un problema [53]. Attenuazione e *fading* sono invece dei parametri vitali a causa dei valori di *sensitivity* in gioco [70,71]. Un'analisi esaustiva si può trovare in [70,71,72].

I modelli statistici sono basati sulle distribuzioni di *Rice*, *Rayleigh* e *Nakagami* [74]. Modelli deterministici di canale comuni invece sono basati su riflessioni singole, 2-rays model (LOS e *Ground Reflecion*) [75] o 3-rays model (LOS, Ground, *gate Reflection*) [76] e 5-rays model [77].

2.3.2 Canale Indoor a bordo di una Nave

In [62-69] sono stati condotti studi di propagazione a Radio Frequenza in ambienti navali, nello stesso compartimento o tra compartimenti attigui. Questi studi hanno mostrato tipicamente path loss tra 2-5 e rms del *delay spread* da 10-40ns per Navi militari e sino a 90 ns per navi Mercantili. A causa della massiva presenza di metallo, l'ambiente della nave mostra differenti caratteristiche dagli ambienti commerciali. In particolare rms *delay spread* sono compresi tra 70-90ns. Per quanto riguarda il *path loss* decresce all'aumentare della distanza. *Path loss* e *delay spread* sono indipendenti dalla frequenza sopra il Range tra 800MHz – 2.6GHz. La potenza consumata dagli strumenti di bordo dipende strettamente dal processing necessario per trasmettere il segnale per avere una certa *Quality of Service* richiesta (QoS). Per esempio per servire un applicazione che richiede elevato *Throughput* in una ambiente con *delay spread* medio elevato, l'architettura di sistema deve includere una sorta di equalizzazione adattativa per compensare l'inevitabile interferenza intersimbolica. A causa dello stretto legame tra *QoS* e consumo di potenza, il progetto di un sensore efficiente a livello energetico, richiede uno studio approfondito dell'ambiente di propagazione. Il perché della scelta di sistemi wireless rispetto ai sistemi cablati, sta nel fatto che gli ultimi hanno bisogno di maggiore manutenzione, introducono delle limitazioni a livello di cablaggio/progettazione, in caso di Emergenza/Attacco possono interrompere fisicamente il cammino del segnale con conseguente perdita di comunicazione tra i compartimenti. Invece le comunicazioni wireless rappresentano una soluzione costo/efficace per la loro gestibilità e flessibilità grazie all'utilizzo di Access Point e terminali mobili. Gli aspetti che limitano la capacità di un sistema wireless sono da ricercare nella struttura metallica della nave che è fatta di acciaio e metalli vari (buoni conduttori) che portano a fenomeni di Attenuazione e Cancellazione dei segnali, nella particolarità del canale di propagazione affetto da fading profondo dovuto a fenomeni di

Riflessione/Rifrazione e esposto a rischi derivati da Emergenza (falla/incendio) e Attacco, nell'Interferenza Elettromagnetica tra i sistemi elettronici di bordo (EMI).

Segue una disamina di Esperimenti di varia natura in diverse UU.NN. sia di Marina Militare (*USS-Navy* e *Royal Navy*) sia di Marina Mercantile che permettono di capire i parametri studiati, i modelli utilizzati, la strumentazione per le misure.

Esperimenti Condotti a bordo di Navi della USS-Navy

Le misure sono state condotte usando un Analizzatore Vettoriale di Rete. I dati sono stati ottenuti per frequenze comprese tra 800MHz e 2.6GHz. Per avere una risoluzione nel tempo accettabile con un ambiente cin grandi delay spread, l'intervallo di frequenze totali è stato suddiviso in 9 segmenti di 200MHz ciascuno. L'antenna utilizzata è un'antenna *discone* in polarizzazione verticale. Tutte le distanze tra gli elementi Trasmittenti e Riceventi sono state memorizzate per lo studio della correlazione tra distanza e attenuazione. Le misure di Interferenza sono state ottenute utilizzando un analizzatore di spettro portatile. In questa configurazione alla base dell'antenna è stato misurato un rumore *cascade* di 6dB. Le misure sono state condotte in diversi ambienti operativi della nave.

Le misure hanno dimostrato il comportamento tipico di interferenza distruttiva al ricevitore con antenne a basso guadagno. Se si utilizzano antenne ad alto guadagno non c'è peggioramento della capacità di risolvere componenti spettrali vicine (*scallop loss*) perché la selettività angolare tende a rigettare gli arrivi oltre al cammino principale. Un altro importante parametro da considerare specialmente in trasmissione dati ad alta velocità è il rms del *delay spread*, che corrisponde in modo grossolano all'effettiva lunghezza della risposta impulsiva. Il significato del *delay spread* è che se è confrontabile con la durata del segnale trasmesso, causa dispersione tra simboli adiacenti con successivi errori. Questa tipologia di canale può supportare un *symbol rate* di 1-2 milioni di simboli al secondo senza l'uso di processing adattativo. Un

importante risultato è che il valor medio e la deviazione standard del *delay spread* dipendono dalla frequenza da 800MHz a 2.6GHz.

Relazioni con la Distanza

Da Misure fatte a 900MHz, riportando i risultati in funzione del logaritmo della distanza tra le antenne, si dimostra l'andamento a minimi quadrati dei dati della forma

$$T_{dB} = A_{dB} + B \log_{10} d_{meters} \quad (2.3.7)$$

dove A rappresenta la trasmissione a 1 m in dB ed è collegato al guadagno di antenna e alla frequenza di utilizzo nella Formula di *Friis*, B rappresenta il valore potenza-distanza in dB e quindi è legato al *Path Loss Exponent*. Per un dato ambiente, B varia drammaticamente come si vede dalla tabella 2.2.

Luogo	$\eta\tau_{RMS}[nS]$	$\sigma\tau_{RMS}[nS]$	A_{900}	A_{2500}	B
AUX TOP	85.9	7.56	-26.6	-36.4	-24.7
AUX TB	80.5	3.4	-43.5	-55.9	-6.97
ER2 TOP	83	15.1	-31.1	-41.4	-21.8
ER2 TB	83.8	3.87	-48.9	-55.4	-8.9
Hall	72.2	3.49	-42.1	-51.9	-2.87

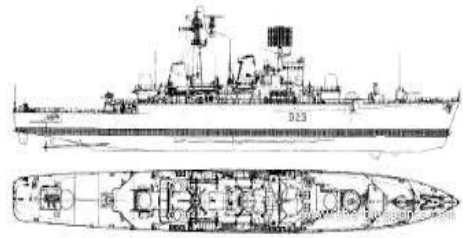
Tabella 2.2 Riassunto parametri di propagazione

Effetti di un Incendio controllato

Le misure fatte a bordo mostrano un incremento dell'attenuazione di 0.5dB durante la fase attiva dell'incendio. Il graduale peggioramento è dovuto al surriscaldamento dell'ambiente e soprattutto della strumentazione del test. Nella fase di spegnimento del fuoco l'attenuazione diminuisce perché l'impianto di ventilazione evacua i fumi e i vapori.

Conclusioni

Il canale di propagazione radio a bordo di navi mostra *delay spread* più grandi e *path loss factor* più piccoli rispetto agli ambienti commerciali. Ciò favorisce basso consumo di energia, applicazioni a larghezza di banda media, che permettono comunque una adeguata copertura nonostante le basse potenze in trasmissione. Mentre una significativa presenza di interferenza è presente a 1GHz. Sia la fase attiva dell'incendio sia quella di soppressione delle fiamme presentano un minimo effetto negativo sulla radio propagazione.



Esperimenti Condotti a bordo della HMS Bristol – Royal Navy

A bordo di questa nave sono state fatte delle misure di propagazione *wideband* tra 2 – 5GHz in diversi ambienti. Il sistema di misura prevede un *signal generator* (Tx), un *Vector Network Analyzer* come Rx, laptop, antenne biconiche omini direzionali perché offrono banda larga e risposta in frequenza piatta sulla banda di interesse. Le misure fatte hanno portato a descrivere le statistiche dei principali parametri del canale di propagazione e le stime di *path loss* (Fig. 2.3.3). Come si può notare dalla Fig. 2.3.3 la potenza del segnale ad una certa distanza maggiore di 5m, più alta rispetto alla potenza ricevuta alla stessa distanza in spazio libero: questo è dovuto all'effetto guida d'onda tipico di questi ambienti e descritto successivamente in una campagna di misura a bordo di una Nave Mercantile. Sono state fatte anche misure riguardo all'attenuazione: con il Rx in corridoio e il portellone aperto, la potenza ricevuta ha un valore di -60dBm mentre chiudendo la porta si ha un'attenuazione a 2GHz di 15dB sulla potenza ricevuta e 21.5dB a 5GHz.

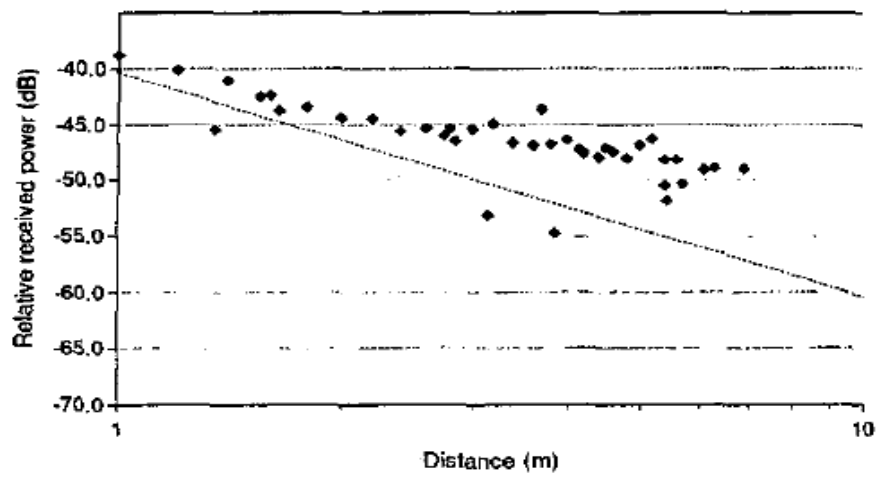
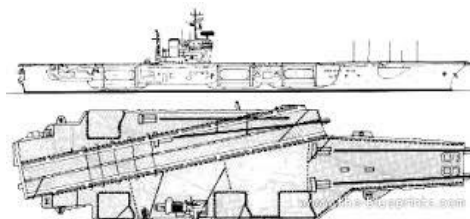


Figura 2.3.3 Potenza ricevuta in funzione della distanza (2-2.5 GHz), paragone con il free space loss (80 campioni).



Esperimenti Condotti a bordo della USS America – US- Navy

A bordo di questa nave sono state fatte delle misure di propagazione *narrowband* tra 0.8 a 2.5GHz. Il sistema di misura prevede il Tx in un compartimento ed il Rx in diverse posizioni sia nel compartimento e tra i compartimenti attigui. In Fig. 2.3.4 è presentata la potenza ricevuta in funzione della distanza tra Tx e Rx. Tracciando la curva della distribuzione dei dati di Potenza Ricevuta, la distribuzione ottenuta è quella di *Rice* (criterio MSE), come rappresentato in Fig. 2.3.5.

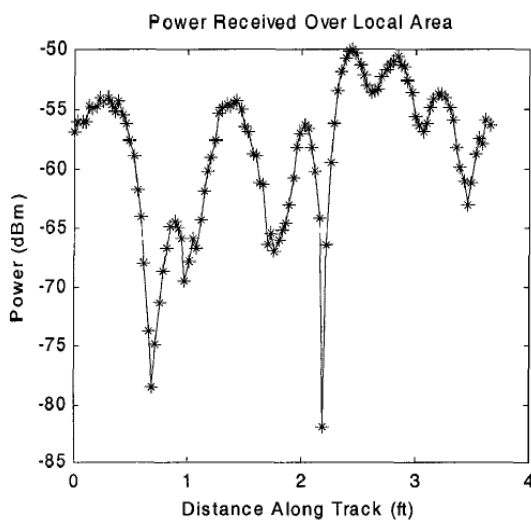


Figura 2.3.4 Potenza Ricevuta.

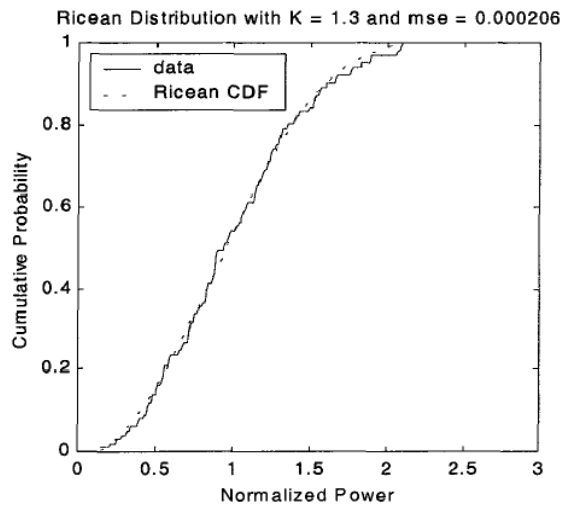


Figura 2.3.5 CPF dei dati di Potenza Ricevuta.

Attenuazione

Sono state fatte delle misure per determinare l'attenuazione scaturita dalle paratie che separano un compartimento da un altro e quella scaturita dalla apertura/chiusura portelloni metallici presenti a bordo. Per quanto riguarda l'effetto delle paratie, l'attenuazione è stata determinata dalla differenza di potenza di segnale misurato nel punto più vicino e quello più lontano delle paratie,

$$A_B|_{dB} = P_{near} - P_{far} . \quad (2.3.8)$$

Analogamente l'attenuazione dovuta alla apertura e chiusura dei portelloni è determinato dalla differenza di potenza di segnale misurato con portellone aperto e con portellone chiuso

$$A_H|_{dB} = P_{open} - P_{shut} . \quad (2.3.9)$$

Le diverse attenuazioni misurate sono:

- attraverso la paratia, portello aperto vicino al LOS : 10dB;
- attraverso la paratia, portello aperto lontano dal LOS: 20dB;
- attraverso la paratia, portelli chiusi: 25dB;
- perdita dovuta al portello chiuso vicino al LOS: 15dB;
- perdita dovuta al portello chiuso lontano dal LOS: 5dB.

Waveguide Propagation Effect a bordo di Navi

Il materiale dell'ambiente in cui avviene la propagazione gioca un ruolo fondamentale per le caratteristiche del canale. La propagazione a bordo della nave è inspiegabilmente complicata paragonandola ai consueti ambienti indoor. Questo perché le navi sono costruite in metallo che è un buon riflettore per le onde elettromagnetiche. A causa di questa complessità, la possibilità di utilizzare la banda larga a bordo di una nave è discutibile. Lo studio del canale è stato effettuato nel Range frequenziale tra 800MHz e 3GHz. Questo studio è stato fatto per modellare l'effetto dell'apertura/chiusura delle porte e l'effetto di polarizzazione sul livello di potenza ricevuta per una distanza tra Tx e Rx sopra i 5m. Le risposte impulsive del canale sono state ottenute usando un VNA all'interno di diversi compartimenti e corridoi sopra 10m a 2 e 5GHz. Similmente, le misure sono state condotte anche sul corridoio di dritta dove la dimensione massima è di 5m da 800MHz a 2.6GHz. L'effetto guida d'onda è stato osservato lungo i corridoi per la propagazione del LOS da alcuni studiosi [78,79]. In questi studi è stato fatto uno studio sull'effetto guida d'onda attraverso il path loss, che è stato trovato essere inferiore a 2. Anche in [80] il path loss misurato è minore di 2 (path loss nello spazio

libero). A bordo delle navi mercantili, questo effetto è possibile a causa delle similarità strutturali tra il corridoio e lo scafo (*cargo hull*).

Esperimenti Condotti a bordo di una Nave Mercantile

I risultati sono stati ottenuti attraverso lo studio di canale *wideband*, posizionando l'antenna ricevente in Plancia, il punto più alto della Nave e l'antenna Ricevente nel *Cargo Hull*, Fig. 2.3.6.

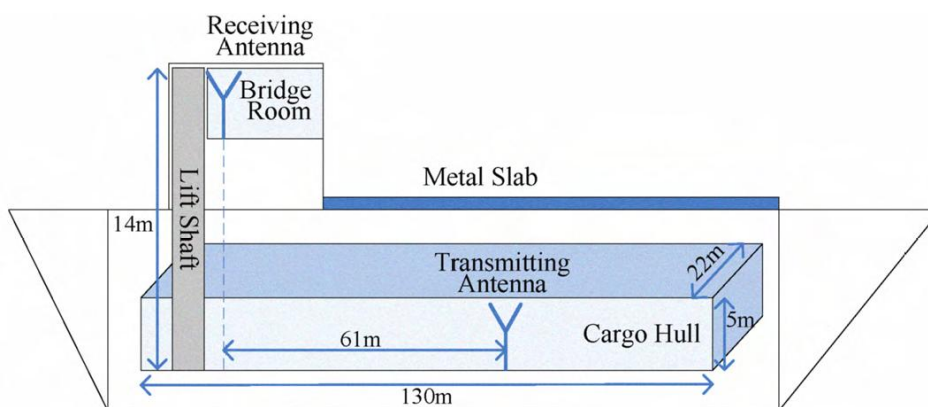


Figura 2.3.6 Schema del sito delle misure.

Il *Cargo hull* è paragonabile ad una scatola metallica di 130m x 22m x 5m (Lu x La x A). L'antenna trasmittente è collocata dentro il *cargo hull*. C'è un vano ascensore che permette il collegamento tra plancia e *curgo hull*. L'antenna ricevente è posizionata in plancia vicino al vano ascensore. La distanza verticale tra le due antenne è l'altezza del vano ascensore ossia 14m mentre la separazione orizzontale è di circa 61m. Non vi è alcuna evidente ostruito LOS tra Rx e Tx. Una lastra di metallo sul ponte della nave è in mezzo al cammino LOS come mostrato in figura 2.3.6. Il trasmettitore è la cascata tra un Generatore di segnale vettoriale (VSG), un amplificatore ad alta potenza (HPA) e una antenna *discone*. Un segnale a spettro espanso è generato usando una sequenza PN di 1023bit a larghezze di banda differenti. A causa dell'attenuazione delle strutture

metalliche della nave, l'HPA è usato per aumentare il livello di potenza per migliorare la qualità del segnale ricevuto. Al ricevitore il segnale è captato con un'antenna uguale a quella Trasmittente, usando un LNA.

