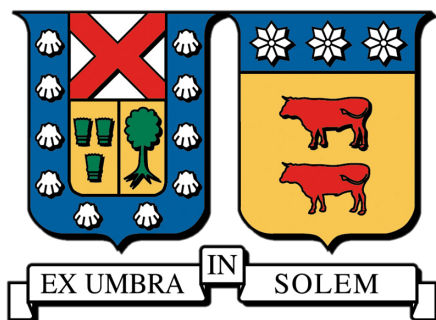


UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA
VALPARAÍSO - CHILE



“CARACTERIZACIÓN DEL CANAL INALÁMBRICO A 18 GHZ EN
CORREDORES CON QUIEBRE”

ALFONSO ANDRÉS ROBLES TAPIA

MEMORIA DE TITULACIÓN PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL
ELECTRÓNICO, MENCIÓN TELECOMUNICACIONES

PROFESOR GUIA: MELISSA DIAGO MOSQUERA

PROFESOR CORREFERENTE: JOSÉ-MANUEL POYANCO ACEVEDO

DICIEMBRE - 2025



CONSTANCIA DE VALIDACIÓN Y CONFIDENCIALIDAD DE MONOGRAFÍA A REPOSITORIO ACADÉMICO

1.- IDENTIFICACIÓN DEL TRABAJO ACADÉMICO

Tipo de monografía (marcar una opción): ☒ Memoria o trabajo de título ☐ Tesis de Postgrado

Título del trabajo: Caracterización del Canal Inalámbrico a 18 GHz en Corredores con Quiebre

Nombre del candidato(a): Alfonso Andrés Robles Tapia

Carrera / Grado: Ingeniería Civil Electrónica

Campus: Casa Central **Departamento:** Electrónica

2.- VALIDACIÓN DEL PROFESOR GUÍA/DIRECTOR DE TESIS

Yo, Melissa Eugenia Diago Mosquera, en mi calidad de profesor(a) guía/director(a) del trabajo académico mencionado anteriormente **DEJO CONSTANCIA** que:

- He revisado esta versión del documento y corresponde a la versión final aprobada del trabajo.
- El trabajo cumple con los requisitos académicos y de formato establecidos por la institución.

3.- EVALUACIÓN DE CONFIDENCIALIDAD POR PROPIEDAD INDUSTRIAL (marcar una opción)

☒ El trabajo **NO contiene** información que amerite confidencialidad y puede ser publicado de inmediato en repositorio con acceso abierto.

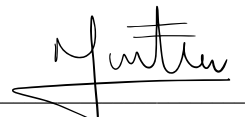
☐ El trabajo **CONTIENE** información con potenciales implicancias de propiedad industrial o intelectual y requiere un periodo de confidencialidad (**embargo**) por (**marcar una opción**):

☐ 6 meses ☐ 12 meses ☐ 2 años ☐ 3 años ☐ 5 años ☐ 10 años

Fundamentación de la necesidad de confidencialidad (obligatorio si se solicita embargo):

4.- FIRMAS

Profesor(a) guía o director(a) de memoria o tesis:

Fecha: 22/12/2025 **Firma:** 

Estudiante o Candidato(a):

Fecha: 22/12/2025 **Firma:** 

Este formulario debe ser insertado como página 2 de la memoria o tesis, completado y firmado por estudiante y profesor(a) antes de la entrega en portal PRISMA de Biblioteca USM.

Agradecimientos

Quisiera agradecer a mis padres. Papá Alfonso, siempre me has hecho sentir capaz, incluso cuando yo no lo siento así, me diste el valor para entrar en esta universidad y te lo agradezco, porque fue el inicio de una hermosa etapa. Gracias por tu amor incondicional, tu esfuerzo, tu apoyo y tus enseñanzas que me ayudaron a enfrentar cada desafío que se me presentó en estos años. Mamá Patricia, gracias por celebrar conmigo cada buena nota que sacaba o ramo que aprobaba (aunque se pasara justito jaja), gracias por siempre estar ahí para saber cómo estaba y si me faltaba algo, desde el inicio y hasta el final de mi carrera me acompañaste al cien y no sabes lo afortunado que me siento de haber contado contigo tanto para estos años de estudio como en toda mi vida. Ambos papá y mamá son los mejores y los amo, y todo mi esfuerzo también fue por ustedes.

