



**Politecnico di Milano**

---

SCUOLA DI INGEGNERIA INDUSTRIALE E DELL'INFORMAZIONE

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria delle Telecomunicazioni

TESI DI LAUREA MAGISTRALE

# Propagazione di onde elettromagnetiche all'interno di tunnel

Relatore

**Prof. Michele D'AMICO**

Candidato

**Federico D'ANZEO**

**Matr.897910**

---

Anno Accademico 2018–2019



# Indice

<b>1</b>	<b>Stato dell'Arte</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Modelli di canale</b>	<b>7</b>
2.1	Propagazione in spazio libero . . . . .	9
2.2	Ray tracing . . . . .	10
2.2.1	Riflessione da singola parete . . . . .	11
2.2.2	Riflessione da 2 pareti . . . . .	12
2.2.3	Riflessione da quattro pareti . . . . .	13
2.2.4	Metodo delle sorgenti immagine . . . . .	14
2.2.5	Calcolo della lunghezza dei cammini . . . . .	15
2.2.6	Calcolo coefficienti di riflessione . . . . .	16
2.3	Modale . . . . .	18
2.3.1	Equivalenza tra Ray tracing e Modale . . . . .	21
<b>3</b>	<b>Analisi Numeriche</b>	<b>23</b>
3.1	Geometria . . . . .	23
3.2	Materiali . . . . .	24
3.3	Trasmettitore e ricevitore . . . . .	24
3.4	Calcolo del numero di riflessioni da considerare . . . . .	25
3.4.1	Zona vicina e zona lontano . . . . .	27
3.5	Andameto Path-Loss . . . . .	29
3.5.1	Frequenza e tipo di polarizzazione . . . . .	29
3.5.2	Posizione trasmettitore . . . . .	33
3.5.3	Dimensioni e proprietà elettromagnetiche del tunnel . . . . .	36
3.5.4	Antenne utilizzate . . . . .	41
3.6	Banda di coerenza . . . . .	43
3.7	Distanza di coerenza . . . . .	46
	<b>Conclusioni</b>	<b>49</b>

---

<b>A</b>	<b>Aspetti Elettromagnetici</b>	<b>51</b>
A.1	Riflessione . . . . .	51
A.2	Polarizzazione . . . . .	53
<b>B</b>	<b>Codice Matlab</b>	<b>55</b>
B.1	Definizione della geometria del tunnel . . . . .	55
B.2	Trasmettitore e ricevitore . . . . .	56
B.3	Calcolo della potenza ricevuta . . . . .	57
<b>C</b>	<b>Simulatore</b>	<b>59</b>
C.1	Acquisizione parametri di configurazione . . . . .	59
C.2	Confronto tra frequenze . . . . .	59
C.3	Confronto tra frequenze . . . . .	60
C.4	Regione vicina e regione lontana . . . . .	61

# Elenco delle figure

2.1	Canale a due raggi . . . . .	12
2.2	Modello a due pareti . . . . .	13
2.3	Sezione trasversale del tunnel . . . . .	14
2.4	Distanza percorsa dai raggi riflessi . . . . .	16
2.5	Traiettoria raggi riflessi . . . . .	16
2.6	Andamento coefficiente di riflessione . . . . .	18
2.7	Campo elettrico in un tunnel rettangolare . . . . .	19
2.8	Sovrapposizione analisi modale e Ray-tracing . . . . .	21
3.1	Geometria 3D del tunnel e delle immagini . . . . .	25
3.2	Geometria della guida d'onda dielettrica . . . . .	26
3.3	Numero di riflessioni considerate . . . . .	27
3.4	Riflessione dall'immagine più lontana . . . . .	28
3.5	Regione vicina e lontana . . . . .	30
3.6	Potenza ricevuta per le quattro frequenze . . . . .	31
3.7	Posizioni di riferimento per l'antenna trasmittente . . . . .	34
3.8	Potenza ricevuta in 4 punti differenti del tunnel . . . . .	35
3.9	Contributo dei modi sulla potenza totale ricevuta . . . . .	36
3.10	Potenza trasportata dai singoli modi . . . . .	37
3.11	Disposizione modi in una guida d'onda rettangolare . . . . .	38
3.12	Potenza ricevuta variando la larghezza . . . . .	39
3.13	Potenza ricevuta variando l'altezza . . . . .	40
3.14	Potenza ricevuta raddoppiando le dimensioni . . . . .	41
3.15	Contributo della decima sorgente immagine . . . . .	42
3.16	Potenza ricevuta riducendo la direttività dell'antenna . . . . .	43
3.17	Pattern antenne utilizzate . . . . .	44
3.18	Potenza ricevuta in funzione dell'antenna utilizzata . . . . .	45
3.19	Power delay profile . . . . .	46
3.20	Banda di coerenza . . . . .	47

A.1	Rugosità superfici . . . . .	53
A.2	Riflessione onda elettromagnetica . . . . .	54
C.1	Pannello di acquisizione dei parametri. . . . .	60
C.2	Pannello per il confronto di frequenze differenti. . . . .	61
C.3	Pannello per l'analisi della banda di coerenza. . . . .	62
C.4	Pannello per l'individuazione della distanza di separazione tra la regione vicina e quella lontana (break-point). . . . .	63

# Elenco delle tabelle

3.1	Parametri utilizzati nelle simulazioni . . . . .	24
3.2	Attenuazione dei primi 9 modi . . . . .	32
3.3	Tabella riassuntiva delle simulazioni . . . . .	48





# Elenco dei codici

B.1	Geometria del tunnel . . . . .	55
B.2	Tratto del tunnel considerato . . . . .	56
B.3	Definizione del trasmettitore e del ricevitore . . . . .	56
B.4	Configurazione polarizzazione . . . . .	57
B.5	Matrice 3D della potenza ricevuta da ogni sorgente immagine per ogni intervallo di campionamento . . . . .	58



# Capitolo 1

## Stato dell'Arte

Il rapido sviluppo economico sociale, ha portato alla costruzione di elevato numero di gallerie stradali e ferroviarie, tunnel sottomarini e allo sviluppo dell'industria mineraria. L'ambiente del tunnel è diventato pertanto un importante ambiente applicativo per le moderne comunicazioni wireless: la progettazione di basi teoriche efficaci per la comunicazione senza fili può essere fornita con significato pratico dall'istituzione di un modello di canale per le onde radio e dallo studio delle caratteristiche di propagazione in questo ambiente.

Uno dei primi tentativi di sperimentare la propagazione radio nelle gallerie avvenne negli anni Venti quando i ricercatori dell'U.S. Bureau of Mines (USBM) effettuarono esperimenti per rilevare i segnali radio dall'interno della miniera sperimentale di Pittsburgh in Pennsylvania [1]. Da allora, la propagazione nei tunnel [2] ha attirato un'attenzione significativa oltre la comparsa di numerosi contributi teorici e sperimentali nella letteratura aperta.

Nel 1978, Chiba et al. [3] iniziano a dimostrare sperimentalmente le possibilità di comunicazione radio nel tunnel e cercano di ottenere una costante di attenuazione, teoricamente e sperimentalmente, per verificare che il tunnel possa essere sfruttato come guida d'onda circolare. È stato utilizzato un tunnel circolare in calcestruzzo rettilineo di grandi dimensioni (diametro di circa 10m): la distanza tra le antenne trasmettenti e riceventi era stata aumentata progressivamente e, non trovando grandi variazioni sul campo, hanno quindi dedotto che era possibile una comunicazione completa. Dalle loro analisi risulta che l'attenuazione aumenta linearmente con l'inverso della frequenza, mostrando quindi un comportamento molto simile a quello di una guida d'onda circolare.

Nel 2001 Didascalou [4] ha realizzato una campagna di misurazione nella metropolitana di Berlino, nei tunnel sotterranei della ferrovia, per caratterizzare la propagazione delle onde elettromagnetiche alle frequenze delle comunicazioni

mobili (GSM900 e GSM1800) in un tunnel curvo arcato. Per gestire geometrie realistiche (curve e sezioni trasversali ad arco), è stato introdotto il concetto di *RayDensityNormalization* (RDN). Ha analizzato due tipi di tunnel: una sezione tunnel a corsia unica, corta, rettilinea, a profilo largo e un tunnel curvo ad una corsia ad arco. In questo modo, ha studiato la precisione ottenibile nel tunnel rettilineo, l'attenuazione e l'influenza delle curve, le caratteristiche di fast fading e la distribuzione della potenza di propagazione. I confronti tra le misurazioni e le simulazioni di propagazione delle onde elettromagnetiche mostrano che la geometria delle gallerie, in particolare la forma della sezione trasversale e le curve, hanno un impatto importante sul comportamento di propagazione, pertanto, per ottenere previsioni accurate sulla perdita di percorso, è necessario descrivere adeguatamente la geometria specifica dei tunnel nella modellazione di propagazione. È stato dimostrato che anche solo curve lievi aumentano significativamente l'attenuazione complessiva. Si deduce quindi che una semplice approssimazione lineare di un tunnel curvo è chiaramente insufficiente. Viene inoltre mostrato che il *fast – fading* nelle gallerie non può essere caratterizzato da funzioni di densità di probabilità analitiche standard sull'intero intervallo di valori.

Nel 2008 Molina Garcia Pardo et al. [5] indagano la possibilità di utilizzare la teoria modale della propagazione elettromagnetica in gallerie rettangolari o circolari, per interpretare in modo soddisfacente i risultati sperimentali, compresa la polarizzazione, in gallerie ad arco. Questo studio si basa su ampie campagne di misurazione effettuate nell'intervallo di frequenze 450 MHz-5 GHz. Fissando il trasmettitore e rilevando il campo elettrico ogni 30cm, hanno potuto studiare sia la polarizzazione verticale che orizzontale. Il tunnel ad arco in oggetto è stato approssimato come un rettangolo e dal confronto tra risultati teorici e sperimentali è emerso che l'andamento del campo elettrico può essere previsto tramite l'analisi modale. Tuttavia, quando le antenne sono situate molto vicino alle pareti del tunnel, la predizione dell'attenuazione diventa meno accurata. La teoria della propagazione in un tunnel rettangolare non prevede alcuna depolarizzazione a grandi distanze, sebbene i campi co-polari e polari incrociati possano avere la stessa ampiezza per certe posizioni dell'antenna in un tunnel circolare.

Nel 2010, Z. Sun e I. F. Akyildiz [6] hanno sviluppato un modello multimodale per affrontare i problemi che i precedenti modelli di canali nei tunnel non offrivano: una soluzione analitica per la regione vicina e lontana. La loro analisi mostra che, a causa della combinazione di più modi, la maggiore attenuazione del segnale e l'intensa fluttuazione si verificano nella regione vicina, mentre il decadimento della potenza ricevuta è graduale nella regione lontana perché i modi di ordine superiore si attenuano molto velocemente all'aumentare della distanza. La divisione

tra la regione vicina e quella lontana, che viene analizzata quantitativamente per la prima volta, dipende dalla frequenza operativa, dalle dimensioni del tunnel e dalla posizione del trasmettitore. La diffusione del ritardo dei segnali a banda larga è determinata dal numero di modi significativi esistenti e dalla lunghezza della tratta. L'umidità, la pressione e la temperatura dell'aria del tunnel, così come il materiale delle pareti del tunnel hanno poca influenza sulla propagazione del segnale nelle gallerie.

Nel 2013, Timothy Plass et al. [7] inizia a studiare un metodo sperimentale per raccogliere i dati di propagazione del segnale con polarizzazione verticale e orizzontale nelle gallerie, in funzione della distanza di separazione tra le antenne del trasmettitore e del ricevitore e presentano i dati raccolti. Le misurazioni delle quattro frequenze (450 e 900 MHz e 2,4 e 5,8 GHz) sono state effettuate per la polarizzazione verticale e orizzontale in un tunnel che potrebbe essere facilmente modellato, trasmettendo un'onda continua, con una potenza di uscita fissa verificata all'inizio di ogni misurazione e verificando la potenza ricevuta da un'antenna posizionata su un carrello in movimento. I dati mostrano la dipendenza delle caratteristiche di propagazione dalla frequenza, polarizzazione e dimensioni del tunnel. In [8], gli autori presentano un modello di canale basato sul *raytracing* dell'esperimento precedente approssimato da un tunnel rettangolare con la stessa larghezza. Il confronto tra risultati misurati e simulati a frequenze diverse per il trasmettitore e il ricevitore polarizzati verticalmente, verifica la capacità del modello *raytracing* di prevedere l'attenuazione a tutte e quattro le frequenze. È stato anche scoperto che i contributi dei raggi che subiscono più di 40 riflessioni sono trascurabili. Inoltre, vengono studiate le costanti di propagazione per le diverse frequenze e vengono mostrate come coerenti con i valori misurati. In [9] gli autori dimostrano che il ray tracing e la propagazione modale sono matematicamente equivalenti e producono gli stessi risultati: confrontando le previsioni teoriche di entrambi i metodi con le misurazioni sul campo a frequenze diverse (455, 915, 2450 e 5800 MHz), i metodi sono pienamente sovrapponibili.

Nel 2014 C. Zhou e J. Waynert [10], indagano su un metodo numerico che può essere applicato per analizzare l'attenuazione di potenza alle basse frequenze poiché le lunghezze d'onda sono paragonabili alle dimensioni del tunnel (che vanno da 25 MHz a 1525 MHz). Il metodo si basa sulla risoluzione numerica delle complesse condizioni al contorno per le frequenze di interesse in un tunnel rettangolare. Innanzitutto, effettuano le misurazioni con un trasmettitore polarizzato orizzontalmente per le frequenze nel caso specificato in precedenza: confrontando i dati misurati con quelli simulati per frequenze inferiori a 800 MHz, i risultati della simulazione, basati sulla forma analitica, tendono a fornire un valore di attenuazione più alto,

mentre il metodo numerico mantiene ancora un adattamento ragionevole ai dati di misurazione. Questi risultati di misurazione sono stati usati per validare un metodo numerico in grado di prevedere l'attenuazione della propagazione a basse frequenze in cui la lunghezza d'onda è paragonabile alle dimensioni del tunnel.

Nel frattempo, Y. Fu-Rong et al. [11] studiano le caratteristiche di propagazione delle onde radio nell'ambiente del tunnel con il metodo delle immagini/SBR. Questo metodo può essere utilizzato in ambienti complessi, poiché fornisce i risultati del percorso di propagazione delle onde radio dal trasmettitore al ricevitore con elevata precisione ed efficienza computazionale.

Nel 2015, C. Zhou [12] ha derivato esplicitamente il la risposta impulsiva del canale (CIR) a banda larga e la funzione di trasferimento dei canali per caratterizzare i canali wireless nei tunnel. Il CIR derivato è espresso in una forma analitica, simile al classico modello a linea di ritardo. I modelli sono convalidati da misure RF in un tunnel di cemento. I risultati di questo documento aiutano a migliorare la comprensione dei canali radio negli ambienti minerari e sono utili per progettare migliori sistemi di comunicazione e tracciamento wireless sotterranei.

In [13] C. Zhou e R. Jacksha usano Finite Difference Time Domain Method (FDTD) per risolvere numericamente le equazioni di Maxwell in un tunnel elettricamente grande: i risultati di simulazione basati sul metodo FDTD sono paragonati ai metodi di ray tracing e modali a 455 e 915 MHz per polarizzazioni sia verticali che orizzontali e mostrano un buon accordo. Viene anche mostrato che le previsioni di simulazione basate su tutti e tre i metodi si raccordano con i risultati misurati in un tunnel reale.

Nello stesso anno, C. Zhou e R. Jacksha [14], studiano la distribuzione di potenza nella sezione trasversale invece che nella dimensione longitudinale del tunnel e analizzano l'influenza della posizione dell'antenna all'interno della sezione trasversale sulla propagazione del tunnel. Le misurazioni sono state ottenute fissando il TX e spostando l'RX nella sezione trasversale. Sia i risultati simulati che quelli misurati mostrano che è possibile ricevere una maggiore potenza posizionando il trasmettitore o il ricevitore in prossimità del centro della sezione trasversale del tunnel e comunque lontano dalle quattro pareti quando possibile, per una copertura radio migliore. Tutto il loro lavoro è stato infine riassunto in [15].

Nel 2016, C. Zhou e R. Jacksha [16] hanno proposto un semplice sistema di test RF che può essere convenientemente utilizzato per misurare la propagazione radio nelle gallerie, in grado di fornire risultati di misurazione affidabili e ripetibili. Con il sistema proposto, le misure di propagazione a quattro diverse frequenze (455, 915, 2450 e 5800 MHz) e per entrambe le polarizzazioni verticale e orizzontale sono state effettuate in un tunnel ferroviario fuori servizio. Le simulazioni sono state effettuate

---

con il ray tracing o l'analisi modale e i risultati della modellazione mostrano un ottimo accordo con i risultati misurati per diverse frequenze e polarizzazioni. Viene mostrato che i risultati della simulazione a frequenze diverse trovano un ragionevole riscontro con i risultati misurati (<10% di differenza), ad eccezione di 455 MHz dove la simulazione fornisce un tasso di attenuazione della potenza maggiore. Ciò è probabilmente dovuto al fatto che il ray tracing e la propagazione modale sono metodi analitici basati su approssimazioni ad alta frequenza e quindi non sono accurati alle basse frequenze [17]. Sulla base dei risultati, è possibile identificare i principali fattori di controllo della propagazione, tra cui frequenza, dimensioni della galleria, polarizzazione e proprietà elettriche della parete. Questi fattori di controllo dovrebbero essere considerati nella progettazione e nel posizionamento di sistemi di comunicazione ottimali nelle miniere sotterranee. Ad esempio, si suggerisce di scegliere la polarizzazione dell'antenna in base al rapporto delle dimensioni del tunnel: per le gallerie in cui l'altezza è maggiore della larghezza, come quella analizzata in questo articolo, è necessario utilizzare la polarizzazione verticale per una migliore copertura del segnale.

Nel corso del 2017, C. Zhou [18] indaga su come il pattern delle pareti influisca sulla propagazione radio nelle gallerie e presenta un metodo *raytracing* unificato e uno modale per modellare la propagazione radio in tunnel con pareti ruvide. Le condizioni di rugosità delle pareti del tunnel hanno un'influenza significativa sulla propagazione radio e pertanto dovrebbero essere prese in considerazione quando è necessaria una previsione accurata della potenza: prima vengono derivate formule analitiche generali per modellare l'influenza della rugosità del muro, con il metodo modale e con il *raytracing*. Successivamente viene dimostrata matematicamente l'equivalenza tra i due metodi in questa particolare condizione, mostrando che la formula analitica basata sul ray tracing può convergere alla formula basata sull'analisi modale attraverso la formula di sommatoria di Poisson.





# Capitolo 2

## Modelli di canale

Sullo studio generale dei fenomeni scientifici, per raggiungere lo scopo di darne un'interpretazione significativa e per crearne un modello utile ad ottenere risultati previsionali, possiamo adottare varie tipologie d'approccio d'osservazione e caratterizzazione. Tali modelli previsionali possono assumere un carattere di tipo: empirico, statistico o deterministico. La scelta del modello si basa su molte variabili che comprendono in linea di massima il grado di accuratezza dei risultati da ottenere, il tipo e dimensione di ambiente in cui ci troviamo e dal tipo di studio che stiamo svolgendo. Nel campo delle telecomunicazioni per trasmissioni basate su canale radio i più adatti e utilizzati sono i modelli deterministici e statistici, che sono diametralmente uno l'opposto dell'altro. I modelli previsionali statistici sono solitamente più rapidi da impostare e meno complessi da creare, a discapito però della precisione ed accuratezza sulle previsioni ottenute. Tuttavia, a causa della mancanza di background fisico, i modelli statistici si applicano solo con buoni risultati negli ambienti, che sono molto vicini a quello da cui sono stati ricavati i parametri rilevanti. I modelli previsionali deterministici per contro sono molto più laboriosi e richiedono un elevato numero di informazioni pregresse garantendo però una maggiore accuratezza e precisione sui risultati previsionali ottenuti. Tali modelli vengono sfruttati grazie alla loro versatilità sia in ambienti indoor che outdoor.

Per le telecomunicazioni, ma non solo, è fondamentale avere una previsione sulle grandezze fisiche fondamentali, legate al segnale trasmesso e ricevuto, quali: potenza, attenuazione, ritardo ecc. Nell'analisi previsionale in generale uno degli aspetti più discriminanti è proprio l'ambiente in cui ci troviamo.

In generale, i modelli di canali statistici sono più applicabili per la progettazione e il confronto di sistemi diversi, mentre i modelli di canale deterministici sono preferibili per la pianificazione della rete e l'implementazione del sistema. Inoltre,

questi due approcci possono essere combinati per migliorare l'efficienza di un modello.

Distinguiamo tra modelli di canali empirici e deterministici [19]. I primi comprendono espressioni matematiche chiuse con un insieme di parametri dipendenti dal sistema ambientale e di comunicazione scelto. I parametri e le espressioni matematiche sono ottenuti dalle misurazioni dell'intensità del segnale ricevuto e del ritardo in modo che le espressioni seguano il livello del segnale misurato. L'accuratezza dei modelli empirici dipende dal grado di somiglianza tra l'ambiente in cui vengono stimati i parametri del modello e l'ambiente a cui viene applicato il modello. Esempi tipici di modelli di canale empirici sono il modello di Okumura, Hata e i canali a due pendenze.

Nei modelli di canali deterministici, i meccanismi di propagazione delle onde radio come la riflessione, l'assorbimento, la diffrazione e la rifrazione, vengono applicati per determinare l'intensità del segnale ricevuto, sfasamento e il profilo del ritardo della potenza.

In generale, la propagazione delle onde radio può essere descritta dalle equazioni di Maxwell: in un ambiente reale costituito da un numero elevato di elementi e realizzato con materiali con varie proprietà elettromagnetiche, la soluzione precisa delle equazioni di Maxwell porta a modelli di propagazione estremamente complessi che richiedono un'elevata complessità computazionale, unita ai possibili dati incompleti che descrivono l'ambiente di propagazione.