Risultati e considerazioni

Un programma MatLab è stato usato per processare il segnale ricevuto lavorando in banda base, è la risposta impulsiva del canale complessa è espressa come cross correlazione tra il segnale in banda base è l'originale sequenza PN di 1023bit,

$$h(n, \tau) = \sum_{i=0}^N a_i \delta(\tau - \tau_i) \exp\{j\phi_i\} \quad (2.3.10)$$

dove N è il numero di componenti del Multipath, n è l'indice dell'impulso consecutivo, a_i , τ_i e ϕ_i sono la potenza di segnale, il ritardo di propagazione e la *phase shift* dell'*i-esimo* cammino Multipath. Il *Power Delay Profile* (PDP) rappresenta l'involuppo della potenza ricevuta ed è proporzionale al modulo quadro di $h(n, \tau)$. In Fig. 2.3.7 si mostra un PDP ottenuto mediando 50 PN sequenze ricevute per 3 differenti bande espanse. La larghezza di banda fissa la risoluzione: più è larga la banda del segnale trasmesso più cammini Multipath risultato risolvibili. Come si nota dalla Fig. 2.3.7, all'aumentare della larghezza di banda il rapporto segnale rumore diminuisce.

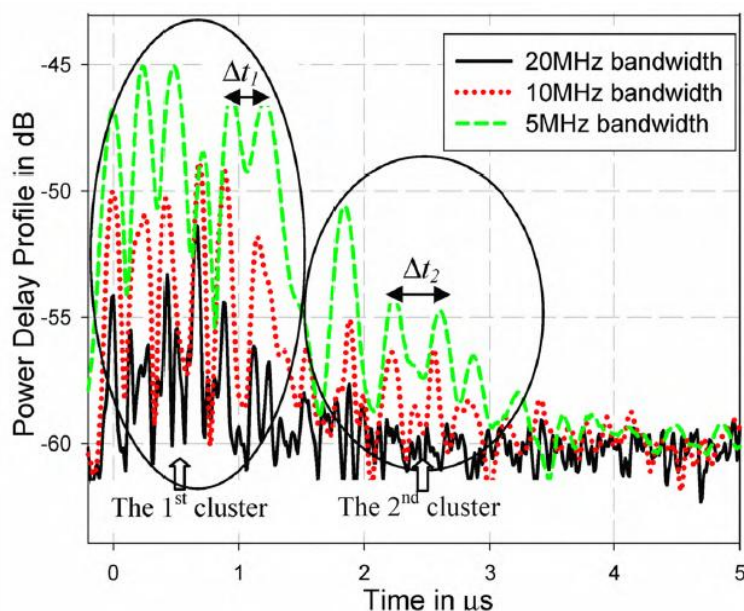


Figura 2.3.7 PDP a diverse larghezze di banda.

Si nota anche una periodicità media degli arrivi a seconda della banda del segnale trasmesso ($\Delta t_1, \Delta t_2$). La periodicità dei differenti PDP a larghezze di banda diverse è simile sebbene la risoluzione sia doppia. Questo indica la possibilità che l'effetto guida d'onda esista attraverso il rimbalzo delle onde elettromagnetiche tra grandi riflettori vicini. Inoltre è possibile osservare che c'è un trend generale che la potenza ricevuta da componenti Multipath consecutive cresce e poi decresce. L'incremento della potenza ricevuta è dovuto all'effetto guida d'onda creato dalla struttura metallica del *cargo hull*. A causa delle riflessioni non perfette sulle strutture metalliche, le componenti Multipath che arrivano con grandi ritardi hanno livelli di potenza sempre più piccoli. Il rms del *delay spread* è definito come la radice quadrata del momento centrale del secondo ordine della media del PDP. Nella tabella 2.2 è calcolato per un *excess delay* di 5.5dB per tre differenti PDP.

Larghezza di Banda [MHz]	5	10	20
Numero di picchi	6	6	9
Rms delay spread [ns]	400	370	360

Tabella 2.3 Rms Dealy Spread vs Spread Bandwidth

Dalla tabella 2.3 si vede che all'aumentare della banda il RMS del *delay spread* diminuisce lentamente a causa del numero crescente dei cammini risolvibili. Per il *cargo hull* è ottenuto un rms medio del *delay spread* pari a 377ns: questo grande valore è dovuto alla complessità della struttura della nave. La banda di coerenza è di circa 530KHz. Ciò dimostra che la trasmissione broadband attraverso un ambiente complesso senza una adeguata equalizzazione è difficoltosa.

Dai tre PDP a diverse bande si evince che dalla periodicità e dalle ampiezze crescenti dei picchi del Multipath, la struttura metallica del *cargo hull* forma una struttura analoga ad una guida d'onda. Il grande valore di rms del *delay spread* conferma il meccanismo di propagazione in guida d'onda e la complessità della struttura metallica della nave.

Conclusioni

Dai diversi esperimenti condotti a bordo di UU.NN. si evince che:

- È possibile la Propagazione di segnali wireless tra 0.8 - 3GHz a bordo, nello stesso compartimento, tra compartimenti attigui, con portelli aperti/chiusi;
- La Propagazione *wideband long range* è possibile solo con Equalizzazione altrimenti si otterrebbero valori troppo elevati di BER;

- In una Nave militare: rms *delay spread* 70-90ns (ufficio:10-40ns), path loss 1.65 (ufficio, industrie, 3 – 5);
- In una Nave mercantile: rms *delay spread* 80-90ns, path loss < 2 (free space);
- Le Attenuazioni sono comprese tra 10-20dB, 0.5 – 0.7dB in caso di Incendio (*USS-Shadwell*, 2.4GHz);
- EMI sono presenti sotto a 1GHz, soprattutto in porto;
- La CPF della Potenza ricevuta ha distribuzione di *Rice/Rayleigh*;
- Effetto guida d'onda importante meccanismo di Propagazione.

Capitolo III

3 CAMPAGNA DI MISURA

3.1 *Nave Martellotta*



Figura 3.1 Nave Martellotta.

Nave Martellotta (A5320), varata nel 1988, é stata poi consegnata alla Marina Militare nel dicembre del 1989. Il suo abituale porto di assegnazione è La Spezia. Classificata come Nave Esperienze, Nave Martellotta è una nave multiuso, che supporta principalmente attività di sperimentazioni, test e valutazione operativa a favore del Centro Supporto Sperimentazioni Navali della M.M. La Nave, dotata anche di un sistema di propulsione ausiliario, trova utile impiego nello svolgimento di operazioni in

mare che prevedono la movimentazione di carichi medio-leggeri e in operazioni di messa a mare/recupero di attrezzature che richiedono il mantenimento della posizione. Nave Martellotta ha svolto negli anni numerose attività di collaudo e verifica di apparecchiature e sistemi di arma subacquei (bombe di profondità, siluri pesanti). Di recente ha visto il suo impiego principale nelle campagne tecniche finalizzate a validare la progettazione del siluro leggero MU-90. Tra il 2007 e il 2008 sono stati effettuati i primi lanci del MU-90 con il supporto del Poligono di Tracciamento Mobile (PTM), in dotazione alla Divisione Lotta Sotto la Superficie del Centro di Supporto e Sperimentazione Navale (C.S.S.N.), per seguire in tempo reale le evoluzioni dell'arma. L'esito soddisfacente dei lanci eseguiti negli anni 2007 - 2009 ha determinato la consegna dei primi siluri MU-90 alla Marina Militare Italiana. Nave MARTELLOTTA dipende organicamente ed operativamente, per il tramite della Squadriglia Unità Idrografiche ed Esperienze ed il Comando delle Forze di Contromisure Mine, dal Comando in Capo della Squadra Navale (CINCNAV) .

3.2 Descrizione del sistema e setup di misura

Prima di effettuare la campagna di misure, dopo un'accurata ricerca bibliografica per il *case of study*, sono state svolte delle misure preventive in un corridoio del dipartimento di Ingegneria dell'informazione sito in Pisa. Il setup di misure prevede di misurare valori di RSSI al variare della distanza a passi di 20cm. Facendo delle misure a passi adeguatamente piccoli rispetto alla lunghezza d'onda ($\lambda=34\text{cm}$ a 865MHz), si fa in modo di ottenere il giusto numero di campioni di RSSI per accrescere la precisione e la veridicità del risultato. La scelta di effettuare le misure in un corridoio non è stata casuale ma è volta a trovare un ambiente che sia simile ad un corridoio di una Nave Militare, stretto e moderatamente lungo. Certamente il *fading* da Multipath nei due ambienti è diverso, visto che i materiali in gioco hanno caratteristiche elettromagnetiche differenti: da un parte si ha calcestruzzo e cemento e dall'altra nella quasi totalità acciaio e materiale metallico. Gli strumenti che sono stati utilizzati in entrambe le esperienze sono:

- Reader IF2A000002 Intermec IF2 865MHz RFID RoHS (Fig.3.2.);
- Antenna WANTENNAX007 (Fig.3.3) con le rispettive caratteristiche riportate nella Tab. 3.1;
- Tag passivi (*Alien* e *LAB ID*, 840-960MHz) come riportato in Fig. 3.4;
- Supporti antenna e Tag;
- Portatile.



Figura 3. 2 Reader Intermecc IF2 (865MHz).

Parametri d'Antenna	Valori
<i>Gain (max)</i>	8 dBi \pm 0.5 dBi
<i>Gain (min over frequency band)</i>	6.5 dBi \pm 0.5 dBi
<i>Input Frequency</i>	860 - 970 MHz
VSWR	< 1.5:1
<i>E-plane beamwidth</i>	65° (typ.)
<i>H-plane beamwidth</i>	69° (typ.)
<i>Alimentazione</i>	10 W
<i>Polarizzazione</i>	Linear

Tabella 3.1 : parametri dell'Antenna WANTENNAX007.



Figura 3.3 Antenna WANTENNAX007.



Figura 3.4 Passive Tag utilizzati (840-960MHz).

Per il confronto con gli andamenti teorici di RSSI in funzione della distanza, è stato creato uno script MatLab che tiene conto di un modello a 2 raggi, un modello a 5 raggi, la formula di Friis per il *Free Space Path Loss* e degli andamenti $\frac{1}{R}$, $\frac{1}{R^3}$, $\frac{1}{R^4}$ per lo studio degli andamenti di RSSI. Il primo problema apprezzato dagli andamenti è stato vedere lo scostamento sostanziale delle curve teoriche con i valori di RSSI misurati e capire la pendenza delle curve. Nel modello a due raggi dato da

$$L_{path} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \left| 1 - \frac{d}{d_1} e^{-jk(d_1-d)} \right|^2 \quad (3.1)$$

con d distanza Reader/Tag e $d_1 = \sqrt{d^2 + (2h)^2}$, non si tiene conto in nessun modo dell'interazione tra Energia Elettromagnetica e Materiale, degli effetti del *radiation pattern* dell'antenna del Reader, che ha un suo diagramma di radiazione con nulli, minimi e massimi, della RCS del Tag, della potenza in Trasmissione e del Guadagno d'antenna Trasmittente, oltre che al Path Loss dovuto canale Reader/tag e Tag/reader. Si è cercato quindi di aggiungere man mano tutti questi fattori che migliorano il confronto e l'andamento delle curve, avvicinandosi alla realtà fisica della propagazione nel canale. Per tenere conto dell'interazione tra energia e.m. e materia, è stato utilizzato il coefficiente di *Fresnel* (Polarizzazione Perpendicolare) per ogni punto dello spazio

$$\Gamma = \frac{\sqrt{\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} - \sin^2 \theta_i} - \left(\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right) \cos \theta_i}{\sqrt{\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} - \sin^2 \theta_i} + \left(\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right) \cos \theta_i} \quad (3.2)$$

dove ε_r è la costante dielettrica relativa del materiale, σ è la conducibilità, ω la pulsazione ($\omega = 2\pi f$), ε_0 la costante dielettrica del vuoto ($\varepsilon_r = 8.85 \cdot 10^{-12} F/m$) e θ_i angolo di incidenza sulla superficie. Quindi il nuovo modello adottato per la tecnica di *Ray-Tracing* che tiene conto delle riflessioni sul materiale è

$$L_{path} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \left| 1 + \sum_{i=1}^N \Gamma_n \frac{d}{d_n} e^{-ik(d_n-d)} \right|^2 \quad (3.3)$$

che tiene conto anche di tutti i contributi dovuti agli N cammini Multipath. Il Modello a 2 raggi tiene conto della riflessione sul pavimento (Ground) e del LOS, mentre il modello a 5 Raggi tiene conto anche delle due riflessioni sulle pareti e sul soffitto. Cosa fondamentale è la fase del coefficiente di *Fresnel*: a priori questa fase non si può conoscere quindi può essere modellata come una variabile aleatoria uniformemente distribuita tra $(0, \pi)$. Passo successivo per affinare i modelli è stato quello di tenere in considerazione i parametri di antenna e il fatto che l'antenna del Reader avendo un proprio *Radiation Pattern*, non è omnidirezionale. Questo fatto è fondamentale perché i diversi contributi potrebbero essere pesati in modo diverso a seconda delle riflessioni sul pavimento/soffitto e sulle pareti. Infatti l'*i-esimo* cammino sfortunato potrebbe beccare un nullo del diagramma di radiazione dopo la riflessione e quindi questo contributo di campo elettrico non viene adeguatamente considerato. Per tener conto della fisicità della propagazione, si può considerare il diagramma di radiazione del Reader come un andamento cosinusoidale, che tenga conto della distanza tra Reader/tag e della differenza di altezza tra Reader/tag e pertanto il Path Loss totale, considerando i due canali da Reader/tag e tag/Reader è

$$P_{TL}(dB) = 2L_{path}(dB) + (\Delta h_{t-r})^2 \left[\cos \left(\frac{d}{\sqrt{(\Delta h_{t-r})^2 + d^2}} \right) \right] \quad (3.4)$$

dove Δh_{t-r} rappresenta la differenza di altezza tra antenna Reader e Tag. Per tener conto invece della potenza in trasmissione e del guadagno di antenna del Reader, si corregge il valore di RSSI in questo modo

$$RSSI = P_t G_t^2 L_{path}^2 \quad (3.5)$$

dove si tiene conto anche del diverso modello di path loss considerato.

3.3 Risultati simulazioni e misure

Nel primo setup di misura, i parametri in gioco sono presentati nella Tab. 3.2. Per un preventivo studio del canale e per prendere dimestichezza con la strumentazione è stato effettuato un unico test. In Fig. 3.6 sono riportate invece le dimensioni geometriche del corridoio in cui sono state effettuate le misure.

	Test 01
Potenza Trasmessa	1 W
Tipo Tag	Alien
Disposizione Tag	VERTICALE
Polarizzazione	VERTICALE

Tabella 3.2 Descrizione Setup num.1 in Lab.

Come si vede dalla Fig. 3.6, la configurazione dei *Test point* prevede di spostarsi su una linea retta al centro del corridoio sino alla *read distance* massima del *Tag Alien* utilizzato. Data la potenza in trasmissione di 1W, le favorevoli condizioni di multipath di questo ambiente e le performance spinte del Tag in questione, la *read distance* va ben oltre la lunghezza del corridoio stesso. Dato che lo scopo della misura è tracciare l'andamento del RSSI in funzione della distanza, per ogni distanza, da 20cm dal Reader sino a 12m, sono stati calcolati tramite elaborazione online su MatLab i diversi valori medi di RSSI successivamente presentati.

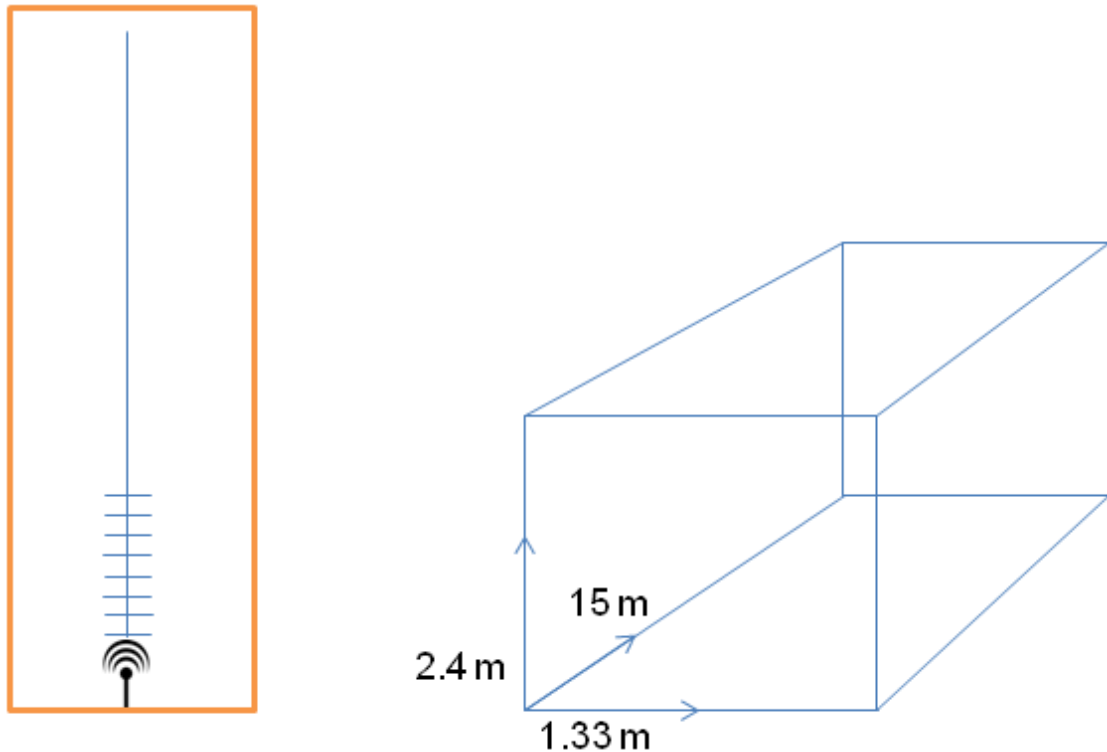


Figura 3. 6 Dimensioni geometriche del corridoio.

