

ALMA MATER STUDIORUM-UNIVERSITA' DI BOLOGNA
CAMPUS DI CESENA
SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA
CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA
ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI PER LO SVILUPPO
SOSTENIBILE

TITOLO DELLA TESI

**Misure e simulazioni a 60GHz per lo studio
della
propagazione negli edifici**

Tesi in

Propagazione e pianificazione nei sistemi d'area LM

Relatore

Prof.Ing.Vittorio Degli Esposti

Presentata da

Vanucci Marco

Correlatore

Ing.Enrico Maria Vitucci

Sessione Terza

Anno Accademico 2012/2013

Sommario

Questo elaborato tratta un argomento di futuro interesse ovvero la propagazione delle onde millimetriche negli edifici in particolare alla frequenza di 60 GHz. La tesi è suddivisa in 5 parti principali. La prima parte introduce le nozioni principali della propagazione dell'onda, dall'attenuazione di essa nello spazio libero ai principali fenomeni (riflessione, diffrazione, scattering) che si hanno con l'incidenza dell'onda su un ostacolo (muro interno/esterno, oggetto presente nell'ambiente ecc.). La seconda parte affronta come primo argomento, la propagazione negli edifici, le caratteristiche predominanti sulla propagazione, alcuni parametri elettromagnetici più importanti dei materiali di più comune utilizzo per la costruzione dei muri esterni e interni di un edificio. Poi vengono illustrati i possibili sviluppi tecnologici, le caratteristiche tecniche e l'utilizzo di un modello di un edificio per studiare a 60GHz gli effetti che si possono avere in un edificio dalle dimensioni reali a 2GHz. La terza parte affronta le misure effettuate a 60 GHz ed è suddivisa in due (due) sezioni. La prima riguarda le misure che sono state effettuate sul modello in scala dell'edificio alla frequenza di 60 GHz, la seconda delle misure svolte grazie alla collaborazione con il centro tecnologico di Ilmenau su una stanza piccola andando a verificare l'interazione delle onde con gli oggetti stessi facente parte della stanza. La quarta parte affronta tutte le simulazioni effettuate, simulazione modello dell'edificio e simulazione stanza piccola, svolte tramite il simulatore 3-D Ray tracing, andando a verificare la dovuta correlazione tra simulazioni e misure e in particolar modo investigare sui casi non trattati dalle misure.

Capitolo 1

Introduzione

1.1 Attenuazione

1.1.1 Attenuazione in Spazio libero

Consideriamo un mezzo omogeneo e assolutamente ideale, ipotizzando di essere in condizione di spazio libero la potenza ricevuta in questo caso ad una distanza R è descritta dalla formula di Friis :

$$Pr = Pt \cdot Gt \cdot Gr \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^\alpha = Pr(R_0) \cdot \left(\frac{R_0}{R} \right)^\alpha \text{ (versione incoerente)} \quad (1.1)$$

La versione incoerente traslascia le problematiche di fase e polarizzazione. Dove R_0 è una distanza di riferimento, Pt è la potenza trasmessa, Gt è il guadagno del trasmettitore, Gr è il guadagno del ricevitore e quello tra parentesi è il termine di attenuazione dove $\alpha = 2$ è l'esponente con cui decade la potenza all'aumentare della distanza.

La scelta $\alpha = 2$ non è causale: per la conservazione dell'energia, la potenza trasportata dall'onda deve essere sempre costante mentre la sfera che rappresenta il fronte d'onda aumenta la sua superficie quadraticamente con la distanza. Questo significa che, perché il bilancio rimanga invariato, la densità di potenza deve decadere col quadrato della distanza. Si può inoltre definire l'attenuazione L come il rapporto con R_0 (*distanza di riferimento*).

Esprimendo tutto in dB (Figura 1.1):

$$L^{dB} = L_0^{dB} - 10\alpha \log R_0 + 10\alpha \log R. \quad (1.2)$$

Per descrivere la propagazione in ambiente reale, si può utilizzare un modello semplificato (empirico e statistico) che non fa altro che assumere un coefficiente $\alpha \neq 2$; per misurare questo coefficiente in una situazione un minimo più attinente al reale il metodo usato è quello di effettuare molte prove sul campo e di tracciare la cosiddetta linea di regressione.

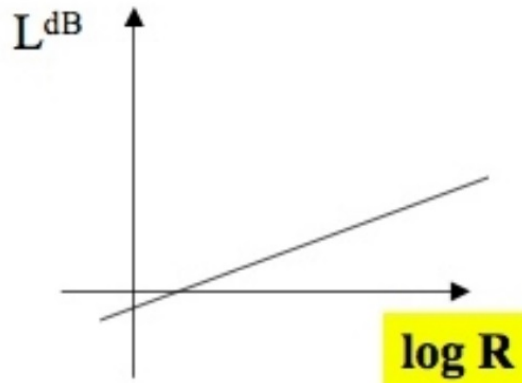


Figura 1.1: Decadenza della potenza

Così facendo si scopre che α , solitamente, sta tra 2 e 4: ciò significa che, nella realtà, il segnale decade molto più velocemente rispetto che nel caso ideale. Questo è dovuto a fenomeni come il multicammino (*multipath*), la riflessione e rifrazione di ostacoli. Il parametro α da quindi l'attenuazione media e gli scostamenti da questa sono dovuti al **fading** (lento o rapido) che può essere descritto statisticamente. In molti casi non cambia solo il parametro α ma l'intera dipendenza dei parametri in gioco; essa rappresenta l'andamento della potenza per una generica onda che attraversa più muri in un ambiente indoor.

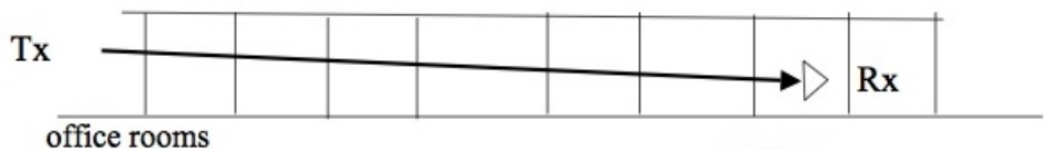


Figura 1.2:

$$L^{dB}(R) = L_0^{dB}(R) + L_0^{dB} \cdot N_W = L_0^{dB}(R) + \left(\frac{L_W^{dB} N_W}{R}\right) \cdot R \quad (1.3)$$

Risulta inoltre necessario dotarsi di modelli che tengano conto non solo della potenza, ma che siano coerenti (cioè che tengano conto anche della polarizzazione e dell'adattamento in potenza) e che prendano in considerazione tutte le interazione con tutti gli ostacoli che possono essere presenti, sia statisticamente, sia in maniera deterministica (*Multidimensional Propagation Prediction*).

1.1.2 Attenuazione Atmosferica

Alcuni gas che compongono l'atmosfera (vapore acqueo H₂O, ossigeno O₂, etc...) provocano attenuazione in quanto le loro molecole, non bilanciate elettricamente, risuonano a certe frequenze disperdendo energia in calore; com'è prevedibile, questa attenuazione dipende dalla concentrazione di tali gas.

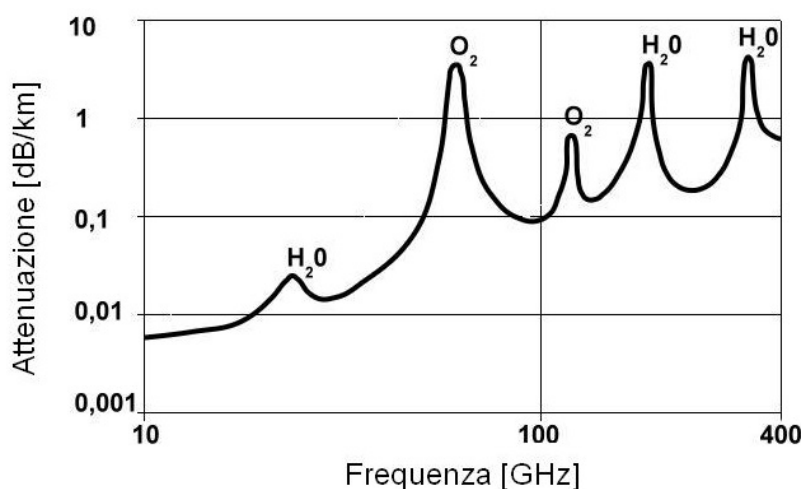


Figura 1.3: Assorbimento al variare della frequenza

Per alcuni gas nell'atmosfera standard, le righe di assorbimento situate in prossimità delle frequenze alle quali le molecole risuonano (vedi figura 1.3). Non si hanno particolari effetti rilevanti sotto i 10 GHz. L'attenuazione dipende anche dalla quota del collegamento in quanto le concentrazioni dei gas variano al variare di essa.

La diffusione e l'assorbimento dell'onda da parte delle gocce d'acqua è un'altra causa di attenuazione: l'entità di quest'ultima dipenderà dalla loro forma e dalla loro distribuzione, nonché dall'intensità di precipitazione. In apposite tabelle è possibile trovare l'attenuazione specifica α_r in funzione della frequenza, ma ai fini pratici si può far uso di una relazione del tipo:

$$\alpha_r = K \cdot R^a \quad (1.4)$$

dove K e a dipendono da frequenza, polarizzazione e angolo di elevazione, mentre R è l'intensità di precipitazione (variabile aleatoria di cui sono note le statistiche). P_s è la probabilità di servizio, si può calcolare il P_s percentile R_x e quindi l'attenuazione supplementare totale A_{sx} :

$$A_{sx} = K \cdot R_x^a \cdot D \quad (1.5)$$

1.1.3 Modelli

I modelli che vengono usati per il calcolo del campo dipendono fortemente dall'ambiente in cui si vogliono fare le misure e dall'accuratezza che si vuole ottenere. Modelli deterministici (come quello di Ray Tracing, che vedremo successivamente) comportano una notevole complessità di calcolo e un numero molto elevato di informazioni necessarie a priori. Per contro, modelli statistici potrebbero non adattarsi perfettamente all'ambiente e restituire espressioni non molto precise, col vantaggio però di una complessità molto minore. I vari modelli di possono essere definiti come:

- euristici: se hanno bisogno di misure per essere validati (prima si fanno i calcoli col modello, poi se le misure lo smentiscono allora significa che c'è qualcosa da aggiustare);
- empirici: se hanno bisogno di misure per essere derivati (prima si fanno le misure, dopodiché i risultati vengono manipolati per estrarre il modello);
- fisici: se derivano da leggi fisiche.

Inoltre, possono essere classificati come:

- statistici: se i parametri principali sono forniti statisticamente per un generico ambiente;
- - deterministici: se i parametri principali sono forniti specificatamente (in maniera precisa e oggettiva) per un determinato ambiente.

Spesso i modelli empirici sono anche statistici e prendono perciò il nome di modelli *empirico-statistici* (ES): tali modelli sono generalmente più semplici e veloci degli altri e vengono utilizzati soprattutto in fase di progettazione. La differenza principale tra i modelli ES e quelli ORT (*Over Roof Top*) è che questi ultimi sono maggiormente deterministici in quanto necessitano di un profilo del radio collegamento come. Da sottolineare che entrambi questi modelli sono incoerenti, cioè forniscono solo informazioni sulla potenza media, mentre le deviazioni rispetto a questa media costituiscono il fading (descrivibile solo statisticamente).

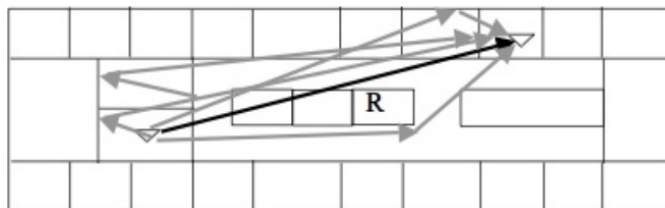


Figura 1.4: Propagazione Indoor

Il modello multi-wall si basa sul fatto che esiste sempre un cammino dominante: l'attenuazione lungo tale cammino è calcolabile sommando le attenuazioni dei cammini multipli a quella di spazio libero.

$$L_{dB} = 20 \log\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) + L_C + \sum \quad (1.6)$$

dove

- L_c = perdita costante;
- N_{wi} = numero di muri di tipo i attraversati;
- L_{wi} = attenuazione del muro di tipo i ;
- N_f = numero di soffitti attraversati;
- L_f = attenuazione del soffitto;
- N_{type} = numero di tipi di muro attraversati.