Tuttavia, le gallerie rettilinee presentano ambienti di propagazione piuttosto semplici, simili a quelli di una guida d'onda, adatti all'utilizzo delle equazioni di Maxwell per determinare il valore dei campi elettrici e magnetici dipendenti dal tempo. I modelli di canali deterministici analizzati, pertanto, possono essere ulteriormente suddivisi in metodi numerici per la risoluzione di equazioni di Maxwell, sulle guide d'onda e sul *raytracing*. Questi possono essere calcolati, applicando la prima e la seconda equazione di Maxwell, nota anche come legge dell'induzione di Faraday [20]. Nel campo lontano l'antenna produce approssimativamente onde piane che si propagano in una direzione perpendicolare al campo elettrico e magnetico in modo che la propagazione elettromagnetica possa essere approssimata da un'onda piana. Quando un'onda radio piatta colpisce una superficie, questa viene riflessa in parte riflessa e in parte assorbita. L'energia dell'onda radio riflessa viene calcolata in funzione del coefficiente di riflessione  $\rho_i$ , mentre l'energia trasmessa attraverso il muro viene stimata utilizzando il coefficiente di trasmissione  $T_i$ . Supponendo il tipico ambiente di propagazione radio nelle gallerie, dove un mezzo è l'aria e l'altro è il materiale che ne costituisce le pareti, il coefficiente di riflessione dipende dalla lunghezza d'onda del segnale  $\lambda$ , dall'angolo di incidenza  $\Theta_i$ , dalla permittività

$\varepsilon_r$ , dalla conducibilità  $\sigma$  e dalla relativa permeabilità  $\mu_r$  del muro [21] oltre che dalla polarizzazione dell'onda radio. L'effetto della trasmissione delle onde radio attraverso le pareti del tunnel sul livello del segnale radio nel tunnel è in genere trascurabile.

Il meccanismo di riflessione descritto e l'ipotesi che l'angolo di incidenza sia uguale all'angolo di riflessione (per la legge di Snell), forniscono la base per l'ottica geometrica (GO), ovvero il calcolo dei raggi che si generano durante la trasmissione all'interno dell'ambiente preso in considerazione: andando a precisare il numero massimo di interazioni (riflessione, rifrazione, trasmissione, scattering) con l'ambiente ove si sviluppa la simulazione essi possono fornire il campo al ricevitore e valutare gli aspetti di slow/fast fading, sfasamento, scattering, ritardo, e molti altri. L'analisi di questi raggi ricevuti al ricevitore è detta *raytracing* e rappresenta un potente strumento per simulare il *pathloss* all'interno di ambienti con geometrie e ostacoli più complessi. Essendo però la geometria dei tunnel analizzati molto semplice e paragonabile a una guida d'onda, verrà introdotto anche un modello multimodale, in grado di validare i risultati ottenuti con il metodo *raytracing*.

Come anticipato, i principali pregi di questi modelli sono l'accuratezza e la precisione dei risultati ottenuti, a discapito dell'elevato numero di informazioni pregresse da fornire in input di tipo morfologico, geometrico e elettromagnetico dei materiali che compongono l'ambiente simulativo, da cui consegue un elevato costo computazionale. In questo elaborato verranno considerati tunnel rettangolari e rettilinei, tipici dei condotti fognari o dei passaggi pedonali, in grado di approssimare anche le gallerie arcate, pertanto la geometria dell'ambiente e la caratterizzazione dei materiali delle pareti risulta più semplice di altri ambienti indoor. Sviluppando un modello basato sul *raytracing* invece che sulla propagazione modale, con successive implementazioni, si avrà la possibilità di condurre le analisi in ambienti più complessi.

## 2.1 Propagazione in spazio libero

Si consideri un segnale trasmesso nello spazio libero a un ricevitore situato a una distanza  $d$  dal trasmettitore: non essendoci ostacoli tra il trasmettitore e il ricevitore, il segnale si propaga lungo la linea retta che congiunge le due antenne. Il modello di canale associato a questa trasmissione è chiamato canale LOS (*line – of – sight*) e il corrispondente segnale ricevuto è chiamato segnale o raggio LOS. La perdita del percorso nello spazio libero introduce un fattore di scala complesso, risultante nel segnale ricevuto:

$$r(t) = \Re \left[ \frac{\lambda \sqrt{G_l} e^{-j(2\pi d/\lambda)}}{4\pi d} u(t) e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (2.1)$$

Dove  $\sqrt{G_l}$  è il prodotto del pattern di radiazione delle antenne ricevente e trasmittente lungo la direzione LOS; lo sfasamento  $e^{j2\pi f_c \tau}$  è dovuto allo spazio percorso dall'onda, che può essere riscritto in funzione della distanza imponendo  $\tau = d/c$ , passando così nel dominio del numero d'onda. Essendo  $P_t$  la potenza trasmessa e  $P_r$  quella ricevuta, è possibile esprimere il rapporto tra le due quantità:

$$\frac{P_r}{P_t} = \left[ \frac{\lambda \sqrt{G_l}}{4\pi d} \right]^2 \quad (2.2)$$

Il rapporto risulta essere inversamente proporzionale al quadrato della distanza  $d$  tra le due antenne e direttamente proporzionale al quadrato della lunghezza d'onda. Questa dipendenza della potenza ricevuta dalla lunghezza d'onda del segnale  $\lambda$  è dovuta all'area effettiva dell'antenna ricevente. Tuttavia, il guadagno dell'antenna delle antenne altamente direzionali può aumentare con la frequenza, in modo che la potenza ricevuta possa effettivamente aumentare con la frequenza per i collegamenti altamente direzionali.

## 2.2 Ray tracing

Quando decadono le condizioni di spazio libero, un segnale radio trasmesso da una sorgente fissa incontrerà più oggetti nell'ambiente che producono copie riflesse, diffratte o rifratte del segnale trasmesso. Queste copie aggiuntive del segnale trasmesso, chiamate componenti del segnale multipath, possono essere attenuate in potenza, ritardate nel tempo e spostate in fase e/o in frequenza dal percorso del segnale LOS sul ricevitore. Il multipath e il segnale trasmesso in LOS vengono sommati insieme al ricevitore, producendo una distorsione nel segnale ricevuto rispetto al segnale trasmesso.

Nel ray-tracing assumiamo un numero finito di riflettori con posizione e proprietà dielettriche note. Nel caso del tunnel, la presenza di pareti, pavimento e soffitto genera un discreto numero di riflessioni: i dettagli della propagazione multipath possono quindi essere risolti usando le equazioni di Maxwell impostando le condizioni al contorno appropriate. Tuttavia, la complessità computazionale di questa soluzione lo rende poco pratico come strumento di modellazione generale. Le tecniche di *ray-tracing*, invece, si avvicinano alla propagazione delle onde elettromagnetiche rappresentando i fronti d'onda come particelle semplici, pertanto, gli effetti di riflessione, diffrazione e diffusione sul fronte d'onda sono approssimati usando

semplici equazioni geometriche invece delle equazioni d'onda più complesse di Maxwell.

Se il trasmettitore, il ricevitore e i riflettori sono tutti immobili, l'impatto dei percorsi dei segnali multipli ricevuti e i loro ritardi relativi al percorso LOS sono fissi. Tuttavia, se la sorgente o il ricevitore si stanno muovendo, le caratteristiche dei percorsi multipli variano nel tempo. Il *raytracing* resta comunque valido quando il numero, la posizione e le caratteristiche dei riflettori sono noti nel tempo, altrimenti, devono essere utilizzati modelli statistici. Allo stesso modo, se il numero di riflettori è molto grande o le superfici del riflettore non sono lisce, allora è necessario usare approssimazioni statistiche per caratterizzare il segnale ricevuto. Nella trattazione del modello studiato, i riflettori sono le sole pareti, orizzontali e verticali del tunnel e il segnale ricevuto verrà misurato spostando l'antenna ricevente con intervalli fissi, pertanto il ricevitore verrà considerato "fermo" ad ogni rilevazione. Il modello *raytracing* più generale include tutte le componenti multipath attenuate, diffratte e disperse, utilizzando tutte le proprietà geometriche e dielettriche degli oggetti che circondano il trasmettitore e il ricevitore.

Le sezioni seguenti descrivono diversi modelli di ray-tracing di complessità crescente, partendo con un semplice modello a due raggi che prevede la variazione del segnale risultante da una riflessione a terra che interferisce con il percorso LOS. Questo modello caratterizza la propagazione del segnale in presenza di una sola parete. Verrà presentato quindi un modello di riflessione a dieci raggi che predice la variazione di un segnale che si propaga lungo un corridoio, ovvero la propagazione 2D considerando le sole pareti orizzontali o verticali. Infine, verrà descritto il modello generale che prevede la propagazione del segnale per un tunnel rettangolare che tiene in considerazione tutte le 4 pareti.

### 2.2.1 Riflessione da singola parete

In presenza di una singola parete, il modello di canale è descritto da due raggi, uno diretto e uno riflesso, quando una singola riflessione da terra domina l'effetto multipath, come illustrato nella figura 2.1 nella pagina seguente. Il segnale ricevuto consiste di due componenti: il raggio diretto LOS, che è solo il segnale trasmesso che si propaga attraverso lo spazio libero, e un raggio riflesso, che è il segnale trasmesso riflesso dal terreno. Il raggio LOS ricevuto è dato dalla formula di perdita di propagazione dello spazio libero. Il raggio riflesso è mostrato nella figura 2.1 nella pagina successiva dai segmenti  $r$  e  $r'$ . Se ignoriamo l'effetto dell'attenuazione dell'onda di superficie (scegliendo l'altezza delle antenne superiore

a qualche lunghezza d'onda), quindi, per sovrapposizione, il segnale ricevuto per il modello a due raggi è

$$r(t) = \Re \left\{ \frac{\lambda}{4\pi} \left[ \frac{\sqrt{G_l} u(t) e^{-j(2\pi l/\lambda)}}{l} + \frac{\rho \sqrt{G_r} u(t - \tau) e^{-j(2\pi(r+r')/\lambda)}}{r + r'} \right] e^{j(2\pi f_c t + \varphi_0)} \right\} \quad (2.3)$$

Dove  $\tau = (x + x' - l)/c$  è il ritardo di tempo della riflessione a terra rispetto al raggio LOS,  $\sqrt{G_l} = \sqrt{G_a G_b}$  è il prodotto degli schemi di radiazione del campo dell'antenna di trasmissione e ricezione nella direzione della LOS,  $\rho$  è il coefficiente di riflessione del terreno, e  $\sqrt{G_r} = \sqrt{G_c G_d}$  è il prodotto dei modelli di radiazione del campo dell'antenna di trasmissione e ricezione corrispondenti ai raggi di lunghezza  $x$  e  $x'$ , rispettivamente, che differisce da  $\sqrt{G_l}$  per l'inclinazione del raggio riflesso. Se il segnale trasmesso è a banda stretta rispetto al ritardo ( $\tau \ll \frac{1}{B}$ ) allora  $u(t) \approx u(t - \tau)$ . Pertanto, è possibile scrivere il rapporto tra la potenza ricevuta e quella trasmessa come

$$\frac{P_r}{P_t} = \left[ \frac{\lambda}{4\pi} \right]^2 \left| \frac{\sqrt{G_l}}{l} + \frac{\rho \sqrt{G_r} e^{j\Delta\varphi}}{r + r'} \right|^2 \quad (2.4)$$

dove  $\Delta\varphi = 2\pi(r' + r - l)/\lambda$  è la differenza di fase tra le due componenti del segnale ricevuto.

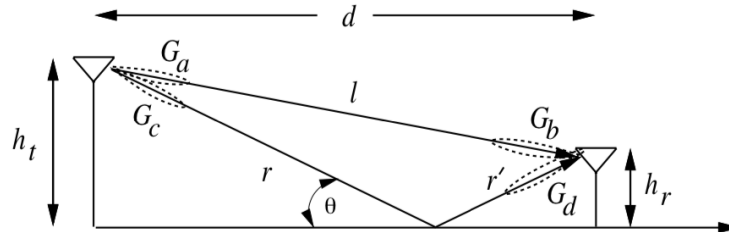


Figura 2.1: Modello a 2 raggi.

### 2.2.2 Riflessione da 2 pareti

Esaminando ora il caso in cui sia presente anche il soffitto, le riflessioni potrebbero essere infinite, ma siccome parte dell'energia viene dissipata dalle riflessioni, è possibile considerarne un numero finito  $N$  oltre il quale i contributi risultano praticamente ininfluenti sul risultato finale. In questo caso l'altezza dell'antenna trasmittente e ricevente assume un ruolo fondamentale nel calcolo del path gain complessivo: possiamo idealizzare questo modello come la sovrapposizione di più

canali a due raggi in cui viene considerato un solo percorso diretto e  $N$  percorsi riflessi, come mostrato in figura 2.2, le cui lunghezze sono proporzionali al numero di riflessioni. Il segnale ricevuto risulta pertanto essere:

$$r_{2pareti}(t) = \Re \left\{ \frac{\lambda}{4\pi} \left[ \frac{\sqrt{G_l}u(t)e^{-j(2\pi l/\lambda)}}{l} + \sum_{i=1}^N \frac{\rho_i \sqrt{G_{x_i}}u(t - \tau_i)e^{-j(2\pi r_i/\lambda)}}{r_i} \right] e^{j(2\pi f_c t + \varphi_0)} \right\} \quad (2.5)$$

dove  $x_i$  indica la lunghezza del percorso dell' $i$ -esimo raggio riflesso,  $\tau_i = (x_i - l)/c$  il ritardo di propagazione, e  $G_{x_i}$  è il prodotto del guadagno dell'antenna di trasmissione e ricezione corrispondente al raggio  $i$ -esimo. Per ogni raggio, il coefficiente  $\rho_i$  è il coefficiente di riflessione del raggio  $i$ -esimo, se il percorso corrisponde a più riflessioni, il coefficiente totale è dato dal prodotto dei coefficienti di tutte le superfici incontrate. In questo elaborato le costanti dielettriche utilizzate sono approssimativamente uguali per entrambe le pareti, e utilizzate per tutti i calcoli di  $\rho_i$ . Se si assume nuovamente un modello a banda stretta tale che  $u(t) \simeq u(t - \tau_i)$  per tutti i raggi, allora il rapporto tra la potenza ricevuta e quella trasmessa è pari a:

$$\frac{P_r}{P_t} = \left[ \frac{\lambda}{4\pi} \right]^2 \left| \frac{\sqrt{G_l}}{l} + \sum_{i=1}^N \frac{\rho_i \sqrt{G_{x_i}} e^{j\Delta\varphi}}{r_i} \right|^2 \quad (2.6)$$

dove  $\Delta\varphi = 2\pi(r' + r - l)/\lambda$  è la differenza di fase tra le due componenti del segnale ricevuto.

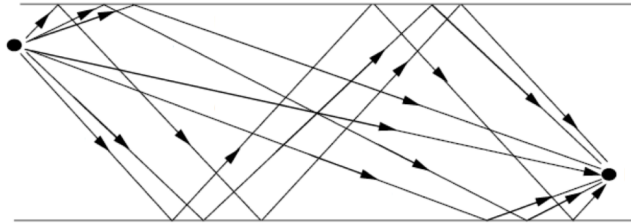


Figura 2.2: Ray-tracing con soffitto e pavimento

### 2.2.3 Riflessione da quattro pareti

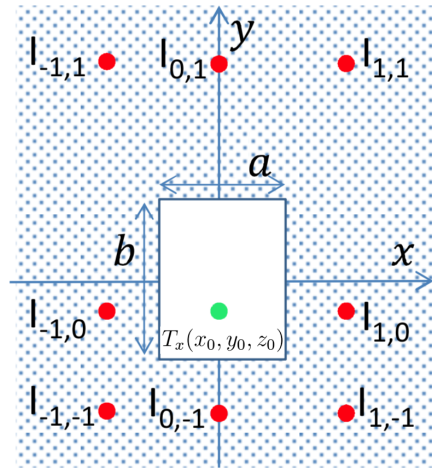
Per un tunnel rettangolare, dotato quindi di due pareti verticali, pavimento e soffitto, i raggi interagiscono con le pareti cambiando gli angoli di incidenza e i coefficienti di riflessione in funzione delle traiettorie e quindi pareti incontrate. Il campo elettrico è descrivibile dalla seguente equazione:

$$E_r(x, y, z) = E_t \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{e^{-jkr_{m,n}}}{r_{m,n}} \rho_{\perp}^{|m|} \rho_{\parallel}^{|n|} \quad (2.7)$$

Scegliendo una polarizzazione di partenza, è chiaro che questa verrà conservata lungo le pareti perpendicolari al campo elettrico, mentre risulterà invertita durante la riflessione con le pareti parallele. Per questo motivo è necessario calcolare due coefficienti di riflessione distinti a seconda che il raggio riflesso provenga dalle pareti parallele o perpendicolari, pur considerando la stessa costante dielettrica per tutte e 4 le pareti. Il numero di riflessioni dalle pareti verticali e orizzontali, come nel caso precedente, è teoricamente infinito, ma dalle simulazioni che otterremo nelle sezioni successive, sarà possibile limitarle a un numero finito computazionalmente utilizzabile.

### 2.2.4 Metodo delle sorgenti immagine

L'analisi delle traiettorie considerate per determinare il contributo dei raggi rilevanti all'interno del tunnel viene eseguita utilizzando il metodo delle sorgenti immagine, con riferimento alla sezione verticale in figura 2.3: si suppone che il sistema di coordinate sia centrato con la sezione del tunnel, con  $x$  asse orizzontale,  $y$  asse verticale e  $z$  profondità del tunnel con il trasmettitore posto in  $T_x(x_0, y_0, z_0)$ .



**Figura 2.3:** Sezione di un tunnel rettangolare

Le immagini rappresentano antenne fittizie all'esterno del tunnel che definiscono i percorsi dei raggi riflessi che giungono al ricevitore. Anzitutto, consideriamo le immagini per le pareti verticali poste a distanza  $x = -a/2$  e  $x = a/2$ . Le antenne immagine vengono posizionate a  $x_m = x_0 + ma$ ,  $m = \pm 1, \pm 2, \dots$  e per le speculari a  $x_m = -x_0 + ma$ ,  $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ . Le prime corrispondenti a un numero pari



di riflessi, mentre le seconde a un numero dispari di riflessi. La figura 2.3 a fronte illustra come vengono disposte queste immagini. Oltre alle immagini sulle pareti verticali, dobbiamo considerare le immagini corrispondenti a quelle orizzontali, ovvero  $y = -b/2$  e  $y = b/2$ . Per rispettare le condizioni al contorno, è necessario considerare le antenne immagine attorno alle linee orizzontali dell'intera linea di immagini delle pareti verticali, in modo che il risultato sia una griglia di immagini ricavate dalle coordinate  $x_m$  e  $y_n$ , dove  $y_n = y_0 + nb$ ,  $n = \pm 1, \pm 2, \dots$  e specularmente (attorno all'asse delle immagini orizzontali) antenne su  $y_n = -y_0 + nb$ ,  $n = \pm 1, \pm 2, \dots$ . La figura 2.3 nella pagina precedente illustra la griglia di antenne immagine,  $I_{mn}(x_m, y_n)$ , in cui il rettangolo indica le pareti del tunnel. Combinando queste espressioni si ottiene:

$$x_m = ma + (-1)^m x_0, \quad (2.8)$$

$$y_n = nb + (-1)^n y_0 \quad (2.9)$$

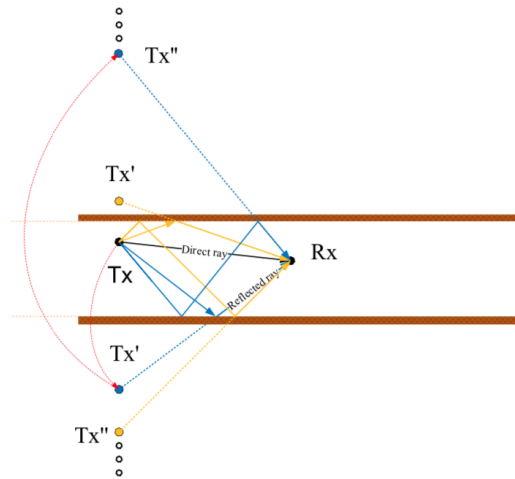
dove  $a$  e  $b$  sono rispettivamente la larghezza e l'altezza del rettangolo. Gli interi  $m$  e  $n$  corrispondono al numero di riflessioni che il raggio subisce rispetto alle pareti orizzontali e verticali, rispettivamente. Il segno di  $m$  e  $n$  indica se l'immagine si trova sull'asse  $x$  e  $y$  positivo o negativo.

### 2.2.5 Calcolo della lunghezza dei cammini

Come spiegato nella sezione precedente, la lunghezza del cammino riflesso può essere calcolata come la distanza tra la generica immagine  $I_{mn}(x_m, y_n, z_0)$  e il ricevitore  $R_x(x_r, y_r, z_r)$ : il valore del campo elettrico lungo  $z$  è calcolato facendo variare la distanza tra trasmettitore (e il piano delle immagini) e il ricevitore, sommando tutti i contributi delle immagini, oltre che del trasmettitore. Per come è stata costruita la rete di immagini, il trasmettitore risulta essere  $I_{00}$ , ovvero l'immagine posta al centro della rete. La lunghezza dei segmenti che costituiscono il raggio riflesso è pari alla distanza tra l'immagine corrispondente al numero di riflessioni e il ricevitore, che pertanto è:

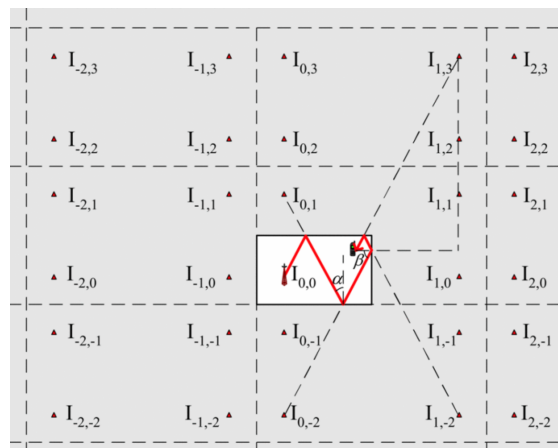
$$r_{m,n} = \sqrt{(x_m - x_r)^2 + (y_n - y_r)^2 + (z - z_0)^2} \quad (2.10)$$

La traiettoria dei raggi riflessi, e di conseguenza la distanza percorsa, a seconda del numero di riflessioni considerato per un dato raggio, è data dalla somma dei segmenti che si generano tra una parete e l'altra, pari alla distanza tra l'immagine e il ricevitore, come mostrato nella figura 2.4 nella pagina seguente.