Dopo aver acquisito 60 file “.log” e aver mediato circa 70000 valori di RSSI con altezze dell’antenna del Reader e del *Tag Alien* uguali e pari a 1.03m si passa ai risultati grafici. I risultati ottenuti sono sintetizzati in Fig. 3.6: detta R la distanza tra Reader e Tag, l’andamento del RSSI medio da 0.2 a 1 m va come $\frac{1}{R}$, da 1 a 2.5m come $\frac{1}{R^2}$, da 2.5 a 4.5m come $\frac{1}{R^3}$ per poi arrivare ad aumentare la pendenza sino a 12m dal Reader con andamento $\frac{1}{R^4}$. Dalla Figura si evince anche che il modello del *Free Space path loss* è del tutto obsoleto perché non segue l’andamento della curva di RSSI medio. Come si vede dalla Fig. 3.7, le distanza 7.2m e 7.4m individuano una *no read zone* dovuta alla somma in modo distruttivo dei segnali. Dopo questa zona, il Tag è stato correttamente rilevato sino a tutta (e oltre) la lunghezza del corridoio di 15m. L’andamento decresce all’aumentare della distanza e si notano dei picchi dovuti alle riflessioni nel corridoio.

Per avere un paragone con la teoria, l'andamento di RSSI misurato è stato confrontato con gli andamenti del modello a 2 Raggi e modello a 5 Raggi.

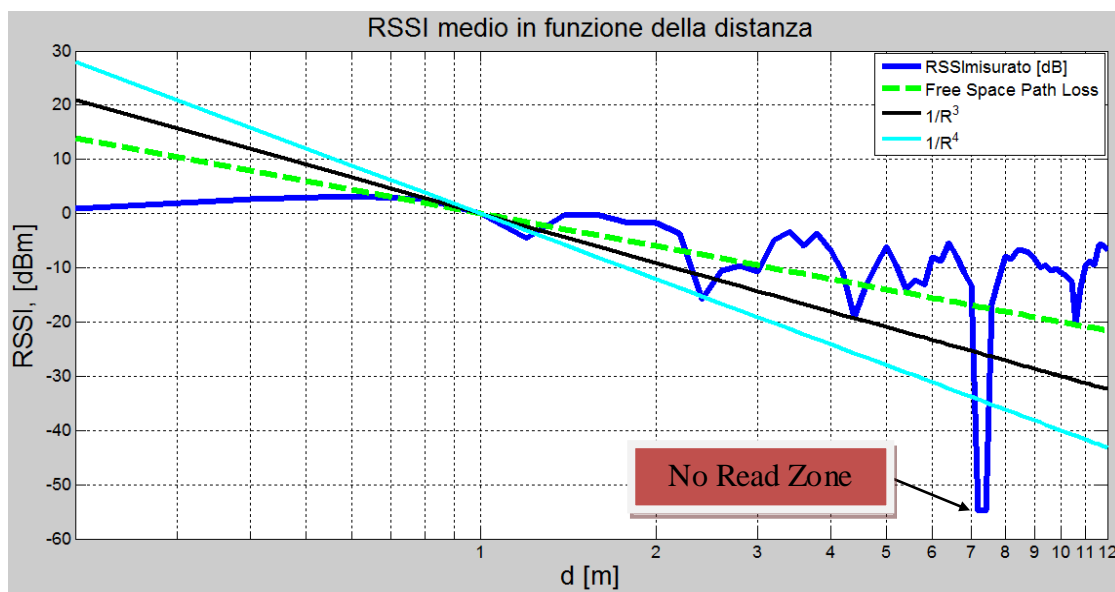


Figura 3.7 RSSI in funzione della distanza vs curve di pendenza.

Come si vede dalla Fig. 3.8, il modello a 2 Raggi inizia a seguire meglio l'andamento del segnale misurato (curva blu). Si noti come i nulli delle due funzioni non combacino perfettamente questo a causa della natura aleatoria della fase dei coefficienti di *Fresnel*. Forti del fatto che l'andamento teorico può essere migliorato, attraverso uno script MatLab, nella Fig. 3.9 è presentato un confronto con il Modello a 5 Raggi. Si noti come questo modello inizi a seguire meglio l'andamento, talune volte fungendo quasi da inviluppo al RSSI misurato. Lo scostamento è dovuto a fenomeni di Multipath non considerati perché aleatori, fenomeni che interessano riflessione/diffrazione e propagazione attraverso i muri di cartongesso del corridoio del Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione.

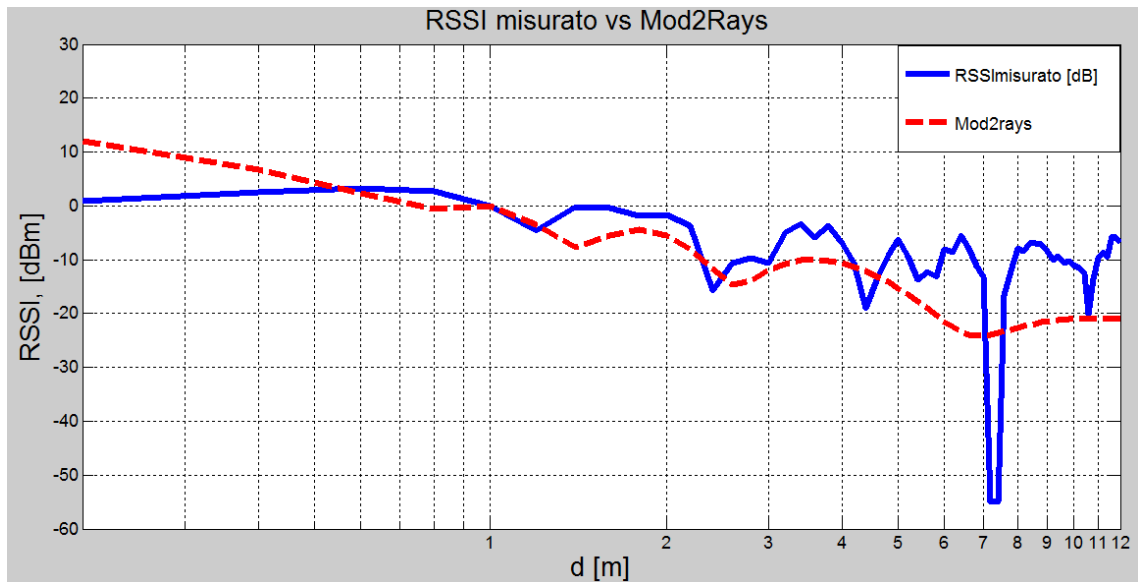


Figura 3.8 RSSI vs Modello a 2 raggi.

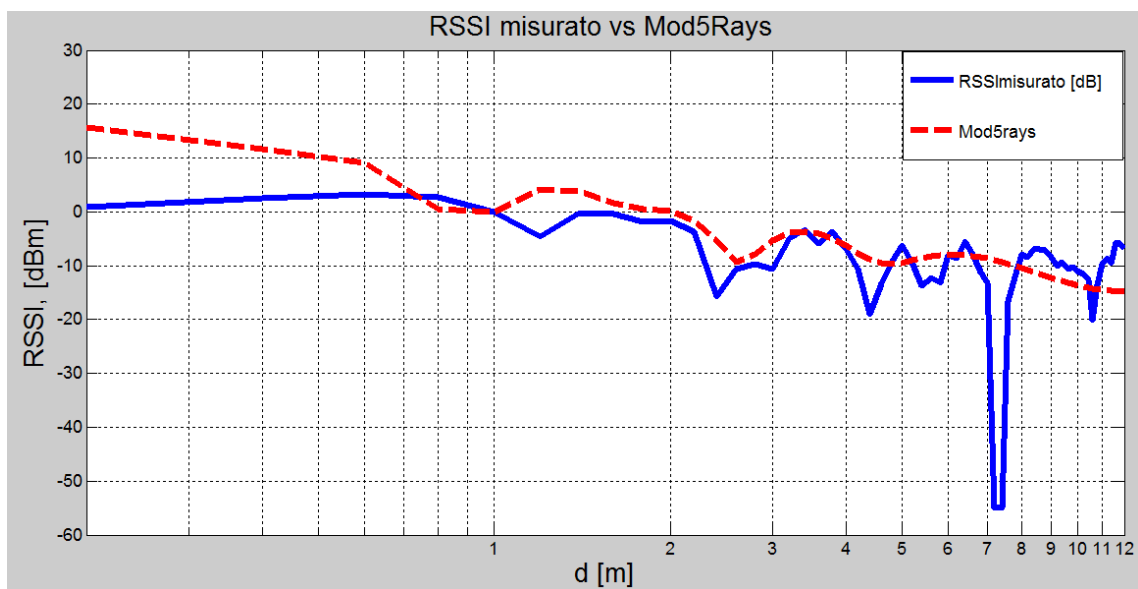


Figura 3.9 RSSI vs Modello a 5 raggi.

A titolo dimostrativo dell'impatto della fase del coefficiente di Fresnel, si presentano le Fig. 3.10 e 3.11 rispettivamente per il Modello a 2 Raggi e a 5 Raggi.

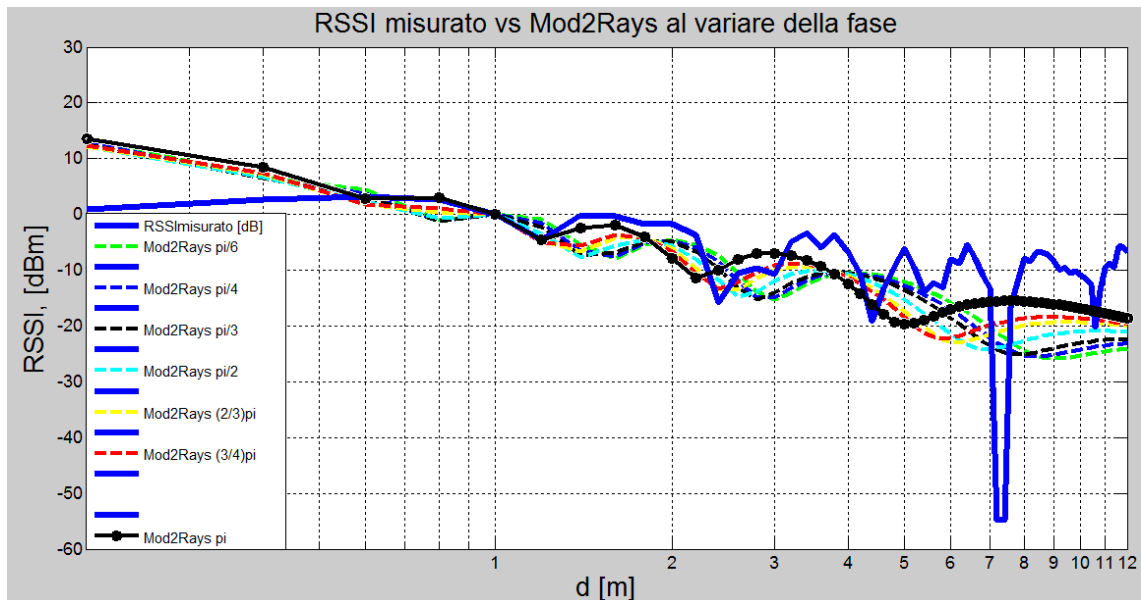


Figura 3.10 RSSI vs Modello a 2 raggi con variazione di fase del Coeff. Di Fresnel.

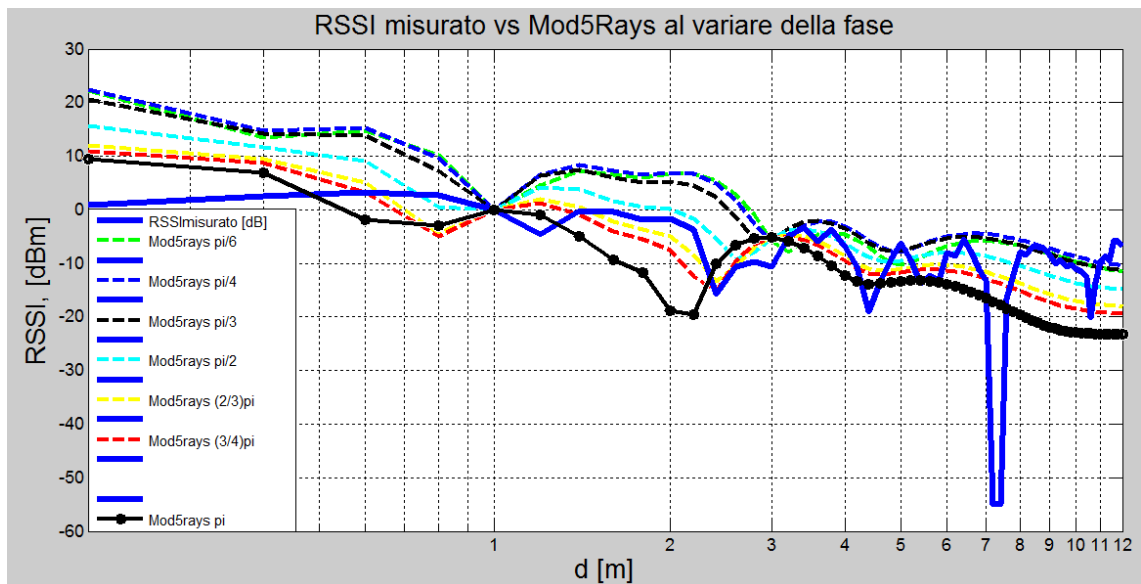


Figura 3.11 RSSI vs Modello a 5 raggi con variazione di fase del Coeff. Di Fresnel.

Nella campagna di misura condotta a bordo di Nave Martellotta, sono stati eseguiti 4 Test, al variare della Potenza di Trasmissione, della tipologia del Tag e della sua orientazione come descritto nella Tab. 3.3. Anche in questa esperimento, sono state fatte delle misure di RSSI in funzione della distanza da 0.2m a 5m a passi di 20cm. Il setup di misura descritto nella Fig. 3.12, prevede un cavalletto sul quale posizionare l'antenna del Reader e un supporto in legno sul quale sono stati attaccati i Tag. Sono stati usati due differenti Tag e sono state fatte misure al variare della distanza e dell'altezza da terra dei singoli Tag. Per questo ultimo motivo, sono stati utilizzati 3 Tag disposti rispettivamente a 100/70/40 cm da terra per studiare meglio l'influenza del Multipath a diverse altezze.

	Test 01	Test 02	Test 03	Test 04
Potenza Trasmessa	200 mW	500 mW	500 mW	500 mW
Tipo Tag	Alien	Alien	Alien	LAB ID UH414
Disposizione Tag	VERT	VERT	ORIZZONT	VERT

Tabella 3.3 Descrizione Setup Nave Martellotta.

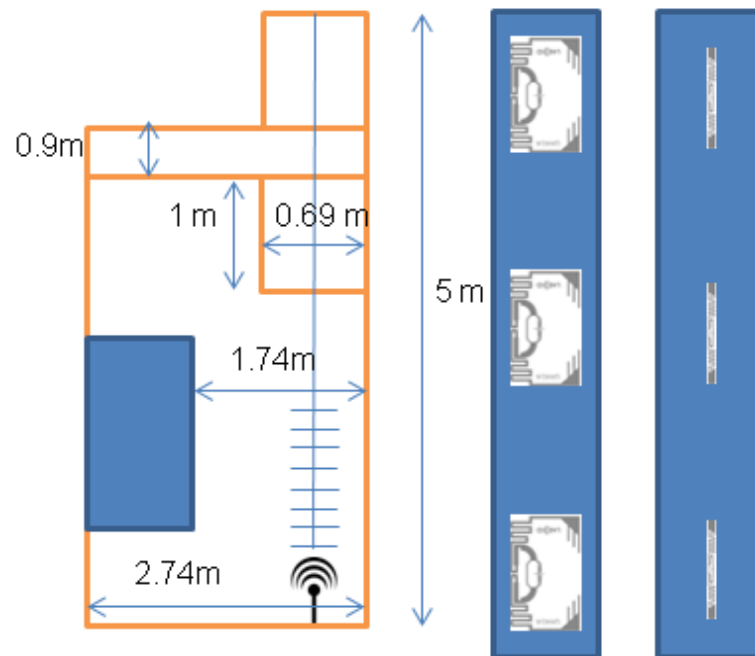


Figura 3.12 Dimensioni Locale Nave e disposizione Tag.

L'ambiente a bordo è ricco di metallo, scale, portelloni, soglie, apparecchiature. Tutto ciò fa sì che sia un ambiente affetto da molti fenomeni diffusivi e ricco di Multipath (Fig. 3.13). Lo studio prevede di capire la fenomenologia della propagazione del segnale UHF-RFID a bordo di una Nave Militare, studio non presente in bibliografia. Dopo aver impostato i parametri d'antenna, sono stati ottenuti 25 file formato “.log” i quali sono stati processati offline su MatLab. L'elaborazione del segnale UHF-RFID derivato da questo ambiente verrà presentato in diversi grafici.



Figura 3.13 Configurazione setup di misura.

In Fig. 3.14 sono presentati i valori di RSSI per i *Tag Alien* posti verticalmente rispetto all'antenna del Reader e ad una altezza da terra rispettivamente di 100cm e 70cm. Lo studio fatto in base alla orientazione del Tag, si propone di capire gli effetti della riflessione e della diffrazione in condizioni di Adattamento di Polarizzazione e non Adattamento di Polarizzazione. Dalla Fig. 3.14 si evince che c'è la presenza di Multipath dovuto alle riflessioni/diffrazioni sulle superficie metalliche della struttura del canale di propagazione. Il Tag posto a 70cm soffre maggiormente il fading da Multipath e lo si può notare dal fatto che dopo 4 m questo Tag non viene più letto. Si nota anche come questo Tag abbia valori di RSSI che decrescono maggiormente all'aumentare della distanza, mentre per il Tag posto a 100cm i valori di potenza sembrano essere quasi costanti.