Quisiera agradecer a mis abuelos. Nana Rosa, gracias por todo tu apoyo, desde el inicio, acompañándome a realizar mi matrícula de primer año en la u, tus visitas para comer algo rico en caleta portales, hasta el final, yéndome a buscar para comenzar una nueva etapa de trabajo. Para mis abuelos Silvia y Ramón quienes siempre me recibieron con los brazos abiertos y me entregaron momentos muy lindos estos años, siempre creyendo en mis capacidades. Para mi abuelo Pedro, tata a pesar de que te fuiste hace casi diez años yo sé que me apoyaste desde el cielo, y aunque quizás no te imaginabas que mi yo de catorce años iba a ser ingeniero yo sé que pensabas que llegaría lejos, éste trabajo va dedicado para ti también.

Quisiera agradecer a mis hermanos Benjamín y Magdalena por entregarme mucha alegría y buenos momentos, y espero siempre cumplir mi rol de hermano mayor y protegerlos, cuidarlos y darles todo mi amor.

Agradecerles a toda mi familia primos Felipe, Pedro y Mateo por confiar en mí y entregarme tantos lindos recuerdos. Mis tías Gloria, Silvia y Susan por estar conmigo y siempre deseándome lo mejor. A mi amigo Alan por siempre apoyarme en todo, por tus consejos y por los momentos compartidos. Y finalmente, a todas las personas que pasaron por mi vida y que me ayudaron a crecer como persona.

Resumen

La evolución de las redes móviles hacia la quinta (5G) y sexta generación (6G) impulsa la exploración de nuevas bandas de frecuencia, posicionando al rango de 7 a 24 GHz (FR3) como un punto de equilibrio estratégico entre cobertura y capacidad. Esta memoria presenta una caracterización empírica exhaustiva del canal inalámbrico a 18 GHz en un entorno de interior complejo, consistente en un corredor de hormigón con un quiebre de 90° (L-junction). El objetivo principal fue modelar las pérdidas de propagación y evaluar la viabilidad de esta frecuencia para el despliegue de redes en edificios de construcción sólida.

Se llevaron a cabo campañas de medición extensivas utilizando un sistema de sonda de canal basado en analizador de espectro, evaluando escenarios de Línea de Vista (LoS) y Sin Línea de Vista (NLoS) bajo diferentes configuraciones de altura de receptor y posición de transmisor. El procesamiento de datos incluyó la corrección de ganancia de antena variable y la aplicación de promediado móvil para aislar el desvanecimiento a gran escala. El análisis de los modelos de propagación demostró que el modelo *Dual-Slope* (Doble Pendiente) ofrece el mejor ajuste ($RMSE = 3,11$ dB), superando al modelo estándar *Close-In* (CI). Se cuantificó una pérdida por quiebre discreta de 41,15 dB, un valor significativamente superior a lo predicho por los estándares internacionales 3GPP e ITU-R, los cuales subestiman la atenuación en el tramo NLoS en más de 20 dB. Adicionalmente, se determinó que la estabilidad del enlace es críticamente dependiente de la altura del receptor debido al multitrayecto vertical, identificando zonas de interferencia destructiva que deben evitarse. Los resultados concluyen que la implementación de tecnología a 18 GHz es viable, pero requiere estrategias de diseño que consideren densificación de celdas o repetidores para mitigar las severas pérdidas por difracción en las esquinas.

Palabras Clave: Caracterización de Canal, 18 GHz, Pérdida de Trayectoria, Modelo Dual-Slope, Propagación en Interiores, Ondas Milimétricas, FR3.

Abstract

The evolution of mobile networks towards fifth (5G) and sixth generation (6G) drives the exploration of new frequency bands, positioning the 7 to 24 GHz range (FR3) as a strategic balance point between coverage and capacity. This thesis presents a comprehensive empirical characterization of the wireless channel at 18 GHz in a complex indoor environment, consisting of a concrete corridor with a 90° turn (L-junction). The main objective was to model propagation losses and evaluate the viability of this frequency for network deployment in solid construction buildings.