**Figura 2.4:** Distanza percorsa dai raggi riflessi

Come è possibile evincere dalla figura 2.5, il metodo delle immagini permette di considerare tante più possibili traiettorie e combinazioni di riflessioni quanto maggiore è il numero di sorgenti immagine scelto: la sorgente immagine  $I_{1,3}$ , ad esempio, che, per una distanza ( $z$ ) fissata, indica il raggio che raggiunge il ricevitore venendo riflesso due volte dal soffitto, una volta dal pavimento e una volta dalla parete laterale destra, percorrendo in totale una lunghezza pari a  $r_{1,3}$ .



**Figura 2.5:** Traiettoria del raggio riflesso da 3 pareti differenti.

## 2.2.6 Calcolo coefficienti di riflessione

Come menzionato nelle sezioni precedenti, il coefficiente di riflessione varia a seconda della disposizione delle pareti, dove risulta invertita la polarizzazione per la parete orizzontale e per quella verticale:

$$\rho_{\perp} = \frac{\cos\vartheta_{\perp} - \sqrt{\bar{\varepsilon} - \sin^2\vartheta_{\perp}}}{\cos\vartheta_{\perp} + \sqrt{\bar{\varepsilon} - \sin^2\vartheta_{\perp}}} \quad \rho_{\parallel} = \frac{\bar{\varepsilon}\cos\vartheta_{\parallel} - \sqrt{\bar{\varepsilon} - \sin^2\vartheta_{\parallel}}}{\bar{\varepsilon}\cos\vartheta_{\parallel} + \sqrt{\bar{\varepsilon} - \sin^2\vartheta_{\parallel}}} \quad (2.11)$$

in cui  $\vartheta_{\perp,\parallel}$  è l'angolo di incidenza alla superficie. Il valore di  $\vartheta_i$  può essere facilmente ottenuto con

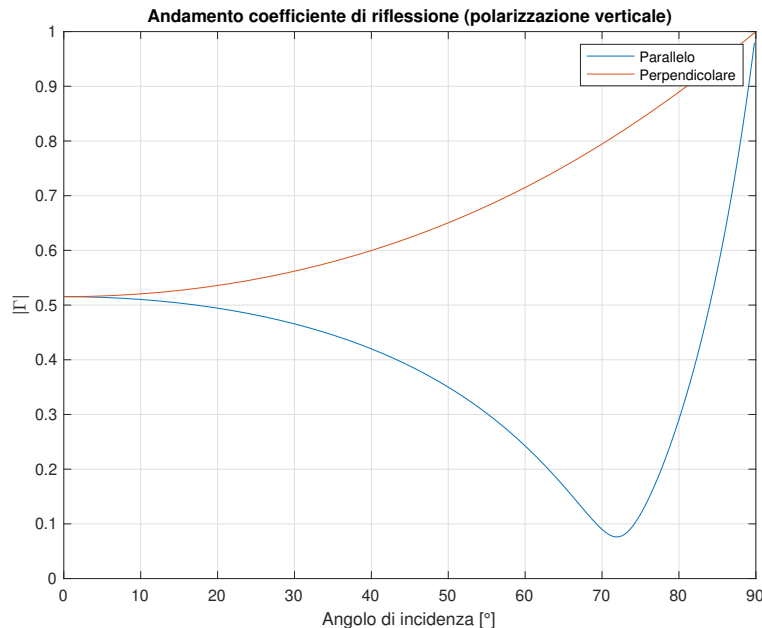
$$\vartheta_{\parallel} = \arccos\left(\frac{|y_n - y|}{r_{m,n}}\right) \quad \vartheta_{\perp} = \arccos\left(\frac{|x_m - x|}{r_{m,n}}\right) \quad (2.12)$$

per la polarizzazione parallela e perpendicolare, rispettivamente.  $\bar{\varepsilon}$  è il rapporto tra la costante dielettrica complessa dei due materiali separati dalla superficie di riflessione. Per un tunnel rettangolare vuoto, abbiamo  $\bar{\varepsilon} = \varepsilon_r - j\sigma/(2\pi f\varepsilon_0)$ , dove  $f$  è la frequenza e  $\varepsilon_0$  è la costante dielettrica dell'aria.  $\varepsilon_r$  e  $\sigma$  sono rispettivamente la costante dielettrica relativa e la conducibilità delle pareti del tunnel. In un ambiente reale il valore di  $\varepsilon_r$  e  $\sigma$  potrebbe essere diverso per le pareti laterali e quelle orizzontali: in questo elaborato considereremo identiche tutte e quattro le pareti del tunnel.

Il coefficiente di riflessione totale per ogni raggio risulta quindi essere, come anticipato nella sezione precedente, il prodotto dei coefficienti delle pareti che riflettono il raggio di cui  $I_{m,n}$  rappresenta la sorgente immagine: riprendendo l'esempio precedente, per la sorgente  $I_{1,3}$ , il coefficiente di riflessione totale è rappresentato dal prodotto dei coefficienti del soffitto, del pavimento e della parete destra, come riportato in figura [2.5 a fronte](#)

Per quanto riguarda qualsiasi guida d'onda che non sia costituita da un conduttore perfetto, il coefficiente di riflessione dipende molto dall'angolo di incidenza. I coefficienti di riflessione per pareti di calcestruzzo a una frequenza di 870 MHz sono riportati in figura [2.6 nella pagina successiva](#). A un angolo di incidenza basso, la perdita a causa della riflessione è elevata, con conseguente elevata attenuazione dei raggi riflessi; ad angoli di incidenza che si avvicinano a  $90^\circ$  (rispetto alla perpendicolare), quindi radenti alla superficie, il mezzo di riflessione si comporta come un conduttore perfetto.

Nella regione vicina al trasmettitore, gli angoli di incidenza sono elevati con conseguente elevata attenuazione dei raggi riflessi, oltre al fatto che la differenza di percorso tra i raggi diretti e riflessi causa un'ulteriore attenuazione, quindi solo il raggio diretto contribuisce in modo significativo alla forza del segnale ricevuto. Allontanandosi da questa regione, i raggi delle sorgenti immagine diventano più radenti e la differenza di lunghezza con il raggio diretto diminuisce rendendo il contributo di questi raggi più significativo.



**Figura 2.6:** Andamento coefficiente di riflessione  $|\Gamma|$  in funzione dell'angolo di incidenza (tunnel  $1.83 \times 2.45$ ,  $f_0 = 860 \text{ MHz}$ ,  $\epsilon_r = 8.9$  e  $\sigma = 0.015 \text{ S/m}$ ).

## 2.3 Modale

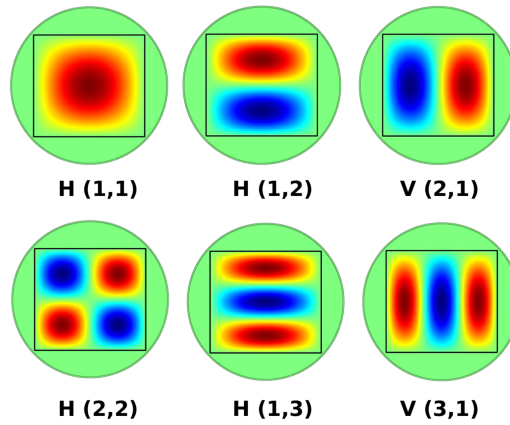
La geometria del tunnel e la conduttività dei materiali costruttivi possono assimilare la propagazione radio nei tunnel allo stesso modo della propagazione delle onde radio in una guida d'onda. Infatti, a frequenze di poche centinaia di MHz e superiori, emerge il fenomeno delle onde guida [22], [23]. Le prime ricerche mostrarono, tuttavia, che il fenomeno delle onde radio guidate appare solo in tunnel con dimensioni trasversali che sono diverse volte più grandi della lunghezza d'onda del segnale [24], [25], [26]. A causa dell'effetto guida d'onda, l'attenuazione del segnale radio nelle gallerie è di solito molto più bassa rispetto allo spazio libero e diminuisce con l'aumentare della frequenza. Pertanto, nelle bande UHF e VHF superiori, il tunnel può essere modellato come una guida d'onda con perdite causate principalmente da imperfezioni nelle pareti conduttrici.

In una guida d'onda con pareti metalliche, il campo elettromagnetico deve soddisfare le condizioni al contorno, che consentono ai modi trasverso elettrico (TE) e trasverso magnetico (TM) di propagarsi attraverso la guida d'onda. I modi TE e TM, nel caso di una guida d'onda rettangolare, si propagano quando le frequenze sono superiori alla frequenza di taglio del modo stesso

$$f_{p,q} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{p}{a}\right)^2 + \left(\frac{q}{b}\right)^2} \quad (2.13)$$

dove  $p$  e  $q$  indicano i modi della guida d'onda TE e TM e identificano particolari autovalori della soluzione delle equazioni di Maxwell. Per frequenze inferiori alla frequenza di taglio, l'effetto guida d'onda non è presente e il segnale decade in modo esponenziale con la distanza [26]. Essendo le pareti del tunnel costituite da materiali che mostrano una conduttività non perfetta, il segnale viene attenuato lungo il tunnel.

I modi che si propagano naturalmente in questo ambiente sono quelli ibridi ( $HE$ ), in cui il campo magnetico o elettrico non è limitato al piano trasversale ma sono presenti tutte le componenti ( $x, y, z$ ) e presentano una costante di propagazione  $\gamma = \alpha + i\beta$  con  $\alpha$  e  $\beta \neq 0$ . La propagazione risulta dispersiva, con frequenza di taglio diversa da zero.



**Figura 2.7:** Distribuzione del campo elettrico per i modi principali in una guida d'onda rettangolare. La lettera corrisponde alla componente verticale (V) o orizzontale (O) del campo, e i numeri si riferiscono al rispettivo indice del modo  $EH_{pq}$ . Le tonalità rosso-gialle rappresentano valori positivi, le blu i valori negativi, mentre il verde rappresenta il campo nullo.

Nelle gallerie con sezioni trasversali rettangolari e pareti costituite da materiale con perdite, il campo elettrico può essere espresso come la somma dei modi [27]

$$E_r = \frac{-j2\pi E_t}{ab} \sum_{p=1}^{+\infty} \sum_{q=1}^{+\infty} A_{p,q} \frac{e^{-(\alpha_{p,q} + j\beta_{p,q})z}}{\beta_{p,q}} \quad (2.14)$$

dove  $E_t$  è il campo elettrico trasmesso e  $A_{p,q}$

$$A_{p,q} = \sin\left(\frac{p\pi}{2a}x_r + \varphi_p\right) \sin\left(\frac{q\pi}{2b}y_r + \varphi_q\right) \sin\left(\frac{p\pi}{2a}x_0 + \varphi_p\right) \sin\left(\frac{q\pi}{2b}y_0 + \varphi_q\right) \quad (2.15)$$

è la *eigenfunction* dei modi, che tiene in considerazione della posizione del trasmettitore e del ricevitore nella distribuzione della potenza. Inoltre,

$$\beta_{p,q} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{p\pi}{2a}\right)^2 - \left(\frac{q\pi}{2b}\right)^2} \quad (2.16)$$

$$\alpha_{p,q}^h = \lambda^2 \left( \frac{p^2}{2a^3} \operatorname{Re} \left[ \frac{\varepsilon_r}{\sqrt{\varepsilon_r - 1}} \right] + \frac{q^2}{2b^3} \operatorname{Re} \left[ \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r - 1}} \right] \right) \quad (2.17)$$

$$\alpha_{p,q}^v = \lambda^2 \left( \frac{q^2}{2b^3} \operatorname{Re} \left[ \frac{\varepsilon_r}{\sqrt{\varepsilon_r - 1}} \right] + \frac{p^2}{2a^3} \operatorname{Re} \left[ \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r - 1}} \right] \right) \quad (2.18)$$

sono le costanti di propagazione e attenuazione, rispettivamente. Qui,  $k$  rappresenta il vettore d'onda nello spazio libero e  $\alpha_{p,q}^h$  e  $\alpha_{p,q}^v$  indicano l'attenuazione per polarizzazione orizzontale e verticale rispettivamente. Le due costanti di fase  $\varphi_{p,q}$  sono definite come:

$$\varphi_{p,q} = \begin{cases} 0 & p(q) \text{ pari} \\ \frac{\pi}{2} & p(q) \text{ dispari} \end{cases} \quad (2.19)$$

L'attenuazione in un tunnel rettangolare dipende quindi dalla frequenza portante del segnale  $f$ , dalla larghezza e altezza ( $a, b$ ) del tunnel, dalla permittività delle superfici  $\varepsilon$  e dalla loro rugosità e, in particolare, dal modo di propagazione: più grande è la sezione del tunnel, minore è l'attenuazione che viene sperimentata dai modi che si propagano, poiché le perdite sono inversamente proporzionali al cubo dell'altezza e della larghezza del tunnel. Inoltre, le perdite sono direttamente proporzionali al quadrato della lunghezza d'onda e al quadrato dell'ordine del modo considerato: per questo motivo quelli superiori subiscono un'attenuazione maggiore.

L'ampiezza del campo elettrico nei tunnel rettangolari può quindi essere suddivisa in funzione della distanza in una regione vicina e una regione lontana. Nella prima, il campo elettromagnetico consiste nella somma di più modi che interagiscono tra loro producendo variazioni ampie e rapide. Nella regione lontana, invece, i modi di ordine superiore si attenuano rendendo il loro contributo a livello di potenza del segnale ricevuto trascurabile e il campo elettrico risulta dato praticamente dal solo modo inferiore dominante.

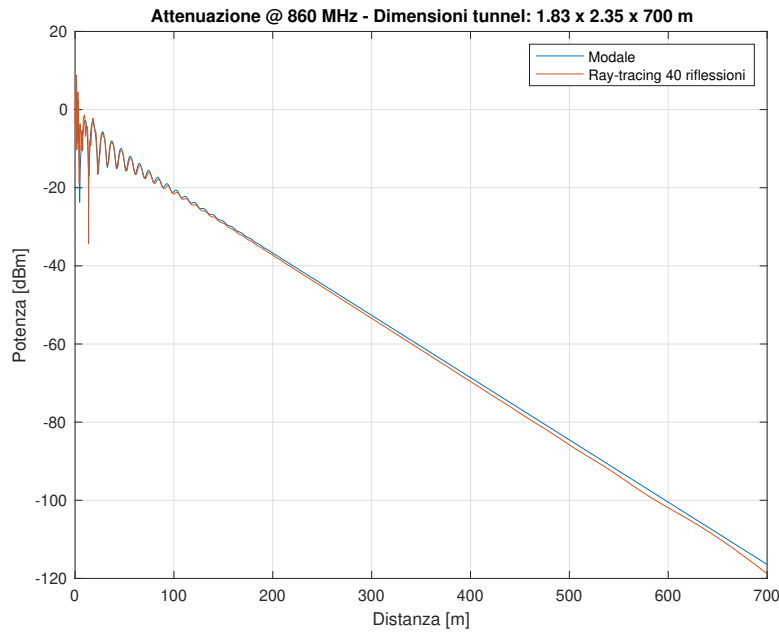
Per questo motivo la comparazione con il modello *raytracing* è efficace solo se effettuata con il modello a guida d'onda multimodale che offre risultati precisi in entrambe le regioni.

### 2.3.1 Equivalenza tra Ray tracing e Modale

Comparando l'andamento della potenza ricevuta al ricevitore con l'approccio modale con quello ray tracing è possibile verificare l'equivalenza dimostrata matematicamente in [28], dove la sommatoria dei raggi risulta convergere alla sommatoria dei modi

$$E_t \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{e^{-jkr_{m,n}}}{r_{m,n}} \rho_{\perp}^{|m|} \rho_{//}^{|n|} \approx \frac{-j2\pi E_t}{ab} \sum_{p=1}^{+\infty} \sum_{q=1}^{+\infty} A_{p,q} \frac{e^{-(\alpha_{p,q} + j\beta_{p,q})z}}{\beta_{p,q}} \quad (2.20)$$

Come è possibile evincere dal grafico sottostante, a patto di scegliere un adeguato numero di riflessioni per il modello a raggi, a seconda delle caratteristiche del tunnel, il path-loss simulato si sovrappone quasi perfettamente, ed è quindi possibile sfruttare la flessibilità del Ray tracing mantenendo la precisione del modello modale.



**Figura 2.8:** Confronto analisi modale e raytracing





# Capitolo 3

## Analisi Numeriche

Gli ambienti di interesse di questo elaborato comprendono tunnel di piccole dimensioni, come i passaggi pedonali o la rete fognaria, pertanto le simulazioni saranno eseguite prevalentemente su sezioni che si sviuppano prevalentemente in altezza.

### 3.1 Geometria

I condotti di fognatura, sono realizzati a sezione chiusa, hanno forme geometriche caratteristiche e differenti in funzione del tipo di rete. Per gli scopi di questo elaborato si analizzeranno le sole tubazioni di dimensioni maggiori, ovvero quelle dedicate alle acque reflue. Gli spechi utilizzati sono tipicamente a sezione circolare di dimensione compresa da un minimo di 25 cm ad un massimo di 80 cm (tubi di Grès e P.V.C.). In alcuni casi possono essere utilizzati spechi di dimensione superiore, ricorrendo all'impiego di una sezione semi ovoidale o policentrica ribassata fino alla dimensione 70x70 cm e, successivamente, per dimensioni maggiori si adottano spechi ovoidali fino alla dimensione 160x240 cm. Queste sezioni possono essere approssimate con un quadrato, rettangolo orizzontale o rettangolo verticale di pari area.

I tunnel pedonali, invece, presentano sezioni differenti in base al tipo di utilizzo, ma tipicamente si sviluppano prevalentemente in altezza: per questo motivo e per trovare un riscontro anche con le misurazione effettuate negli articoli [7] e [8] la forma della sezione trasversale del tunnel scelta per effettuare le analisi numeriche è un rettangolo con un'altezza di 2,35m una larghezza di 1,83m; le pareti del tunnel, il soffitto e il pavimento sono costituiti dallo stesso materiale con parametri elettrici  $\varepsilon_r = 8.9$ ,  $\sigma = 0,01S/m$ ; l'interno del tunnel è pieno d'aria ( $\varepsilon_r = \varepsilon_0$ ,  $\sigma = 0S/m$ ). La

**Tabella 3.1:** Parametri utilizzati nelle simulazioni.

Parametri utilizzati nelle simulazioni		
Dimensioni tunnel ( $l \times h$ )	[m]	1.83x2.35
Altezza antenne Tx e Rx	[m]	1, 22
Costante dielettrica ( $\varepsilon_r$ )		8.9
Conducivit� ( $\sigma$ )	[S/m]	0.15
Potenza trasmessa	[dBm]	36
Guadagno antenne	[dBi]	0
Intervallo di campionamento	[m]	1

lunghezza del tunnel   scelta arbitrariamente al fine di rappresentare l'andamento del Path Gain e fissata a 700m.

## 3.2 Materiali

Il tipo di materiale che potremmo incontrare varia in funzione delle pressioni di esercizio, sollecitazioni dinamiche (traffico) o accidentali (sovrappressioni di moto vario), tendenza alla corrosione o resistenza all'aggressivit . Le tubazioni possono pertanto essere: Metalliche (acciaio, ghisa), Lapidie (calcestruzzo armato, sia ordinario che precompresso, cemento amianto, ceramico), Plastiche o materiali cotti o ceramici. Le simulazioni sono condotte presupponendo l'utilizzo di pareti in cemento ( $\varepsilon_r = 8.9$ ).

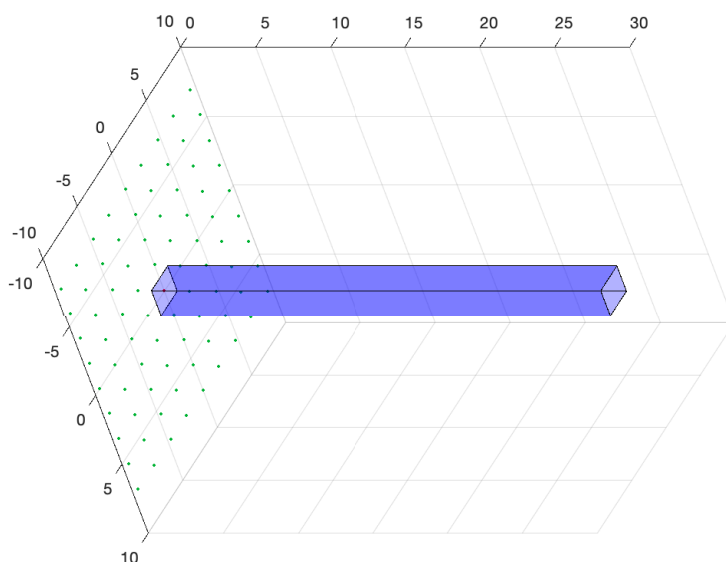
## 3.3 Trasmettitore e ricevitore

Le frequenze di maggiore interesse per il tipo di applicazione richiesto per la trasmissione della voce sono nella gamma UHF, considerando le specifiche della radio portatile Motorola MOTOTRBO DEP 450 (sia in trasmissione che ricezione), molto simile a quelle in dotazione alle forze dell'ordine, in grado di trasmettere nella banda UHF 1 (403-470MHz) e UHF2 (450-527MHz) con potenza media di 4W. Ogni canale   spaziato di 12.5KHz e la sensibilit  pari a  $0,3\mu V/50\Omega$  (ovvero -117 dBm). I grafici verranno limitati a -150dBm poich  oltre questa soglia, considerando la banda di applicazione, verrebbe ricevuto solo rumore.

Per quanto riguarda la comunicazione dati si fa riferimento allo standard WiFi IEEE 802.11 a 2.4 e 5GHz che consentono l'utilizzo di ripetitori lungo la tratta. Le antenne trasmettenti e riceventi sono scelte in funzione della frequenza e all'utilizzo.