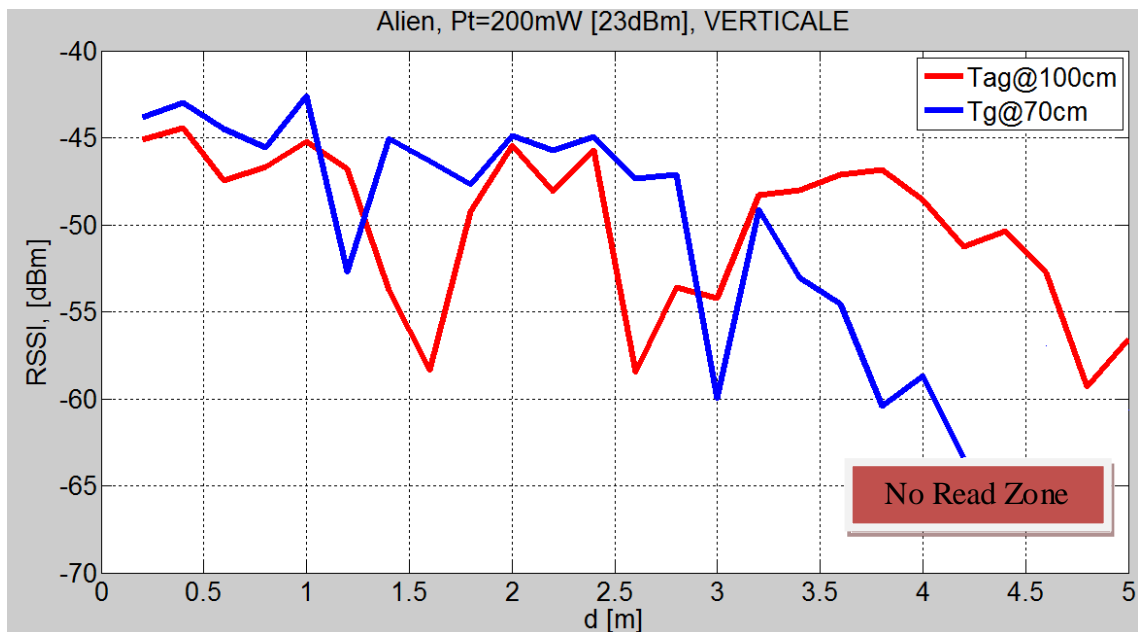


Figura 3.14 Valori di RSSI misurati per Tag posti a diverse altezze.

Questo risultato è da ricondurre alla particolare configurazione del canale di propagazione e all'inevitabile effetto guida d'onda presente a bordo di una Nave Militare. In queste condizioni di adattamento di polarizzazione, i contributi di RSSI vengono soprattutto dalle componenti Co-polari del Coefficiente di Fresnel e dalle Riflessioni sulle superfici. Le componenti cross-polari dovute alla diffusione vengono pesate di meno in termini di Potenza ricevuta. In Fig. 3.15 e 3.16 sono presentati confronti con curve di pendenza per capire come varia il *Path Loss Exponent* a bordo di una Nave Militare. Sino a 1.2m l'andamento si presenta pressoché costante e a tratti variare come $\frac{1}{R}$, tra 1.2m e 2.5m invece la pendenza cambia ed è proporzionale a $\frac{1}{R^2}$ con valori quindi di *path loss factor* intorno a 2 (spazio libero), mentre per distanze superiori a 2.5 m sino a 5 m l'andamento va come $\frac{1}{R^3}$ e il *path loss factor* aumenta. Il confronto con il *Free Space Path Loss* permette di capire che ci sono dei punti in cui i valori di RSSI superano i valori di RSSI che si avrebbero nello spazio libero: questo porta a concludere che l'effetto guida d'onda è molto sentito a bordo ed è un importante

meccanismo di propagazione che deve essere sfruttato. L'effetto del Multipath si apprezza per altezze di antenna inferiori come si evince dalla Fig. 3.16 per il Tag a 70cm. Infatti il livello di potenza per distanze superiori a 2.2m, la pendenza aumenta come $\frac{1}{R^4}$ sino alla *No Read Zone* per distanze maggiori a 4.2 m.

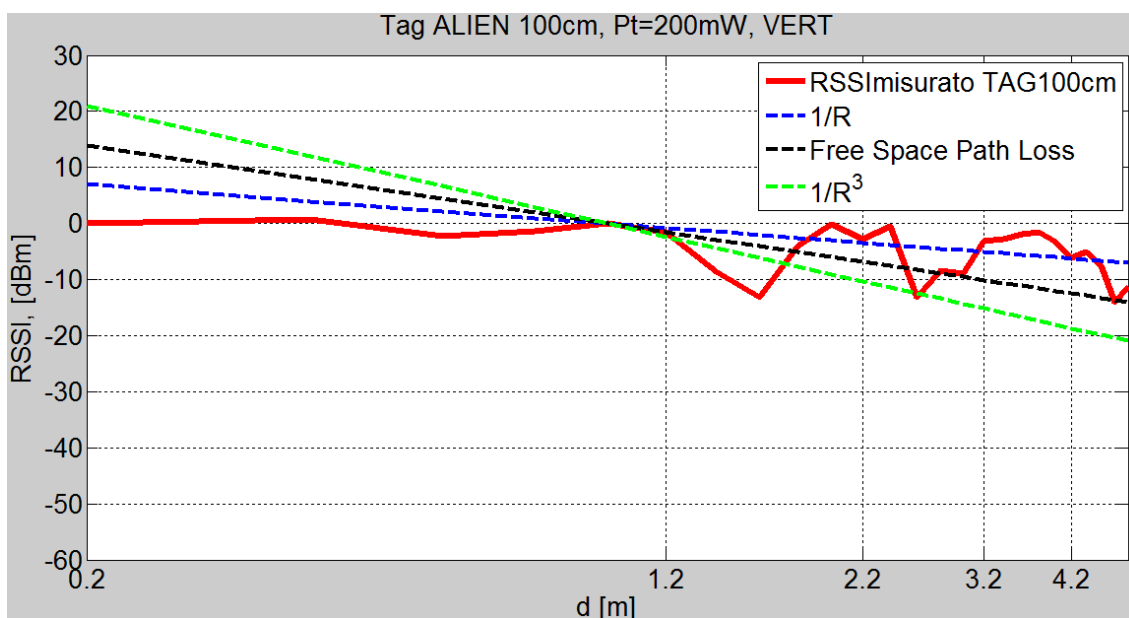


Figura 3.15 RSSI del Tag a 100 cm da terra vs curve di pendenza.

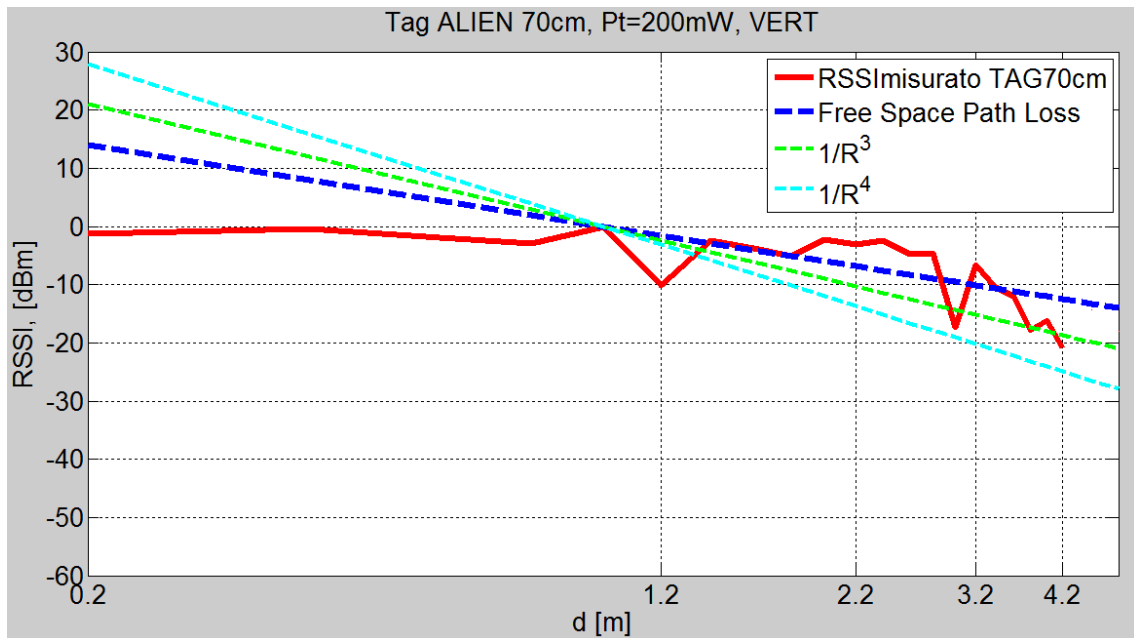


Figura 3.16 RSSI del Tag a 70 cm da terra vs curve di pendenza.

Come fatto nella campagna di misura in Dipartimento, per capire al meglio l'andamento del RSSI misurato, seguono confronti con modelli teorici Free Space Path Loss (Friis), Modello a 2 Raggi e 5 Raggi. Anche in questo caso il modello proposto da Friis che ha pendenza $\frac{1}{R^2}$ non è idoneo a rappresentare l'andamento di RSSI ricevuto e quindi bisogna anche in questo caso complicare il Modello. In Fig. 3.17 e 3.18 sono presentati i confronti con i rispettivi modelli teorici e si evince come il modello a 5 Raggi segua meglio l'andamento del RSSI misurato. Anche in questo caso la fase del Coefficiente di Fresnel gioca un ruolo fondamentale (Fig. 3.19) : al variare della fase si può apprezzare lo spostamento dei minimi degli andamenti teorici rispetto ai valori misurati.

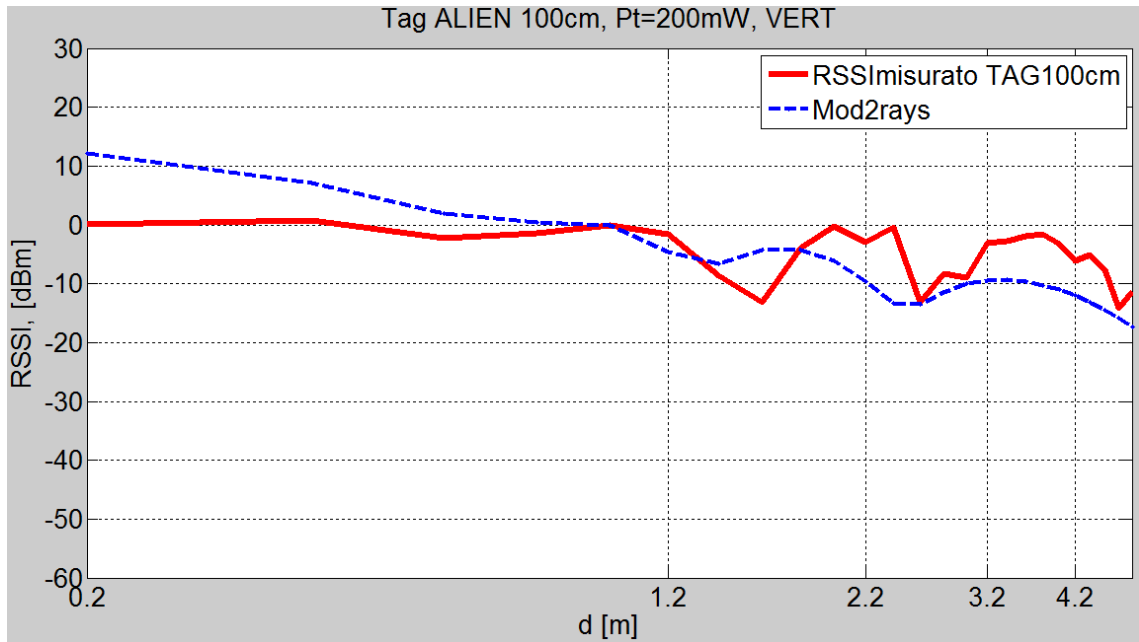


Figura 3.17 RSSI del Tag a 100 cm da terra vs Modello a 2 Raggi.

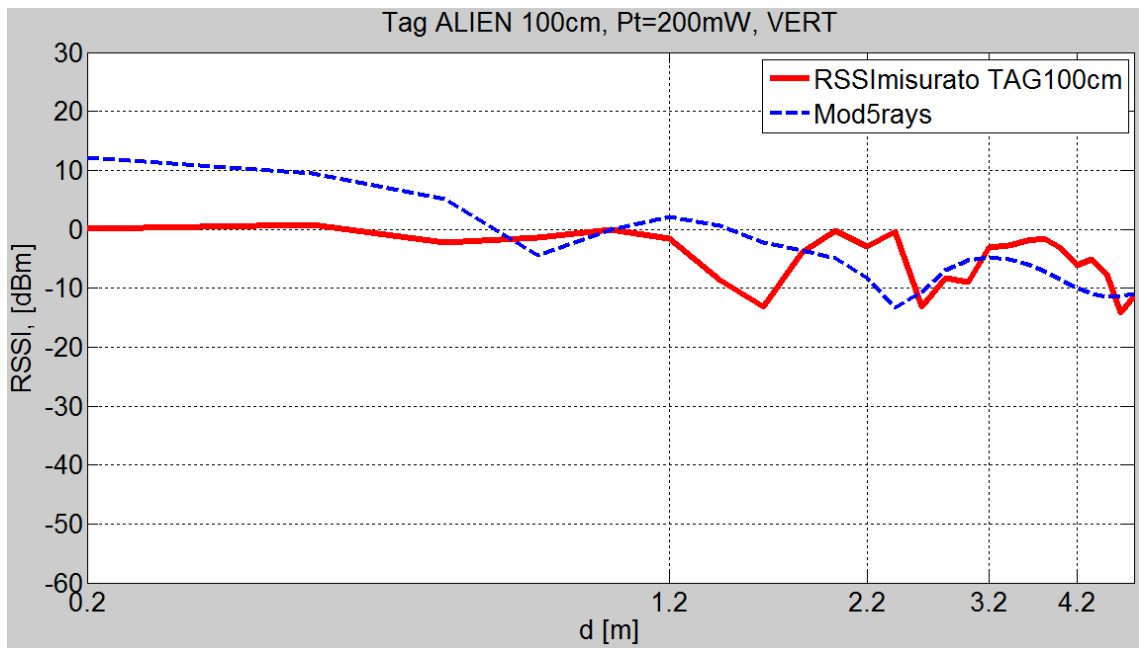


Figura 3.18 RSSI del Tag a 100 cm da terra vs Modello a 5 Raggi.

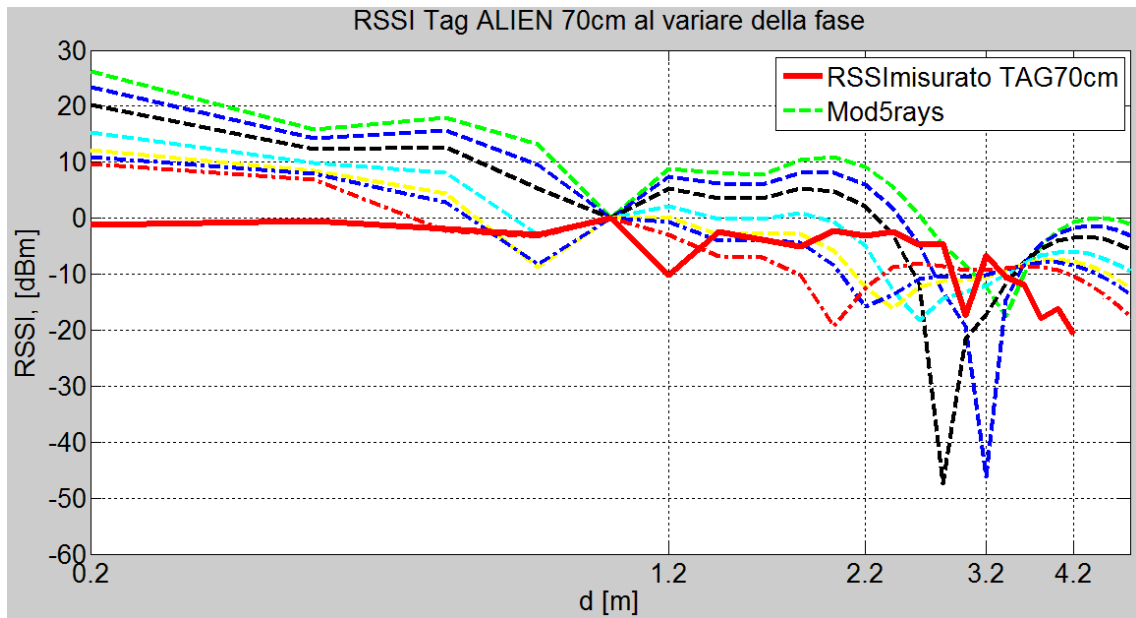


Figura 3.19 RSSI Tag a 70 cm da terra vs Modello a 5 Raggi al variare della fase del Coef. di Fresnel.

Il Test numero 2 prevede solo l'aumento di potenza da 200mW a 500mW (Fig. 3.20): questo aumento viene fatto per capire gli effetti sulla propagazione del segnale UHF-RFID, se c'è maggiore distanza di lettura, maggiore fading. In Fig. 3.21 si vede come aumentando la Potenza in Trasmissione da 23dBm a 27dBm, ci sia un andamento quasi costante del RSSI, con livelli quasi sempre superiori a quelli che si avrebbero in spazio libero. L'aumento di Potenza però si apprezza meglio nel confronto tra Fig. 3.21 e Fig. 3.22, dove si mettono a confronto gli RSSI di due Tag uguali posti a diversa altezza.

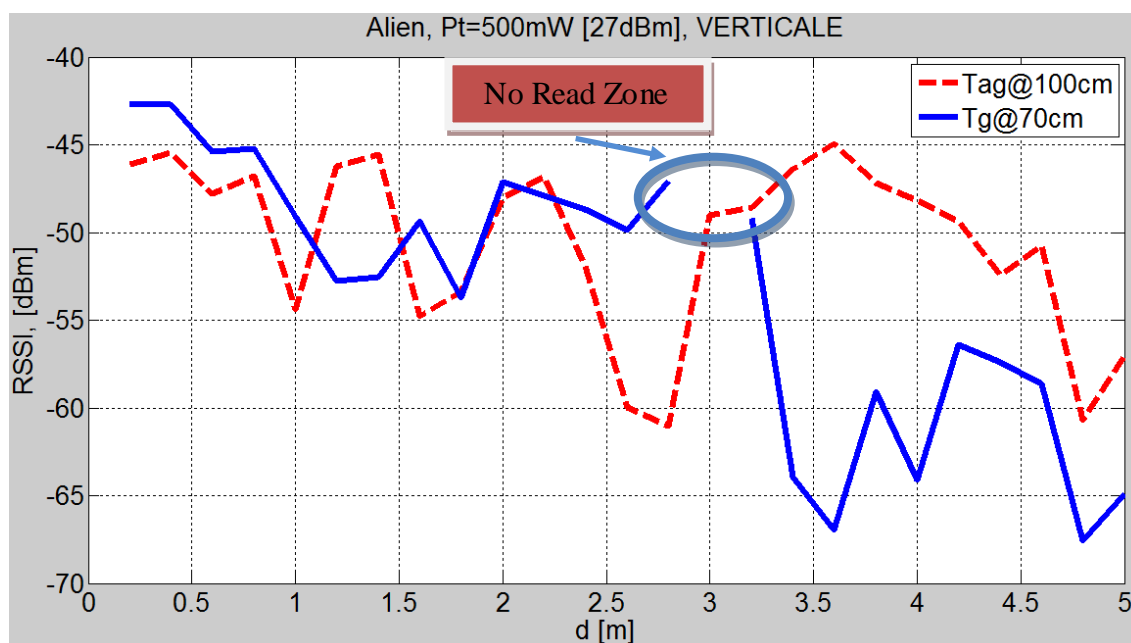


Figura 3.20 Valori di RSSI misurati per Tag posti a diverse altezze.