1.2 Riflessione

Le ipotesi su cui si basa l'ottica geometrica cadono in difetto quando si è in presenza di superfici in cui le caratteristiche dei due mezzi variano bruscamente (discontinuità di prima specie): è questo il caso della presenza di ostacoli o pareti che si frappongono tra il trasmettitore ed il ricevitore. Per semplificare la trattazione di queste situazioni si fa la seguente ipotesi: si ammette che ciascun raggio incidente abbia in tutti i punti un comportamento analogo a quello di un'onda piana TEM.

- $\vec{E}_i(r) = \vec{E}_{i0} e^{-\theta_i r}$;
- $\vec{H}_i(r) = \vec{H}_{i0} e^{-\theta_i r}$;
- $\theta_i = (\alpha_i + j\beta_i) \hat{s}_i$.

Si dimostra che ogni raggio incidente dà luogo ad un raggio trasmesso ed uno riflesso. Il mezzo in cui si propaga l'onda è descritto dai parametri (completare). In alternativa si possono definire i parametri composti :

- $\epsilon_c = \epsilon + \frac{\sigma}{j\omega}$;
- $n = \sqrt{\frac{\mu\epsilon_c}{\mu_0\epsilon_0}}$;
- $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon_c}}$.

Nel caso di mezzo privo di perdite ($m = m_0$) e inoltre definita (impedenza intrinseca di spazio libero):

- $n = \sqrt{\epsilon_r}$;
- $\eta = \frac{\eta_0}{n}$;
- $\text{leta}_0 = \sqrt{\frac{\eta_0}{\epsilon_0}}$.

In un radiocollegamento in assenza di ostacoli e senza tener conto degli effetti dell'atmosfera, si hanno due contributi principali: il raggio diretto e quello riflesso. In uno scenario più complesso come quello urbano o indoor, invece, l'onda subisce diverse interazioni (riflessione, trasmissione, diffrazione e scattering)

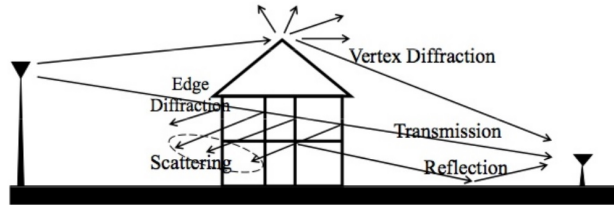


Figura 1.5: Vari fenomeni presenti in uno scenario complesso

Quando l'onda incidente è (localmente) piana (calcolo onda riflessa e trasmessa nel caso ideale) e la superficie di separazione è un piano illimitato il coefficiente di riflessione e il coefficiente di trasmissione, indicano rispettivamente quanta parte dell'onda (e con quale segno) subisce riflessione e quanta invece viene trasmessa.

Imponendo la continuità delle componenti tangenti dei campi (elettrico e magnetico) incidente, riflesso e trasmesso, supponendo che non vi siano correnti superficiali né impresse né indotte.

$$\vec{E}_t^\tau = \vec{E}_i^\tau + \vec{E}_r^\tau$$

$$\vec{H}_t^\tau = \vec{H}_i^\tau + \vec{H}_r^\tau$$

Ricordando che i tre vettori (s_i, s_r, s_t) sono complanari e appartenenti al piano di equazione $z = ky$, si giunge alle leggi della riflessione e della rifrazione:

- $\theta_i = \theta_r$;
- $n_1 \sin \theta_i = n_2 \sin \theta_t$.

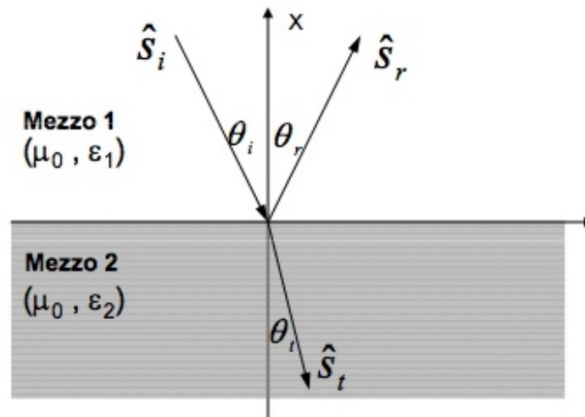


Figura 1.6: Riflessione e Rifrazione

Dove la prima è la legge di Snell della riflessione, mentre la seconda è la legge di Snell della rifrazione.

Se $n_1 > n_2$, aumentando θ_i può arrivare ad avere $\theta_t = \pi/2$ (la direzione del raggio rifratto coincide con l'asse): si ha in questo caso il fenomeno della riflessione totale. L'angolo di incidenza per cui avviene questo fenomeno è detto *angolo critico*.

Imponiamo l'uguaglianza delle componenti tangenti e scomponiamo i campi rispetto a tre nuovi sistemi di riferimento.

$$\vec{E}_{t0}^\tau = \vec{E}_{t0}^\tau + \vec{E}_{t0}^\tau$$

$$\vec{H}_{t0}^\tau = \vec{H}_{t0}^\tau + \vec{H}_{t0}^\tau$$

Ognuno avente un asse solidale con la direzione del raggio come mostrato in figura 1.7.

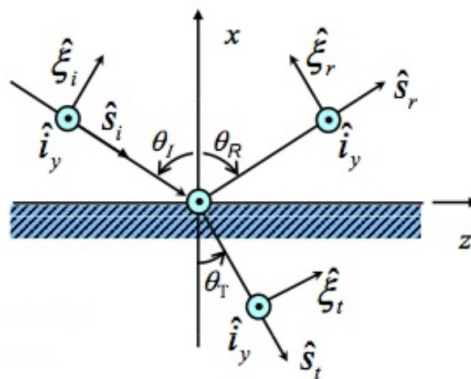


Figura 1.7:

I campi E ed H si scompongono lungo le due componenti $\vec{\xi}$ e \vec{i}_y , descrivendo due soluzioni indipendenti tra loro e mutuamente esclusive ma sufficienti, una volta composte, a descrivere un campo qualsiasi.

Risulta comunque sempre possibile scomporre il campo in due polarizzazioni lineari e ortogonali:

- per $\vec{E}_i // \vec{i}_y$ polarizzazione TE;
- per $\vec{E}_i // \vec{\xi}$ polarizzazione TM.

Andando poi ad ottenere i coefficienti di Fresnel:

- $\Gamma_{TE} = \frac{E_{r0y}}{E_{i0y}} = \frac{\text{componente del campo elettrico (onda riflessa)}}{\text{componente del campo elettrico (onda incidente)}} = \frac{n_1 \cos \theta_i - n_2 \cos \theta_t}{n_1 \cos \theta_i + n_2 \cos \theta_t}$
- $\tau_{TE} = \frac{E_{t0y}}{E_{i0y}} = \frac{\text{componente del campo elettrico (onda trasmessa)}}{\text{componente del campo elettrico (onda incidente)}} = \frac{2n_1 \cos \theta_i}{n_1 \cos \theta_i + n_2 \cos \theta_t}$

$$\tau_{TE} = 1 + \gamma_{TE}$$

Applicando la legge di Snell ed utilizzando l'angolo di radianza ($\theta = \pi/2 - \theta_i$) si ottengono i coefficienti di riflessione e i coefficienti di trasmissione per le 2 differenti polarizzazioni.

Polarizzazione TE:

- $\Gamma_{TE} = \frac{\sin \theta - \sqrt{(\frac{n_2}{n_1})^2 - \cos^2 \theta}}{\sin \theta + \sqrt{(\frac{n_2}{n_1})^2 - \cos^2 \theta}}$
- $\tau_{TE} = \frac{2 \sin \theta}{\sin \theta + \sqrt{(\frac{n_2}{n_1})^2 - \cos^2 \theta}}$

Polarizzazione TM:

- $\gamma_{TM} = \frac{(\frac{n_2}{n_1})^2 \sin \theta - \sqrt{(\frac{n_2}{n_1})^2 - \cos^2 \theta}}{(\frac{n_2}{n_1})^2 \sin \theta + \sqrt{(\frac{n_2}{n_1})^2 - \cos^2 \theta}}$
- $\tau_{TM} = \frac{2 \frac{n_2}{n_1} \sin \theta}{(\frac{n_2}{n_1})^2 \sin \theta + \sqrt{(\frac{n_2}{n_1})^2 - \cos^2 \theta}}$

1.3 Diffrazione

Lo spazio libero rappresenta l'ambiente di propagazione ideale e viene descritto semplicemente dalla formula di Friis, ma nella quasi totalità dei collegamenti reali TX e RX sono circondati da ostacoli che rendono lo scenario propagativo assai diverso. Il fenomeno della diffrazione può essere descritto a partire dal principio di Huygens (o delle sorgenti secondarie): esso afferma che, noto il fronte d'onda F all'istante t , è possibile ricostruire il successivo fronte d'onda F' all'istante $t + dt$ supponendo che gli elementi di superficie $d\Sigma$ di F siano eccitati ad emettere contemporaneamente onde sferiche

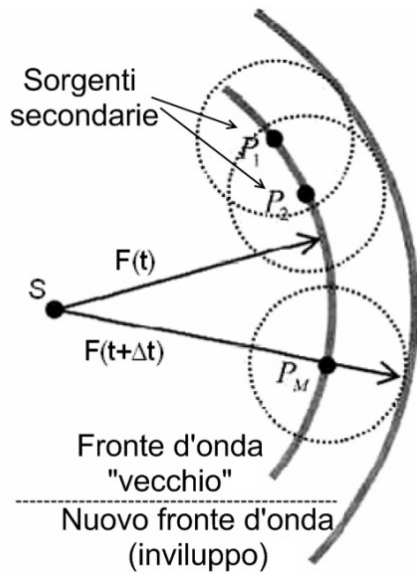


Figura 1.8: Principio di Huygens-Fresnel

con velocità v dell'onda; l'involuppo di tali onde secondarie all'istante $t + dt$ costituisce il fronte d'onda F' allo stesso istante .

Detta $d\Psi(R)$ la componente infinitesima del campo nel punto R (cioè al destinatario) generata dall'infinitesima parte di superficie dS del fronte d'onda (cioè generata da una sorgente secondaria infinitesima), possiamo esprimere quindi il campo come somma infinita (integrale) di tali componenti:

$$\Psi(R) = \int_{sfera} K(\chi) \cdot A \cdot \frac{e^{j\beta_0 r_0}}{r_0} \cdot \frac{e^{j\beta_0 s}}{s} \quad (1.7)$$

Il termine Diffrazione indica una particolare categoria di fenomeni propagativi generati dalla presenza di ostacoli sul cammino. La figura mostra due tipi differenti di diffrazione: quella da apertura e quella da Knife-Edge.

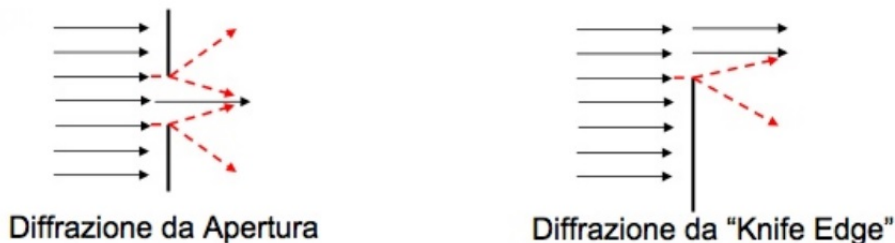


Figura 1.9: Esempi di diffrazione

La diffrazione provoca due effetti principali:

- la presenza di campo anche in zone non direttamente illuminate dalla sorgente;
- valori di campo diversi da quelli in spazio libero nelle zone direttamente illuminate.