### 3.4 Calcolo del numero di riflessioni da considerare

La teoria delle sorgenti immagine costituisce la base del metodo dell'immagine: il raggio riflesso dalla parete è rappresentato come un raggio irradiato direttamente dalla sorgente virtuale situata simmetricamente al trasmettitore rispetto al piano che contiene la parete. Nei tunnel rettangolari, a causa della loro geometria, il numero di immagini può essere infinito. Per mantenere la complessità del calcolo a un livello ragionevole, pur ottenendo risultati accurati, il numero di immagini, e quindi delle riflessioni, deve essere limitato. La scelta varia in funzione delle dimensioni del tunnel e della lunghezza del tratto che si intende considerare. Nell'immagine 3.3 a pagina 27 è possibile notare l'incidenza dell'utilizzo di più riflessioni sul calcolo finale del path-loss.



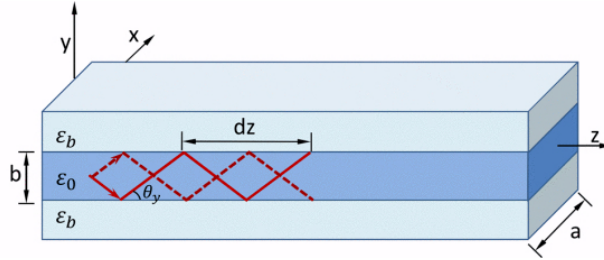
**Figura 3.1:** Geometria 3D del tunnel e delle sorgenti immagine: in rosso è rappresentao il trasmettitore, in verde le sorgenti immagine e in viola il tunnel.

Dal confronto è possibile osservare che la scelta di 40 o 50 riflessioni incide per meno di 1dB lungo la fine del tunnel. Alternativamente è possibile scegliere il numero di riflessioni comparando i risultati del modello modale e Raytracing, in cui il grafico seguente rappresenta la quantità di riflessioni da considerare per avere un risultato accurato in funzione della lunghezza del tunnel.

Come mostrato in [22], [29], il modo ibrido  $EH_{p,q}$  può essere visto come una media di quattro onde piane (raggi), ciascuna caratterizzata dai seguenti angoli:

$$\vartheta_y \approx \frac{q\lambda}{4b} \quad \vartheta_x \approx \frac{p\lambda}{4a} \quad (3.1)$$

Si noti che le approssimazioni dell'equazione precedente sono valide solo se la lunghezza d'onda di interesse è piccola rispetto alle dimensioni trasversali del tunnel.



**Figura 3.2:** Geometria della guida d'onda dielettrica

Tra le due riflessioni successive sul soffitto/pavimento, il raggio percorre una distanza assiale di  $dz$  (come mostrato in 3.2, che può essere calcolata come:

$$dz = \frac{b \cos(\vartheta_x)}{\tan(\vartheta_y)} \approx \frac{4b^2}{q\lambda} \quad (3.2)$$

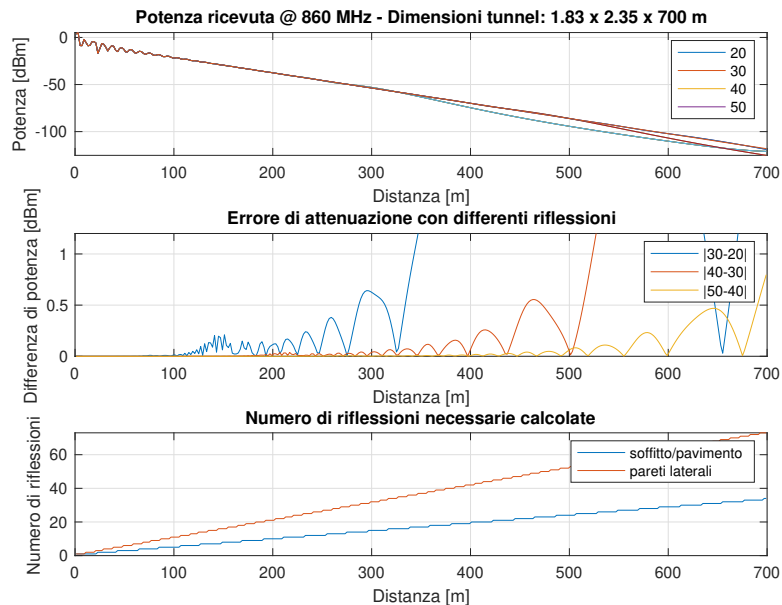
Il numero di riflessioni sul soffitto/pavimento che i quattro raggi subiscono prima che raggiungano il ricevitore può essere calcolato da

$$N_y = \frac{z}{dz} \approx \frac{q\lambda z}{4b^2} \quad (3.3)$$

Allo stesso modo, il numero di riflessi sulle due pareti verticali è

$$N_x \approx \frac{p\lambda z}{4a^2} \quad (3.4)$$

Nel primo grafico di 3.3 a fronte è rappresentato l'andamento della potenza ricevuta in funzione della distanza considerando un numero sempre crescente di riflessioni; nel secondo grafico è invece rappresentato, sempre in funzione della distanza, l'errore in dB commesso nell'utilizzo di 20 riflessioni invece che 30, 30 invece di 40 e così via. Nell'ultimo grafico invece è rappresentato il numero di riflessioni da considerare sulle pareti verticali e orizzontali secondo quanto calcolato nella (3.3) e nella (3.4). Il numero di riflessioni necessarie è direttamente proporzionale alla distanza, in quanto nella zona vicina al trasmettitore, l'incidenza dei raggi presenta angoli molto piccoli che di conseguenza comportano un coefficiente di riflessione molto ridotto che, moltiplicato per il numero di riflessioni che subisce prima di giungere al ricevitore, unito alla maggiore differenza di lunghezza di percorso del raggio riflesso rispetto a quello diretto, rende i raggi trascurabili nel computo della potenza totale ricevuta. Nella zona lontana, invece, i raggi riflessi divengono più radenti alle superfici e, pur considerando il numero di riflessioni



**Figura 3.3:** Stima del numero di riflessioni da considerare

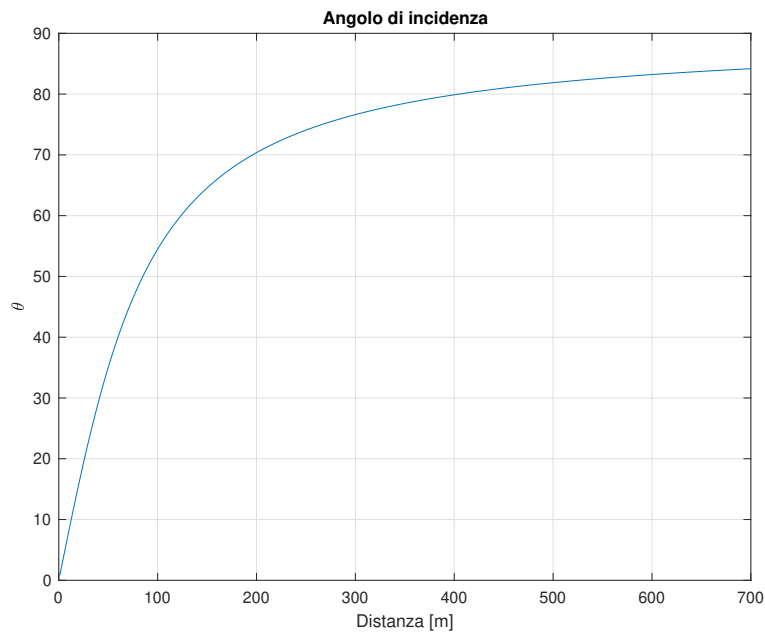
ricevute, contribuiscono significativamente alla potenza totale ricevuta. In questo caso, la differenza di lunghezza di percorso tra raggi riflessi e quello diretto si riduce di molto, divenendo comparabili.

La differenza tra il numero di riflessioni delle pareti laterali e verticali è per via della geometria del tunnel scelto: sviluppandosi prevalentemente in altezza, il numero di riflessioni sulle pareti laterali è maggiore di quelle orizzontali.

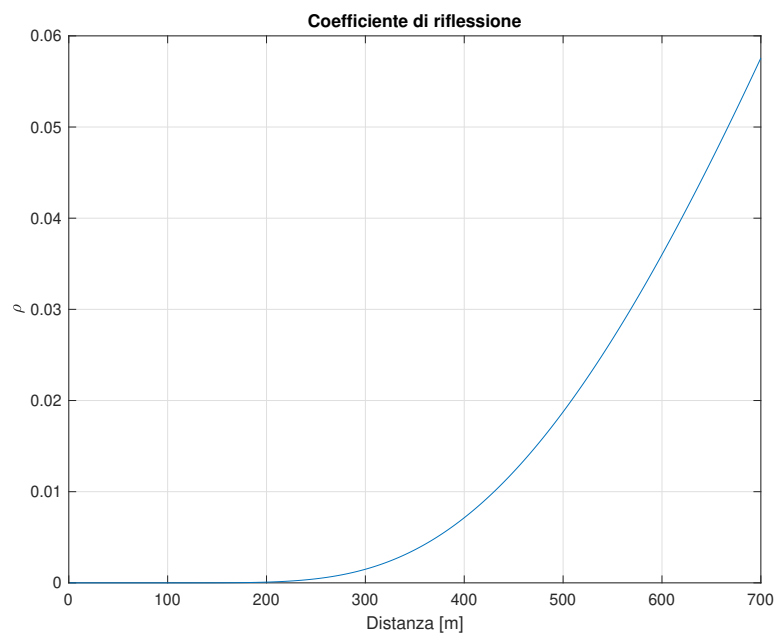
A titolo di esempio, nella figura 3.4 nella pagina successiva viene riportato l'andamento dell'angolo di incidenza dell'immagine che rappresenta la quarantesima (caso pessimo) riflessione (tra il soffitto e il pavimento, per semplicità) in funzione della distanza percorsa e del relativo coefficiente di riflessione

### 3.4.1 Zona vicina e zona lontano

Come anticipato nel capitolo precedente, la regione vicina e la regione di lontana, nella propagazione delle onde radio nel tunnel, definiscono il grado di fluttuazioni dell'intensità del campo. Nella regione prossima al trasmettitore l'ampiezza del campo subisce rapide variazioni e diminuisce rapidamente, il che è il risultato dell'interazione dei modi di ordine superiore con quello fondamentale; nella regione lontana, l'ampiezza del campo elettrico diminuisce più lentamente e costantemente in quanto i modi di ordine superiore si attenuano rapidamente divenendo i modi di ordine inferiore dominanti. Possiamo quindi definire il punto di separazione tra le due zone [30].



(a) Angolo di incidenza



(b) Coefficiente di riflessione

**Figura 3.4:** Andamento dell'angolo di incidenza della quaresima sorgente immagine e del relativo coefficiente di riflessione.

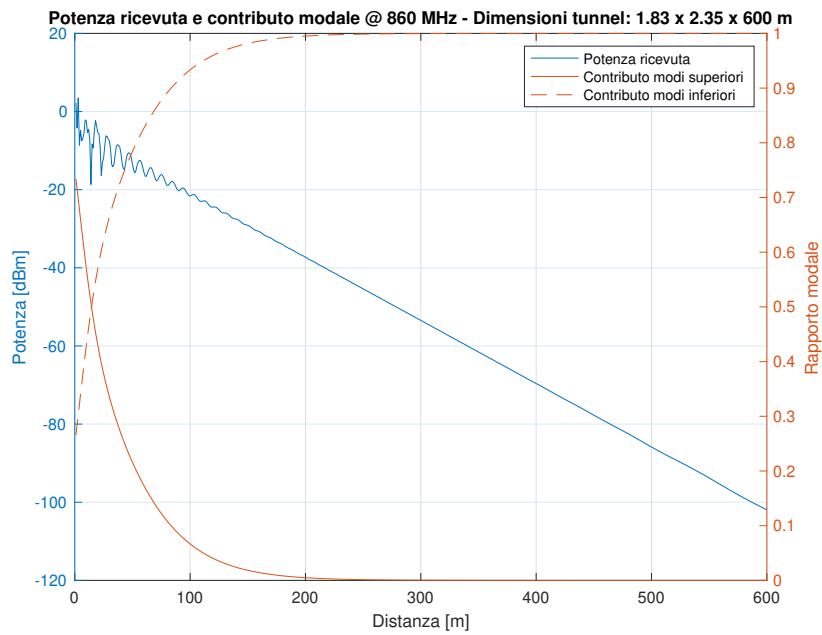
Considerando che le costanti di attenuazione dei modi di ordine superiore sono maggiori di quelle dei primi 4 modi ( $p \leq 2, q \leq 2$ ) (che sono generalmente considerati come modi fondamentali), quindi, in questo elaborato, il punto di transizione è definito dalla distanza alla quale il contributo dell'intensità di campo dei primi 4 modi di ordine inferiore raggiunge il 50% dell'intensità del campo totale ricevuto. Per illustrare chiaramente il punto di transizione, la figura 3.5 nella pagina seguente mostra l'andamento della potenza ricevuta e la variazione del contributo dei modi con l'aumento della distanza tra il trasmettitore e il ricevitore. Il punto di transizione si trova nella posizione in cui le due linee color ambra si intersecano. Dall'immagine si può vedere che prima del punto di transizione la potenza ricevuta subisce un forte attenuazione con ampie fluttuazioni, e dopo il punto di transizione la curva varia più lentamente e diviene più regolare. Quando il contributo del modo principale è prevalente, il decadimento diviene costante.

## 3.5 Andameto Path-Loss

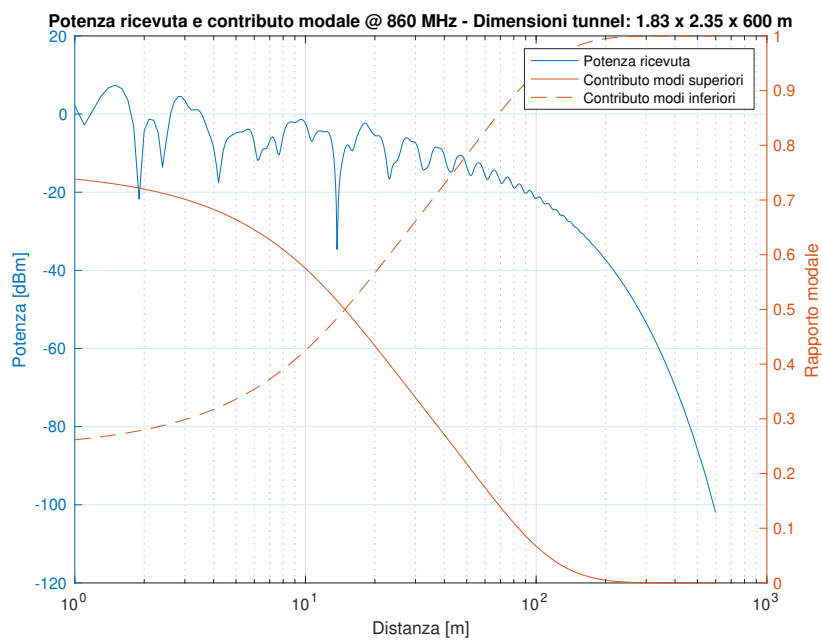
La propagazione delle onde radio nelle gallerie dipende dalla frequenza del segnale radio, dalle dimensioni e dalla forma della sezione del tunnel, dalle proprietà elettromagnetiche delle pareti, dalla polarizzazione e dai modelli di radiazione delle antenne trasmittente e ricevente [31]. L'impatto di questi parametri sulla propagazione del segnale radio è discusso nelle sezioni seguenti.

### 3.5.1 Frequenza e tipo di polarizzazione

Supponendo per semplicità di utilizzare un'antenna idealmente omnidirezionale (l'utilizzo di antenne reali verrà affrontato in una sezione a parte successivamente), posizionando sia il ricevitore che il trasmettitore al centro della sezione trasversale, è possibile tracciare l'andamento della potenza ricevuta in funzione della distanza per le quattro frequenze scelte. Come è possibile osservare nella figura 3.6 a pagina 31, all'aumentare della frequenza l'attenuazione si riduce sensibilmente e l'effetto guidante del tunnel permette di ottenere prestazioni migliori di quelle sperimentabili nello spazio libero. L'aumento della frequenza comporta anche l'"accensione" di un numero maggiore di modi con costante di attenuazione inferiore che comporta l'aumento del numero di modi attivi che, come anticipato nella sezione precedente, sposta il punto di break-point in avanti, pertanto il contributo dei modi superiori resta visibile per distanze maggiori, come è possibile osservare per le frequenze di 2,4 e 5 GHz, in cui il battimento dei modi superiori sul principale comporta una periodicità marcata dell'attenuazione.



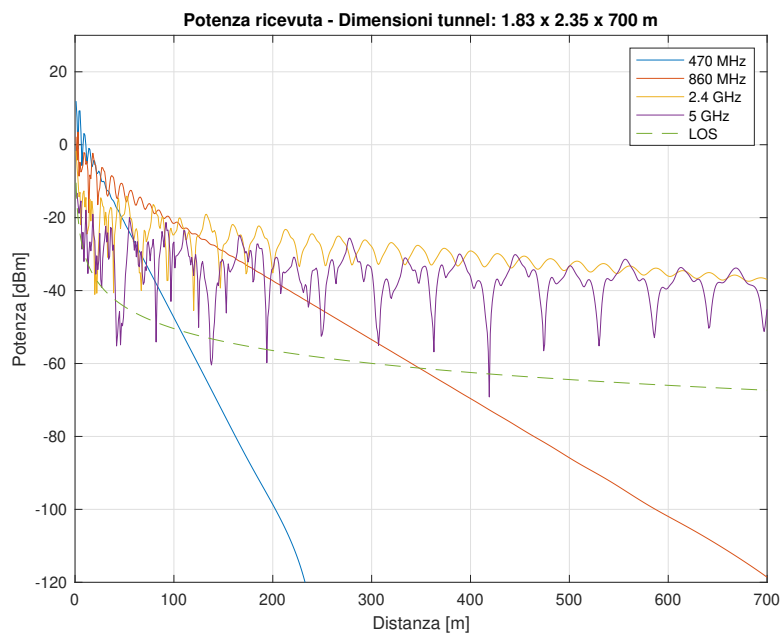
(a) Lienare



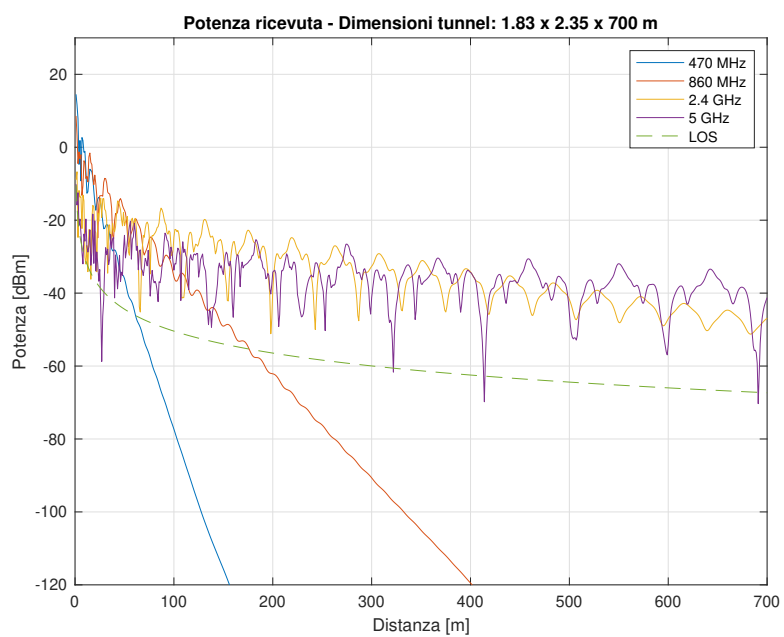
(b) Semilogaritmica

Figura 3.5: Separazione tra la zona vicina e quella lontana.





(a) Polarizzazione verticale



(b) Polarizzazione orizzontale

**Figura 3.6:** Confronto della potenza ricevuta per le frequenze scelte per entrambe le polarizzazioni.

Il tunnel analizzato si sviluppa prevalentemente in altezza e scegliendo la polarizzazione verticale, questa si conserva lungo le pareti parallele (muri laterali) e diviene perpendicolare lungo il soffitto e il pavimento: le riflessioni lungo le pareti verticali si presentano quindi con angoli maggiori e sempre più radenti rispetto a quelle provenienti dalle pareti orizzontali oltre a mostrare un coefficiente di riflessione maggiore e una differenza di distanza rispetto al LOS inferiore. Dall'immagine 3.6 nella pagina precedente è possibile osservare la diminuzione della potenza ricevuta utilizzando la polarizzazione orizzontale, per tutte le frequenze, il cui andamento mantiene la stessa forma ma si allunga la periodicità delle curve, che ad esempio, per la frequenza 5GHz, passa da 55 a 92m. Questi aspetti rendono preferibile pertanto la scelta del tipo di polarizzazione in funzione della parete più lunga che costituisce il tunnel: nel caso in oggetto è preferibile scegliere una polarizzazione verticale.

**Tabella 3.2:** Costante di attenuazione in (dB/m) fino all'ordine (3,3) ( $f = 870MHz$ ,  $a=1.83m$ ,  $b=2.35m$ ,  $\epsilon_r = 8.9$ ,  $\sigma = 0.15S/m$ ).

Modi			
p	q	$\alpha_{m,n}^v$	$\alpha_{m,n}^o$
1	1	0,156	0,283
2	1	0,241	0,323
1	2	0,538	1,091
2	2	0,623	1,132
3	1	0,383	0,390
1	3	1,174	2,440
2	3	1,260	2,480
3	2	0,765	1,199
3	3	1,402	2,547

Dal punto di vista modale, lo stesso risultato può essere ottenuto applicando (2.17) e (2.18) per il calcolo della costante di attenuazione in base alla polarizzazione usata, che risulta essere inferiore quando il lato più lungo è quello corrispondente alla direzione della polarizzazione stessa.

Nella tabella 3.2 sono riportate le costanti di attenuazione dei primi ( $m, n$ ) modi per la polarizzazione orizzontale e verticale.