Extensive measurement campaigns were conducted using a spectrum analyzer-based channel sounder, evaluating Line-of-Sight (LoS) and Non-Line-of-Sight (NLoS) scenarios under different receiver height and transmitter position configurations. Data processing included variable antenna gain correction and moving average application to isolate large-scale fading. Propagation model analysis demonstrated that the Dual-Slope model offers the best fit ($\text{RMSE} = 3,23 \text{ dB}$), outperforming the standard Close-In (CI) model. A discrete break loss of 41,22 dB was quantified, a value significantly higher than that predicted by international 3GPP and ITU-R standards, which underestimate attenuation in the NLoS segment by more than 20 dB. Additionally, link stability was determined to be critically dependent on receiver height due to vertical multipath, identifying destructive interference zones that must be avoided. The results conclude that implementation of 18 GHz technology is viable but requires design strategies considering cell densification or repeaters to mitigate severe diffraction losses at corners.

Keywords: Channel Characterization, 18 GHz, Path Loss, Dual-Slope Model, Indoor Propagation, Millimeter Waves, FR3.

Glosario

- 5G “Fifth Generation”. Quinta Generación. Estándar de tecnología de comunicaciones inalámbricas de quinta generación.
- 6G: “Sixth Generation”. Sexta Generación. Sucesor del estándar 5G, actualmente en fase de investigación y desarrollo.
- Antena de Bocina: “Horn Antenna”. Tipo de antena altamente directiva utilizada en frecuencias de microondas y mmWave, que funciona como un transformador de impedancia para acoplar la guía de onda con el espacio libre.
- Canal Inalámbrico: “Wireless Channel”. El medio físico a través del cual se propagan las ondas electromagnéticas entre un transmisor y un receptor sin una guía artificial.
- CDF: “Cumulative Distribution Function”. Función de Distribución Acumulada. En el contexto de este trabajo, se utiliza para describir la probabilidad de que el error de predicción de un modelo de canal sea menor o igual a un cierto valor, permitiendo evaluar su precisión de forma estadística.
- CI: “Close-In”. Modelo de Pérdida de Trayectoria Log-Normal de una sola pendiente que ancla la predicción de atenuación a un punto de referencia cercano (d_0 , típicamente 1 m).
- Dual-Slope (DS): “Dual-Slope”. Modelo de Pérdida de Trayectoria que segmenta el canal en dos regiones con diferentes Exponentes de Pérdida de Trayectoria (n_1 y n_2), separado por un punto de quiebre (d_{BP}).
- Efecto Guía de Onda: “Waveguide Effect”. Fenómeno por el cual las ondas electromagnéticas son guiadas a lo largo de una estructura, como un corredor, debido a múltiples reflexiones en sus superficies, lo que puede reducir la atenuación de la señal con la distancia.

- EPL: “Error de Pérdida de Trayectoria”. Diferencia entre la pérdida de trayectoria medida (procesada) y la pérdida de trayectoria predicha por un modelo matemático ($PL_{medido} - PL_{modelo}$).
- Fast Fading: “Fast Fading”. Desvanecimiento Rápido. Fluctuaciones rápidas en la amplitud y fase de una señal de radio que ocurren en una corta distancia, causadas por la interferencia constructiva y destructiva de múltiples trayectorias de señal.
- FI: “Floating Intercept”. Modelo de Pérdida de Trayectoria Log-Normal de una sola pendiente que ajusta tanto la pendiente (n) como el punto de anclaje inicial (A) de forma empírica.
- FR3: “Frequency Range 3”. Rango de Frecuencias 3. Designación utilizada para el espectro de comunicación móvil que se sitúa aproximadamente entre 7 GHz y 24 GHz, actuando como puente entre las bandas tradicionales (FR1) y las ondas milimétricas (FR2).
- FSPL: “Free Space Path Loss”. Pérdida de Trayectoria en Espacio Libre. Modelo teórico que describe la atenuación de la señal en un escenario ideal y sin obstáculos.
- IoT: “Internet of Things”. Internet de las Cosas. Red de objetos físicos que incorporan sensores, software y otras tecnologías con el fin de conectarse e intercambiar datos con otros dispositivos y sistemas a través de Internet.
- KED: “Knife-Edge Diffraction”. Difracción por Borde de Cuchillo. Modelo de propagación que cuantifica la difracción de la señal alrededor de un obstáculo con un borde agudo.
- LoS: “Line of Sight”. Línea de Vista. Condición de propagación en la que existe una trayectoria directa y sin obstrucciones entre la antena transmisora y la receptora.
- Manhattan Distance: “Manhattan Distance”. Distancia de Manhattan. Métrica de distancia que calcula el recorrido entre dos puntos como la suma de las longitudes de los segmentos proyectados sobre los ejes cartesianos. Es especialmente útil para medir distancias en entornos con trazados en ángulo recto, como corredores.
- mmWave: “Millimeter Waves”. Ondas Milimétricas. Banda del espectro electromagnético que se extiende desde los 30 GHz hasta los 300 GHz.
- NLoS: “Non-Line of Sight”. Sin Línea de Vista. Condición de propagación en la que la trayectoria directa entre el transmisor y el receptor está obstruida por uno o más obstáculos.