La diffrazione è tanto più rilevante quanto più sono piccole, rispetto a λ , le dimensioni in gioco (a frequenze molto alte fenomeni del genere tendono a scomparire).

L'estensione al caso della diffrazione nella *GO* (*ottica geometrica*) fu introdotta da Keller nel 1961 e si basa sulle due seguenti assunzioni:

- un raggio diffratto si genera quando un raggio incide su uno spigolo (o su un vertice);
- per ogni raggio diffratto vale il principio di Fermat.

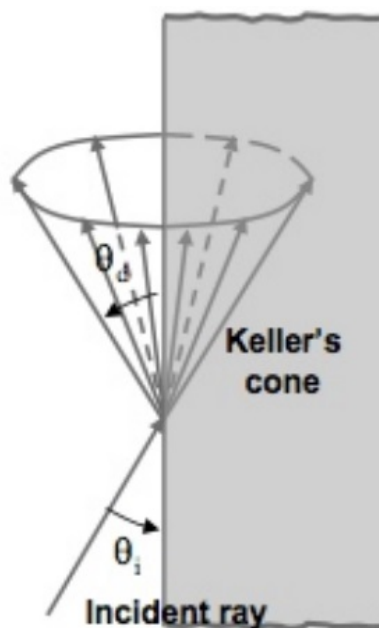


Figura 1.10: Cono di Keller

La legge della diffrazione afferma che l'angolo tra raggio incidente/rifratto e spigolo soddisfa la legge di Snell. Quindi con riferimento alla figura 1.10 deve valere:

$$n_i \cdot \sin \theta_i = n_d \cdot \sin \theta_d$$

Se si considerano raggi nello stesso materiale ($n_i = n_d$) la legge si riduce semplicemente a:

$$\theta_i = \theta_d$$

Tutti i raggi diffratti devono perciò appartenere al cosiddetto cono di Keller. L'onda diffratta è tale che una delle due caustiche coincide con lo spigolo, quindi il fattore di divergenza di tale onda sarà differente da quello dell'onda incidente. Il campo elettrico diffratto può essere calcolato risolvendo le equazioni di Maxwell, sottraendo in qualche modo il campo incidente e il campo riflesso, e infine sviluppando in serie di Luneberg-Kline; troncando al primo ordine tale serie si ricava il coefficiente di diffrazione.

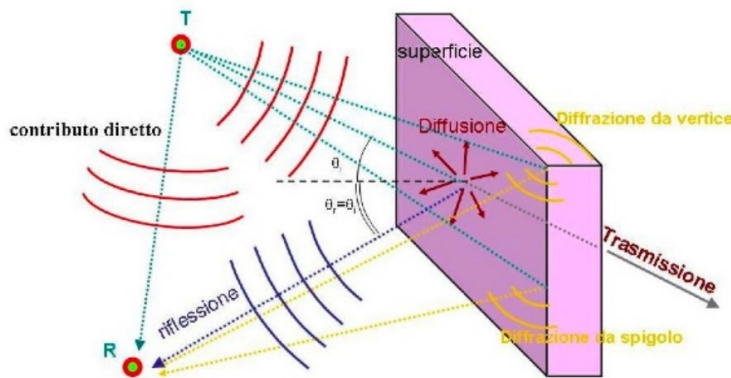


Figura 1.11: Possibili interazioni in uno scenario

1.4 Scattering

Quando si parla di scattering si fa riferimento al fenomeno fisico di riflesso e trasmissione di radiazione da una superficie ruvida tale che il raggio incidente venga riflesso e trasmesso in molti angoli contrariamente al caso della riflessione speculare (un solo angolo). L'energia è quindi dispersa in varie direzioni non seguendo le regole dell'ottica geometrica. Risulta importante considerare che lo scattering ha diversi tipi di comportamenti e non è di semplice caratterizzazione.

Viene definita una superficie ruvida se disperde l'energia incidente di un'onda piana in più direzioni, la stessa superficie data la natura fisica dello scattering può presentarsi come superficie ruvida (*rough-surface*) per alcune lunghezze d'onda e liscia per altre. È di notevole importanza capire quindi come trattare le diverse superfici presenti nell'ambiente di misura o simulazione, adottando una descrizione geometrica ed elettromagnetica dettagliata dell'ambiente. Bisogna inoltre tenere conto che gli effetti di scattering si

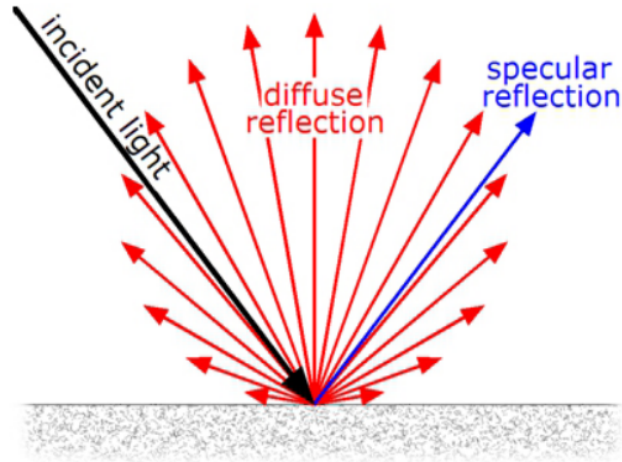


Figura 1.12:

hanno non solo con l'interazione con la superficie ma considerando l'intero volume dell'oggetto che interagisce con l'onda incidente, quindi si ha una sovrapposizione di vari effetti. Esiste una distinzione tra scattering di superficie e scattering di volume, il primo riguarda tutte le possibili interazioni sull'oggetto, il secondo si riferisce agli effetti che avvengono nel mezzo. Il contributo di quest'ultimo è minore rispetto allo scattering di superficie, questo perché l'onda trasmessa è solo una porzione di quella incidente e quindi interazioni di volume causano una redistribuzione di energia in più direzioni. Quando un'onda interagisce con una superficie ruvida ogni componente ha una differente variazione di fase dovuta alla "heights distribution" e questo porta interferenza. L'interferenza che può essere costruttiva o distruttiva può portare i vari contributi dell'onda ad annullarsi o a sommarsi. L'interferenza risulta distruttiva quando la differenza di fase è mezza lunghezza d'onda $\lambda/2$, ed è sempre presente nel range $(\pi/2 < \Delta\phi < 3/2\pi)$. Mentre quella costruttiva è presente nell'intervallo $(-\pi/2 < \Delta\phi < \pi/2)$.

Tramite il criterio di Rayleigh una superficie si può considerare ruvida se la differenza di fase tra due onde riflesse è più di $\pi/2$:

$$\Delta\phi = 2 \cdot \Delta h \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \sin\psi = 2 \cdot \Delta h \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \cos\vartheta_i \quad (1.8)$$

Dove Δh è la variazione di altezza della superficie in esame, λ è la lunghezza d'onda e ϑ_i è l'angolo d'incidenza rispetto alla normale. Se Δh è piccolo rispetto alla lunghezza d'onda la differenza di fase è insignificante, in caso contrario la riflessione speculare è ridotta a causa dell'interferenza delle onde riflesse. Quindi superfici ruvide possono essere considerati lisce a

un angolo di incidenza sotto queste due condizioni:

$$\frac{\Delta h}{\lambda} \rightarrow 0$$

$$\vartheta_i \rightarrow \pi/2$$

Il criterio di Rayleigh tiene conto di solo la rugosità superficiale, ed è basato sulla teoria dei raggi semplificata che descrive le irregolarità solamente considerando h . In un ambiente reale sono presenti tutti i tipi di superficie da quella completamente ruvida a quella completamente liscia. Più è alto il grado di rugosità più si ha un effetto di scattering dove si diffonde in tutte le direzioni, nel caso di superficie molto ruvida la parte coerente (riflessione speculare) può ritenersi trascurabile. Quindi lo scattering può essere visto come la riduzione media della componente speculare, dove il termine media è da interpretare come una media su differenti parti di un ambiente seguendo che seguono le stesse statistiche. La componente coerente quindi è da considerarsi come la parte di radiazione che si trova attorno alla direzione di riflessione speculare, dove una media di numerose realizzazioni da un contributo non nullo a causa della conservazione di fase.

E' necessario introdurre una descrizione statistica dell'ambiente tenendo conto di parecchi possibili scenari, partendo dalla caratterizzazione della rugosità (*roughness*) della superficie. Il comportamento statistico di una superficie ruvida casuale è dato da due fattori principali:

- La distribuzione statistica delle altezze della superficie;
- La funzione di correlazione spaziale.

La prima funzione definisce come sono distribuite le altezze attorno il valore medio, mentre la seconda fornisce informazioni su come parti di un ambiente come colline e valli sono collegate insieme nel dominio spaziale. Quindi la distribuzione delle altezze segue una statistica attorno ad un certo valore medio, mentre la funzione di correlazione spaziale segue un altro tipo di relazione. Per superfici naturali è lecito assumere la distribuzione delle altezze di tipo Gaussiano con correlazione spaziale tra i picchi scelta in accordo con l'applicazione. Esistono anche altri metodi per rappresentare il comportamento stocastico delle rough surface (*superfici ruvide*). La maggior parte degli articoli presenti nelle letterature tendono a confermare che l'approccio statistico è il modo ottimale per rappresentare gli scenari comuni.

Capitolo 2

Propagazione a 60 GHz

2.1 Propagazione negli edifici

Risulta di notevole importanza considerare la propagazione delle onde con gli edifici, sia per quanto riguarda la propagazione in un ambiente outdoor che di tipo indoor. Considerando la propagazione che avviene negli edifici, il modello che descrive il fenomeno dello scattering stabilisce che lo scattering non speculare delle facciate di grandi edifici è solitamente dominato da finestre e balconi. La loro presenza si può considerare quasi periodica in un ambiente urbano densamente popolato. Lo scattering causato da facciate degli edifici viene quindi considerato in modo statistico e non come effetto puntuale. Il tutto concorda con il fatto che differenti tipi di palazzi hanno comportamenti diversi quando un'onda elettromagnetica incide sulle facciate.

Un importante studio è stato fatto nell'articolo [1] dove sono state effettuate misure di riflessione e scattering a 60 GHz di varie parti di edificio verniciate e non, per poter estrarre valori come la permittività e coefficiente di scattering.

Building Material	Thickness Δ [mm]	Complex Relative Permittivity ϵ_r	Attenuation α [dB/cm]	Lambert's Law Scattering Coefficient γ
Cement Cinderblock Wall	193.7	3.3 - j0.38	11.3	-17.1
Brick Wall	92	2.55 - j0.43	14.7	-17.3
Cement Backerboard	12.7	3.0 - j0.54	17	-
Drywall	12.7	2.26 - j0.0024	0.09	-12.5
Drywall with semigloss paint	12.8	2.77 - j0.019	0.6	-
Drywall with flat paint	12.8	2.28 - j0.0024	0.09	-14.2
Plexiglass	2.2	2.70 - j0.26	8.6	-
Glass	12.7	6.55 - j0.20	4.3	-
Wood	5.1	2.8 - j0.04	1.3	-
Ceiling Tile	15.9	1.55 - j0.026	1.12	-11.9

Figura 2.1: Proprietà dei materiali di costruzione

Il parametro α rappresenta l'attenuazione di ciascun materiale, calcolato dalla ϵ_r , α è il tasso di perdita di assorbimento dovuta dall'attraversamento del materiale. Questa perdita non contiene le perdite di trasmissione e riflessione. I muri di mattoni comunemente utilizzati per la costruzione delle pareti esterne di un edificio hanno un'attenuazione $\alpha > 11dB/cm$, mentre il vetro ha un'attenuazione molto inferiore $\alpha = 4dB/cm$. Questo quindi suggerisce che il contributo dominante delle onde che si propagano dentro e fuori gli edifici è dato da quelle che si propagano attraverso le finestre anziché dalle pareti. Per i muri interni (*di tipo drywall*) α risulta piccolo e questo promuove la penetrazione delle onde, mentre il cemento (*cement backboard*) utilizzato per le mattonelle l'attenuazione risulta molto elevata, quindi crea la possibilità di **NLOS** tra camere o stanze separate da questi tipo di muri.