La periodicità del fading è dovuta dal fatto che quando un'onda - con lunghezza d'onda  $\lambda_{pq}$  - percorre una distanza positiva  $d$  accumula un ritardo di fase:

$$\varphi = 2\pi \frac{d}{\lambda_{pq}} \quad (3.5)$$

Dove, per una guida d'onda rettangolare

$$\lambda_{pq} = \frac{\lambda}{1 - \frac{1}{2} \left(\frac{p\lambda}{2a}\right)^2 - \frac{1}{2} \left(\frac{q\lambda}{2b}\right)^2} \quad (3.6)$$

Se sono presenti due modi con diverse lunghezze d'onda, il ritardo di fase accumulato da ciascuno sarà diverso per una determinata distanza  $d$ . La sovrapposizione dei modi quindi avverrà con diverse fasi relative in diverse punti all'interno del tunnel, producendo interferenze costruttive se entrambe i modi sono in fase e interferenze distruttive se la fase relativa differisce di  $\pi$ . Ciò dà origine alla struttura periodica attenuativa della potenza all'interno del tunnel, il cui periodo  $D$  è la distanza che origina una fase relativa di  $2\pi$  tra i due modi considerati. Imponendo questa condizione in 3.6 si ottiene:

$$D = \frac{8}{\frac{c}{f} \left| \frac{p_2^2 - p_1^2}{a} + \frac{q_2^2 - q_1^2}{b} \right|} \quad (3.7)$$

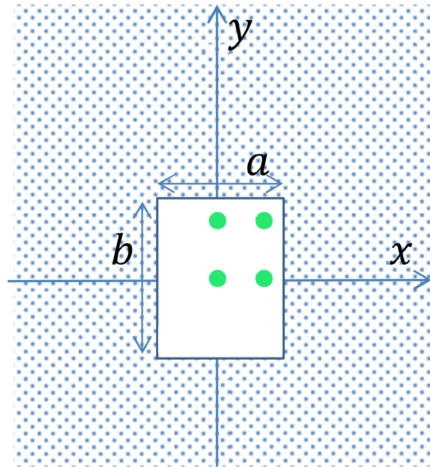
Quando sono presenti più di due modi di propagazione, il battimento di ogni coppia di modi originerà una struttura periodica con un proprio periodo spaziale caratteristico, dando origine a un segnale sempre più complesso. Il campo RF totale è quindi la sovrapposizione di tutti questi modi.

Bisogna considerare che la frequenza contribuisce anche all'attenuazione dovuta alla perdita dell'antenna causata dalla dipendenza con l'apertura dell'antenna: essendo questa indispensabile nelle trasmissioni RF non è possibile trascurarla ma, tuttavia, è un valore fisso una volta fissata la frequenza e indipendente dalla distanza di separazione, dato che la distanza è maggiore di una lunghezza d'onda. Quando la frequenza aumenta, la perdita dell'antenna aumenta, ma la perdita di propagazione diminuisce. Pertanto, è necessario trovare un compromesso nella scelta della frequenza ottimale (perdita minima) in un ambiente come quello in oggetto. In generale, a seconda delle condizioni geometriche del tunnel, i segnali ad alta frequenza sono migliori per la comunicazione a lungo raggio poiché la perdita di propagazione associata è inferiore alle frequenze più alte, sebbene essi soffrano di una grande attenuazione dovuta alla perdita di antenna.

### 3.5.2 Posizione trasmettitore

Al fine di analizzare il comportamento del canale in funzione della posizione dell'antenna [32], si decidono quattro posizioni significative: centro del tunnel ("centro"), decentramento lungo l'asse x ("parete"), decentramento lungo l'asse

$y$  ("soffitto") e infine in prossimità di un angolo ("angolo"), secondo lo schema riportato in figura 3.7.

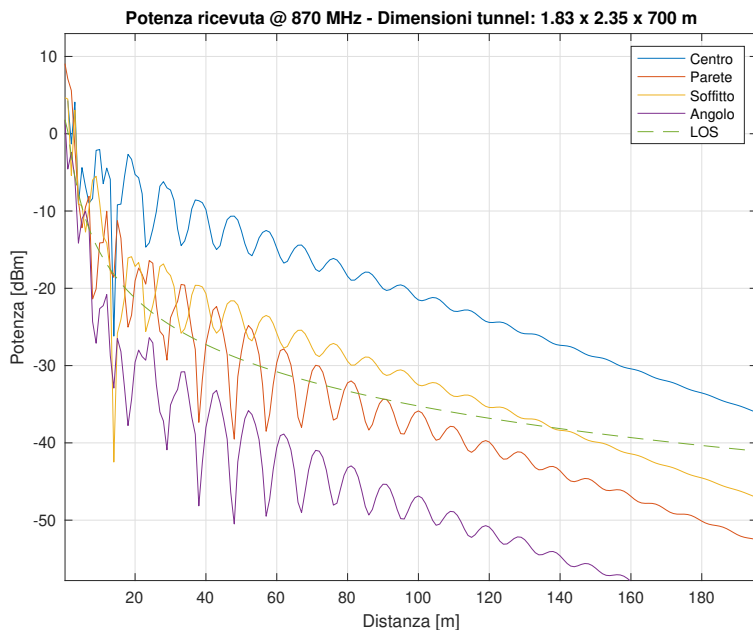


**Figura 3.7:** Posizioni di riferimento per l'antenna trasmittente

La simulazione è effettuata fissando al centro della sezione trasversale l'antenna ricevente e facendola muovere longitudinalmente per le quattro simulazioni, scegliendo una frequenza di riferimento.

Nel dettaglio dell'immagine 3.8 nella pagina successiva si può osservare che quando l'antenna si sposta verticalmente dal centro verso il soffitto, il livello di potenza ricevuto si riduce notevolmente, ma l'oscillazione caratteristica lungo l'asse  $z$  mantiene lo stesso andamento. Quando l'antenna viene invece spostata orizzontalmente dal centro verso la parete laterale, la variazione della potenza ricevuta, incrementando la distanza del ricevitore, cambia in modo significativo e le posizioni dei massimi e dei minimi si invertono, analogamente a quanto accade collocando l'antenna in prossimità dell'angolo.

Questa relazione che lega polarizzazione, posizione dell'antenna e dimensione del tunnel può essere spiegata con il modello ray-tracing come segue: considerando solo i raggi emessi dall'antenna trasmittente che raggiungono l'antenna ricevente rimbalzando solo tra le due pareti laterali e tra il pavimento e il soffitto, questi sono quelli che subiscono il minor numero di riflessi e possono contribuire maggiormente al segnale totale ricevuto. Quando l'antenna trasmittente è posta vicino al soffitto (con polarizzazione verticale), i raggi che colpiscono e rimbalzano tra le pareti laterali hanno polarizzazione parallela mentre quelli che colpiscono e rimbalzano tra il suolo e il soffitto hanno polarizzazione perpendicolare rispetto alle superfici di incidenza; se l'orientamento dell'antenna viene cambiato in orizzontale, la polarizzazione relativa dei raggi si inverte, ma le lunghezze e gli angoli di incidenza del percorso rimangono gli stessi. Dato che l'altezza del tunnel in oggetto è maggiore della



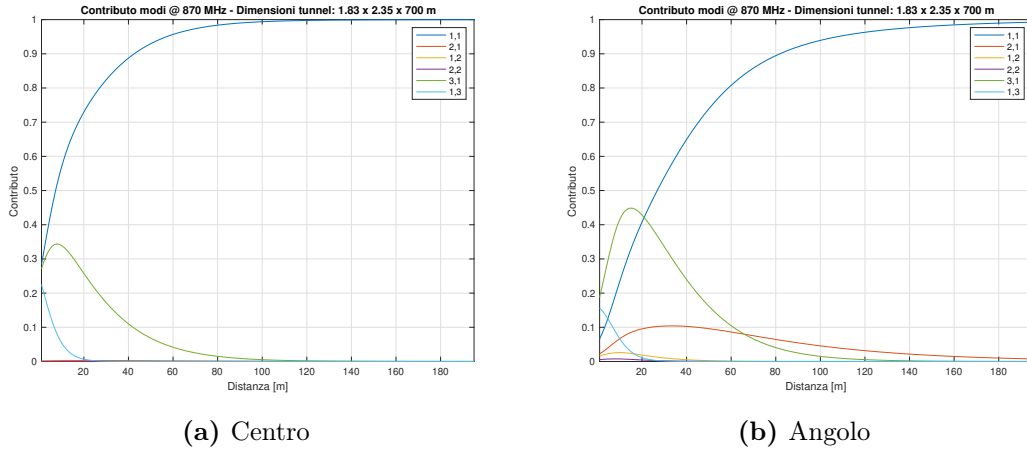
**Figura 3.8:** Potenza ricevuta in funzione della posizione del trasmettitore

larghezza, i coefficienti di riflessione diventano più elevati in caso di polarizzazione verticale del raggio verticale rispetto a quelli polarizzati orizzontalmente, con una conseguente perdita di propagazione inferiore. L'effetto contrario si verifica quando l'antenna è posizionata in prossimità della parete.

Dal punto di vista modale, a seconda della posizione del ricevitore vengono eccitati con maggiore intensità i modi con indice  $p$  crescente spostandosi verso la parete laterale, mentre andando verso il soffitto quelli con indice  $q$ . Pertanto, pur avendo sempre la stessa attenuazione riportata in tabella 3.2, l'energia con cui viene eccitato il *modo*(3, 1), ad esempio in posizione *parete*, è maggiore di quella del *modo*(1, 1) ma attenuandosi maggiormente degrada velocemente. In modo meno marcato, lo stesso comportamento può essere osservato spostandosi verso il soffitto.

Come affermato in precedenza, l'interazione tra ogni coppia di modi è responsabile di una struttura di attenuazione. Se sono presenti più di due modi di propagazione, il campo elettromagnetico totale sarà la sovrapposizione di tutte le interazioni, producendo una struttura con un andamento irregolare (come è visibile a 5GHz).

Analizzando per semplicità l'interazione tra i primi tre modi, poiché la loro costante di attenuazione è sufficientemente bassa da garantire la copertura lungo diversi metri all'interno del tunnel, l'accoppiamento tra i modi sarà massimizzato (minimizzato) vicino a un punto in cui un determinato modo ha un'ampiezza massima (minima). Dall'equazione (2.15), la figura 3.11 a pagina 38 mostra la



**Figura 3.9:** Contributo dei modi sulla potenza totale ricevuta.

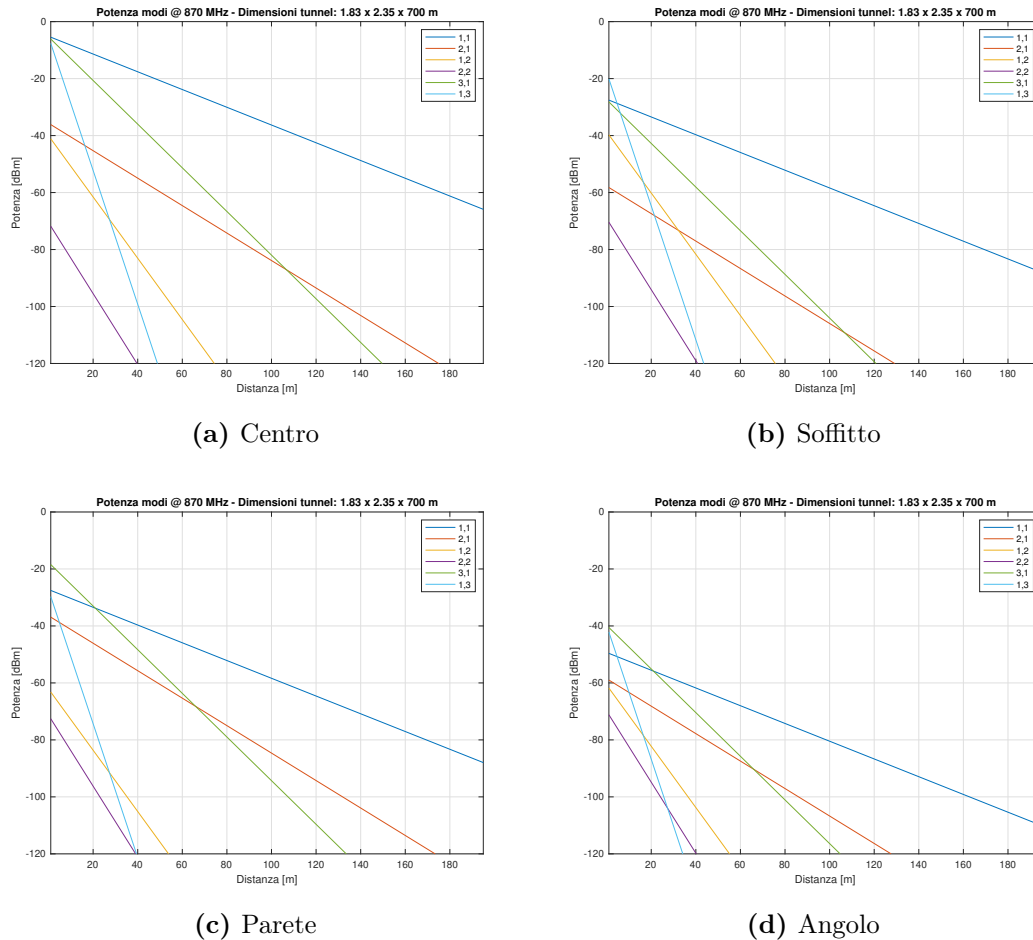
distribuzione del campo dei primi tre modi  $EH_{q1}$  ( $EH_{11}$ ,  $EH_{21}$  e  $EH_{31}$ ) lungo una sezione trasversale rettangolare  $(x,y)$  per la guida d'onda. Dal valore assoluto del campo di questi modi, è possibile evidenziare le coordinate in cui l'interazione tra questi assume il valore massimo e minimo. Si può vedere che nella posizione centrale del tunnel, l'interazione tra il primo e il terzo modo assume il valore massimo, riducendo al minimo l'influenza del secondo. In modo simile, le posizioni di circa un terzo dalle pareti del tunnel (posizione laterale) massimizzano l'interazione tra il primo e il secondo modo, riducendo al minimo l'influenza del terzo.

La posizione del trasmettitore da prediligere è quindi quella centrale, in cui l'eccitazione del modo fondamentale è massima e l'attenuazione è minima. Nella figura 3.10 nella pagina successiva è mostrata la potenza trasportata da ogni singolo modo: all'aumentare della distanza il numero dei modi che contribuiscono significativamente diminuisce rapidamente come mostrato nel confronto dell'immagine 3.9.

### 3.5.3 Dimensioni e proprietà elettromagnetiche del tunnel

Dai risultati ottenuti in precedenza, si evince che la potenza del segnale ricevuto è strettamente dipendente dalle caratteristiche fisiche del tunnel: a parità di frequenza, aumentando le dimensioni del tunnel la frequenza di *cut-off* dei modi diminuisce, facendo così aumentare il numero di modi attivi, analogamente a quanto succede mantenendo fisse le dimensioni del tunnel e aumentando la frequenza. Allo stesso modo i modi si attenuano in maniera proporzionale all'inverso del cubo delle dimensioni trasversali permettendo al segnale di raggiungere distanze maggiori.

Supponendo ora di fissare al centro della sezione trasversale la posizione di



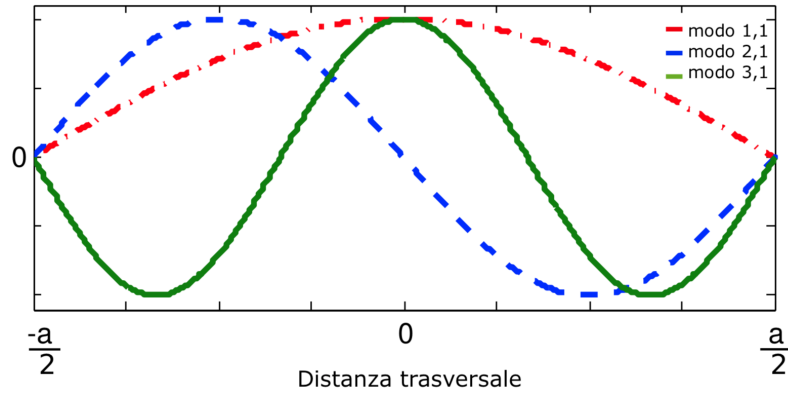
**Figura 3.10:** Andamento potenza dei modi principali in funzione della posizione all'interno del tunnel (riferimento immagine 3.8 a pagina 35).

trasmettitore e ricevitore, in figura 3.12 a pagina 39 è possibile osservare come varia la potenza ricevuta la variare della larghezza per entrambe le polarizzazioni. Per il tunnel in oggetto è stata prima aumentata la larghezza di 50cm, poi di 1m e infine di 1,5m.

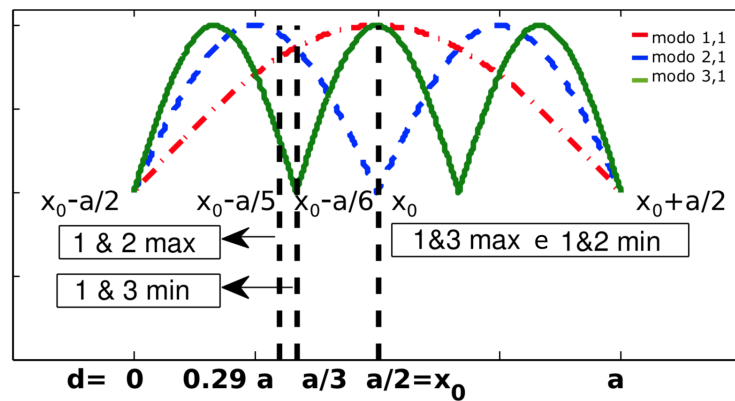
L'attenuazione diminuisce all'aumentare della larghezza in funzione del tipo di polarizzazione utilizzata: l'influenza della larghezza del tunnel per la polarizzazione verticale è minima, mentre per quella orizzontale è nettamente più marcata.

È possibile procedere analogamente aumentando l'altezza del tunnel considerato con incrementi di 50cm e il risultato ottenuto è analogo al precedente invertendo però le due polarizzazioni.

Infine, a parità di frequenza e posizione delle antenne nel tunnel, all'aumentare dell'area della sezione trasversale l'attenuazione diminuisce e la potenza ricevuta assume l'andamento che si otterrebbe aumentando la frequenza ma mantenendo invariata l'area della sezione trasversale. Un esempio è riportato nell'immagine 3.14



(a) Campo elettrico dei primi 3 modi



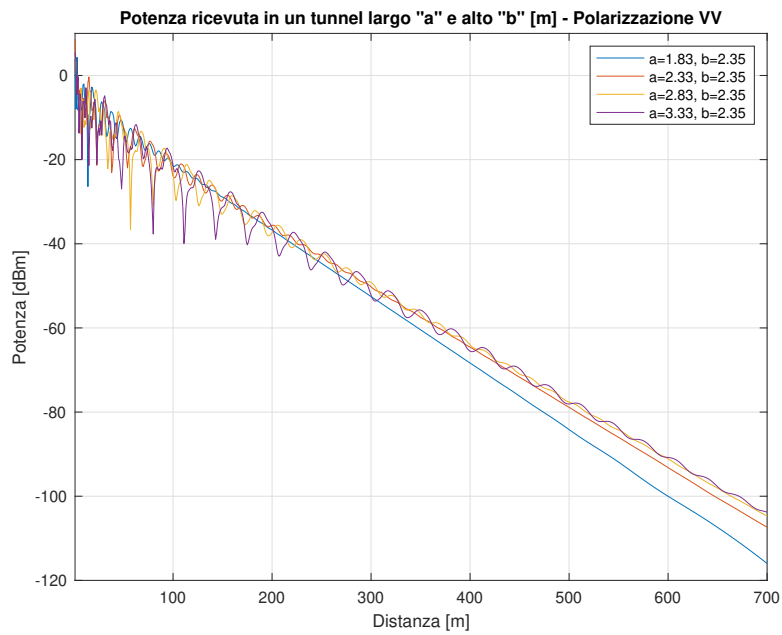
(b) Interazione tra i 3 modi

**Figura 3.11:** Modo  $EH_{11}$ ,  $EH_{21}$  e  $EH_{31}$  in un tunnel rettangolare.

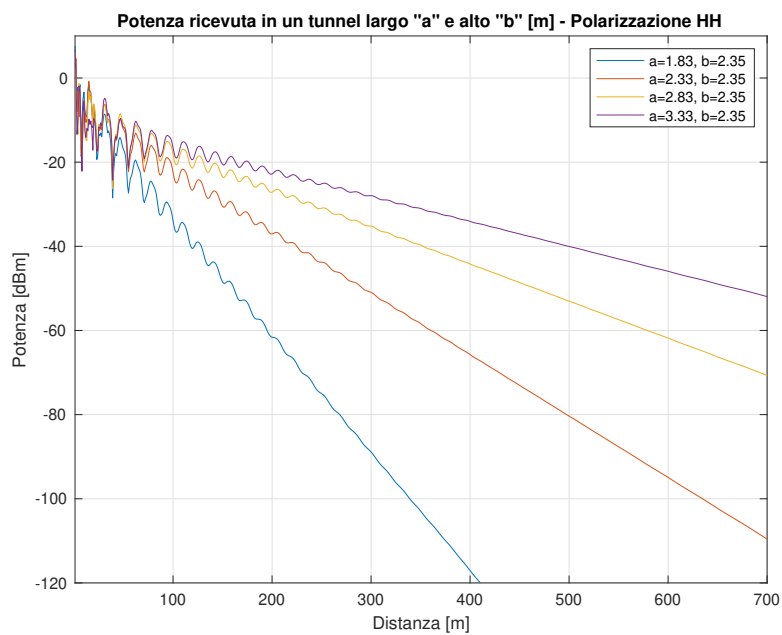
in cui sono state raddoppiate le dimensioni di altezza e larghezza in modo tale da potere essere confrontate con la figura 3.6a.