- Path Loss: “Path Loss”. Pérdida de Trayectoria. Reducción de la densidad de potencia de una onda electromagnética a medida que se propaga a través del espacio.
- PGS: “Path Gain Segmentada”. Variante del Path Loss que modela la ganancia de la señal en entornos con quiebres, utilizando un PLE para la propagación y una atenuación fija por cada esquina.
- PLE: “Path Loss Exponent”. Exponente de Pérdida de Trayectoria. Parámetro adimensional que describe la tasa a la cual la potencia de la señal disminuye con la distancia en un modelo de canal de propagación.
- Shadowing (Ensombrecimiento): Desvanecimiento a Gran Escala. Variaciones lentas y aleatorias de la potencia recibida en torno al valor medio predicho por el Path Loss, causadas por el bloqueo de la señal por grandes obstáculos. Se modela con una distribución log-normal.
- RMSE: “Root Mean Square Error”. Raíz del Error Cuadrático Medio. Métrica estadística que mide la magnitud promedio de los errores entre los valores predichos por un modelo y los valores observados experimentalmente. En el contexto del Path Loss, estima la desviación estándar del *shadowing*.
- sub-6 GHz: Bandas de frecuencia del espectro radioeléctrico utilizadas para comunicaciones inalámbricas que se encuentran por debajo de los 6 GHz.
- UIT: “International Telecommunication Union”. Unión Internacional de Telecomunicaciones. Organismo especializado de las Naciones Unidas para las tecnologías de la información y la comunicación.
- HFSS: “High Frequency Structure Simulator”. Software de simulación 3D de campos electromagnéticos para el diseño y caracterización de alta precisión de antenas y componentes de radiofrecuencia.
- VNA: “Vector Network Analyzer”. Analizador de Redes Vectorial. Instrumento utilizado para medir los parámetros de dispersión (S-Parameters) y caracterizar el comportamiento de impedancia.
- Pérdida de Retorno: “Return Loss”. En dB, cuantifica la energía de la señal que se refleja de vuelta a la fuente debido a un desajuste de impedancia. Un valor más negativo indica un mejor acoplamiento.

- dBi: Decibelio isotropico. Unidad logaritmica utilizada para expresar la ganancia de una antena con respecto a una antena isotropica ideal.
- 3GPP: “Third Generation Partnership Project”. Proyecto de Asociación de Tercera Generación. Colaboración de grupos de asociaciones de telecomunicaciones que desarrollan estándares globales para sistemas móviles, incluyendo los modelos de canal para 5G (TR 38.901).
- CW: “Continuous Wave”. Onda Continua. Señal electromagnética de amplitud y frecuencia constante, utilizada en este estudio para la caracterización del canal mediante el barrido de frecuencias.
- EIRP: “Effective Isotropic Radiated Power”. Potencia Radiada Isotrópica Efectiva. Cantidad de potencia que una antena isotrópica teórica necesitaría emitir para producir la misma densidad de potencia observada en la dirección de máxima ganancia de una antena real.
- InH: “Indoor Hotspot”. Escenario de propagación definido por el estándar 3GPP que representa entornos interiores densos, como oficinas abiertas y corredores, utilizado para la comparación de modelos.
- ITU-R: “International Telecommunication Union - Radiocommunication Sector”. Sector de Radiocomunicaciones de la UIT. División de la UIT encargada de la gestión del espectro de radiofrecuencias y la estandarización de modelos de propagación (como la recomendación P.1238).
- MIMO: “Multiple Input Multiple Output”. Múltiple Entrada Múltiple Salida. Tecnología de antenas para comunicaciones inalámbricas en la que se utilizan múltiples antenas tanto en el origen (transmisor) como en el destino (receptor).
- Parámetros S: “Scattering Parameters”. Parámetros de Dispersión. Matriz matemática que cuantifica cómo la energía de RF se propaga a través de una red de múltiples puertos, como S_{11} (reflexión/pérdida de retorno) y S_{21} (transmisión/ganancia).
- RIS: “Reconfigurable Intelligent Surfaces”. Superficies Inteligentes Reconfigurables. Tecnología propuesta en las recomendaciones de trabajo futuro que utiliza superficies planas con elementos electrónicos integrados para controlar la reflexión de las ondas electromagnéticas.
- SNR: “Signal-to-Noise Ratio”. Relación Señal a Ruido. Medida utilizada en ingeniería para cuantificar cuánto se corrompe una señal por el ruido, definida como la proporción entre la potencia de la señal y la potencia del ruido.