Lo scattering provocato dalle rough surface (*superfici ruvide*) ha un scarso effetto sulla dispersione angolare del segnale ricevuto. Considerando lo scattering presente in un ufficio di un palazzo, i contributi dominanti al ricevitore sono arrivati principalmente nel piano orizzontale contenente le antenne di ricezione e trasmissione, con contributi minori provenienti dalle finestre. Ovviamente nel caso di Tx e RX in vista LOS, il cammino dominante è il raggio diretto. Nel loro documento quando il ricevitore si trovava fuori dalla finestra, il contributo dominante è rappresentato dalla diffrazione del soffitto.

2.2 Proprietà propagazione a 60GHz

La carenza di banda ha motivato l'esplorazione delle poco utilizzate onde millimetriche. Vi è poca conoscenza della propagazione di questo tipo di onde nelle zone densamente popolate e nell'ambiente indoor. Ottenere queste informazioni è di vitale importanza per la progettazione e il funzionamento delle nuove generazioni di comunicazione (i.e 5g). Un metodo per ottenere trasmissioni dati ad alta velocità è quello di usare la banda dei 60 GHz, la quale fornisce una banda più grande rispetto alle tecnologie Wi-Fi esistenti ($2.4GHz$ e $5GHz$).

La banda a 60 GHz permette di ottenere uno spettro di 7 GHz [2] mentre per la banda a 2.4 GHz (Wi-Fi odierno) è di 83.5 MHz. Lo spettro è diviso in canali multipli come per le bande a 2.4 GHz e 5 GHz. Il fatto che i 60 GHz abbiano uno spettro maggiore indica che i canali sono più larghi, il che può permettere delle trasmissioni (*data rate*) a multi-gigabit. Le specifiche indicate dall'articolo WiGig definiscono 4 canali, ognuno largo 2.16 GHz, 50 volte più largo rispetto ai canali attualmente utilizzati. Questi canali larghi sono capaci di supportare applicazioni che richiedono una comunicazione veloce, come le trasmissioni video.

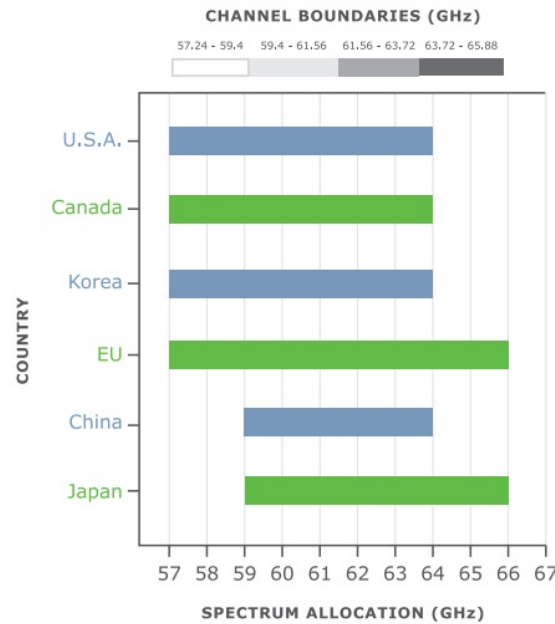


Figura 2.2: Spettro disponibile nella banda a 60 GHz

L'obiettivo è produrre dei dispositivi che possano comunicare anche con le esistenti tecnologie di Wi-Fi (2.4 GHz , 5 GHz e 60 GHz). La copertura di un sistema WLAN, dipende fortemente non solo dalla potenza di trasmissione e del guadagno d'antenna ma anche dalla direttività della antenna BS (*base station*). La scelta della giusta antenna BS è un fattore importante per la realizzazione di collegamenti ad alta velocità. Nei canali di trasmissioni digitali ad alta velocità il fast fading (*multipath*) con tempi di ritardo grandi rispetto al tempo di simbolo, può causare la degradazione della qualità del canale di trasmissione digitale causato dall'ISI (*Interferenzainter – simbolo*). Quindi i collegamenti a 60 GHz devono essere strettamente direzionali [3], la direzionalità è richiesta per sopperire al grande *path-loss* che si ha per le onde millimetriche.

In un mezzo omogeneo e assolutamente ideale ipotizzando di essere in condizioni di spazio libero, la potenza ricevuta a distanza r è descritta come è stato detto dalla formula di Friis. In condizioni **NLOS** i collegamenti a 60 GHz soffrono maggiori perdite in assenza di riflessione speculare, dovuto al basso livello dei segnali diffratti da ostacoli *lossy*, come gli angoli di un corridoio. Questo crea una severa diminuzione del data rate e limita la copertura fino a 10m [4]. Quindi l'estensione della copertura anche in zone **NLOS** è un compito impegnativo. La maggior parte degli studi di modellizzazione di canale a 60 GHz fatti fino a questo momento non hanno ancora valutato in modo accurato i coefficienti di diffrazione euristici attorno angoli per la ritrasmissione di segnale quando si incontra un ostacolo (*deflectin ob-*

stacel) ed esso viene trattato come sorgente di rumore. Tuttavia per alcune superfici specifiche, le forme e le posizioni di un ostacolo potrebbero essere utilizzate per migliorare in modo significativo le comunicazioni **NLOS**. Ad oggi non vi è alcuna informazione specifica che fino ad ora caratterizzi e quantifichi le caratteristiche costruttive delle onde millimetriche risultanti con le interazioni con gli ostacoli in ambiente indoor.

2.3 Modello Edificio

Elementi come balconi o colonne hanno un contributo significativo allo scattering totale che un edificio possa creare, come quello che gli arredamenti in un edificio possono creare in un ambiente indoor. Lo studio di questi fenomeni è stato effettuato utilizzando un modello in scala 1/30 di un edificio reale. La frequenza utilizzata per queste misure è stata di 60 GHz, questo perché abbinata al modello in scala permette di rappresentare il comportamento di un edificio di dimensioni reali ad una frequenza di 2 GHz.

Il modello in scala figura 2.4 è stato costruito con materiale che possa rappresentare il comportamento reale dell'edificio.



Figura 2.3: Modello in scala

Il modello costruito ha tre piani con otto stanze e un corridoio per piano. Ogni stanza è 127 mm x 139.5 mm, dimensioni in scala di una stanza reale a 3.8m x 4.2 m a 2 GHz. I muri interni, esterni, i piani e i soffitti sono stati realizzati con una lastra di compensato di 6.35 mm. La riflettività del compensato a 60 GHz per un'onda TE con un'incidenza normale è -9.4 dB, molto simile alla riflettività di -8.2 dB di un muro di calcestruzzo spesso 178 mm e -6.6 dB di un muro di 12.7 mm a 2 GHz [5]. La trasmissività di entrambi i materiali sono simili.

Per rappresentare gli arredamenti di ogni stanza del modello sono stati utilizzati blocchi di legno e pezzi di metallo. La geometria degli arredamenti è stata scelta semplice per facilitare le simulazioni di ray-tracing.

Gli arredamenti per stanza sono :

- 3 sedie metalliche;
- 1 libreria in legno;
- 1 tavolo in legno;
- 1 desk in legno rettangolare;
- 2 luci in metallo.

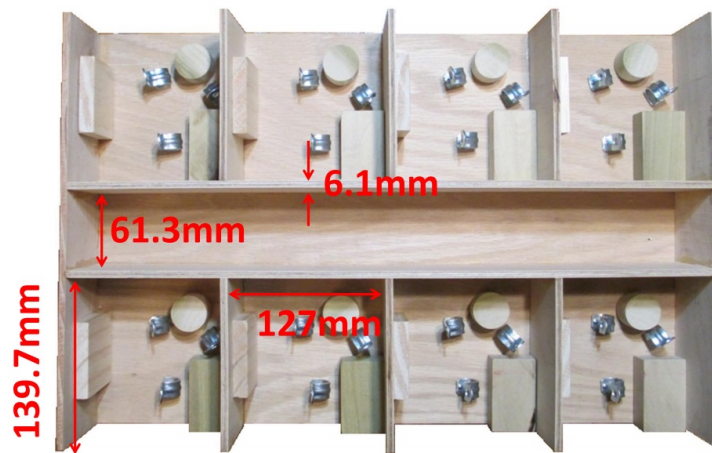


Figura 2.4: Modello visto dall'alto

L'edificio è composto da :

- pannello frontale in legno;
- pannello posteriore in legno.
- 3 piani
- 8 stanze per piano

Costruiti in modo che ogni stanza abbia una finestra dalle dimensioni di 101.6 mmx 48.5 mm, corrispondente a 3.05 m x 1.46 m di finestra a 2.4 GHz.

Capitolo 3

Misure a 60GHz

3.1 Misure Modello Edificio

Il setup di misurazione del modello dell'edificio è composto da 2 braccia di 2 m aventi lo stesso punto focale. Ogni braccio ha un antenna horn di 11° 3 dB di beamwidth e hinge nell'altra.

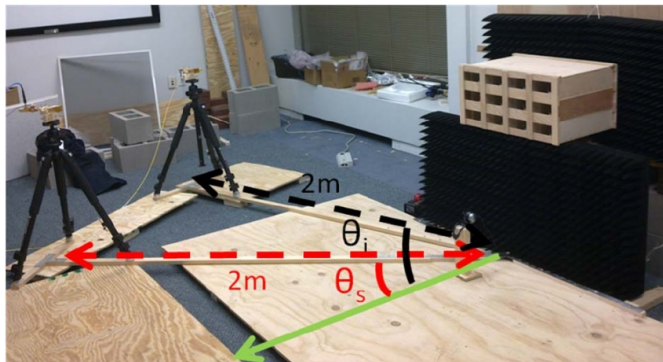


Figura 3.1:

Sono state effettuate misure di scattering con doppia polarizzazione e cross polarizzazione, considerando il modello con gli arredamenti, senza arredamenti e con facciata frontale e senza.

La superficie frontale del modello è collocata sul punto focale, per fornire misure di scattering per specifici angoli di incidenza θ_i il braccio della antenna trasmittente viene mosso fino all'angolo θ_i desiderato. Mentre per quanto riguarda l'antenna ricevente essa viene mossa in un arco con θ_s coprendo determinate posizioni in un arco di circonferenza. Per fornire misure di riflessione entrambi i bracci sono mossi in modo che $\theta_s = -\theta_i$ (*La distanza delle antenne dal modello rimangono invariate perchè le antenne sono attaccate a bracci fissi*).

Sono stati collocati degli assorbitori di microonde con più di 50 dB di assorbimento a 60 GHz dietro il modello e sotto, per evitare la generazione di multipath dal modello o dal muro dietro il modello. Il Dalle misure di effettuate senza il modello il guadagno di scattering da multipath non desiderato è ≈ -55 dB. Lo scattering gain noise floor era circa di -80 dB.

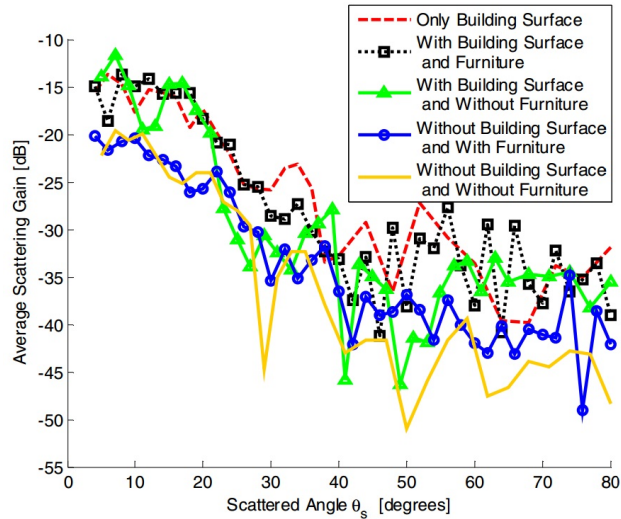


Figura 3.2: Angolo di incidenza $\theta_i = 10$ gradi

Il grafico rappresenta il guadagno medio di scattering ottenuto variando θ_s da 4° a 80° . Le misure sono state prese con una discretizzazione di 2° dell'angolo di azimuth, ripetendo il processo spostando il modello verticalmente e orizzontalmente, quindi il guadagno di scattering medio è ottenuto mediando le misure di scattering ottenute dagli spostamenti del modello. Quello che appare è che il contributo totale di scattering dominante è quello vicino alla direzione speculare $\theta_s = 10^\circ$.