Si vede che al diminuire dell'altezza, il Multipath è un fenomeno che peggiora i valori di RSSI e il livello di potenza media ricevuta si abbassa con la comparsa di una zona di non lettura del Tag. L'andamento del Tag posto a 70cm da terra infatti ora ha una pendenza sino a 1.2 m di $\frac{1}{R^2}$, da 1.2 a 3.2 m di $\frac{1}{R^3}$ per poi precipitare come $\frac{1}{R^4}$ da 3.2 a 5 m.

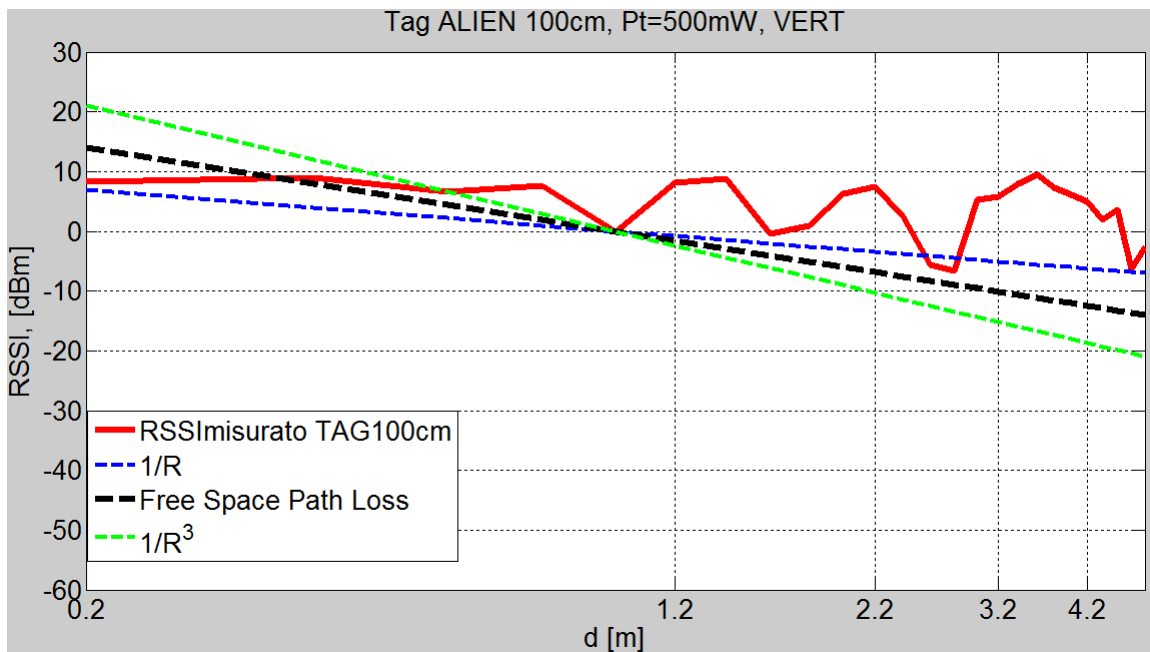


Figura 3.21 RSSI del Tag a 100 cm da terra vs curve di pendenza.

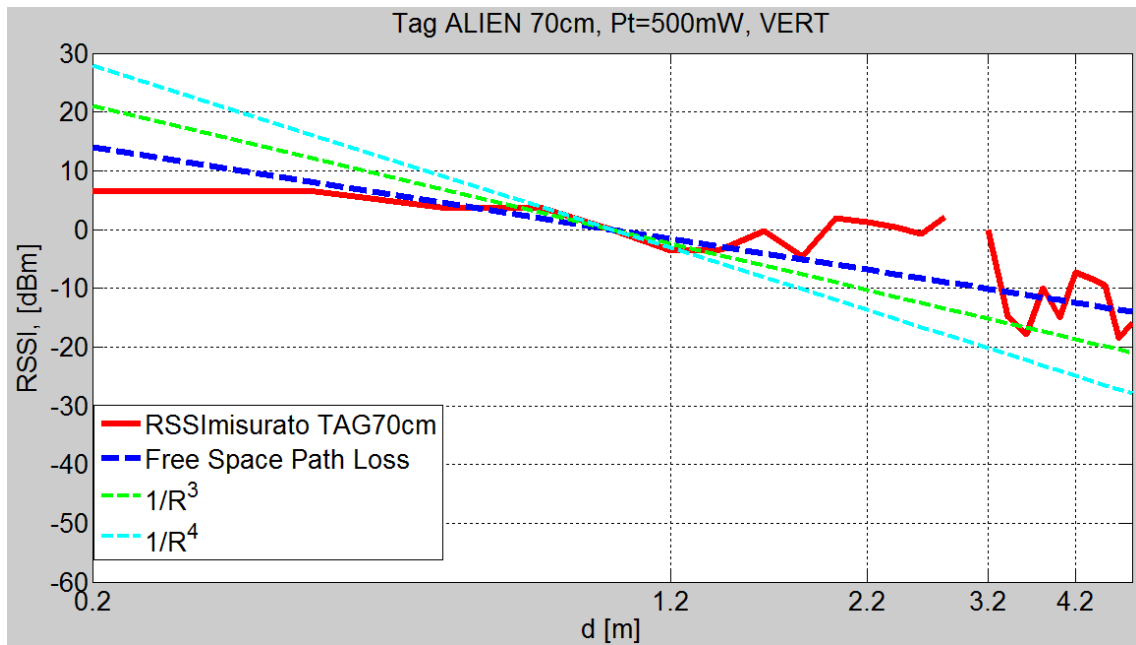


Figura 3.22 RSSI del Tag a 70 cm da terra vs curve di pendenza.

Nella Fig. 3.23 e nella Fig. 3.24 si confrontano gli andamenti del RSSI misurato del Tag a 100cm rispettivamente con il Modello a 2 Raggi e 5 Raggi: dal confronto si evince come il modello a 5 raggi si avvicini di più alla curva del segnale misurato, confermandosi un modello più accurato. Fatto interessante che attesta la veridicità dei modelli presentati si vede nelle Fig. 3.25 e 3.26, dove in corrispondenza della *No Read Zone* per il Tag posto a 70cm da terra, vi sono riportati valori molto bassi di RSSI teorico: nella realtà le condizioni di Multipath e la configurazione dell'ambiente operativo durante la misura, fanno sì che non vi sia lettura da 2.8 a 3.2m mentre nel modello teorico si hanno valori di RSSI molto bassi rispetto al valor medio misurato.

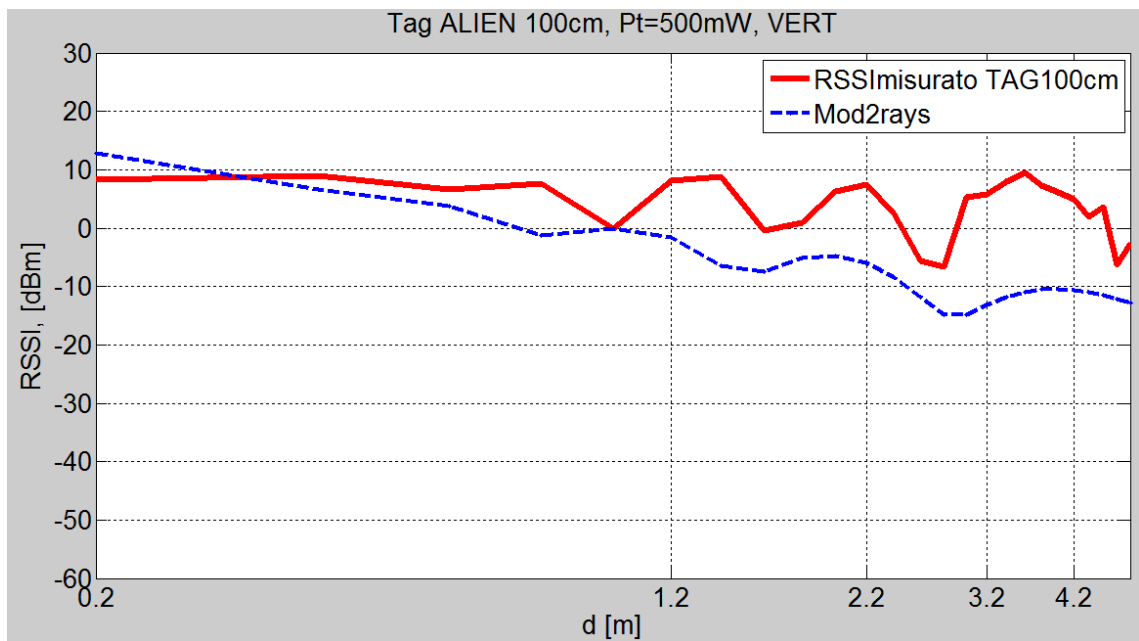


Figura 3.23 RSSI del Tag a 100 cm da terra vs Modello a 2 Raggi.

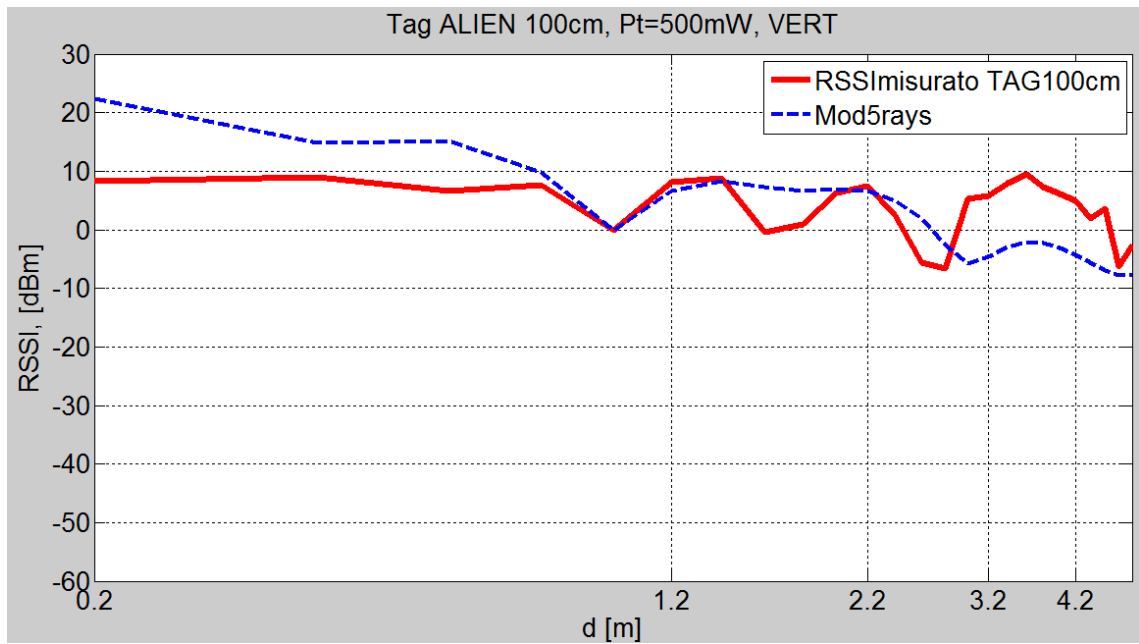


Figura 3.24 RSSI del Tag a 100 cm da terra vs Modello a 5 Raggi.

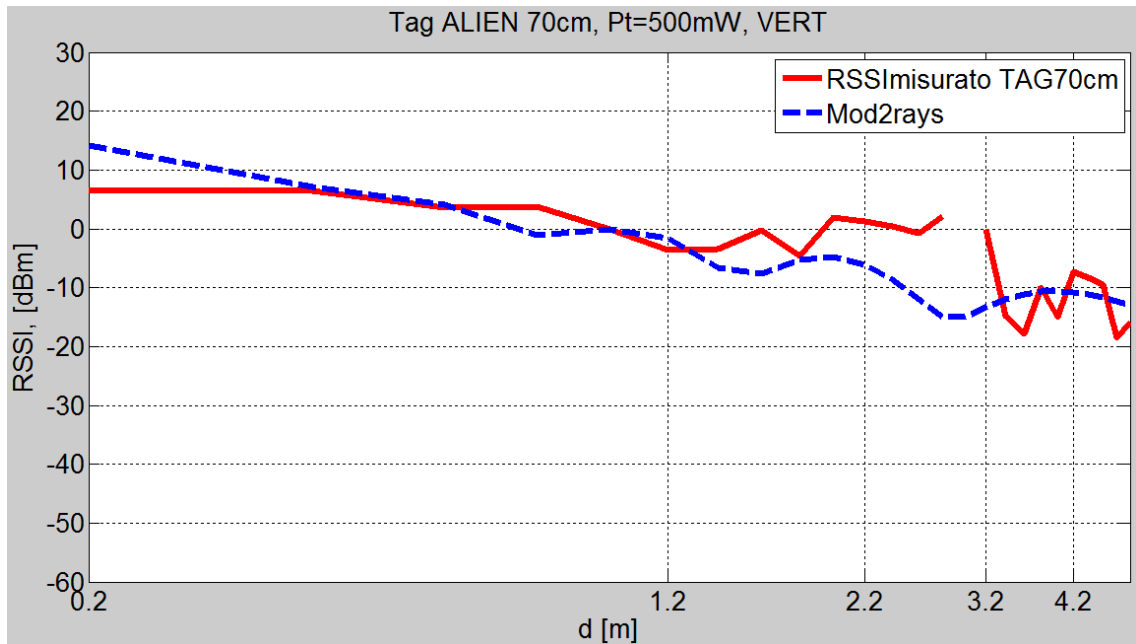


Figura 3.25 RSSI del Tag a 70 cm da terra vs Modello a 2 Raggi.

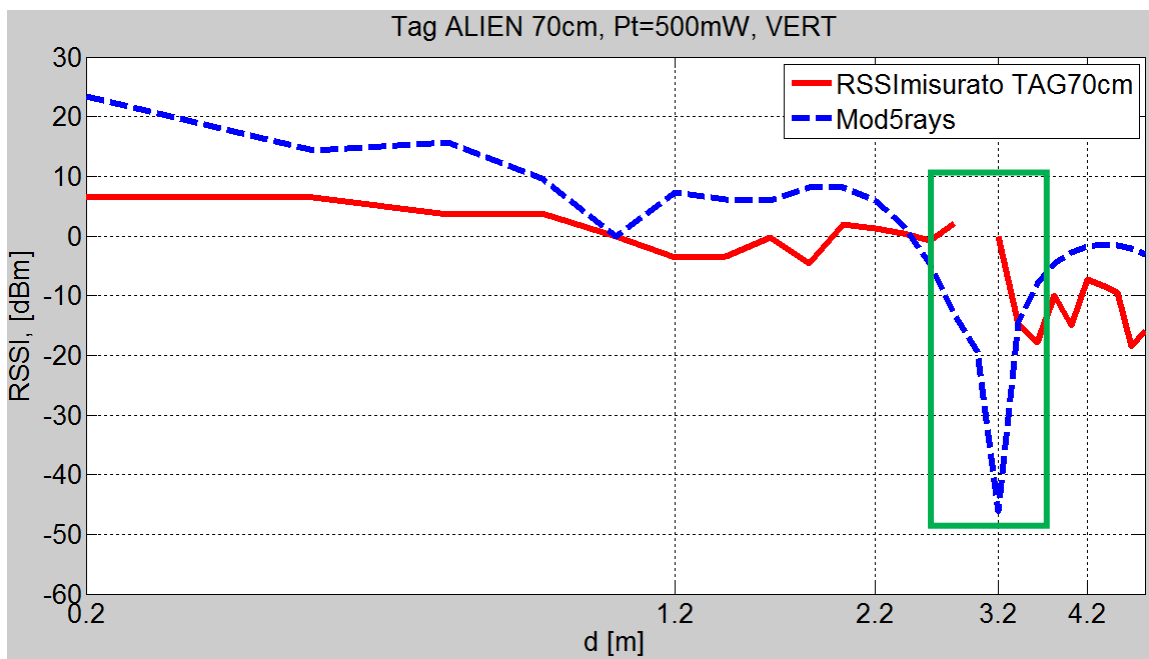


Figura 3.26 RSSI del Tag a 70 cm da terra vs Modello a 5 Raggi: no read zone misurata coincidente con valori di RSSI teorici.

Prima di procedere con l'ultimo Test per questa tipologia di Tag, è doveroso fare un confronto tra i valori di RSSI misurati con Tag posti alla stessa altezza ma con Potenze in Trasmissione differenti. Per il Tag posto a 100cm (Fig.3.27), sostanzialmente l'andamento rimane pressoché invariato e i livelli di potenza molto simili, l'unica differenza è che a 500mW quindi all'aumentare della potenza si ha un aumento di *ripple* dell'andamento del RSSI, questo perché all'aumentare della potenza aumentano le componenti Multipath e i diversi cammini tra Reader e Tag. Un altro aspetto importante è che aumentando la potenza la *read distance* del Tag posto a 70cm da terra aumenta sino a 5 m quando invece per una Potenza in Trasmissione di 200mW la *read distance* è sino a 4.2m (Fig. 3.28). Alla distanza di 3 m, il Tag a 70cm soffre il passaggio tra due porte infatti si registrano valori di RSSI molto bassi o nulli (rispettivamente a 500mW e a 200mW), ciò è in linea con la teoria per quanto riguarda l'influenza della geometria dell'ambiente sui valori di RSSI misurati.