I parametri elettrici sono costituiti dalla permittività  $\varepsilon_r$  e dalla conducibilità  $\sigma$ . La temperatura, l'umidità e la pressione hanno poca influenza sulla permittività dell'aria, ma possono influire maggiormente sulla conducibilità. Tuttavia, l'effetto della diversa conducibilità dell'aria del tunnel può essere trascurabile, perché è molto piccola rispetto alla permittività. Pertanto, i parametri elettrici dell'aria del tunnel possono essere considerati uguali a quelli dell'aria atmosferica. I parametri elettrici delle pareti del tunnel possono essere consultati in [33], dove la permittività dei materiali del tunnel è compresa nell'intervallo  $5\varepsilon_0$  e  $10\varepsilon_0$  e la conducibilità è dell'ordine di  $0,1S/m$  nella banda di frequenza UHF. In questo intervallo di valori, le curve di potenza ricevute con parametri elettrici di parete diversi sono molto vicine tra loro. Quindi si può concludere che i parametri elettrici della parete del tunnel o dell'aria del tunnel non influenzano considerevolmente la propagazione del



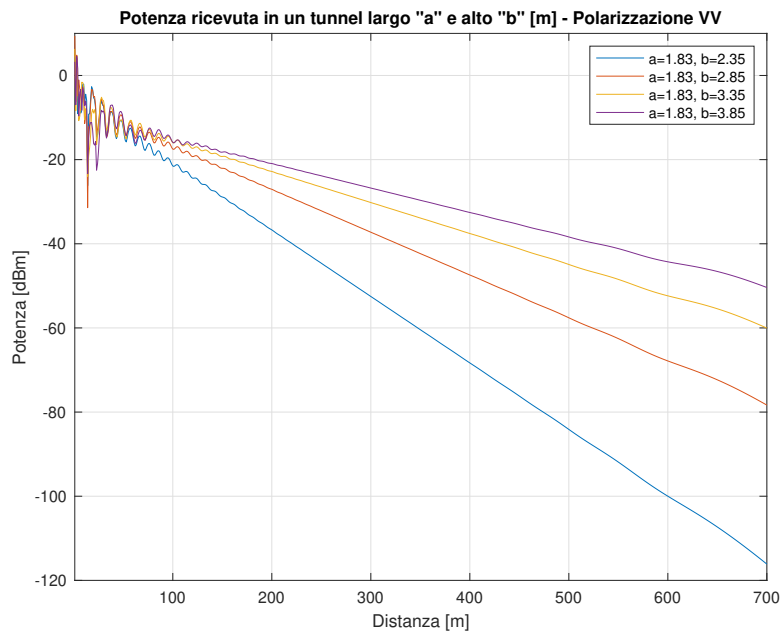


(a) Polarizzazione verticale

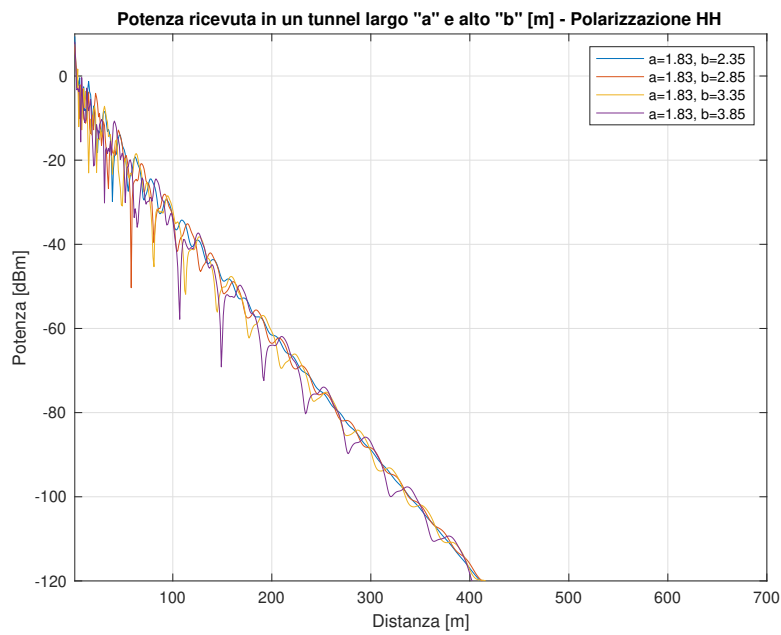


(b) Polarizzazione orizzontale

**Figura 3.12:** Potenza ricevuta in funzione della variazione di larghezza a  $870MHz$ .

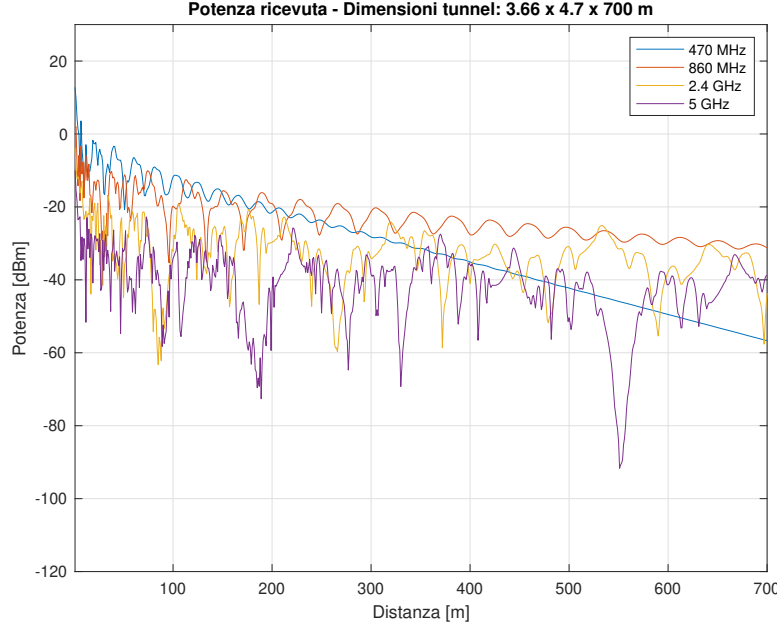


(a) Polarizzazione verticale



(b) Polarizzazione orizzontale

**Figura 3.13:** Potenza ricevuta in funzione della variazione di altezza a  $870MHz$ .



**Figura 3.14:** Potenza ricevuta in un tunnel di dimensioni doppie rispetto a quello di riferimento

segnale all'interno del tunnel.

### 3.5.4 Antenne utilizzate

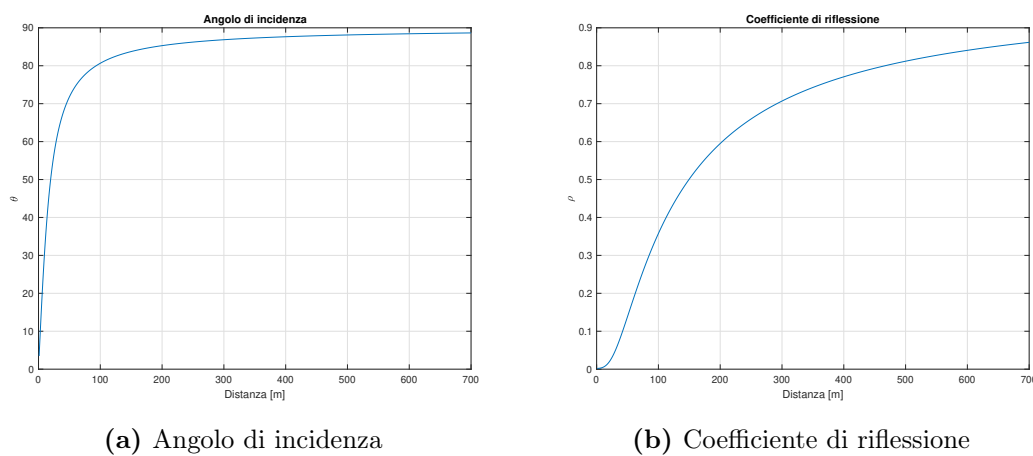
Nei casi precedenti è sempre stato fatto riferimento all'utilizzo di antenne omnidirezionali in ricezione e trasmissione. Per quanto possano essere utili nel calcolo teorico, non sono adatte alla rappresentazione di quanto effettivamente sarebbe ottenibile in uno scenario reale. Per questo motivo è stato analizzato anche l'uso di antenne direttive tipicamente utilizzate nei dispositivi che lavorano alle frequenze analizzate. Rielaborando l'equazione (2.7) si ottiene:

$$E_r(x, y, z) = E_t \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{e^{-jkr_{m,n}}}{r_{m,n}} f_t(\hat{\vartheta}_{m,n}, \hat{\varphi}_{m,n}) f_r(\hat{\vartheta}_{m,n}, \hat{\varphi}_{m,n}) \rho_{\perp}^{|m|} \rho_{//}^{|n|} \quad (3.8)$$

L'utilizzo di antenne con apertura del fascio differente comporta un andamento molto variabile rispetto all'omnidirezionale nella zona prossima al trasmettitore, mantenendo invece quasi invariato l'andamento nella zona lontana, dove solo i raggi più radenti alle superfici subiscono un numero di riflessioni tale da potere giungere al ricevitore. In questo caso, si otterrebbe lo stesso comportamento ottenibile da un antenna omnidirezionale con il vantaggio di avere però un guadagno maggiore. Nella zona vicina invece, in cui l'interazione di più raggi riflessi con un'elevata

differenza di fase genera l'andamento osservato nelle sezioni precedenti, l'utilizzo di un'antenna con fascio molto stretto genera un discostamento maggiore rispetto all'omnidirezionale in quanto molti dei raggi utili alla composizione del path-loss finale vengono filtrati dall'apertura dell'antenna stessa, rendendo il contributo del cammino diretto dominante [34].

Con riferimento alla figura 3.15, infatti, si può notare che il raggio proveniente dalla decima sorgente immagine giunge al ricevitore con un angolo di  $60^\circ$  dopo soli  $50m$  apportando un contributo del 20% della potenza trasmessa: l'utilizzo di un'antenna selettiva impedirebbe la ricezione di tale contributo.

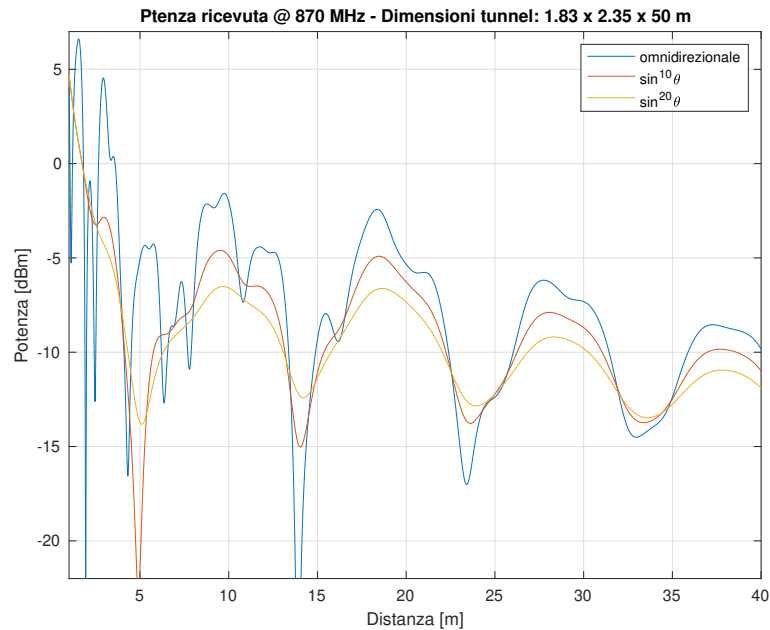


**Figura 3.15:** Andamento dell'angolo di incidenza della decima sorgente immagine e del relativo coefficiente di riflessione.

Utilizzando ad esempio un'antenna con pattern pari a  $\text{sen}^n \vartheta$  per entrambi gli angoli di incidenza (parallelo e perpendicolare), è possibile osservare il comportamento sopradescritto all'aumentare di  $n$ , ovvero stringendo sempre maggiormente l'apertura del fascio. In figura 3.16 nella pagina successiva è possibile che per  $n = 20$  ( $\vartheta_{3dB} \approx 30^\circ$ ) la potenza ricevuta nei primi  $4m$  è praticamente quella che si riceverebbe in condizioni di spazio libero.

Le simulazioni sono state effettuate utilizzando due tipi di antenne differenti valide per le specifiche frequenze analizzate: è stata utilizzata una Yagi a 3 elementi per le frequenze di 2, 4 e  $5GHz$ , mentre per le frequenze più basse, ovvero 470 e  $870MHz$ , una comune antenna a dipolo. Il diagramma di radiazione è riportato nell'immagine 3.17 a pagina 44.

Diversamente da quanto verificato con l'antenna teorica precedente, le antenne scelte, essendo poco direttive, si comportano come l'antenna omnidirezionale e il grafico risulta traslato verso l'alto di una quantità pari a due volte il guadagno di



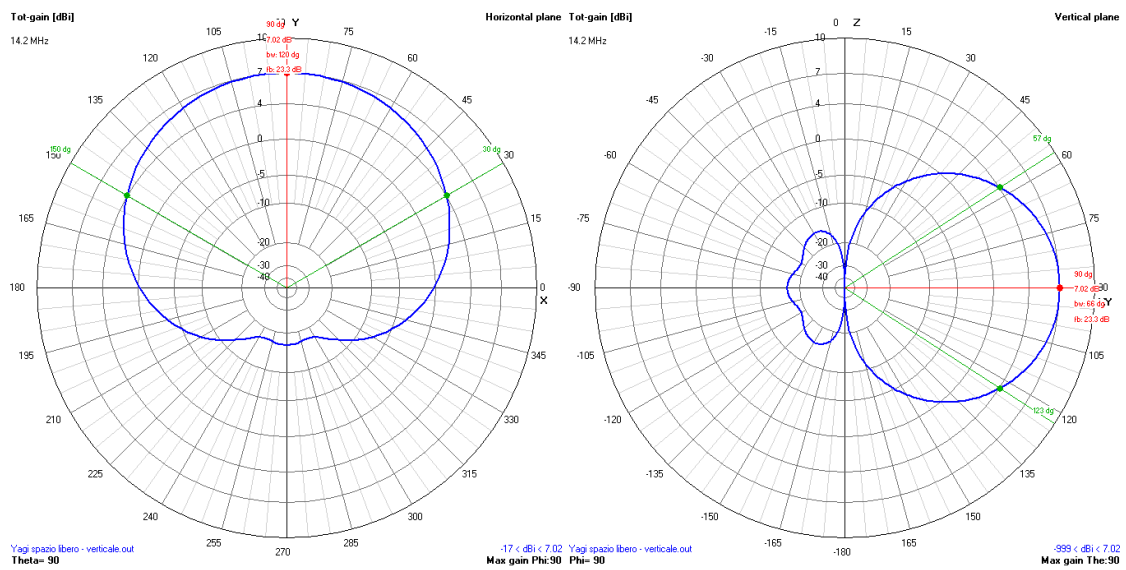
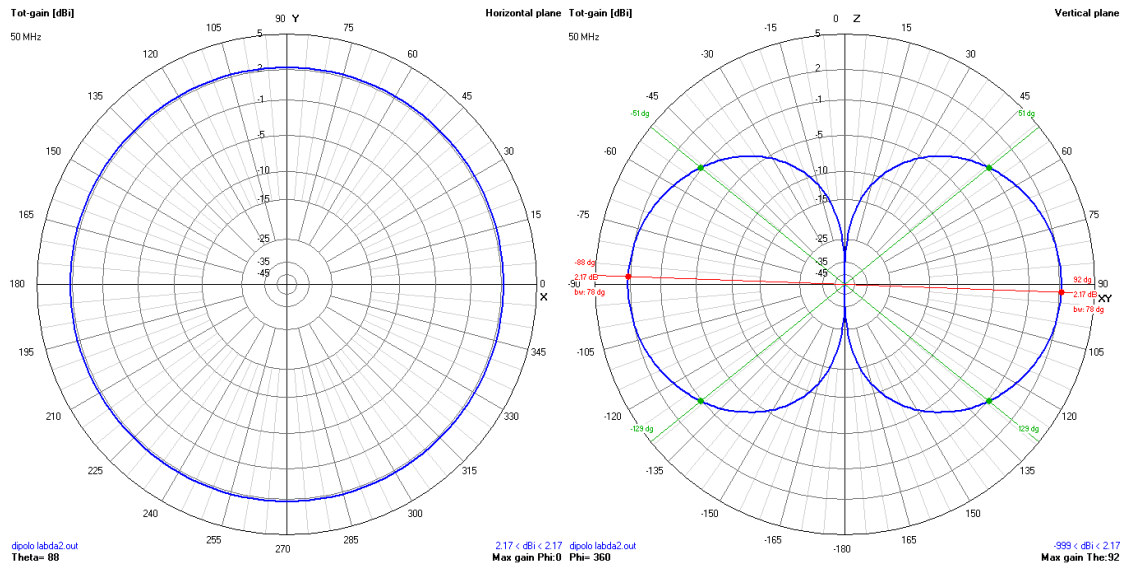
**Figura 3.16:** Potenza ricevuta nella zona vicina aumentando la direttività dell'antenna.

antenna (trasmissione e ricezione): per lo stesso motivo anche il comportamento nella zona vicina si comporta fedelmente all'antenna ideale ( 3.18 a pagina 45).

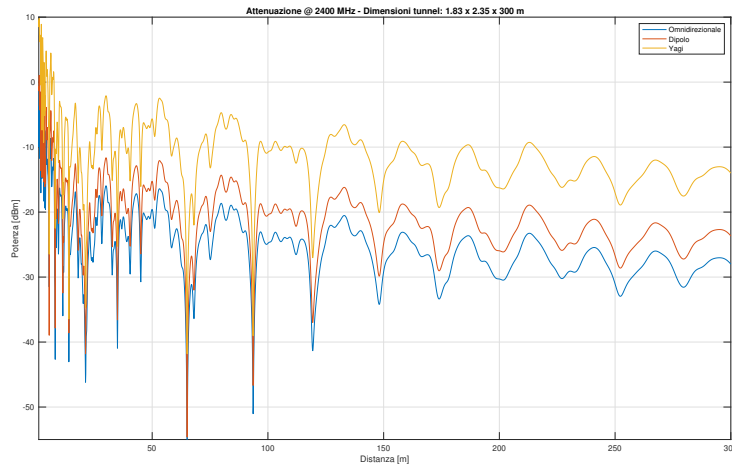
## 3.6 Banda di coerenza

Uno dei maggiori vantaggi del modello Ray-tracing è la possibilità di ottenere i parametri del canale a "banda larga" oltre a quelli a banda stretta, quali l'intensità del campo elettrico o la potenza ricevuta. Distinguendo ogni singolo raggio è possibile ottenere il ritardo, l'attenuazione e lo sfasamento; inoltre è possibile studiare l'influenza dell'uso di antenne differenti e schemi di trasmissione senza aumentare il costo computazionale. È chiaro che l'impatto dei raggi non può più essere modellato da un singolo coefficiente, ma ha bisogno della risposta generale all'impulso o almeno di una sua elaborazione: la propagazione per cammini multipli può provocare problemi complessi nel caso di trasmissione digitale, dove i diversi ritardi delle repliche del segnale trasmesso (delay spread) provocano un allargamento della risposta all'impulso del canale che può portare a interferenza intersimbolica (ISI – Inter-Symbol Interference). Nella figura 3.19 a pagina 46 è mostrato il ritardo dei raggi riflessi normalizzato al ritardo del raggio diretto pesato per la potenza trasportata [35].

La rilevanza del delay spread può essere quantificata calcolando il suo valore quadratico medio (RMS Delay Spread):



**Figura 3.17:** Pattern delle antenne utilizzate nei relativi piani di riferimento



**Figura 3.18:** Potenza ricevuta con utilizzando antenne omnidirezionali, a dipolo e Yagi.

$$\tau_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{\sum_i P_{ri} \tau_i^2}{\sum_i P_{ri}} - \left( \frac{\sum_i P_{ri} \tau_i}{\sum_i P_{ri}} \right)^2} \quad (3.9)$$

Dove  $P_{ri}$  rappresenta la potenza ricevuta del  $i$ -esimo raggio e  $\tau_i$  il suo ritardo di propagazione. Conoscendo  $\tau_{\text{rms}}$  è possibile ottenere la banda di coerenza, espressa come

$$B_c = \frac{K}{\tau_{\text{rms}}} \quad (3.10)$$

In cui  $K = \frac{1}{5}, \frac{1}{10} \dots$ . Se la banda di coerenza risulta molto maggiore della banda del segnale, il delay spread non pone problemi, altrimenti, se comparabile con quella del segnale, il delay spread provoca interferenze intersimbolica non trascurabile e errori in ricezione, rendendo necessario ovviare alla distorsione in frequenza del canale tramite equalizzazione con un opportuno filtro adattativo in ricezione.

Come è possibile osservare nella figura 3.20 a pagina 47, la banda di coerenza aumenta in funzione della distanza e aumenta di pochi MHz all'aumentare della frequenza portante scelta.

Essendo strettamente legata al numero di raggi ricevuti e alla relativa potenza trasportata, all'aumentare della direttività dell'antenna la banda di coerenza è molto ampia nella zona vicina (idealmente infinita, essendo prevalente il solo raggio diretto) per poi restringersi con l'aumentare della distanza (con comportamento analogo all'antenna omnidirezionale).