Quando il pannello frontale è presente, gli arredi non sembrano abbiano nessun effetto sul segnale totale nella direzione speculare. Allontanandosi dalla direzione speculare, la presenza degli arredamenti incrementa il contributo di scattering (scattering gain).

Nei casi con il pannello frontale (*Edificio completo con mobili e edificio completo senza arredamenti*), per angoli di scattering $\theta_s > 20^\circ$ lo scattering risulta mediamente maggiore di un paio di dB nel caso con gli arredamenti rispetto al caso senza arredamenti. Senza il pannello frontale (*edificio completo con arredi e edificio completo senza arredi*) si ha lo stesso trend ma a partire da angoli di $\theta_s > 25^\circ$.

Questa procedura ripetuta per angoli di incidenza θ_i da -45 a -70 gradi.

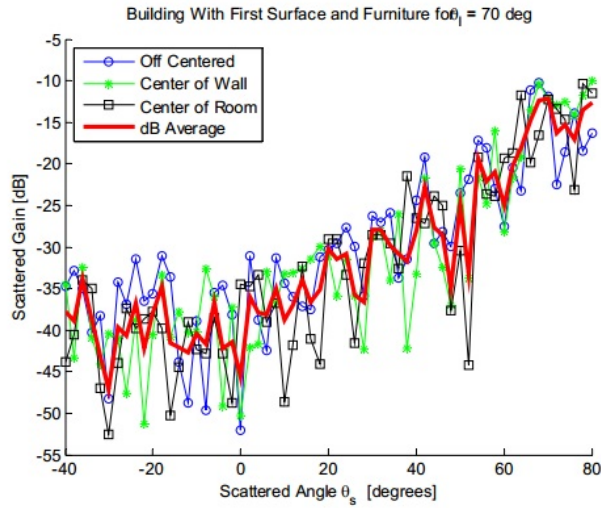


Figura 3.3: Edificio completo con pannello frontale, angolo di incidenza $\theta_i = 70$ gradi

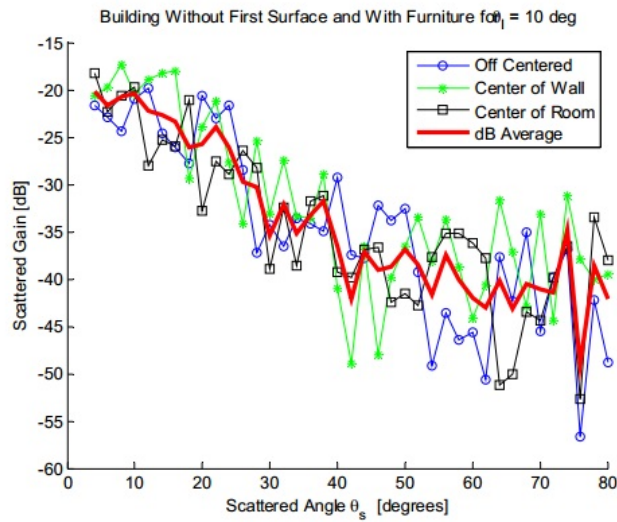


Figura 3.4: Edificio senza pannello frontale ma con arredamenti $\theta_i = -10^\circ$

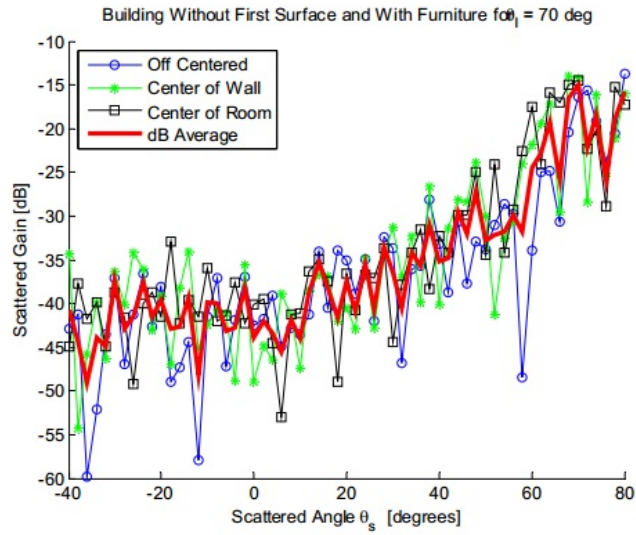


Figura 3.5: Edificio senza pannello frontale ma con arredamenti $\theta_i = 70^\circ$

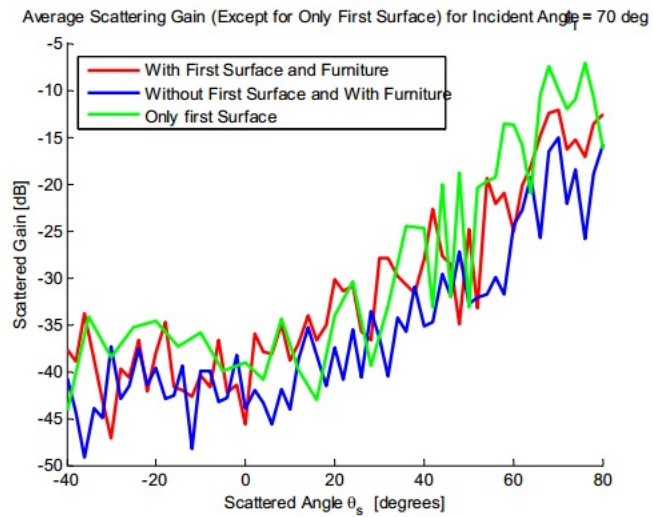


Figura 3.6: Tre casi a confronto per $\theta_i = 70^\circ$

3.2 Misure Stanza piccola

Sono state inoltre effettuate misure di 60 GHz su un ambiente che è una stanza piccola situato nel seminterrato di Ilmenau. Le dimensioni le misure e gli arredi offrono un ambiente di scattering tipico per scenari simili [6].

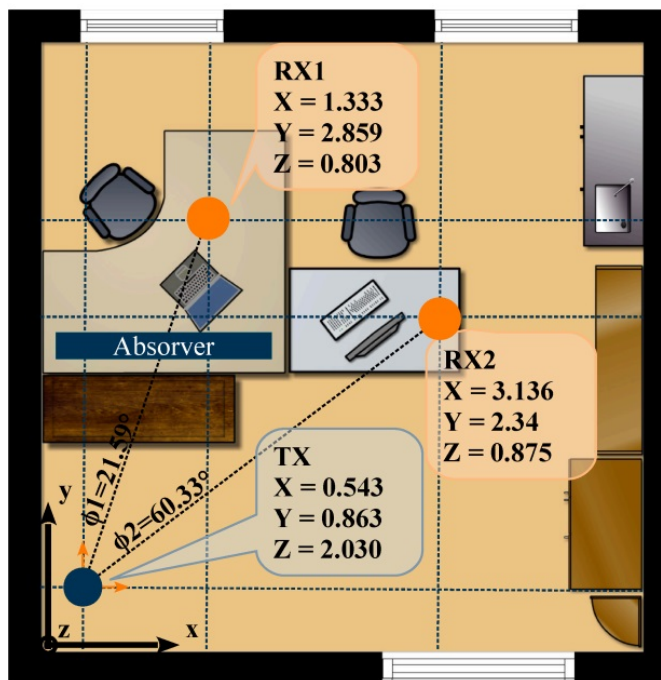


Figura 3.7: Mappa 2d stanza piccola

In questo caso si tratta di una vera e propria misura di come vengono propagate le onde e.m e come interagiscono con gli oggetti che fanno parte della stanza stessa. In quanto essendo un'onda millimetrica risente fortemente dell'interazione con oggetti che hanno dimensioni paragonabili alla lunghezza d'onda.

Si tratta di misure direzionali, dual link, *quad polarized* a 60 GHz, lo scopo di queste misure è studiare le proprietà del canale in vista dei futuri servizi a *multi-gigabit* che adottano soluzioni di *macro-diversità* e tecniche di *beam-forming*. Fenomeno da studiare è anche lo *shadowing* che va ad attenuare fortemente anzi a eliminare il percorso del raggio in queste frequenze.

La stanza ha dimensioni pari a 4.59m (X) x 4.43m (Y) x 2.91m (Z) mentre i principali arredi che sono presenti sono:

- 1 Armadio;
- 2 Librerie;

- 1 Lavandino;
- 3 Tavoli;
- 3 Pannelli assorbitori.

Sono state fatte misure in un ambiente statico e dinamico, per quanto riguarda l'ambiente statico le misure svolte sono:

- macrodiversità bassa (Tx rotante in posizione alta);
- macrodiversità bassa con posizione diversa degli rx;
- macrodiversità alta (antenna rotante tx posta in basso e rx in alto);

Per quanto riguarda le misure in un ambiente dinamico le misure svolte sono solamente del caso con macrodiversità bassa.

Lo scopo della misura è quello di investigare le proprietà di distribuzione di potenza, delay spread (DS) e direzione di partenza (DoD) in uno scenario statico indoor *dual-link quad-polarized* a 60 GHz. Il sounder utilizzato (UWBCS) "ultra wide band channel sounder" usato per le misure consiste in un canale di trasmissione ($TX1$) e due canali di ricezione ($RX1$ e $RX2$). In questo elaborato viene trattato solamente il caso di macrodiversità bassa in un ambiente statico.

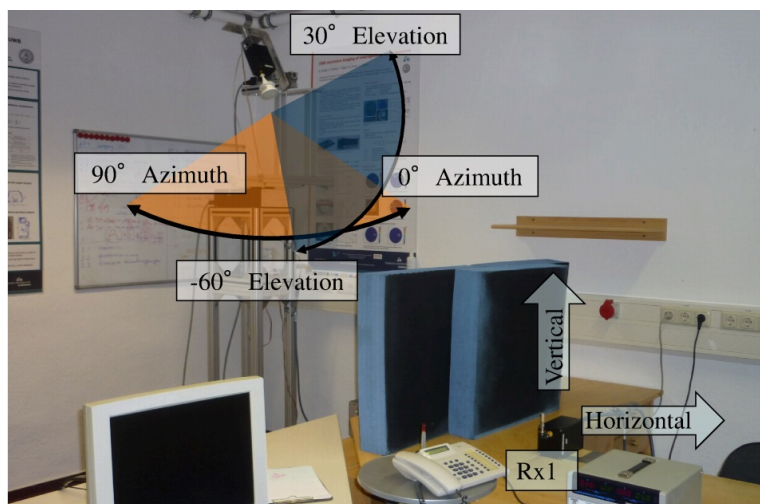


Figura 3.8:

Il TX è caratterizzato da un posizionatore 3d (figura 3.8) ed è posto in posizione alta in un angolo della stanza per emulare un access point, i ricevitori sono fissi per fornire misure statiche. Il ricevitore 1 (RX1) è posto nella posizione di NLOS, coperto da assorbitori, quindi in questo modo sono

ricevute solo le componenti di scattering. Al contrario il ricevitore 2 è posto in LOS posto sempre alla stessa altezza dell RX1.

Il TX è un antenna lens (5° beam-width) per offrire un alta discriminazione DoD , le antenne riceventi sono invece omnidirezionali. Il TX può compiere un movimento di un quarto di sfera con uno step angolare di 2° . Possibile rotazione da 0° a 90° in azimuth e da 30° a -60° di elevazione, si hanno 2025 misure per le combinazioni dei TX, RX . Dal fatto che l'ambiente è statico sono state effettuate 20 snapshot per ogni passo di misura questo per ridurre il rumore effettuando la media. Solamente i campioni con un valore di 10 dB più alto rispetto al noise floor sono presi gli altri sono scartati, impostando a zero la risposta impulsiva del canale a zero (CIR).