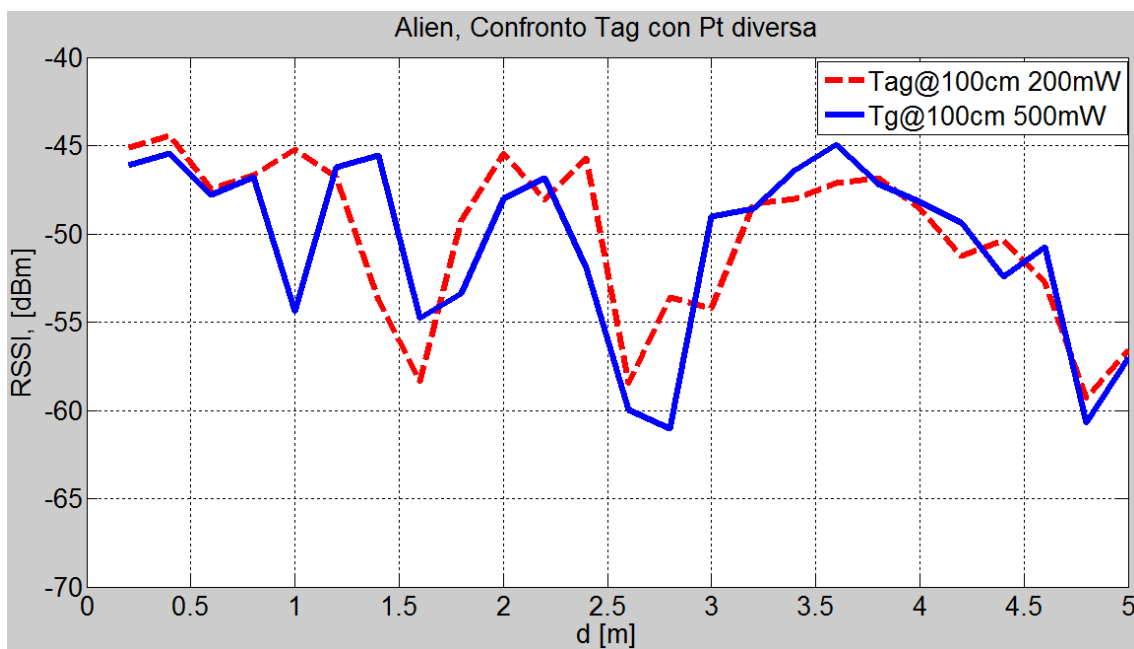


Figura 3.27 Confronto RSSI Tag a 100 cm da terra con Potenze in Trasmissione differenti.

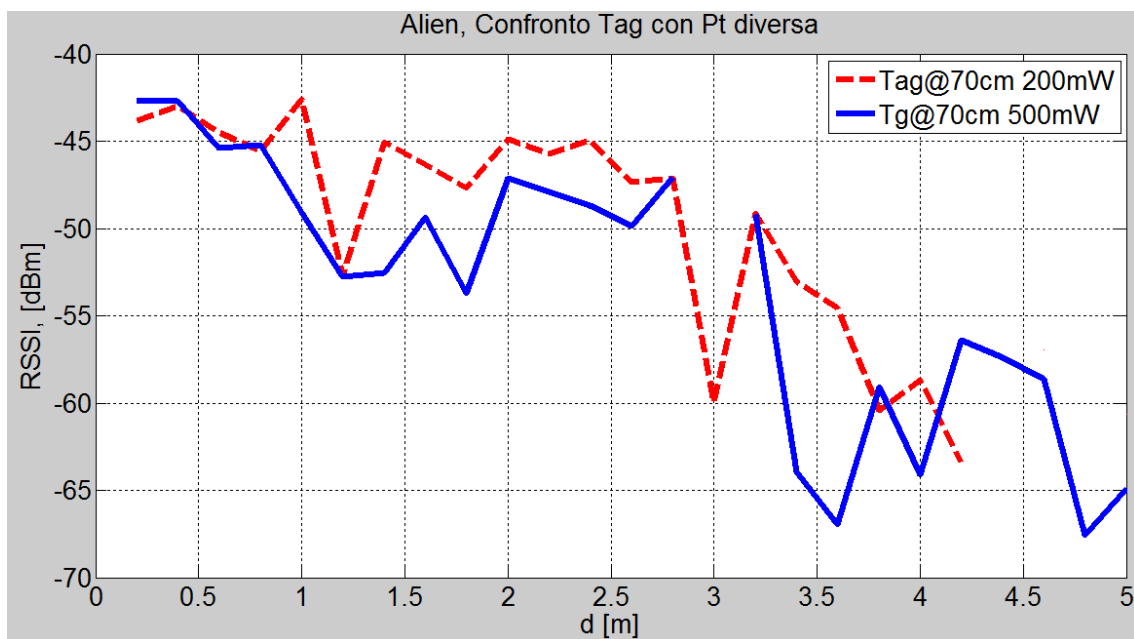


Figura 3.28 Confronto RSSI Tag a 100 cm da terra con Potenze in Trasmissione differenti.

Il Test numero 3 è volto a far capire come sia importante l'orientazione del Tag e l'adattamento di polarizzazione tra Antenna del Reader e Tag alle diverse altezze. La tipologia di Tag rimane sempre la stessa e la Potenza in Trasmissione rimane di 500mW. Nella Fig. 3.29 vengono riportati i valori di RSSI misurato per ogni Tag posto alle diverse altezze da terra. Variando la orientazione del Tag da verticale a Orizzontale si pesano in modo diverso le riflessioni dovute al pavimento al soffitto e le paratie della Nave. In linea teorica il coefficiente di Riflessione del campo elettrico per polarizzazione lineare ha questa forma

$$\Gamma_{o,v}(\theta) = \frac{\cos \theta - a\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}}{\cos \theta + a\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}} \quad (3.6)$$

dove Γ_o e Γ_v sono i coefficienti di Riflessione Orizzontale e Verticale e $a=1$ per polarizzazione orizzontale e $\frac{1}{\epsilon_r}$ per polarizzazione verticale, θ angolo di incidenza, ϵ_r ,

la costante dielettrica relativa del materiale (S/m). Dopo le riflessioni/difrazioni sugli oggetti posti nel canale di propagazione si possono creare delle combinazioni dei coefficienti di riflessioni che portano a componenti cross-polari e co-polari rispettivamente

$$\Gamma_{Cross-pol} = \frac{\Gamma_o(\theta) - \Gamma_v(\theta)}{2} \quad \text{e} \quad \Gamma_{Co-pol} = \frac{\Gamma_o(\theta) + \Gamma_v(\theta)}{2}. \quad (3.7)$$

Queste componenti possono portare a dei valori molto bassi di RSSI o a nulli, possono quindi far pesare i diversi contributi multipath in modo diverso a secondo della disposizione del Tag. Se il Tag è in adattamento di Polarizzazione e quindi è disposto verticalmente, i contributi delle riflessioni delle paratie vengono pesati maggiormente rispetto alle difrazioni dovute al *ground* e soffitto, viceversa se si ruota di 90° il Tag, i contributi delle riflessioni sul *ground* e sul soffitto verranno pesate maggiormente.

Dalla Fig. 3.29 si notano notevoli *no read zone* questo perché i valori di RSSI misurati sono dovuti a contributi di *scattering* sulle superfici e non più alle riflessioni. Pertanto non è auspicabile lavorare in condizioni di disadattamento di Polarizzazione data la natura molto diffusiva del canale presente a bordo di una Nave.

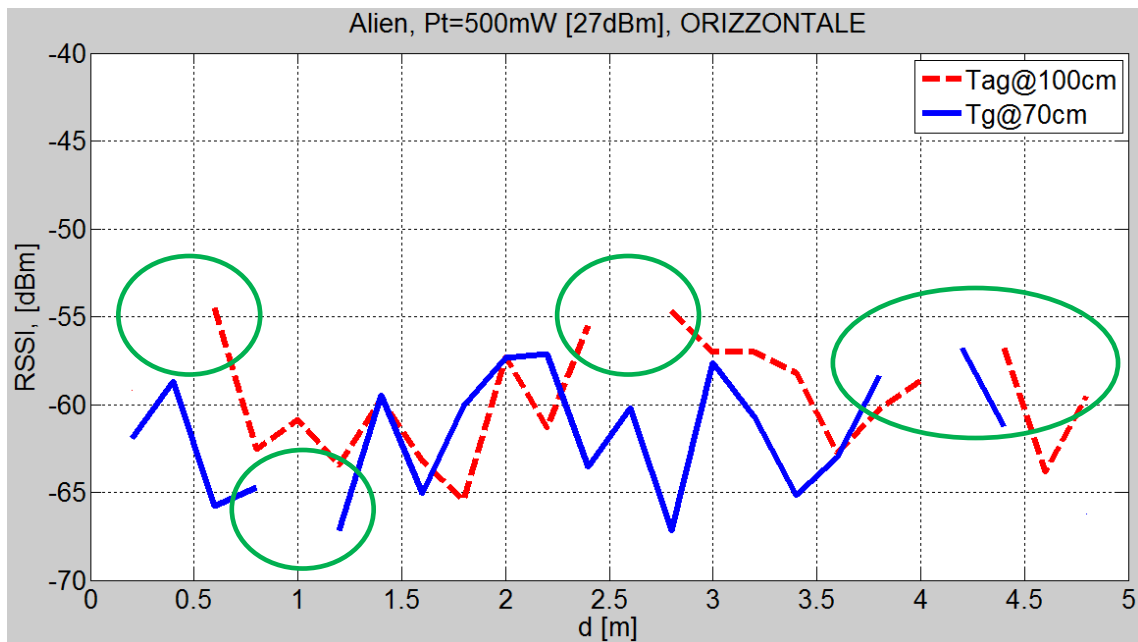


Figura 3.29 Valori di RSSI misurati per Tag posti a diverse altezze : evidenziate le *No Read Zone*.

In queste condizioni operative i modelli implementati su MatLab risultano discostarsi notevolmente dalla realtà a causa di tanti fenomeni aleatori e non controllabili dovuti alla diffrazione su superfici/oggetti presenti lungo il cammino. Nelle Fig. 3.30 e 3.31 infatti si nota come i modelli a 2 e 5 raggi non siano attendibili.

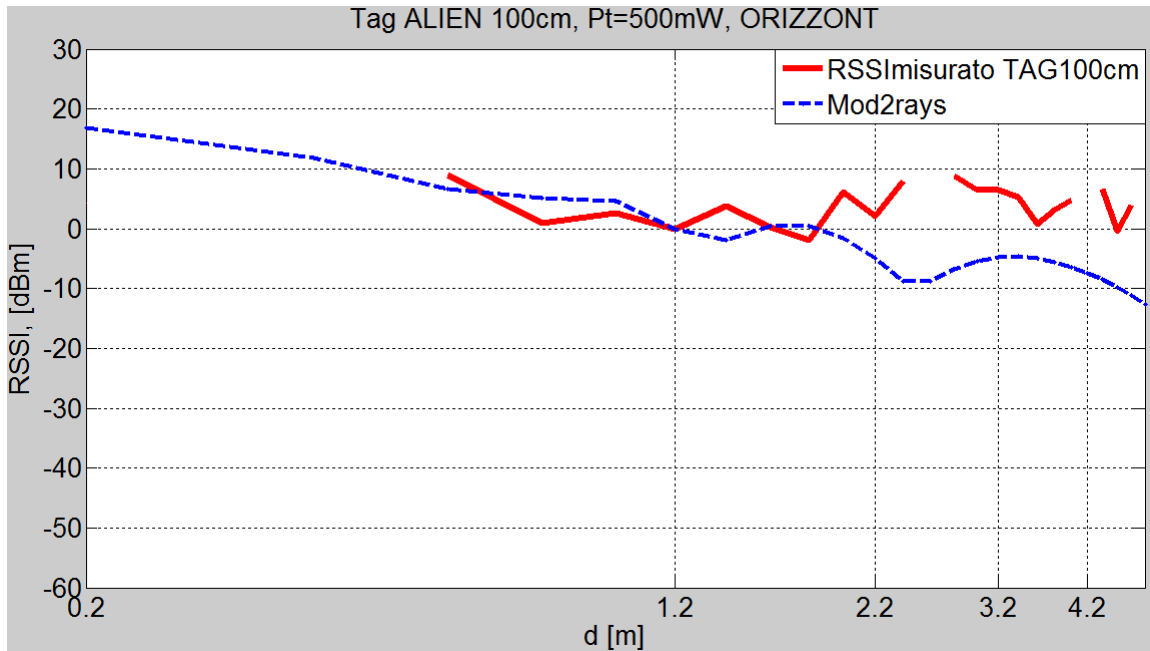


Figura 3.30 RSSI del Tag a 100cm da terra vs Modello a 2 Raggi.

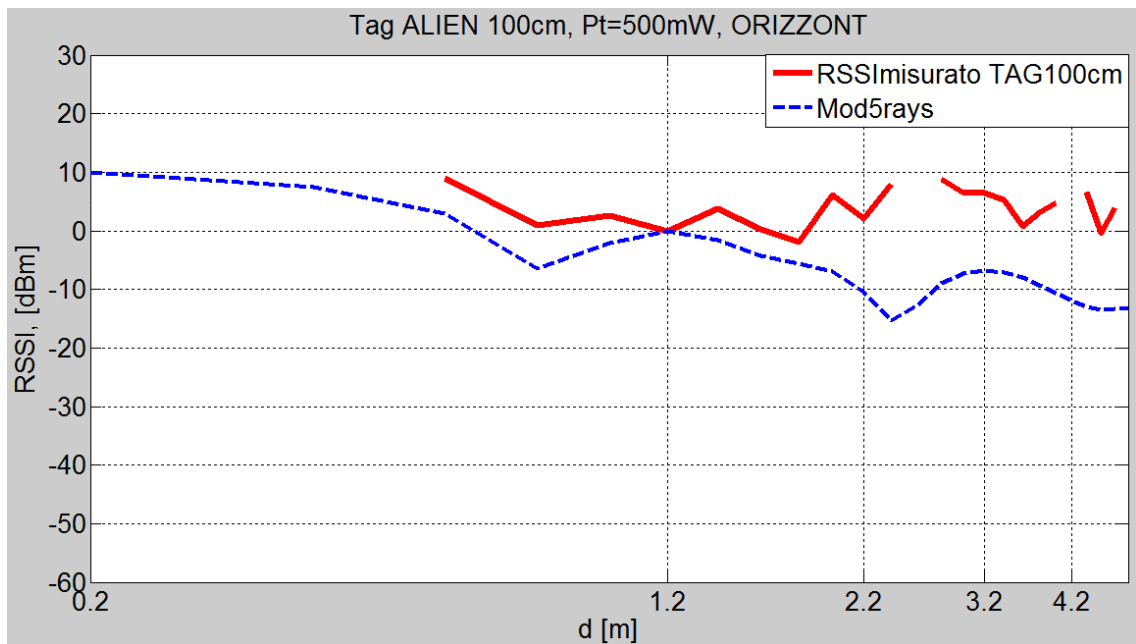


Figura 3.31 RSSI del Tag a 100cm da terra vs Modello a 5 Raggi.

Il Test numero 4 intende dimostrare come la tipologia e l'efficienza del Tag sia fondamentale in ambienti caratterizzati da fading da Multipath. Il Tag Passivo in banda UHF usato è di fabbricazione LAB ID e il modello è UH414. Dalla Fig. 3.32 si nota subito come il Tag in questione abbia distanza massima di lettura pari a 3.8m a differenza del *Tag Alien* che ha distanza di lettura maggiore di 5m. Il Tag a 70cm mediamente ha un livello di RSSI maggiore rispetto a quello a 100cm: questo è un comportamento contrario ai Test coi *Tag Alien* che a 100cm da terra hanno un livello di RSSI più elevato rispetto agli altri Tag. Il *Tag UH414* a 70cm sembra soffrire meno il fading da Multipath.

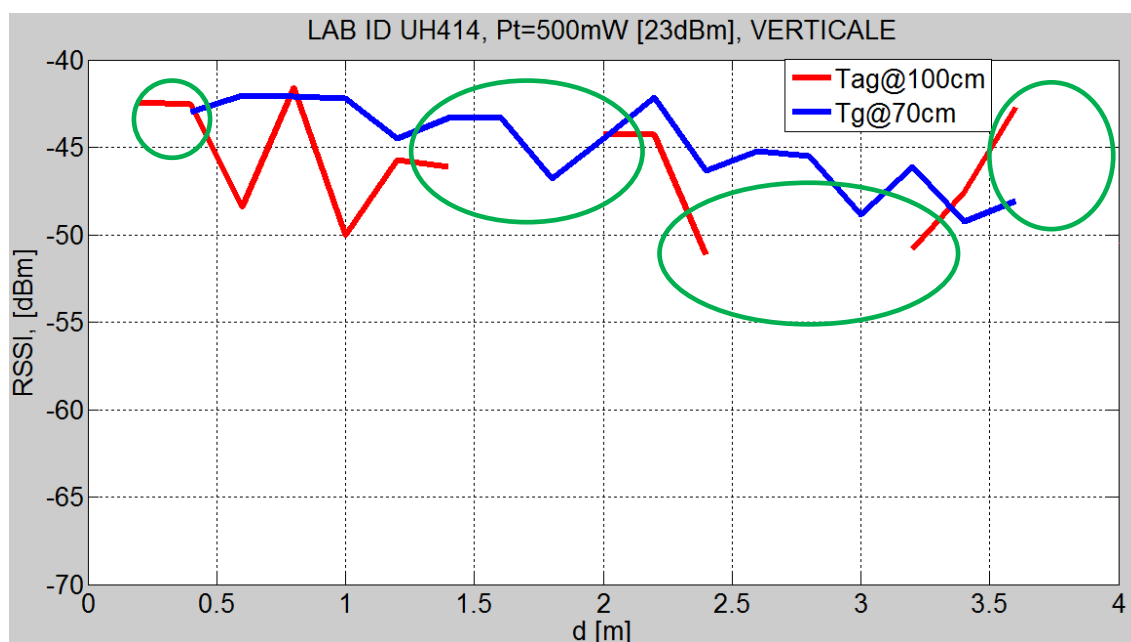


Figura 3.32 Valori di RSSI misurati per Tag posti a diverse altezze : evidenziate le *No Read Zone*.

Nella Fig. 3.33 e 3.34 si presenta l'andamento del RSSI misurato del Tag posto a 100cm confrontato rispettivamente coi modelli a 2 e 5 raggi. In entrambi i casi si vede come il modello teorico segua l'andamento di quello misurato con cambiamento di pendenza del modello teorico nei punti di *no read zone* del RSSI misurato. Anche per questo Test, il modello a 5 raggi è più vicino alla realtà fisica della propagazione nel canale.