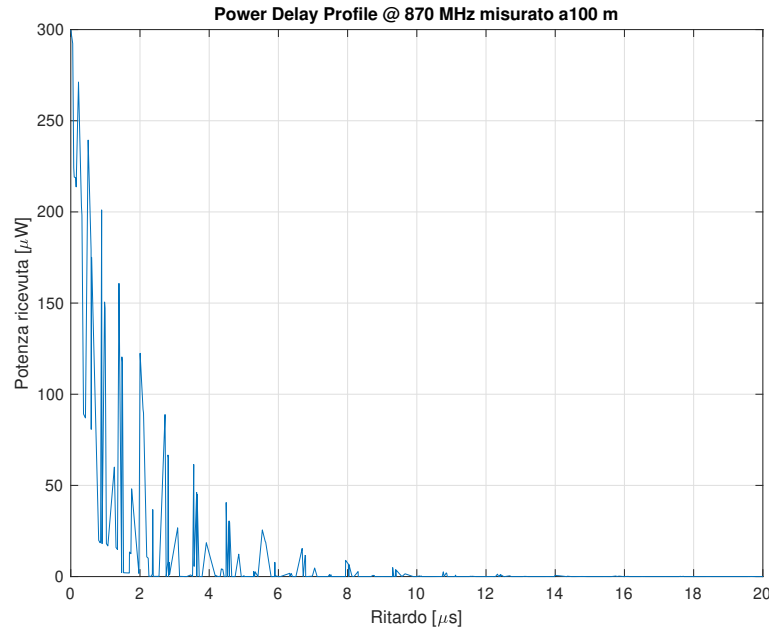
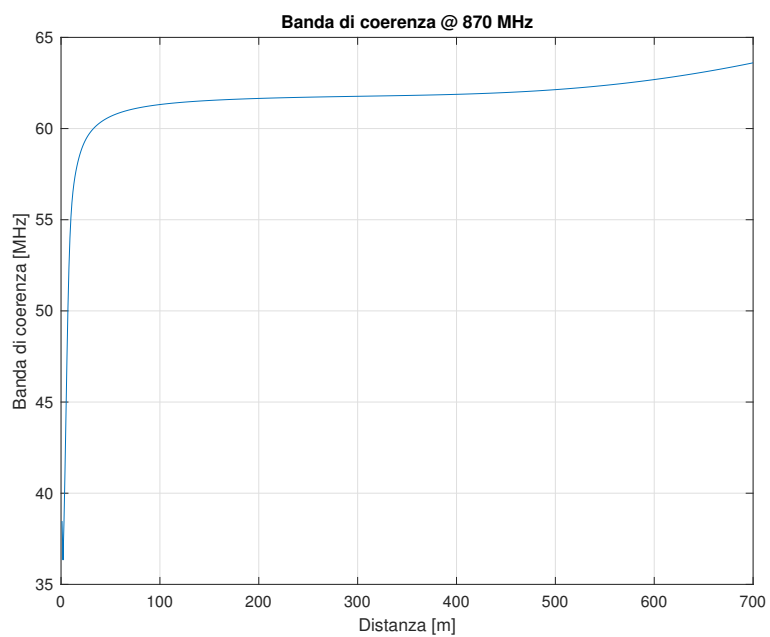


Figura 3.19: Power delay profile calcolato a 100m di distanza alla frequenza di 870MHz

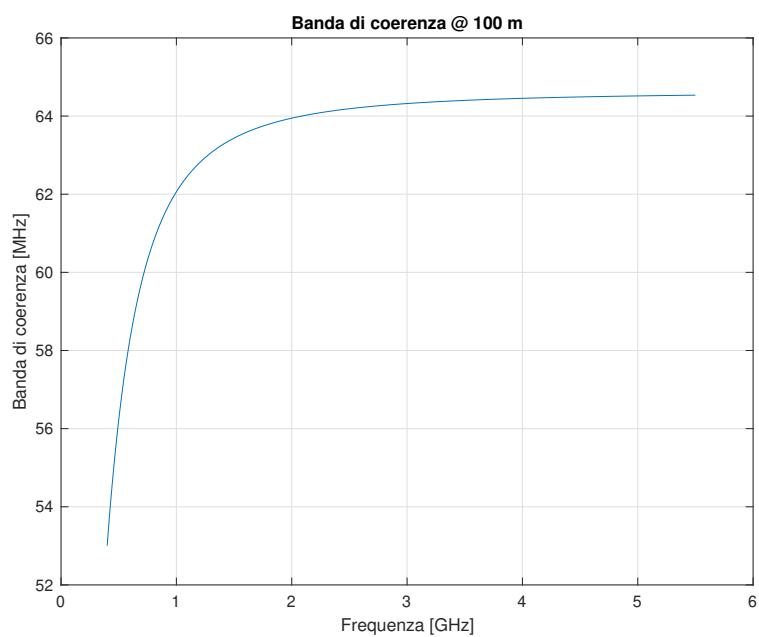
### 3.7 Distanza di coerenza

Al fine di migliorare le prestazioni della comunicazione all'interno dei tunnel è possibile implementare un sistema di antenne in diversità di spazio, in grado di sfruttare le repliche del segnale per aumentare l'efficienza spettrale e ridurre il BER. Per questo motivo è importante che le repliche di questo segnale siano tra loro scorrelate in modo tale da poterle considerare come dei segnali indipendenti tra loro. Questi risultati possono essere ottenuti utilizzando un array di antenne distanziate tra loro tanto quanto basta per rendere incorrelate le misure di campo elettrico. Come riportato in [36] è possibile procedere al calcolo della distanza  $\Delta z$  che produce un coefficiente di correlazione  $\rho$  (tra i campi elettrici) minore o uguale a 0,1: la distanza di correlazione è una funzione crescente della distanza assiale. Infatti, in presenza di un gran numero di modi attivi, l'interferenza tra questi modi genera, in generale, fluttuazioni veloci del campo nel piano trasversale, portando ad una riduzione della distanza di correlazione, analogamente a quanto accade nel raytracing per l'interazione di un numero maggiore di riflessioni. Nella zona vicina la distanza di correlazione è di circa  $3\lambda$  per poi arrivare a  $5\lambda$  nella zona lontana.





(a) Banda a 870MHz



(b) Banda di coerenza a 100m

**Figura 3.20:** Banda di coerenza in funzione della distanza e della frequenza.

**Tabella 3.3:** Risultati ottenuti per le quattro frequenze per il tunnel analizzato ( $f = 870MHz$   $a=1.83m$ ,  $b=2.35m$ ,  $\varepsilon_r = 8.9$ ,  $\sigma = 0.15S/m$ , sensibilità ricevitore  $-117dBm$ ).

Frequenza (MHz)	470	870	2400	5000
Potenza ricevuta VV (dBm dopo 100m)/LOS	-47/-29.9	-20.96/-35.23	-24.36/-44.05	-32/-50.4
Potenza ricevuta HH (dBm dopo 100m)/LOS	-77/-29.9	-33.27/-35.23	-25.28/-44.05	-32.4/-50.4
Potenza ricevuta VV (dBm dopo 200m)/LOS	-99.45/-35.9	-36.75/-41.25	-26.93/-50	-34.9/-56.4
Potenza ricevuta HH (dBm dopo 200m)/LOS	-192.7/-35.9	-61.15/-41.25	-29.91/-50	-34.67/-56.4
Periodicità VV (m)	5	10	26	56
Periodicità HH (m)	8	16	45	93
Distanza di fuori servizio VV (m)/LOS	$230/2.2 \cdot 10^6$	$721/1.23 \cdot 10^6$	$4618/4.5 \cdot 10^5$	$17337/2.14 \cdot 10^5$
Distanza di fuori servizio HH (m)/LOS	$124/2.2 \cdot 10^6$	$401/1.23 \cdot 10^6$	$2592/4.5 \cdot 10^5$	$9603/2.14 \cdot 10^5$

# Conclusioni

In questo elaborato è stato presentato il comportamento di un segnale all'interno del tunnel utilizzando come strumento simulativo la tecnica del Ray-tracing, i cui risultati sono stati convalidati tramite l'analisi modale. L'attenuazione per un tunnel rettangolare è strettamente legata alla frequenza, alle dimensioni della sezione trasversale e dalla polarizzazione del segnale. Sono state fornite pertanto le linee guida per la corretta disposizione delle antenne trasmettenti e riceventi in funzione del tipo di applicazione desiderata, nonché la banda di coerenza per il segnale.

L'ampiezza del campo elettrico in un tunnel rettangolare varia in funzione della distanza che può essere suddivisa in due zone: nella zona vicina al trasmettitore il campo elettrico subisce forti variazioni dovute all'interazione di più modi; nella zona più distante invece, l'andamento della potenza subisce un'attenuazione più regolare data dalla prevalenza dei soli modi dominanti.

La posizione ottimale per fissare il trasmettitore e il ricevitore è nella zona centrale del tunnel e nel caso in cui non fosse possibile è meglio prediligere la direzione della parete più lunga. La scelta della polarizzazione rivela essere fondamentale per contenere l'attenuazione data dalla propagazione ed è da prediligere quella nella direzione della parete di dimensioni maggiori.

Al crescere della frequenza diminuisce l'attenuazione sulla lunga distanza così come all'aumentare delle dimensioni del tunnel: l'eccitazione di un numero superiore di modi comporta però un decadimento non lineare con un comportamento periodico di periodo proporzionale alla frequenza.

L'utilizzo di antenne molto direttive comporta una distorsione del segnale nella regione vicina al trasmettitore, essendo il contributo dei raggi riflessi più influente nella zona vicina e riducendosi progredendo verso la fine del tunnel. Allo stesso modo viene aumentata la banda di coerenza.

Infine è stato fornito uno strumento in grado di descrivere l'andamento del campo elettrico all'interno del tunnel e derivarne tutte le caratteristiche necessarie per stimare la possibilità di comunicazione.



# Appendice A

## Aspetti Elettromagnetici

In questa sezione introduciamo le basi della propagazione elettromagnetica rilevanti per questo lavoro. Per una descrizione più dettagliata, è possibile trovare una buona risorsa online in [37].

Nello spazio libero, una sorgente RF, come un'antenna, produce onde sferiche che hanno una distribuzione spaziale non isotropica, corrispondente al modello di radiazione dell'antenna. Abbastanza lontano dal trasmettitore, le onde possono essere considerate come trasverse elettromagnetiche (TEM) localmente piane che si propagano lungo le direzioni radiali (per tali onde di ampiezza uniforme, le equazioni di Maxwell impongono che i rispettivi campi elettrici e magnetici siano in fase, perpendicolari tra loro e con la direzione di propagazione). La potenza irradiata è distribuita su una superficie che cresce proporzionalmente a  $r^2$  e per questo, nel caso migliore, decade come  $\frac{1}{r^2}$ . Oltre a questo tipo di attenuazione sono presenti le perdite dovute al disadattamento di impedenza dei circuiti reali, i cammini multipli (riflessione), l'attenuazione atmosferica e la diffrazione.

### A.1 Riflessione

Nel caso di un tunnel, la riflessione è il fenomeno dominante che influenza la direzione del vettore del campo elettrico. Tipicamente il fenomeno fisico di riflessione di un segnale elettromagnetico su una superficie viene modellato assumendo che la superficie sia piatta e liscia, cioè con rugosità trascurabile. L'ipotesi della superficie piatta è corretta se il raggio di curvatura è molto più grande della lunghezza d'onda, come accade nei tunnel in oggetto. Inoltre, al fine di verificare l'ipotesi della superficie liscia, è possibile utilizzare il criterio di Rayleigh, che definisce l'altezza massima  $h$  delle "fluttuazioni superficiali" al di sotto delle quali la superficie si comporta come una superficie liscia, essendo la differenza di fase

$\Delta\varphi$  tra le due onde riflesse minore di  $\frac{\pi}{2}$ , come riportato in figura A.1 a fronte. Ad esempio, per un segnale alla frequenza di 2GHz (lunghezza d'onda di circa 15 cm) il criterio di Rayleigh assicura che la superficie possa essere considerata liscia se  $h < \frac{\lambda}{8\cos\vartheta_i} = 1\text{cm}$ . Nelle gallerie rivestite da cemento, l'ipotesi della superficie liscia è garantita sia per i riflessi sulle pareti laterali che sul soffitto. Al contrario, il criterio di Rayleigh non viene rispettato dai riflessi del terreno se il pavimento è costituito da ghiaia

La presenza di rugosità provoca l'effetto di diffusione sul segnale riflesso, che riduce l'ampiezza lungo la direzione di propagazione data dalla legge di Snell. L'effetto di diffusione può essere preso in considerazione approssimativamente per mezzo di un ulteriore coefficiente di riduzione per il fenomeno di riflessione. In questo caso è possibile mantenere l'ipotesi di una superficie liscia usando i valori corretti del coefficiente di riduzione per materiali diversi. Il riflesso di un'onda di un piano elettromagnetico su superfici piatte e lisce è un fenomeno ben noto, ampiamente descritto in letteratura [38], [39]. Per applicare la legge di Snell è necessario che i vettori di campo incidente e riflesso vengano convertiti in un sistema di coordinate "locale" coerente con il piano di riflessione. Questo piano è determinato dalla direzione dell'incidenza / riflessione e dalla direzione ortogonale alla superficie di riflessione che definisce gli angoli di incidenza e riflessione. Più in dettaglio, il vettore del campo incidente deve essere diviso in due componenti  $\bar{E}_{\parallel}$  e  $\bar{E}_{\perp}$ . La prima componente è parallela alla superficie di riflessione mentre la seconda è perpendicolare. Il coefficiente di riflessione complesso ha quindi due componenti,  $\bar{R}_{\parallel}$  da applicare a  $\bar{E}_{\parallel}$  e  $\bar{R}_{\perp}$  da applicare a  $\bar{E}_{\perp}$ .

Per quanto riguarda le caratteristiche del coefficiente di riflessione di Fresnel, vale la pena menzionare la presenza dell'angolo Brewster  $\vartheta_{Brewster}$ . Quando l'angolo incidente  $\vartheta$  è uguale all'angolo di Brewster,  $|\bar{R}_{\perp}|$  raggiunge il valore minimo, che è zero nel caso di superfici dielettriche perfette. Ciò implica la cancellazione della componente riflessa  $\bar{E}_{\perp}^R$ . Inoltre, nell'angolo di Brewster la fase di  $\bar{R}_{\perp}$  ha una transizione brusca da valori vicini a  $\pi$  ( $\vartheta > \vartheta_{Brewster}$ ) a valori vicini a zero ( $\vartheta < \vartheta_{Brewster}$ ). Al contrario, il coefficiente  $\bar{R}_{\parallel}$  ha una tendenza monotona e il corrispondente valore di fase è sempre vicino a  $\pi$ .

Il comportamento sopra descritto del coefficiente di riflessione influenza i valori del vettore di campo riflesso: poiché il coefficiente di riflessione  $\bar{R}_{\parallel}$  ha sempre un valore di fase uguale a  $\pi$ , indipendentemente dal valore dell'angolo di incidenza  $\vartheta$ ,  $\bar{E}_{\parallel}^R$  è sempre influenzato dallo stesso sfasamento  $\pi$ . Perciò  $\bar{E}_{\parallel}^R$  ha uno spostamento di fase  $\pi$  rispetto a  $\bar{E}_{\parallel}^I$ . D'altra parte il componente  $\bar{E}_{\perp}^I$  ha uno sfasamento solo se  $\vartheta > \vartheta_{Brewster}$ . Per  $\vartheta < \vartheta_{Brewster}$  il fenomeno della riflessione non ha effetti sulla

fase di  $\bar{E}_\perp^I$ ; per questa ragione  $\bar{E}_\perp^R$  ha la stessa fase di  $\bar{E}_\perp^I$ . Il modello di riflessione sopra menzionato deve essere applicato a tutti i raggi che raggiungono il ricevitore.

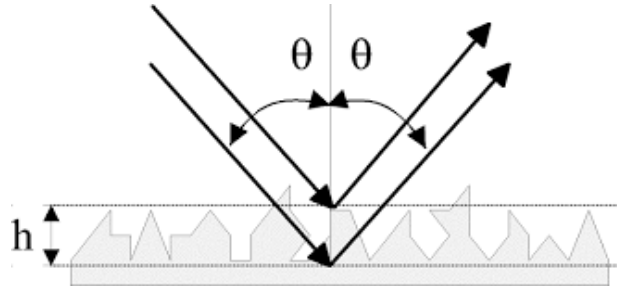
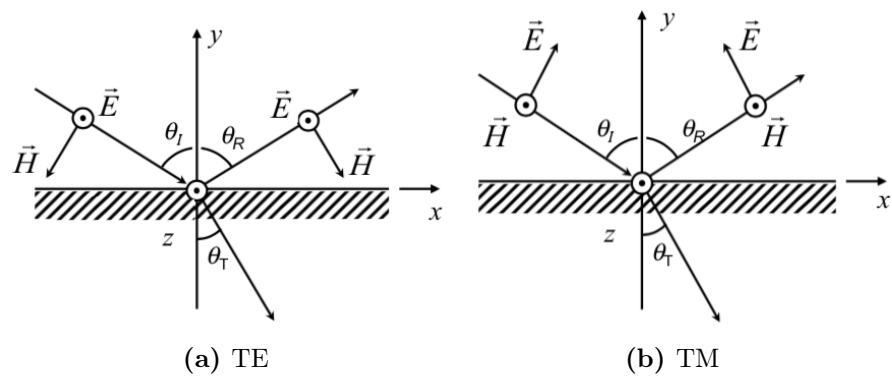


Figura A.1: Superficie di interfaccia ruvida.

## A.2 Polarizzazione

Gli aspetti elettromagnetici del fenomeno di propagazione nelle gallerie sono strettamente connessi alla natura vettoriale e alla relativa polarizzazione del campo elettrico. La polarizzazione del campo elettrico ha effetto sia sulle componenti dirette che riflesse del segnale. Ciò accade perché le proprietà di riflessione di una superficie dipendono dal suo materiale e dall'orientamento del vettore del campo elettrico incidente: nel caso della propagazione nel tunnel, la presenza delle pareti ha un effetto molto rilevante sulla polarizzazione del vettore di campo: supponendo l'utilizzo di un'antenna con polarizzazione verticale, la valutazione del campo basata esclusivamente sul componente  $E_y$  sarebbe fuorviante. Ciò accade perché, man mano che aumenta il numero di riflessi sul soffitto, la direzione dei raggi relativi non può essere approssimata come orizzontale e pertanto le componenti  $E_x$  e  $E_z$  devono essere necessariamente presi in considerazione, oltre al componente  $E_y$ , per il calcolo del campo elettrico ricevuto. Il risultato è che, quando si trasmette in polarizzazione verticale, tutti i raggi esterni al piano orizzontale contenente il trasmettitore non sono polarizzati verticalmente. Quindi nel punto in cui è posizionato il ricevitore, oltre al componente  $E_y$ , sono presenti anche i contributi di  $E_x$  e  $E_z$ . Come è possibile vedere nella figura [A.2 nella pagina successiva](#), quando la polarizzazione è verticale,  $TM$ , questa viene conservata lungo le pareti verticali nel piano orizzontale e non lungo quelle orizzontali (pavimento e soffitto).



**Figura A.2:** Riflessione di un onda con polarizzazione TE e TM



# Appendice B

## Codice Matlab

In questo capitolo verranno presentati in breve i passaggi fondamentali del codice su cui è basata l'interfaccia grafica utente della sezione successiva. Il codice è stato scritto per potere essere successivamente implementato per ambienti differenti da quelli studiati in questo elaborato e fornisce il punto di partenza per future implementazioni.

### B.1 Definizione della geometria del tunnel

La sezione trasversale del tunnel, come presentata nei capitoli precedenti, risulta centrata rispetto al sistema cartesiano; la sezione longitudinale è invece fissata all'origine del sistema di riferimento e sviluppata lungo l'asse  $z$  con passo variabile a seconda della risoluzione ricercata, come riportato nel codice [B.1](#). Una volta fissata la frequenza è possibile scegliere il tratto di tunnel desiderato, con riferimento al codice [B.2 nella pagina successiva](#).

**Codice B.1:** Geometria del tunnel

```
1 % Dimensioni tunnel e caratteristiche elettriche:  
2 a=1.83; % Larghezza  
3 b=2.35; % Altezza  
4 c=3E8; % Velocita' della luce  
5 epsilon_r=8.9; % Costante dielettrica del tunnel  
6 sigma=0.15; % Conduttivita'  
7 epsilon0= 8.85419E-12; % Costante dielettrica nel vuoto
```

Codice B.2: Tratto del tunnel considerato

```

1 z_max=700; % Lunghezza tunnel
2 z_far=1; % Punto di partenza misurazione
3 camp=1; % distanza a cui vengono effettuate le
  misurazioni
4 z_vect = z_far:camp:z_max; % range di misurazione

```

## B.2 Trasmettitore e ricevitore

Con riferimento al codice [B.3](#) è possibile definire la posizione di trasmettitore e ricevitore, tipi di antenne utilizzate, potenza trasmessa e sensibilità del ricevitore. Il pattern dell'antenna, acquisito da file, consiste in una matrice contenente il guadagno pre ogni combinazione di coppia di angoli  $\vartheta$  e  $\varphi$ , campionati ad intervalli di un grado.

Codice B.3: Definizione del trasmettitore e del ricevitore

```

1 % TRASMETTITORE
2
3 % Posizione trasmettitore rispetto all'origine del
  sistema di riferimento:
4 x0=0.000; %b/2;
5 y0=0.045; % altezza di 1,22m (-2.35/2+1.22) 0.045
6 z0=0.000;
7 % Potenza trasmessa:
8 P_t_dBm= 36;
9 % Calcolo del campo elettrico:
10 E_t=sqrt(10^(((P_t_dBm-30)/10)*377/0.5));
11 % Antenna trasmittente:
12 antenna_tx=1; % 1-omnidirezionale; 2-dipolo; 3-yagi
13
14 % RICEVITORE:
15 % Posizione:
16 xr=x0;
17 yr=y0;
18 zr=z0;
19 % Sensibilita':
20 sensibilita=-117;
21 % Antenna ricevente:
22 antenna_rx=1; % 1-omnidirezionale; 2-dipolo; 3-yagi

```

La polarizzazione è scelta uguale per antenna ricevente e trasmittente ed è implementata invertendo la sezione trasversale del tunnel, come riportato in [B.4](#).

Codice B.4: Configurazione polarizzazione

```
1 %% Configurazione polarizzazione
2
3 % Scelta tipo di polarizzazione (1 per verticale, 0 per
  orizzontale)
4 pol=1;
5 a_temp=a;
6 b_temp=b;
7 x0_temp=x0;
8 y0_temp=y0;
9
10 if pol==0
11     b=a_temp;
12     a=b_temp;
13     x0=y0_temp;
14     y0=x0_temp;
15 end
```

## B.3 Calcolo della potenza ricevuta

Una volta costituita la rete di immagini è possibile procedere al calcolo della potenza ricevuta con riferimento al codice [B.5 nella pagina successiva](#), secondo quanto descritto nel capitolo [3](#) fino ad ottenerne l'andamento. È possibile confrontare la potenza ricevuta con il cammino diretto LOS scegliendo l'elemento centrale della rete creata in precedenza.