La figura 3.9 mostra la potenza e DoD per differenti combinazioni di polarizzazione. Considerando solo il caso **NLOS** quindi si fa riferimento al ricevitore 1 $RX1$. La potenza è calcolata come la somma dei valori assoluti al quadrato del ritardo di ogni componente DoD .

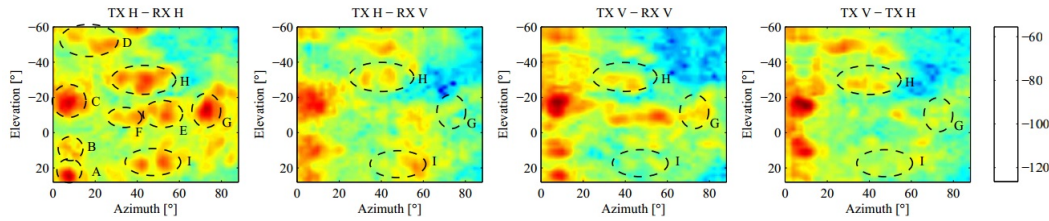


Figura 3.9: Power vs DoD

Mentre *paths* specifici o *cluster paths* possono essere identificati in differenti polarizzazioni, altri sono presenti solo in una singola polarizzazione. Questo è un importante fenomeno soprattutto considerando il *beam-forming*, perché mostra che ci sono *beams* disponibili indipendentemente dall'orientazione dell'antenna. Ci sono paths diffusi su una vasta gamma di DoD , aumentando la quantità di possibili fonti di segnale in caso di shadowing. Questo fenomeno è più accentuato nel caso di $Tx H Rx H$, rispetto che al caso $Tx V Rx V$.

Nei casi di polarizzazione incrociata ci sono molti paths nella zona a basso azimuth (per valori di ϕ bassi) aumentando il problema di sospensione del collegamento in caso di shadowing nel caso di copertura del punto di accesso dovuta da una persona o da un oggetto. Quindi si capisce il vantaggio di dover utilizzare una tecnica *beam-forming* capace di considerare le diverse polarizzazioni, aumentando non solo la potenza ricevuta combinando l'energia diffusa sulle diverse polarizzazioni, ma aumentando anche la quantità di percorsi possibili, dando un'ulteriore robustezza del sistema di comunicazione contro lo shadowing.

I contributi A,B,C,E,F sono considerati come componenti speculari, mentre i contributi D,G,H,I considerati come scattering.). La componente di

Clusters	Description
A	Double-bounce reflection from ceiling and upper wall
B and C	Diffraction/reflection from the upper/lower part of a metal frame of the left window
D	Reflection on the floor under a desk followed by multiple bounces
E and F	Double-bounce reflection from the upper-right corner of the room
G	Scattering from a bookshelf and a metal ladder in the lower-right corner
H	Scattering from objects (computer monitor, transceiver and equipment metal boxes, etc.)
I	Scattering from lamps in the ceiling

Figura 3.10: Tabella riassuntiva

DMC (*distributed multipath component*) dalle figure si vede distribuita come sfondo (*background*), questo dovuto molto probabilmente allo scattering diffuso dalle pareti ruvide (*rough wall surfaces*). Il cluster C è presente in tutte le polarizzazioni indicando un forte accoppiamento delle *cross-polarization*. I cluster G,H,I visibili solo nel caso di polarizzazione H del Tx e del Rx. Quello che si evince da questi risultati è che il canale risulta sensibile alle polarizzazioni.

Il power delay profile (*PDP*) calcolato come somma dei (*PDP*) per ogni DoD. Dalle figure si vedono (*PDP*) differenti per ogni tipo combinazione di polarizzazione. Forti differenze tra le polarizzazioni nei casi di differenti DoD. Nel caso di Tx H- RX H si ha un DS più grande in quanto le componenti più forti raggiungono il ricevitore più tardi (vedi figura 3.11).

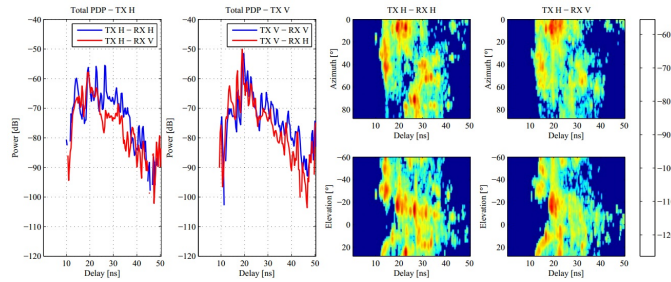


Figura 3.11:

Si hanno diversi forti componenti che arrivano a ritardi diversi attorno all'elevation di -15° . I paths che hanno una componente forte sono raggruppati in *cluster* e non appaiono come singolo picco di potenza, ma hanno una occupazione sia nel dominio angolare che in quello del tempo.

I path più forti individuati sono una prova della evidente necessità di utilizzare il *beam-forming* negli scenari **NLOS**. In aggiunta occorre considerare che la presenza di diversi percorsi con diverse polarizzazioni mostra il vantaggio di utilizzare *beam-forming* che consideri la polarizzazione. Il *back scattering* provocato da oggetti presenti nell'ufficio (scala, monitor PC e vari arredamenti) appaiono più come specular-like dovuta dalla grande risoluzione delle onde mm. Tutti questi contributi possono essere trattati come scattering e modellati attraverso distribuzioni statistiche, a causa della loro forma, posizione e presenza aleatoria.

Capitolo 4

Simulazioni a 60 GHz

4.1 Algoritmi di Ray Tracing

I modelli deterministici a raggi sono simulazioni numeriche della propagazione multi cammino in accordo alla teoria geometrica della propagazione. Essi comportano il calcolo dei raggi che collegano i due terminali attraverso lo spazio libero e attraverso le interazioni con l'ambiente a tal proposito riflessione, rifrazione e scattering. I modelli a raggi possono fare riferimento ai *rays* o *beams* si parla allora rispettivamente di *ray tracing* o *ray launching*. In ogni caso si rende necessario un environment database, cioè una mappa ambientale. Per prima cosa si devono considerare tutte le possibili riflessioni e rifrazioni. La regione di visibilità dopo una o più riflessioni è costruita tramite processo iterativo che sfrutta le immagini virtuali dei terminali.

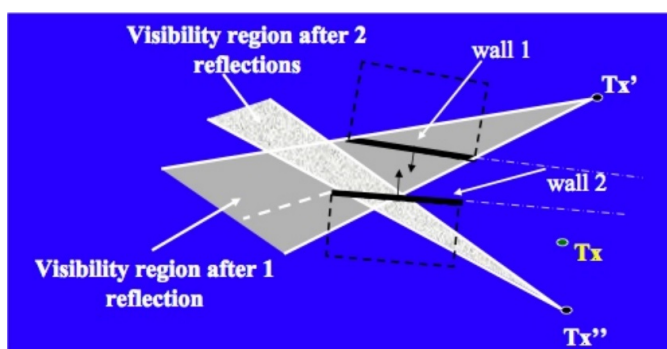


Figura 4.1:

Per le diffrazioni la regione di visibilità è tutto il piano esterno allo spigolo in accordo col cono di Keller. In seguito si deve costruire il view tree, ovvero un albero che racchiude tutti i possibili percorsi tra trasmettitore e ricevitore considerando il numero di eventi. La compilazione dell'albero è la parte dell'algoritmo più pesante dal punto di vista computazionale in

quanto se N_V è il numero medio di ostacoli, l'albero sarà composto da ben M rami con M uguale a:

$$M \approx N_V^{N_{ev}+1} \quad (4.1)$$

Con il procedimento appena illustrato sorgono diversi problemi:

- i punti di diffrazione sullo spigolo in 3D possono essere determinati esattamente solo dopo la visibilità;
- - se il raggio considerato subisce diffrazione, allora anche il punto di riflessione può essere calcolato solamente dopo la visibilità;
- - le informazioni contenute nell'albero non sono ancora quelle 'geometriche' per il calcolo del campo (*field computation*).

Si rende necessaria quindi un'ulteriore fase, detta di *backtracking*: si parte dal ricevitore e si procede a ritroso fino al trasmettitore per scoprire, con un metodo geometrico, tali punti di interazione. Per le diffrazioni ad esempio il punto di interazione può essere determinato dispiegando il piano di incisione e quello di diffrazione in un singolo piano verticale. Una volta che tutti i piani vengono ricondotti sullo stesso piano si può quindi tracciare un diagramma il quale scopre se alcuni spigoli sono da non considerare.

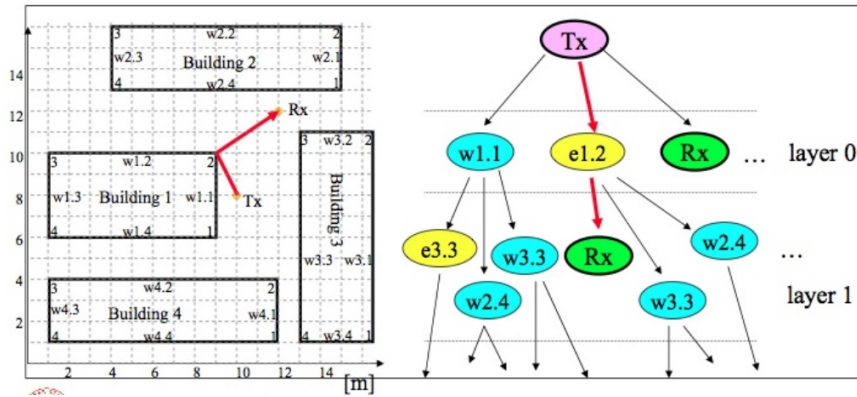


Figura 4.2: view tree

Eseguito anche il backtracking giunge infine il momento di calcolare il campo effettivo al ricevitore, per fare questo ricordiamo prima l'espressione del campo emesso in un generico punto $P(r, \theta, \phi)$ da un'antenna in perfetto adattamento di impedenza:

$$E_T(r, \theta_T, \phi_T) = I_T \sqrt{\frac{Z_T \cdot \eta \cdot gt(\theta_t, \phi_T)}{16\phi}} \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r} \cdot \beta_T(\theta_Y, \phi_T) = E_{T0}(r, \theta_T, \phi_T) \frac{e^{-j\beta r}}{r} \quad (4.2)$$

Una volta calcolato il campo per ogni raggio, si devono prendere in considerazione le caratteristiche dell'antenna ricevente: ogni raggio darà infatti il suo contributo (costruttivo o distruttivo) al segnale ricevuto imprimendo sull'antenna RX una certa corrente.

Diamo ora uno sguardo all'indoor ray tracing riportandone di seguito le principali caratteristiche:

- necessario un approccio 3D (quindi complicato);
- è necessario considerare trasmissioni multiple;
- è richiesta una mappa molto dettagliata dell'edificio;
- il mobilio può avere un impatto rilevante se non è descritto nella mappa, quindi potrebbe esservi un non prevedibile scattering;
- possono esserci anche cammini esterni all'edificio.

Per questi ed altri motivi, il ray tracing va modificato per poter essere utilizzato indoor: nella sua formulazione standard, infatti, esso risulta essere meno conveniente di un più semplice schema multiwall, che permette il calcolo dell'attenuazione una volta che si ha a disposizione il numero di muri, il numero di soffitti e un'attenuazione specifica per ciascuno di essi. Aumentare a dismisura il numero di eventi considerati non produce miglioramenti rilevanti, quindi è inutile assumere un N_{ev} elevato.

4.2 Simulazione modello

Per poter simulare il tutto mediante il simulatore ray tracing è stato creato un modello 3D, del modello reale.