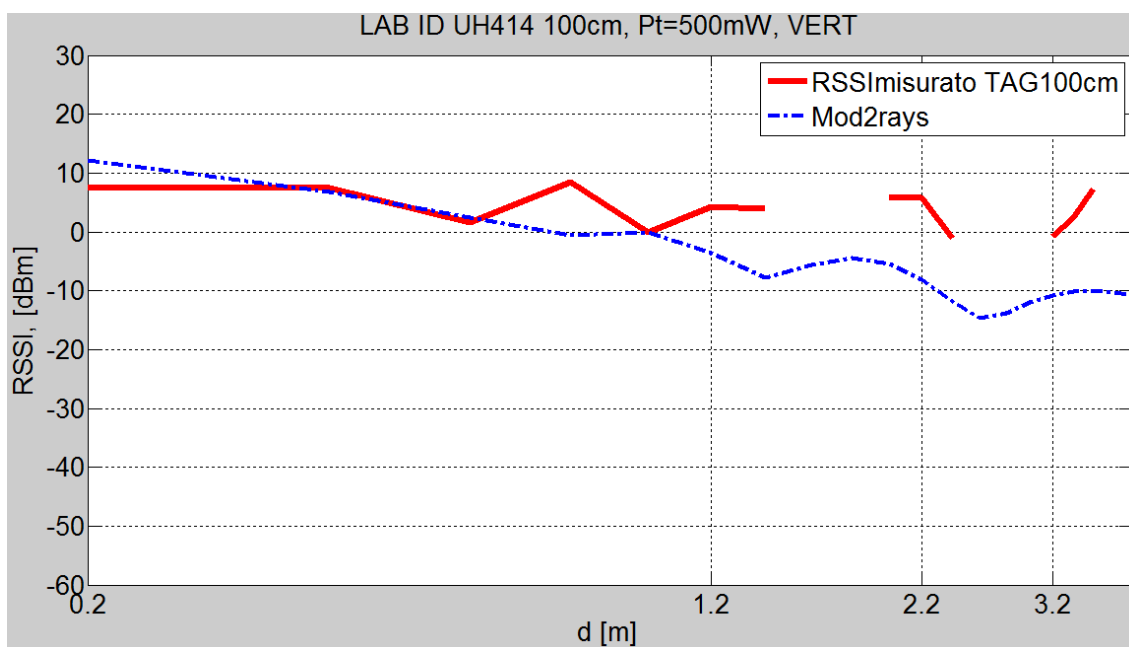


Figura 3.33 RSSI del Tag a 100cm da terra vs Modello a 2 Raggi.

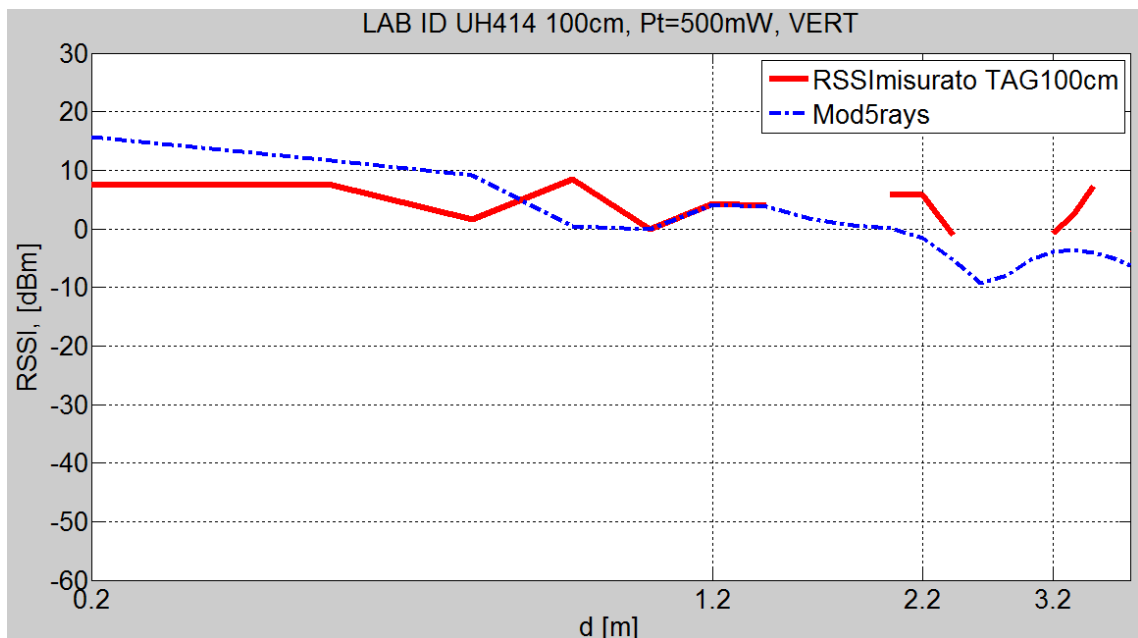


Figura 3.34 RSSI del Tag a 100cm da terra vs Modello a 5 Raggi.

Per il Tag più performante in questo setup di misura posto a 70cm da terra, sono stati fatti dei grafici con confronto teorico coi modelli a 2 e 5 raggi e facendo variare la fase del coefficiente di *Fresnel*. Come si evince dal Fig. 3.35, al variare della fase i modelli teorici a 2 Raggi hanno il medesimo andamento e seguono qualitativamente la curva del RSSI misurato. Per quanto riguarda il modello a 5 raggi (Fig. 3.36), le curve hanno una dinamica più ampia e in prossimità della *no read zone* a 3.4 sino a 4m, si hanno dei nulli ossia valori molto bassi di RSSI degli andamenti teorici.

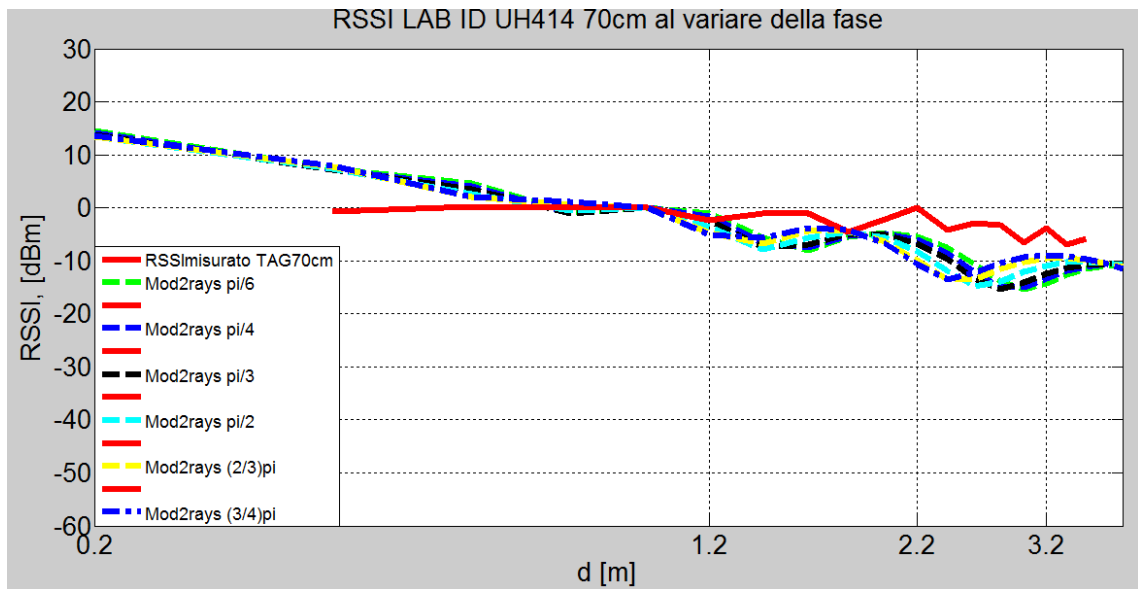


Figura 3.35 RSSI Tag a 70 cm da terra vs Modello a 2 Raggi al variare della fase del Coef. di Fresnel.

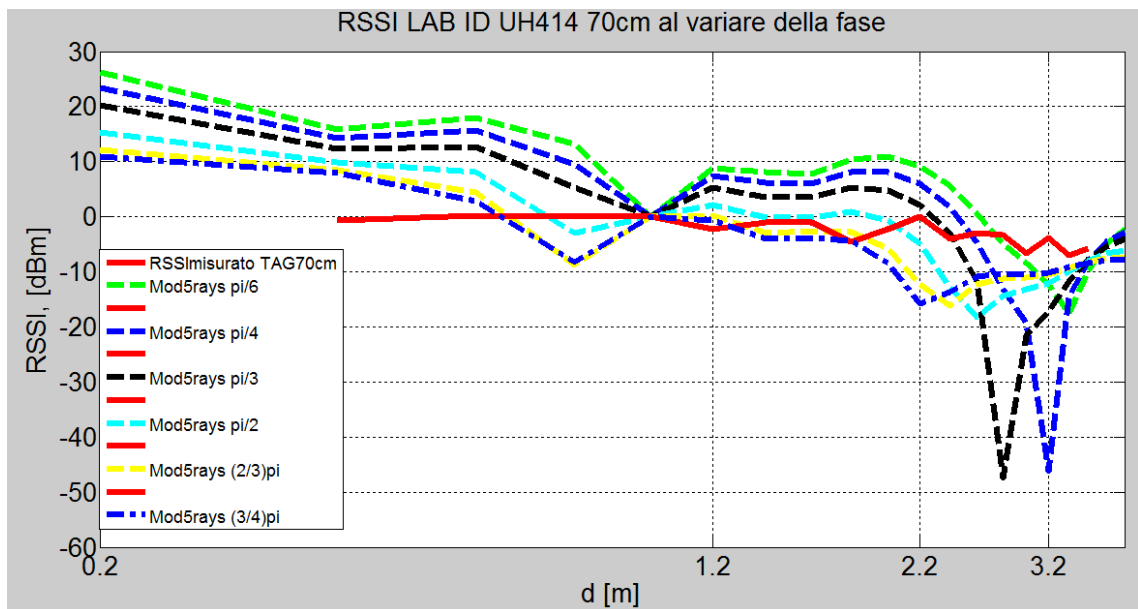


Figura 3.36 RSSI Tag a 70 cm da terra vs Modello a 5 Raggi al variare della fase del Coef. di Fresnel.

Per capire meglio le differenze tra i canali di propagazione studiati, ossia un corridoio del Dipartimento con struttura in cemento e cartongesso e il bordo di una Nave Militare pressoché in metallo, segue un doveroso confronto tra i valori di RSSI misurati. Come si evince dalla Fig. 3.37, il valor medio di RSSI nei primi 5 m in entrambi gli ambienti si mantiene pari a -50dBm. Si nota anche come l'andamento del valore di RSSI a bordo della Nave abbia più *ripple* e quindi soffra più di Multipath rispetto alla curva blu del Dipartimento. Fatto fondamentale che conferma la presenza di un maggiore effetto guida d'onda a bordo di Nave Martellotta è che i valori di RSSI decadono più lentamente rispetto al Dipartimento. Si nota anche la diversa pendenza delle due curve: la curva rossa (Nave) ha un andamento quasi costante con pendenza compresa tra $\frac{1}{R}$ e $\frac{1}{R^2}$ quindi il *Path Loss Exponent* è compreso tra 1 e 2 mentre la curva blu (Dipartimento) ha una pendenza molto più marcata compresa $\frac{1}{R^2}$ e $\frac{1}{R^4}$ quindi con valori di Path Loss Exponent compresi tra 2 e 4.

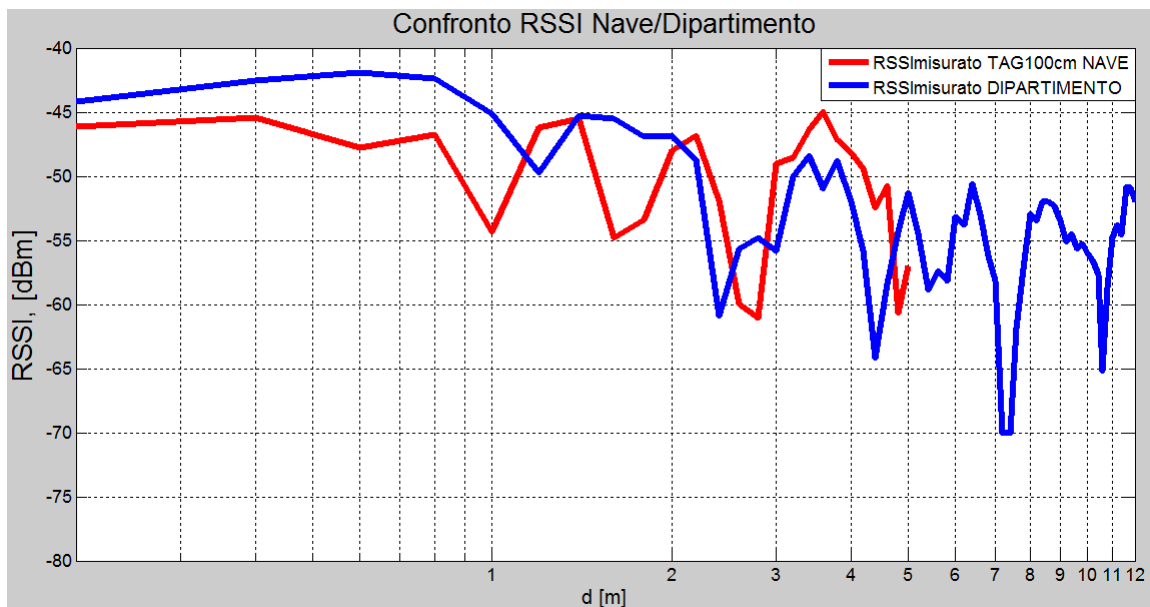


Figura 3.37 RSSI Nave vs RSSI Dipartimento (0.5 W e 0.8 W)

Conclusioni e sviluppi futuri

In conclusione degli esperimenti effettuati sia in Dipartimento sia a bordo di Nave Martellotta, si può dire che i dati empirici sono confermati dallo studio teorico preventivo. Nello studio dei due casi, si evince come la geometria dell'ambiente Indoor e i materiali che lo costituiscono, i fenomeni di riflessione/diffrazione su oggetti e trasmissione attraverso i materiali, il fading dovuto al Multipath, l'effetto guida d'onda dovuto alla geometria degli ambienti in cui si sono svolte le misure, siano aspetti fondamentali da considerare assolutamente per interpretare al meglio i risultati. Infatti l'elaborazione del segnale UHF-RFID è partita dal semplice modello dato dalla Formula di *Friis* e via via si è arricchita di informazioni preziose per avvicinarsi alla realtà. Il modello di *Friis* è inadeguato per descrivere al meglio i risultati empirici perché non tiene conto di fenomeni insiti del Multipath, della riflessione/diffrazione, del *Radiation Pattern* delle antenne, dei parametri delle antenne in gioco, dei diversi coefficienti di *Fresnel* e delle loro variazioni dovute alle diverse riflessioni sulle pareti/paratie, soffitto e terreno (*ground*), della RCS del Tag. Il modello a 2 raggi con le correzioni elencate nella sezione 2.2.1, permette di ottenere un risultato migliore. Per quanto riguarda l'analisi con modello del primo ordine, l'implementazione su MatLab del modello a 5 raggi ha permesso di studiare meglio gli andamenti di RSSI misurati nelle diverse prove. Da questi studi si deduce che il *Path Loss Exponent* per ambienti Indoor come un corridoio, varia tra 2 a 4, mentre a bordo di una Nave si registrano *Path Loss Exponent* inferiori compresi tra 1 e 2. Inoltre il Multipath in presenza di ambiente metallico crea maggiori fluttuazioni sugli andamenti di RSSI ricevuti a causa di un maggior numero di componenti ma d'altro canto permette in concomitanza ad un marcato effetto guida d'onda di avere livelli di potenza pressoché costanti nelle brevi distanze (5m) con dinamiche di variazione piccole. Questi due importanti fenomeni sono fondamentali fenomeni propagativi a bordo di una Nave perché permettono con una bassa potenza in trasmissione (200mW e 500mW) di ottenere *read distance* adeguatamente elevate e

livelli di RSSI maggiori rispetto ai livelli teorici nello spazio libero. Per quanto concerne invece ambienti più convenzionali come quello del corridoi del Dipartimento, l'effetto guida d'onda è meno marcato per la diversa conduttività dei materiali presenti: infatti la pendenza della curva del RSSI del Dipartimento è maggiore rispetto a quella ottenuta a bordo, quindi con una dinamica di variazione maggiore. Importante aspetto da non trascurare è il Tag: altezze più basse da terra soffrono maggiormente il Multipath con conseguente aumento delle *no read zone* e del *Path Loss Exponent*; l'orientazione che permette l'adattamento di polarizzazione con l'antenna trasmittente è da privilegiare rispetto a quella che causa disadattamento con miglioramenti nelle *read distance* e sui livelli di RSSI medi; la tipologia del Tag è da non trascurare per ottenere un *Recognition Rate* elevato e *read distance* adeguate.

Ottica futura immediata e naturale conseguenza della campagna di misura svolta a bordo di Nave Martellotta è utilizzare i valori di RSSI in un qualche algoritmo di localizzazione *RSSI-based* per mettere a punto un sistema di Localizzazione in banda UHF che sfrutta la tecnologia RFID. Questo permetterebbe di ottenere una situazione online del dispiegamento di forze a bordo della Nave, sia in situazioni di esercitazione sia in caso di Emergenza ma anche un inventario di tutte le merci/armi presenti a bordo o in entrata/uscita, utilizzando una tecnologia a basso costo e consolidata in ambito commerciale da diversi anni.