La matrice così ottenuta permette di ottenere tutte le informazioni necessarie per valutare le sezioni del capitolo precedente.

**Codice B.5:** Matrice 3D della potenza ricevuta da ogni sorgente immagine per ogni intervallo di campionamento

```

1 for z=1:length(z_vect)
2     for m=1:M
3         for n=1:N
4             % cambio il sistema di riferimento degli
5             % assi per gli
6             % angoli dopo averli passati da radianti a
7             % gradi
8             theta=round(abs(theta_par(m,n,z))/pi*180);
9             phi=90-round(abs(theta_per(m,n,z))/pi*180);
10
11            % calcolo indice per ricercare il guadagno
12            % all'interno della
13            % matrice acquisita dal file .txt acquisito
14            % in precedenza
15            indice=361*phi+theta +91;
16
17            gain_tx=10^((mat_tx(indice,3))/10);
18            gain_rx=10^((mat_rx(indice,3))/10);
19
20            prodotto(m,n,z)=sqrt(gain_tx)*sqrt(gain_rx)*
21                exp(-1i*K*R(m,n,z))/R(m,n,z)*rho_per(m,n,
22                z)^abs(m-(M-1)/2-1)*rho_par(m,n,z)^abs(n
23                -(N-1)/2-1);
24        end
25    end
26
27    % Il cammino diretto e' l'elemento centrale della
28    % rete di immagini,
29    % ovvero:
30    prodotto_los=prodotto((M-1)/2+1,(N-1)/2+1,z);
31 end

```

# Appendice C

## Simulatore

Al fine di rendere più facile la comprensione del problema trattato nelle sezioni precedenti, è stato sviluppato un simulatore in grado di ricavare facilmente tutti i risultati ottenuti.

L'interfaccia grafica si compone di quattro pannelli per ottenere: la potenza ricevuta, un confronto tra diverse frequenze, il calcolo della banda di coerenza e infine il punto di separazione tra la regione vicina e quella lontana.

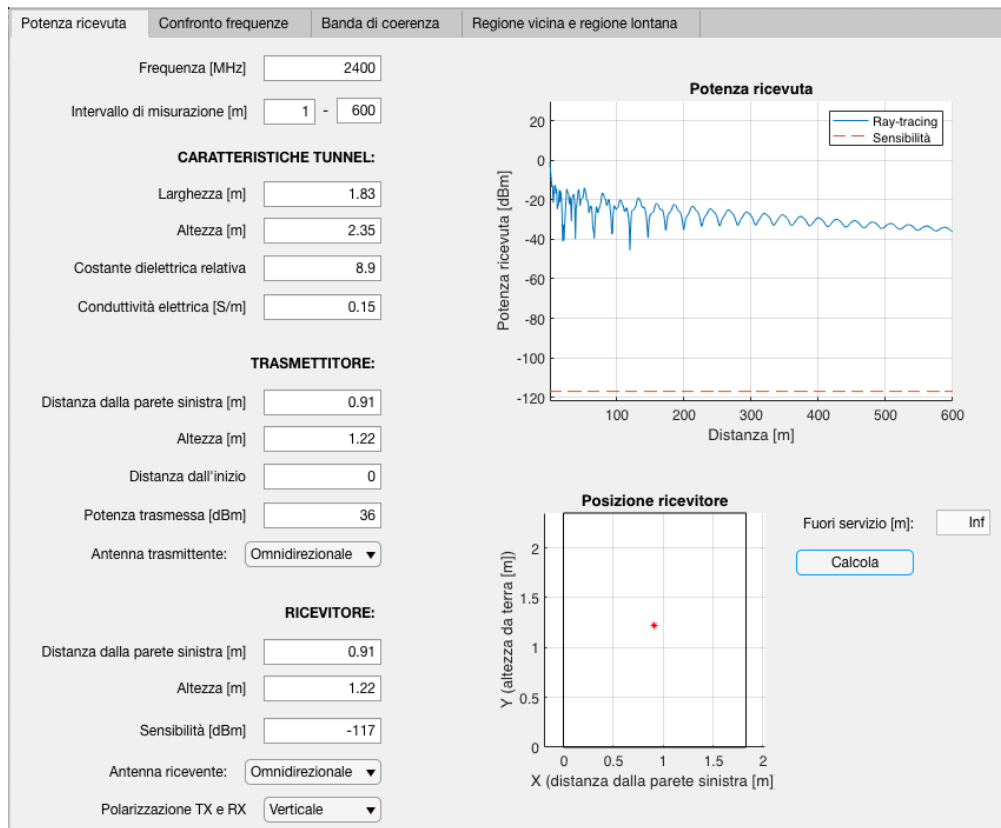
### C.1 Acquisizione parametri di configurazione

Con riferimento all'immagine [C.1 nella pagina seguente](#), in questo pannello è possibile inserire tutte le caratteristiche del tunnel, la posizione del trasmettitore e del ricevitore, il tipo di polarizzazione e le antenne da utilizzare in trasmissione e ricezione. Nel grafico "Potenza ricevuta" è possibile osservare l'andamento della potenza ricevuta in funzione della distanza, in cui compare anche la sensibilità del ricevitore, con la quale verrà calcolata la distanza di fuori servizio. Nel grafico "posizione ricevitore" è possibile osservare la posizione del ricevitore nella sezione trasversale del tunnel ottenuta dai parametri precedentemente impostati.

Questa configurazione viene memorizzata e utilizzata anche per le finestre successive.

### C.2 Confronto tra frequenze

Nell'immagine [C.2 a pagina 61](#) è presentato il pannello per la selezione delle frequenze: nel grafico sono mostrati gli andamenti della potenza in funzione della frequenza scelta, potenza, polarizzazione e tipo di antenna.



**Figura C.1:** Pannello di acquisizione dei parametri.

Le specifiche del tunnel sono quelle configurate nella sezione precedente così come la posizione del trasmettitore e del ricevitore. Per riconfigurare le specifiche del tunnel è necessario tornare al primo pannello ("potenza ricevuta"), inserire i nuovi parametri, calcolare la potenza ricevuta per poi tornare in questa finestra con il nuovo tunnel configurato.

### C.3 Confronto tra frequenze

In questa sezione ( [C.3 a pagina 62](#) ) è possibile osservare l'andamento della banda di coerenza in funzione della frequenza, una volta fissata una distanza, oppure in funzione della distanza una volta fissata la frequenza. Per il primo grafico, è necessario selezionare il range di frequenze in cui analizzare la banda di coerenza e successivamente scegliere la distanza tra il trasmettitore e il ricevitore.

Nel secondo grafico, invece, per una frequenza fissata dall'utente è possibile ottenere l'andamento in funzione della distanza. I parametri del tunnel, la posizione del trasmettitore e del ricevitore, nonché la potenza trasmessa sono quelle configurate nella prima finestra ed è necessario ricalcolarle da lì in caso di variazione della sezione.

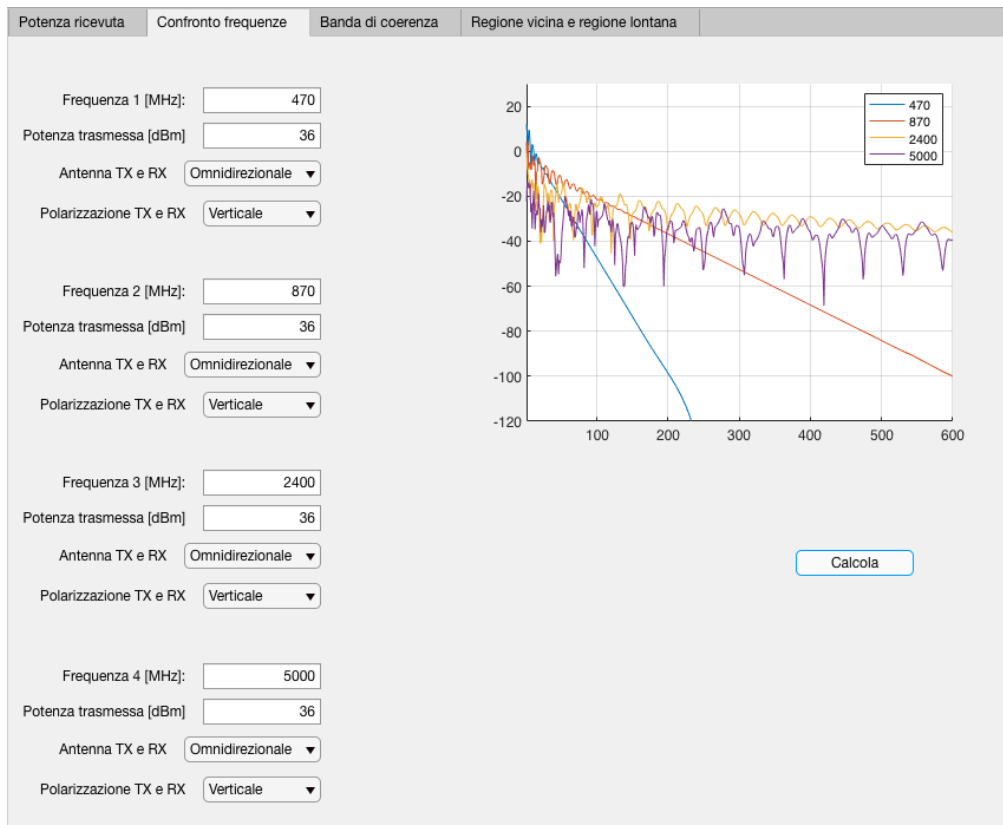
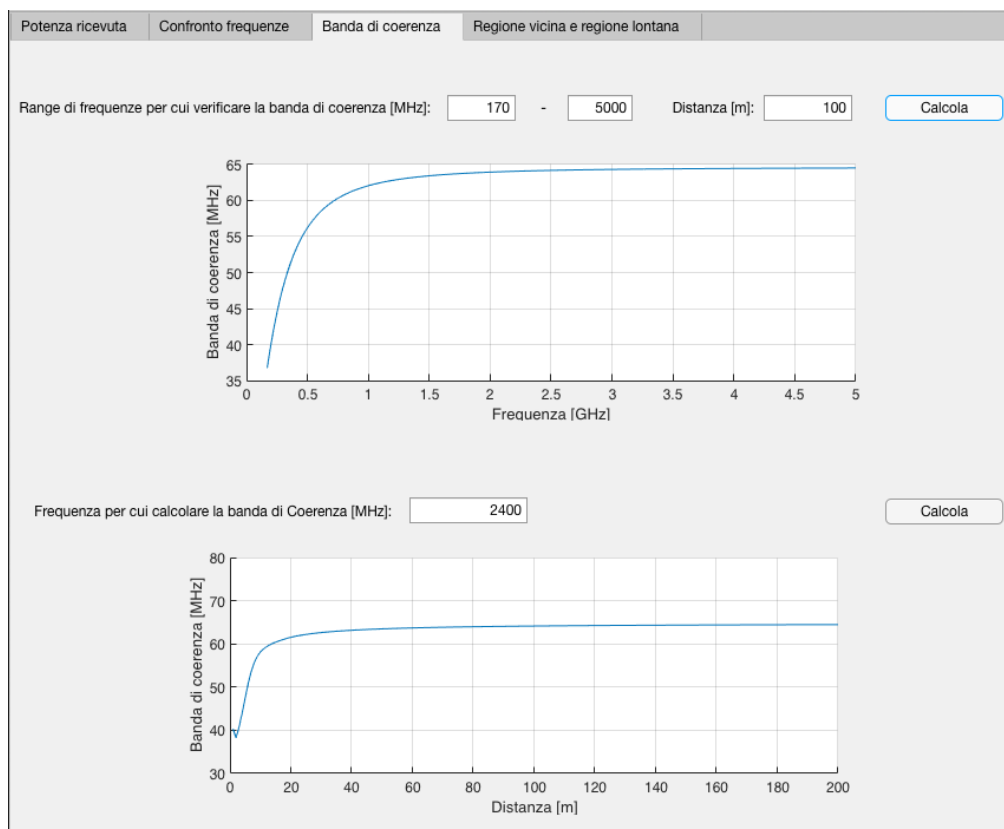


Figura C.2: Pannello per il confronto di frequenze differenti.

## C.4 Regione vicina e regione lontana

Viene presentato infine l'ultimo pannello che, con riferimento ai parametri configurati nella prima finestra, permette di ottenere una rappresentazione della zona di separazione tra la regione vicina e quella lontana, a discrezione dell'utente.



**Figura C.3:** Pannello per l'analisi della banda di coerenza.



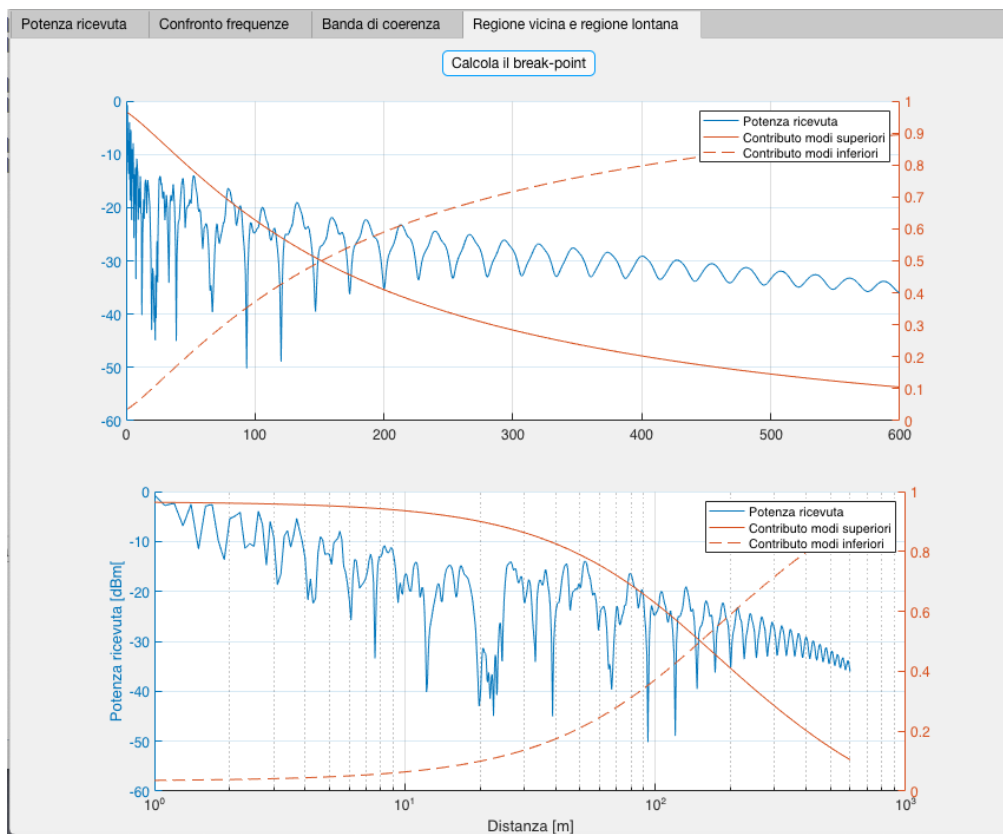


Figura C.4: Pannello per l'individuazione della distanza di separazione tra la regione vicina e quella lontana (break-point).



# Bibliografia

- [1] C. M. Bouton C.L. Colburn and H. B. Freeman. Experiments in underground signaling with radio sets. *U.S. Bureau of Mines Report of Investigation*, 2470(1), October 1922.
- [2] R. A. Farmer and N. H. Shepherd. Guided radiation.... the key to tunnel talking. *IEEE Transactions on Vehicular Communications*, 14(1):93–102, March 1965.
- [3] J. Chiba, T. Inaba, Y. Kuwamoto, O. Banno, and R. Sato. Radio communication in tunnels. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 26(6):439–443, Jun 1978.
- [4] D. Didascalou, J. Maurer, and W. Wiesbeck. Subway tunnel guided electromagnetic wave propagation at mobile communications frequencies. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 49(11):1590–1596, Nov 2001.
- [5] J. M. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard, A. Nasr, and P. Degauque. On the possibility of interpreting field variations and polarization in arched tunnels using a model for propagation in rectangular or circular tunnels. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(4):1206–1211, April 2008.
- [6] Z. Sun and I. F. Akyildiz. Channel modeling and analysis for wireless networks in underground mines and road tunnels. *IEEE Transactions on Communications*, 58(6):1758–1768, June 2010.
- [7] T. Plass, R. Jacksha, J. Waynert, and C. Zhou. Measurement of rf propagation in tunnels. In *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pages 1604–1605, July 2013.
- [8] C. Zhou, J. Waynert, T. Plass, and R. Jacksha. Modeling rf propagation in tunnels. In *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pages 1916–1917, July 2013.

- [9] C. Zhou and J. Waynert. The equivalence of the ray tracing and modal methods for modeling radio propagation in lossy rectangular tunnels. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13:615–618, 2014.
- [10] C. Zhou and J. Waynert. Modeling and measurement of radio propagation in rectangular tunnels at low frequencies. In *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pages 253–254, July 2014.
- [11] Y. Fu-Rong, S. Dan, C. Feng, and L. Yuan-jian. Study on the propagation characteristics of radio wave in tunnels by the method of sbr/image. In *Proceedings of 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation*, pages 706–709, July 2014.
- [12] C. Zhou. Physics-based ultra-wideband channel modeling for tunnel/mining environments. In *2015 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, pages 92–94, Jan 2015.
- [13] C. Zhou and R. Jacksha. Radio propagation analysis in mines and tunnels based on fdtd. In *2015 31st International Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics (ACES)*, pages 1–2, March 2015.
- [14] C. Zhou and R. Jacksha. Modeling and measurement of the influence of antenna transversal location on tunnel propagation. In *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pages 81–82, July 2015.
- [15] C. Zhou, T. Plass, R. Jacksha, and J. A. Waynert. Rf propagation in mines and tunnels: Extensive measurements for vertically, horizontally, and cross-polarized signals in mines and tunnels. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 57(4):88–102, Aug 2015.
- [16] C. Zhou and R. Jacksha. Modeling and measurement of radio propagation in tunnel environments. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16:1431–1434, 2017.
- [17] C. Zhou and R. Jacksha. Modeling and measurement of wireless channels for underground mines. In *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, pages 1253–1254, June 2016.
- [18] C. Zhou. Ray tracing and modal methods for modeling radio propagation in tunnels with rough walls. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(5):2624–2634, May 2017.

- [19] Manuel F. Catedra and Jesus Perez. *Cell Planning for Wireless Communications*. Artech House, Inc., Norwood, MA, USA, 1st edition, 1999.
- [20] Yi Huang and K Boyle. Antennas: From theory to practice. *Antennas: From Theory to Practice*, pages 1–363, 08 2008.
- [21] Simon R. Saunders and Saunders R Simon. *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*. John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, USA, 1st edition, 1999.
- [22] A. Emslie, R. Lagace, and P. Strong. Theory of the propagation of uhf radio waves in coal mine tunnels. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 23(2):192–205, March 1975.
- [23] D. G. Dudley, S. F. Mahmoud, M. Lienard, and P. Degauque. On wireless communication in tunnels. In *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 3305–3308, June 2007.
- [24] T. Klemenschits and E. Bonek. Radio coverage of road tunnels at 900 and 1800 mhz by discrete antennas. In *5th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Wireless Networks - Catching the Mobile Future.*, volume 2, pages 411–415 vol.2, Sep. 1994.
- [25] Y. P. Zhang. Novel model for propagation loss prediction in tunnels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 52(5):1308–1314, Sep. 2003.
- [26] Louis Deryck. Natural propagation of electromagnetic waves in tunnels. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 27:145 – 150, 09 1978.
- [27] S. Loyka. Multiantenna capacities of waveguide and cavity channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 54(3):863–872, May 2005.
- [28] C. Zhou and J. Waynert. The equivalence of the ray tracing and modal methods for modeling radio propagation in lossy rectangular tunnels. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13:615–618, 2014.
- [29] Chenming Zhou, Joseph Waynert, Timothy Plass, and Ronald Jacksha. Attenuation constants of radio waves in lossy-walled rectangular waveguides. *Progress In Electromagnetics Research*, 142:75–105, 2013.
- [30] Y. Huang, D. Li, J. Wang, and B. Liu. Transition point of the radio wave propagation generated by antennas in rectangular tunnels. In *2018 12th*

- International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE)*, pages 1–4, Dec 2018.
- [31] Youngmoon Kim, Minseok Jung, and Bomson Lee. Analysis of radio wave propagation characteristics in rectangular road tunnel at 800 mhz and 2.4 ghz. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest. Held in conjunction with: USNC/CNC/URSI North American Radio Sci. Meeting (Cat. No.03CH37450)*, volume 3, pages 1016–1019 vol.3, June 2003.
- [32] Y. Huo, Z. Xu, H. Zheng, and X. Zhou. Effect of antenna on propagation characteristics of electromagnetic waves in tunnel environments. In *2009 Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in Microelectronics Electronics (PrimeAsia)*, pages 268–271, Jan 2009.
- [33] Leaky feeders and subsurface radio communication.
- [34] R. Jacksha, C. Zhou, and C. Sunderman. Measurement of the influence of antenna pattern on radio frequency propagation in a concrete tunnel. In *2018 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, pages 103–105, Jan 2018.
- [35] H. M. El-Sallabi and J. Tervonen. Characterization of radio wave propagation in tunnels for microcellular communications. In *2000 IEEE-APS Conference on Antennas and Propagation for Wireless Communications (Cat. No.00EX380)*, pages 91–94, Nov 2000.
- [36] J. M. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard, P. Degauque, D. G. Dudley, and L. Juan-Llacer. Interpretation of mimo channel characteristics in rectangular tunnels from modal theory. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 57(3):1974–1979, May 2008.
- [37] S J Orfanidis. *Electromagnetic Waves and Antennas*. 01 2014.
- [38] A. Picquenard. *Radio Wave Propagation*. AGARD lecture series. Macmillan, 1974.
- [39] H.L. Bertoni. *Radio Propagation for Modern Wireless Systems*. Wireless communications. Prentice Hall PTR, 2000.