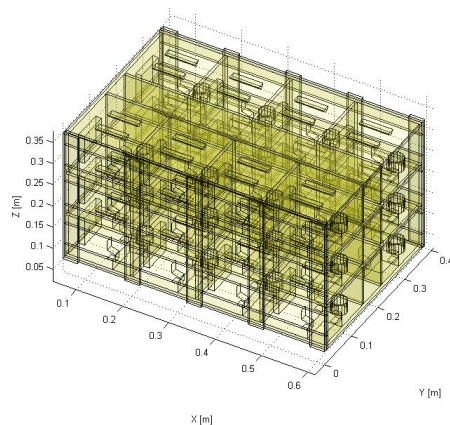


Figura 4.3: Modello in 3D

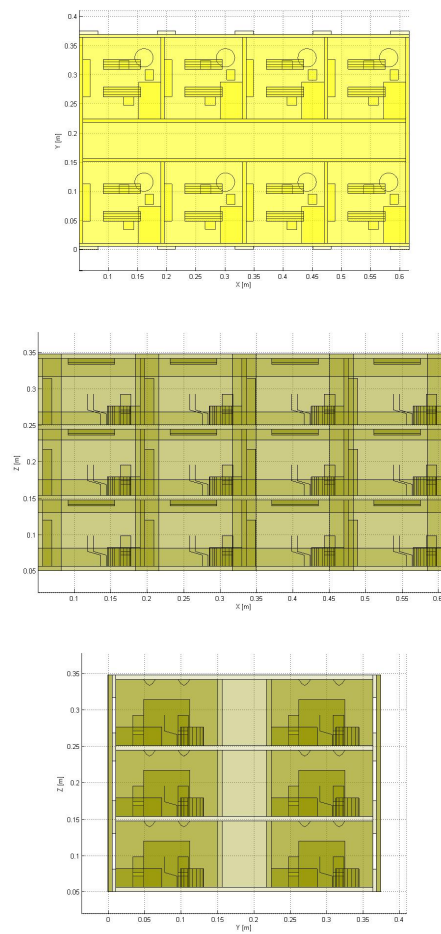


Figura 4.4: Modello in 3D nelle varie proiezioni

Lo scenario di simulazione prevede una sfera di ricevitori e un TX . La sfera di RX distribuita a partire dalle coordinate polari di $\theta_{rx} = 10^\circ$ a $\theta_{rx} = 170^\circ$ e $\phi = 0^\circ$ a $\phi = 350^\circ$ (θ è l'angolo formato con l'asse z , ϕ è l'angolo formato dalla proiezione sul piano xy , con l'asse x), con una discretizzazione angolare di 10° sia per θ che ϕ .

Il centro di rotazione della sfera risulta centrato sulla facciata. Le antenne utilizzate sono delle gold horn sia per il TX che per i RX .

Sono state effettuate simulazioni considerando la configurazione del modello in più casi:

- singola facciata;
- edificio senza facciata e senza arredamenti;
- edificio con facciata e senza arredamenti;
- edificio senza facciata con arredamenti;
- edificio completo (facciata + arredamenti).

Ogni muro esterno ideato in modo da offrire un'attenuazione di circa 7 dB, mentre i muri che rappresenterebbero la facciata hanno un'attenuazione di 6 dB. In ogni simulazione è stato considerato un angolo d'incidenza $\theta_i = -10^\circ$ rispetto alla direzione normale rispetto la facciata. Le seguenti simulazioni affronteranno il caso della singola facciata e dell'edificio completo (*facciata+arredamenti*), considerando anche il caso con lo scattering abilitato (Forward e Back) e disabilitato con $S = 0.7$.

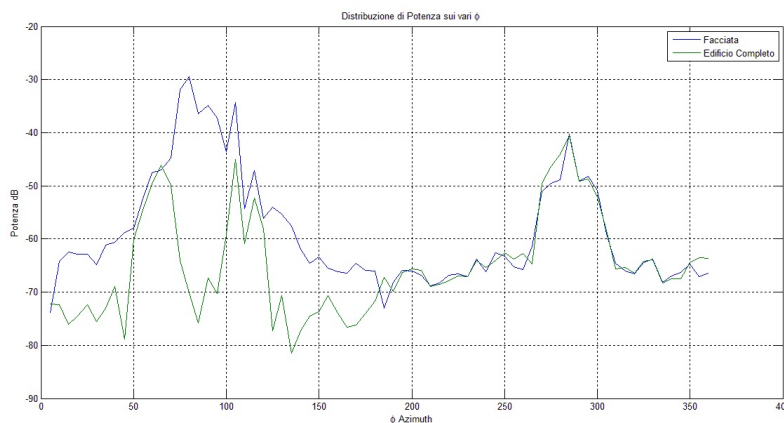


Figura 4.5: Facciata ed Edificio Completo con scattering abilitato, $\theta_{rx} = 90^\circ$

Quello che si nota è che per ϕ da 0° a 180° (ϕ crescenti in senso antiorario). Nel semispazio forward il segnale nel caso di singola facciata non incontra nessun ostacolo, cosa che non accade quando è presente l'edificio

completo. C'è una differenza di molti dB del caso con la facciata all'edificio completo per ϕ da 60° a 100° .

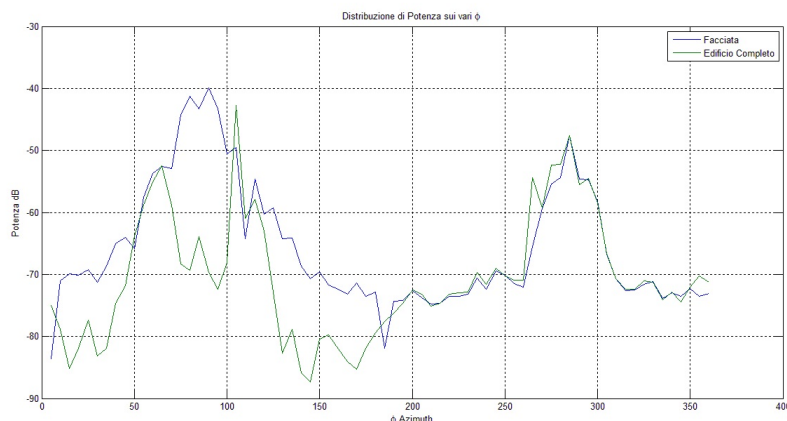


Figura 4.6: Facciata ed Edificio Completo con scattering abilitato, $\theta_{rx} = 95^\circ$

Con un $\theta_{rx} = 95^\circ$ si nota già l'attenuazione del segnale dovuta dal fatto di non essere più nel piano forward dell'antenna TX .

Sono state effettuate simulazioni su più posizioni (5 differenti) del TX . I valori di potenza ottenuti per ogni singolo spostamento sono stati mediati per ottenere una potenza media. Con uno spostamento $\Delta = 4.85$ cm.

1. Posizione di riferimento;
2. TX spostato in alto;
3. TX spostato in basso;
4. TX spostato a destra;
5. TX spostato a sinistra.

Considerando la potenza media ottenuta per i due casi in esame (*facciata ed edificio*), si sono confrontati i casi con scattering abilitato e disabilitato. Da quanto si può vedere dai grafici riguardanti la singola facciata lo scattering porta un contributo di potenza maggiore nel semispazio di backward soprattutto per ϕ compreso nell'intervallo 200° 260° e 310° 360° (vedi figura 4.7 e figura 4.8). Nella zona forward con scattering abilitato si ha un valore di potenza leggermente maggiore nel di singola facciata rispetto l'edificio completo.

Un fenomeno particolare si ha nel caso dell'edificio con $\theta_{rx} = 90^\circ$; il valore di potenza del caso senza scattering risulta maggiore nell'intervallo ϕ da 75° a 100° rispetto al caso con scattering attivo (più di 10 db), questo

molto probabilmente perchè con $\theta_i = -10^\circ$, il segnale si trova ad attraversare più stanze e quindi più contributo di scattering da parte degli arredamenti che in questo caso comporta ad una degradazione del segnale. In tutte le simulazioni si può notare presenza forte di potenza nella direzione speculare, in particolar modo il contributo nei due casi è pressochè lo stesso, questo perchè la parte d'onda incidente viene riflessa dal pannello frontale. Dalle misure spiegate nel capitolo 3.1 dove il ϕ era distribuito su un arco da 4° a 80° (con θ considerato 90°), quindi veniva affrontata solo il semispazio backward, nelle simulazioni avendo la sfera di rx che "avvolge" il modello è possibile effettuare lo studio anche nel semispazio forward. Come nel semispazio forward la presenza dell'edificio completo comporta una notevole attenuazione del segnale.

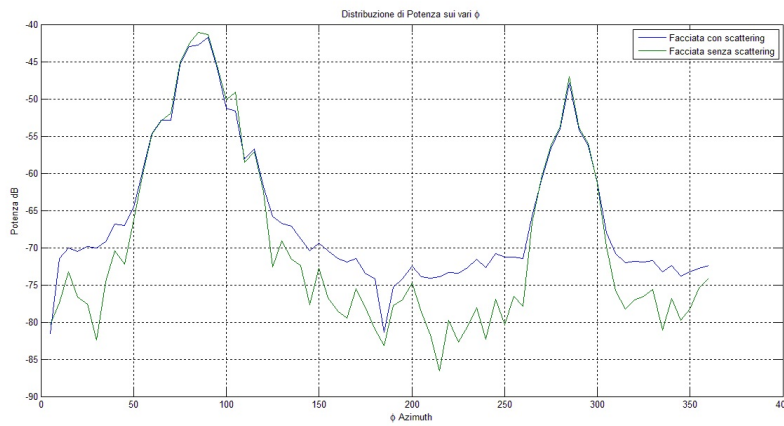


Figura 4.7: Facciata con scattering abilitato e disabilitato $\theta_{rx} = 95^\circ$

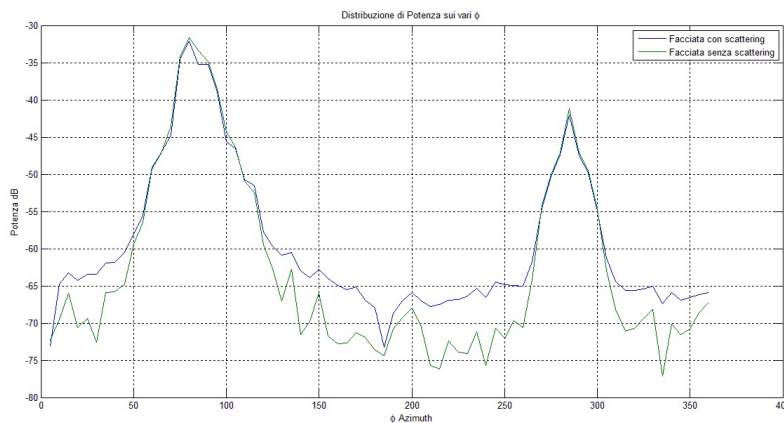


Figura 4.8: Facciata con scattering abilitato e disabilitato $\theta_{rx} = 90^\circ$

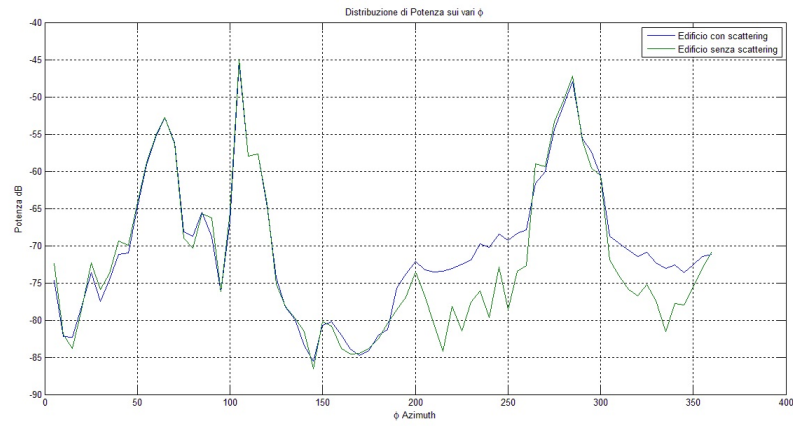


Figura 4.9: Edificio con scattering abilitato e disabilitato $\theta_{rx} = 95^\circ$

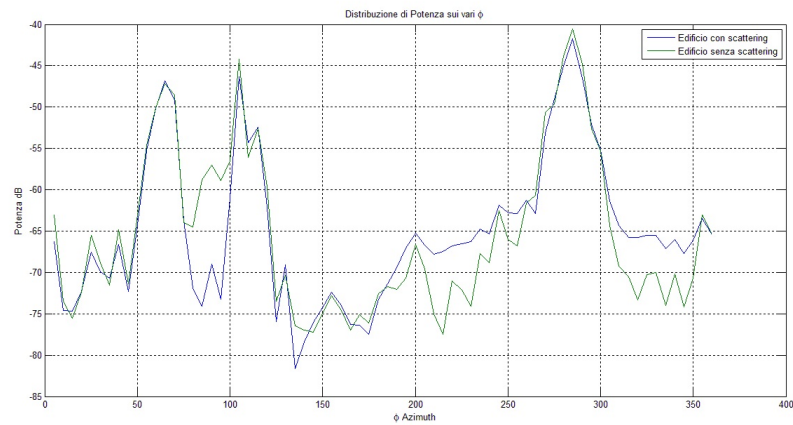


Figura 4.10: Edificio con scattering abilitato e disabilitato $\theta_{rx} = 90^\circ$

- massimo numero di interazioni = 15;
- numero massimo di riflessioni = 3;
- numero massimo di diffrazioni = 2;
- numero massimo di riflessioni e diffrazioni = 3;
- numero massimo di trasmissioni = 15.