LISTA DEGLI ACRONIMI

AoA: Angle of Arrival

APDP: Average Power Delay Profile

AWGN: Additive White Gaussian Noise

BER: Bit Error Rate

CINCPNAV: Comando in Capo della Squadra Navale

CIR: Channel Impulse Response

CTF: Channel Transfer Function

CW: Continuous Wave

DSSS: Direct Sequence Spread Spectrum

EIRP: Equivalent Isotropic Radiated Power

EMI: Electromagnetic Interference

EKF: Extended Kalman Filter

FIFO: First In First Out

HPA: High Power Amplifier

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers

IID: Indipendenti e Identicamente Distribuiti

ISO: International Organization for Standardization

kNN : k-Nearest-Neighbor

LOS: Line Of Sight

MMI: Marina Militare Italiana

MPC: MultipathComponent

NLOS: Non Line Of Sight

PN: Pseudo Noise

PDP: Power Delay Profile

QoS: Quality of Service

RF: Radio Frequency

RMS: Root Mean Square

RSP: Received Signal Phase
RSS: Received Signal Strength
RSSI: Received Signal Strength Information
RSSI: Received Noise Strength Information
Rx: Ricevitore
SDCF: Spaced-Distance Correlation Function
TDMA: Time Division Multiple Access
TDL: Tapped Delay Line
TDoA: Time Difference of Arrival
ToA: Time of arrival
Tx: Trasmettitore
UWB: Ultra Wide Band
VNA: Vector Network Analyzer
VSG: Vector Signal Generator
VSWR: Voltage Standing Wave Ratio
WSN: Wireless Sensor Network
WPAN: Wireless Personal Area Network
WUSB: Wireless Universal Serial Bus

RINGRAZIAMENTI

Questo traguardo significa essenzialmente che la vita da universitario è giunta al termine. Sono ormai trascorsi 6 anni e mezzo da quando sono partito dalla mia amata Puglia verso la Toscana, una terra che non dimenticherò mai, una terra unica nel suo genere, una regione completa che mi ha saputo accogliere e ha saputo unire utile al dilettevole. Un Ringraziamento speciale va alle Persone e ai Professionisti dell'Università di Pisa che hanno fatto sì che arrivassi a questo traguardo così importante. Un Ringraziamento speciale al Professore Paolo Nepa che con la sua serietà e il suo metodo di insegnamento ha fatto sì che mi appassionassi di questo ambito nel corso degli studi ingegneristici. Un ringraziamento ad Andrea che è stato sempre presente e pronto a spegnere ogni mio dubbio. Un ringraziamento anche a tutte quelle persone, famiglia e amici, che hanno sempre creduto in me e che continuano, nonostante tutto, a incoraggiarmi a dare sempre il massimo e che nonostante le difficoltà della vita, impegni universitari e lavorativi e lontananza fisica, mi sono stati sempre vicini e continueranno a farlo per il resto dei miei giorni. Un ringraziamento va anche a mamma "Marina" senza la quale nulla di tutto ciò sarebbe stato possibile. È stato un percorso duro, lungo, importante che mi ha formato come studente di Ingegneria ma soprattutto come Uomo. L'unico percorso che avrei potuto scegliere per creare il connubio perfetto tra passione per il Mare, vita "con le stellette" e passione per l'ambito tecnologico/ingegneristico. Nulla di tutto ciò sarebbe stato possibile se non ci fossero stati tutti questi fattori necessari. Un notevole ringraziamento va anche a me stesso, perché senza la mia "testa dura", la determinazione nel raggiungere gli obiettivi soprattutto nei momenti critici e difficili, quando tutto sembrava sfumare e quando tutto sembrava un castello di sabbia, non sarei potuto diventare Ufficiale di Marina e Ingegnere delle Telecomunicazioni.

Ad Maiora.

BIBLIOGRAFIA

- [1] J. Landt, “The history of RFID”, *IEEE Potentials*, vol. 24, no. 4, Oct.-Nov. 2005, pp. 8 – 11.
- [2] R. Want. An introduction to RFID technology. *IEEE Pervasive Computing*, 5(1):25–33, Jan.-March 2006.
- [3] T. Hassan and S. Chatterjee. A taxonomy for RFID. In *Proc. of HICSS*, 2006.
- [4] J. S. Choi, H. Lee, R. Elmasri, and D.W. Engels, “Localization systems using passive UHF RFID,” in *Proc. 5th Int. Joint Conf. INC, IMS and DC*, 2009, pp. 1727–1732.
- [5] H. Liu, H. Darabi, P. Ganerjee, and J. Liu, “Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems,” *IEEE Trans. on System, Man, and Cybernetics-Part C: Applications and Reviews*, pp. 1067–1080, Vol. 37, No. 6, November 2007.
- [6] Y. Zhang, M. G. Amin, and S. Kaushik. Localization and tracking of passive RFID tags based on direction estimation. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2007.
- [7] B. Fang, “Simple solution for hyperbolic and related position fixes,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 26, no. 5, pp. 748–753, Sep. 1990.
- [8] C. Hekimian-Williams, B. Grant, X. Liu, Z. Zhang, and P. Kumar, “Accurate localization of RFID tags using phase difference,” in *Proc. IEEE Int. Conf. RFID*, 2010, pp. 89–96.

- [9] P. Bahl and V. Padmanabhan, “RADAR: An In-Building RF-Based User Location and Tracking System,” *IEEE INFOCOM*, Israel, Mar. 2000.
- [10] J. Hightower, R. Want, and G. Borriello. SpotON: An indoor 3D location sensing technology based on RF signal strength. Technical report, Univ. of Washington, Dep. of Comp. Science and Eng., Seattle, WA, Feb.
- [11] T.F. Bechteler and H. Yenigun. 2-D localization and identification based on SAW ID-tags at 2.5 GHz. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 51(5):1584–1590, 2003.
- [12] A. Stelzer, K. Pourvoyeur, and A. Fischer. Concept and application of LPM - a novel 3-D local position measurement system. *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, 52(12):2664–2669, Dec. 2004.
- [13] Y. Zhang, M. G. Amin, and S. Kaushik. Localization and tracking of passive RFID tags based on direction estimation. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2007.
- [14] L.M. Ni, Y. Liu, Y.C. Lau, and A.P. Patil. LANDMARC: indoor location sensing using active RFID. In *Proc. of PerCom*, pages 407–415, 2003.
- [15] Y. Zhao, Y. Liu, and L.M. Ni. VIRE: Active RFID-based localization using virtual reference elimination. In *Proc. of ICCPP*, 2007.
- [16] C. Wang, H. Wu, and N.-F. Tzeng. RFID-based 3-D positioning schemes. In *Proc. of INFOCOM*, pages 1235–1243, 2007.

- [17] A. Bekkali, H. Sanson, and M. Matsumoto. RFID indoor positioning based on probabilistic RFID map and kalman filtering. In *Proc. Of WiMOB*, 2007.
- [18] X. Huang, R. Janaswamy, and A. Ganz. Scout: Outdoor localization using active RFID technology. In *Proc. of BROADNETS*, 2006.
- [19] M. Bouet and G. Pujolle. A range-free 3-D localization method for RFID tags based on virtual landmarks. In *Proc. of PIMRC*, 2008.
- [20] G. L. Turin, "Communication through noisy, random-multipath channels," in 1956 *IRE Convention Record*, part 4, pp. 154-166.
- [21] A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," *IEEE J. Selected Areas in Comm.*, vol. SAC-5, no.2, pp. 128-137, Feb. 1987.
- [22] H. Zaghoul, G. Morrison, D. Tholl, R. J. Davies, S. Kazeminejad, "Frequency response measurements of the indoor channel," in *Proc. ANTEM'90 Conf*, Winnipeg, Manitoba, Aug. 1990, pp.267-272.
- [23] T. S. Rappaport, "Characterization of UHF multipath radio channels in factory buildings," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 37, 110.8, pp. 1058-1069, Aug. 1989.
- [24] C. C. Huang and R. Khayata, "Delay spreads and channel dynamics measurements at ISM bands," in *Proc. IEEE Int. Con\$ Commun., ICC '92*, Chicago, Ill., June 14-17, 1992, pp.1222-1226.

- [25] T. S. Rappaport and C. D. McGillem, "UHF multipath and propagation measurements in manufacturing environments," in *Proc. 1988 IEEE Global Commun. Conference, GLOBECOM' 88*, Hollywood, Fla., Nov. 30, 1988, pp. 825- 829.
- [26] K. Pahlavan, R. Ganesh, and T. Hotaling, "Multipath propagation measurements on manufacturing floors at 910 MHz," *Electronics Letters*, vol. 25, no.3, pp. 225-227, Feb. 2, 1989.
- [27] S. Y. Seidel, T. S. Rappaport, M. J. Feuerstein, K. L. Blackard, and L. Grindstaff, "The impact of surrounding buildings on propagation for wireless in- building personal communications system design," in *Proc. IEEE Vehicular Techn. Conf., VTC '92*, Denver, Colo., May 1992, pp. 814-818
- [28] E. Moriyama, M. Mizuno, Y. Nagata, Y. Furuya, I. Kamiya, and S. Hattori, "2.6 GHz land multipath characteristics measurement in a shielded building," in *Proc. IEEE Vehicular Techn. Conf., VTC '92*, Denver, Colo., May 1992, pp. 621-624.
- [29] R. Ganesh and K. Pahlavan, "Statistics of short time variations of indoor radio propagation," in *Proc. Int. Conf. Commun. ICC '91*, Denver, Colo., June 23-26, 1991.
- [30] F. Lotse, J-E. Berg, and R. Bownds, "Indoor propagation measurement at 900 MHz," in *Proc. IEEE Vehicular Techn. Conf., VTC '92*, Denver, Colo., May 1992, pp. 629-632.
- [31] R. J. C. Bultitude, S. A. Mahmoud, and W. A. Sullivan, "A comparison of indoor radio propagation characteristics at 910 MHz and 1.75 GHz," *IEEE J. Select. Areas in Comm.*, vol. 7, no.1, pp. 20-30, Jan. 1989.

- [32] A. F. Toledo and A. M. D. Turkmani, "Propagation into and within buildings at 900, 1800, and 2300 MHz," in *Proc. IEEE Vehicular Techn. Conf. VTC '92*, Denver, Colo., May 1992, pp. 633-636.
- [33] A. Molisch, *Wireless Communications*. John Wiley & Sons, 2005, chapters 4–7, ISBN-13: 978-0470848876.
- [34] T. S. Rappaport, *Wireless Communications*, 2nd ed. Prentice Hall International, 2002, chapters 4–5.
- [35] T. S. Rappaport and C. D. McGillem, "UHF multipath and propagation measurements in manufacturing environments," in *Proc. 1988 IEEE Global Commun. Conference, GLOBECOM' 88*, Hollywood, Fla., Nov. 30, 1988, pp. 825- 829.
- [36] T. S. Rappaport, "Indoor radio communications for factories of the future," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 15-24, May 1989. [35] T. S. Rappaport, "Characterization of UHF multipath radio channels in factory buildings," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 37, 110.8, pp. 1058-1069, Aug. 1989
- [37] S. Y. Seidel and T. S. Rappaport, "900 MHz path loss measurements and prediction techniques for in-building communication system design," *Proc. 41st Vehicular Techn. Conf.*, VTC '91, Saint Louis, Missouri, May 19-22, 1991, pp. 613-618.
- [38] S. Y. Seidel and T. S. Rappaport, "914 MHz path loss prediction models for wireless communications in multifloored buildings," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 40, no.2, pp. 207-217, Feb. 1992.

- [39] S. Y. Seidel and T. S. Rappaport, "A ray tracing technique to predict path loss and delay spread inside buildings," *Proc. IEEE GLOBECOM '92 Con\$,* Orlando, Ha., Dec. 6-9, 1992.
- [40] S. Howard and K. Pahlavan, "Measurement and analysis of the indoor radio channel in the frequency domain," *IEEE Trans. On Instrumentation and Measurement*, IM-39, pp. 751-755, Oct. 1990.
- [41] H. H. Hoffman and D. C. Cox, "Attenuation of 900 MHz radio waves propagating into a metal building," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-30, no.4, pp. 808-811, July 1982.
- [42] S. E. Alexander, "900 MHz propagation within buildings," in *IEE Second Con& Radio Spectrum Conservation Techn.*, May 1984, pp. 51-55.
- [43] P. J. Barry and A. G. Williamson, "UHF radiowave signal propagation into and within buildings," in *Digest IREECON '87 Con&*. Sydney, Sept. 14-18, 1987, pp. 646-649.
- [44] A. M. D. Turkamani, J. D. Parsons, and D. G. Lewis, "Radio propagation into buildings at 441, 900 and 1400 MHz," in *Fourth Int. Con& Land Mobile Radio*, Univ. of Warwick, Coventry, Publication 78, Dec. 1987, pp. 129-139.
- [45] S. T. S. Chia and A. Baran, "900 MHz attenuation and bit error ratio measurements inside a modem office building," in *Proc. IEE Fifth Int. Con\$ Mobile Radio Personal Commun.*, Warick, U.K., pp. 33-37, Dec. 1989.

- [46] W. A. McGladdery and S. Stapleton, "Investigation of polarization effects in indoor radio propagation," in *Proc. 1992 IEEE Int. Conf Selected Topics in Wireless Commun.*, Vancouver, B. C., June 25-26, 1992, pp. 53-56.
- [47] A. F. Toledo and A. M. D. Turkmani, "Propagation into and within buildings at 900, 1800, and 2300 MHz," in *Proc. IEEE Vehicular Techn. Conf. VTC '92*, Denver, Colo., May 1992, pp. 633-636.
- [48] J. M. Durante, "Building penetration loss at 900 MHz," in *IEEE Vehicular Technology Conference VTC'73*, pp. 1-7.
- [49] "Five Factors for Success - UHF Gen 2 RFID Readers", Impinj technical paper, available at www.impinj.com.
- [50] Griffin, J.D.; Durgin, G.D.; Haldi, A.; Kippelen, B.; , "RF Tag Antenna Performance on Various Materials Using Radio Link Budgets," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.5, no.1, pp.247-250, Dec. 2006
- [51] Hong gang Wang; Chang xing Pei; Qiao Pan, "Test and Analysis of Passive UHF RFID Readability in Multipath Environments," *Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2009. WiCom '09. 5th International Conference on* , vol., no., pp.1-5, 24-26 Sept. 2009.
- [52] A.A. Goes, P. Cardieri, M. D. Yacoub, "Characterization of the RFID Deterministic Path Loss in Manufacturing Environments", 2012 IEEE International Symposium on Personale, Indoor and Mobile Radio Communications, Apr. 2012.

- [53] P. V. Nikitin and K. V. S. Rao, “Antennas and Propagation in UHF RFID Systems”, Proceeding of the IEEE International Conference on RFID, Nevada, 2008, pp. 277-288.
- [54] V. Chawla and D. S. Ha, “An overview of passive RFID,” *Communications Magazine, IEEE*, vol. 45, no. 9, pp. 11–17, 2007.
- [55] J. D. Griffin and G. D. Durgin, “Complete Link Budgets for Backscatter-Radio and RFID Systems,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 51, no. 2, pp. 11-25, Apr. 2009.
- [56] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2003.
- [57] A. Saleh and R. Valenzuela, “A statistical model for indoor multipath propagation,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 5, no. 2, pp. 128–137, 1987.
- [58] D. C. Hogg, “Fun with the Friis free-space transmission formula,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 35, no. 4, pp. 33–35, 1993.
- [59] M. Ghaddar, L. Talbi, T.A.Denidni, “Human body modelling for prediction of effect of people on indoor propagation channel ” *Electronics letters*, vol.40. no. 25, 9th Dec 2004.
- [60] D. Arnitz, U. Muehlmann K. Witrisal, “Characterization and Modeling of UHF RFID Channels for Ranging and Localization”, *IEEE Antennas Propag.*, VOL. 60, NO. 5, May 2012.

- [61] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, and R. D. Martinez, "Differential RCS of RFID tag," *Inst. Elect. Eng. Electron. Lett.*, vol. 43, no. 8, pp. 431–432, Aug. 2007.
- [62] J. Lebaric et al, "Effects of Ship Compartment Hydrocarbon Fuel Fire on RF Propagation: Final Report," Naval Postgraduate School, July 1999.
- [63] "Shipboard EMI/EMC Test Report for the Reduced Ships-Crew by Virtual Presence Advanced Technology Demonstration," Prepared by Charles Stark Draper Laboratory under *ONR* contract N00014-99- C-0033, July 1999.
- [64] Eric L. Mokole, et al. "Radio-Frequency Propagation Measurements in Confined Ship Spaces Aboard the ex-USS Shadwell." NRL/FR/5340-00-995 1, Naval Research Laboratory, 18 August 2000.
- [65] E. Balboni, et. al, 'An empirical study of radio propagation aboard naval vessels': IEEE-APS Conference on Antennas and Propagation for Wireless Communications, Waltham, MA, 64th November 2000, pp. 157-160.
- [66] E. L. Mokole, M. Parent, T. T. Street, and E. Tomas," RF Propagation on ex-USS SHADWELL", Naval Research Laboratory, February 1998.
- [67] D.R.J. Estes, T.B. Welch, A.A. Sarkady and H. Whitesel, "Shipboard Radio Frequency Propagation Measurements for Wireless Networks," *Military Comm. Conf.*, vol. 1, pp. 247-251, 2001.
- [68] P. Nobels and L.R. Scott, "Wideband Propagation Measurements onboard HMS BRISTOL," *Military Communications Conference*, vol. 2, pp. 1412-1415, 2003.

- [69] E. Balboni, J. Ford, R. Tingley, K. Toomey and J. Vytal, "An Empirical Study of Radio Propagation aboard Naval Vessels," *IEEE-APS Conference on Antenna and Propagation for Wireless Communication*, pp. 157-160, 2000.
- [70] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, R. Martinez, and S. F. Lam, "Sensitivity and impedance measurements of UHF RFID chips," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 5, pp. 1297–1302, 2009.
- [71] S. R. Aroor and D. D. Deavours, "Evaluation of the state of passive UHF RFID: An experimental approach," *IEEE Systems Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 168–176, 2007.
- [72] J. D. Griffin and G. D. Durgin, "Complete link budgets for backscatter-radio and RFID systems," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 51, no. 2, pp. 11–25, 2009.
- [74] D. Kim, M. A. Ingram, and W. W. Smith, "Small-scale fading for an indoor wireless channel with modulated backscatter," in *Proc. VTC 2001 Fall Vehicular Technology Conf. IEEE VTS 54th*, vol. 3, 2001, pp. 1616–1620.
- [75] G. Marrocco, E. Di Giampaolo, and R. Aliberti, "Estimation of UHF RFID reading regions in real environments," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 51, no. 6, pp. 44–57, 2009.
- [76] U. Muehlmann, G. Manzi, G. Wiednig, and M. Buchmann, "Modeling and performance characterization of UHF RFID portal applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 7, pp. 1700–1706, 2009.
- [77] P. Bosselmann, "Planning and analysis of UHF RFID systems for consumer goods logistics using ray tracing predictions," in *Proc. 1st Annual RFID Eurasia*, 2007, pp. 1–7.

[78] K. Giannopoulou, A. Katsareli, D. Dres and etc, "Measurements for 2.4GHz Spread Spectrum System in Modern Office Buildings", *Mediterranean Electro technical Conference, MEleCon*, pp. 326-329, 2000.

[79] J. Kivinen and P. Vainikainen, "Wideband Propagation Measurements in Corridors at 5.3GHz", *IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Vol. 2, pp.512 - 516, 1998.

[80] U. Dersch, J. Troger, and E. Zollinger, "Multiple Reflections of Radio Waves in a Corridor," *IEEE Trans on Antenna and Propagation*, vol. 42, pp. 1571-1574, 1994.