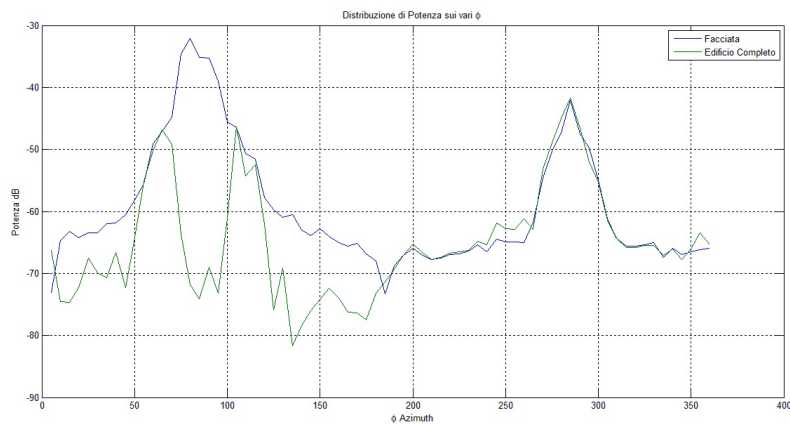


Figura 4.11: Confronto tra le medie ottenute dalle diverse posizioni del TX Facciata ed Edificio completo $\theta_{rx} = 90^\circ$

4.3 Simulazioni Stanza piccola Ilmenau

E' stata effettuata la simulazione anche della stanza piccola sottoposta alle misure a Ilmenau. E' stata creata anche in questo caso una mappa digitalizzata semplificata dell'ambiente.

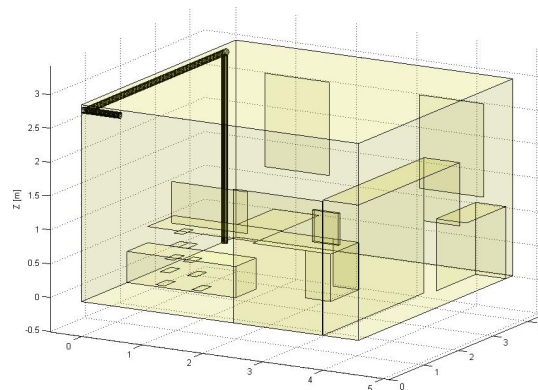


Figura 4.12: Modello 3D della stanza

Le simulazioni sono state fatte con :

- massimo 4 riflessioni;
- massimo 5 trasmissioni;
- massimo 2 diffrazioni;
- scattering abilitato (sia forward che back) $S=0.7$

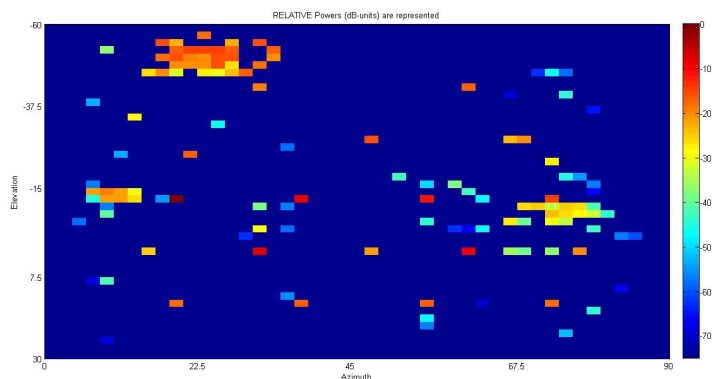


Figura 4.13: VH

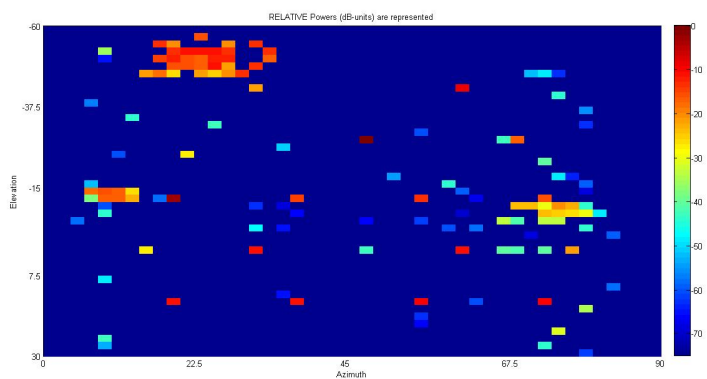


Figura 4.14: HV

Si hanno quattro grafici, per ognuna delle 4 combinazioni di polarizzazione (VV,VH,HH,HV). Sono grafici in scala di colore dei valori di potenza in funzione degli angoli di partenza dall'array TX.

Come nel caso delle misure si possono notare dei *Cluster*, in questo caso si ha una rappresentazione meno dettagliata dei cluster che sono stati ottenuti dalle misure questo per il fatto della descrizione poco accurata del modello della stanza. Sono però presenti tutti i cluster principali che sono stati ottenuti dalle misure.

Facendo riferimento alle misure spiegate nel capitolo 3.2 si può notare che prendendo come esempio il caso di $TX=H$, $RX=H$ (vedi figura 3.9), sono presenti il cluster D,C e G (figura 4.16). Questo è più evidente in questa combinazione di polarizzazione ma è presente anche nelle altre combinazioni. I risultati ottenuti dalle simulazioni sono in accordo con la descrizione che è stata considerata per il modello della stanza, i *Cluster* presenti rappresentano le interazioni che hanno le onde con i dettagli dell'ambiente che sono stati inseriti.

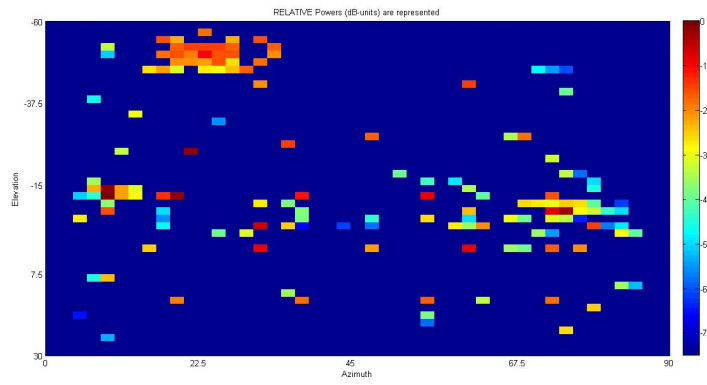


Figura 4.15: VV

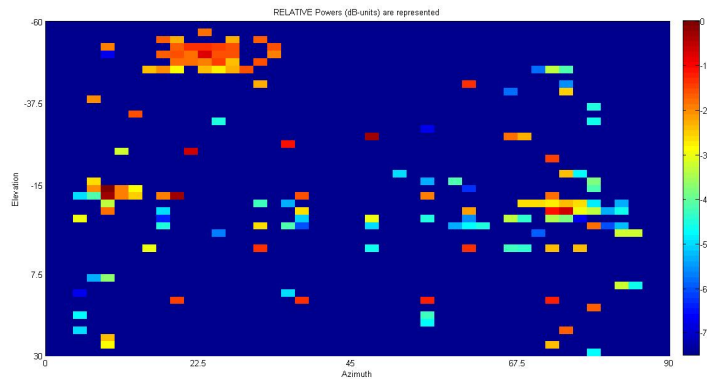


Figura 4.16: HH

Capitolo 5

Conclusioni

Le misure spiegate nel capitolo 3.1 avevano uno step angolare su ϕ di 2° (solo sull'azimut) , nelle simulazioni invece lo step è di 5° sia per l'elevazione θ che per l'azimut ϕ , questo per il fatto che maggiore è il numero di ricevitori considerati maggiore è il tempo di simulazione (*il tempo di calcolo aumenta in modo lineare con il numero di ricevitori*). Nonostante questo si ha una notevole correlazione tra i risultati delle misure e le simulazioni, inoltre si è potuto investigare nel semispazio forward dove non era stata effettuata nessuna misura. Dalle simulazioni si nota che considerando lo scattering nel caso dell'edificio completo, si ha un contributo di potenza in maggiore nel semispazio forward.

Dalle misure effettuate nella stanza piccola a Ilmenau e dalle simulazioni effettuate si capisce che i path presenti sono una prova dell'effettiva necessita di utilizzare il *beam-forming* negli scenari **NLOS**, anche perchè dalle misure si è potuto osservare la presenza di *beams* dalle varie polarizzazioni, quindi il vantaggio di adottare un *beam-forming* che tenga conto della polarizzazione.

Indice

1	Introduzione	3
1.1	Attenuazione	3
1.1.1	Attenuazione in Spazio libero	3
1.1.2	Attenuazione Atmosferica	5
1.1.3	Modelli	6
1.2	Riflessione	7
1.3	Diffrazione	10
1.4	Scattering	13
2	Propagazione a 60 GHz	17
2.1	Propagazione negli edifici	17
2.2	Proprietà propagazione a 60GHz	18
2.3	Modello Edificio	20
3	Misure a 60GHz	23
3.1	Misure Modello Edificio	23
3.2	Misure Stanza piccola	27
4	Simulazioni a 60 GHz	31
4.1	Algoritmi di Ray Tracing	31
4.2	Simulazione modello	33
4.3	Simulazioni Stanza piccola Ilmenau	39
5	Conclusioni	43

Bibliografia

- [1] Jonathan Lu, Daniel Steinbach, Patrick Cabrol, Phil Pietraski, Ravikumar V. Pragada *Propagation Characterization of an Office Building in the 60 GHz Band*,
- [2] WiGig White Paper *Defining the Future of Multi-Gigabit Wireless Communications* ,
- [3] Akihito Kato, Takeshi Manabe, Yuko Miura, Katsuyoshi Sato e Toshio Ihara *Measurements of Millimeter Wave Indoor Propagation and High-Speed Digital Transmission Characteristics at 60 GHz*,
- [4] Mohamad Ghaddar, Larbi Talbi, *Senior Member ,IEEE*, Gilles Y. Delisle, *Life Fellow , IEEE* e Jules Lebel, *Member, IEEE* *Deflection-Obstacle Effects on Signal Propagation in the 60 GHz Band*
- [5] Jonathan S. Lu, Henry L. Bertoni, Patrick Cabrol, Daniel Steinbach *60 GHz Investigation of Building Scattering at 2 GHz Using a Scale Model*
- [6] Diego Dupleich, Franco Fuschini, Robert Mueller, Enrico Vitucci, Christian Schneider, Vittorio Degli Esposti e Reiner Thomä *Directional characterization of the 60 GHz indoor-office channel*