Índice general

Glosario	IV
1. Introducción	1
1.1. Antecedentes y Justificación	1
1.2. Planteamiento del Problema	4
1.3. Objetivo General	5
1.4. Objetivos Específicos	5
1.5. Metodología Propuesta	6
1.6. Alcances y Limitaciones	6
1.7. Estructura del Documento	7
2. Marco Teórico	8
2.1. Fundamentos de Antenas y Propagación de Ondas	8
2.1.1. La Onda Electromagnética	8
2.1.2. Parámetros Fundamentales de una Antena	9
2.1.3. La Antena de Bocina (<i>Horn Antenna</i>)	10
2.1.4. Regiones de Campo y la Condición de Campo Lejano	11
2.2. El Canal Inalámbrico y sus Fenómenos	12
2.2.1. Propagación por Múltiples Trayectorias (<i>Multipath</i>)	13
2.2.2. Desvanecimiento (<i>Fading</i>)	14
2.3. Caracterización del Espectro de Interés	15
2.3.1. Las Ondas Milimétricas (mmWave)	15
2.3.2. La Banda de 18 GHz en el Contexto de 5G y 6G	16
2.4. Modelos Matemáticos de Pérdida de Trayectoria	17
2.4.1. Modelo de Pérdidas en Espacio Libre	17

2.4.2.	Modelo Close-In (CI)	18
2.4.3.	Modelo Dual-Slope	19
2.5.	Herramientas y Métricas de Evaluación	20
2.5.1.	Caracterización Experimental en Cámara Anecoica	20
2.5.2.	Técnicas de Procesamiento: Promediado Móvil	21
2.5.3.	Métricas de Bondad de Ajuste	21
2.6.	Estado del Arte: Revisión de la Literatura y Trabajos Relacionados	23
2.6.1.	Trabajos Iniciales (2015–2017)	23
2.6.2.	Modelado de Quiebres y Bandas Medias (2018–2019)	24
2.6.3.	Consolidación y Tendencias Recientes (2020-2024)	26
2.6.4.	Aporte del Proyecto a Realizar	27
3.	Diseño Metodológico	29
3.1.	Descripción del Entorno de Medición	29
3.1.1.	Disposición Física y Obstáculos Secundarios	32
3.2.	Equipamiento Utilizado	34
3.2.1.	Instrumentación y Calibración	34
3.2.2.	Antenas Horn	35
3.2.3.	Distancia de Fraunhofer (R_{ff})	38
3.3.	Procedimiento de medición	39
3.3.1.	Campaña 1: LoS	40
3.3.2.	Campaña 2: NLoS	40
3.3.3.	Campaña 3: NLoS - Variación de la Posición del Transmisor	40
3.4.	Procesamiento y Caracterización de los Datos	41
3.4.1.	Pre-procesamiento de Datos Crudos y Normalización	41
3.4.2.	Caracterización del Patrón de Radiación de la Antena Horn	42
3.4.3.	Procesamiento Final de Datos para el Modelado del Canal	47
4.	Presentación y Análisis de Resultados	52
4.1.	Metodología de Modelado y Consolidación de Datos	52
4.1.1.	Punto de Anclaje y Fórmula de Base	52
4.2.	Resultados y Análisis del Modelo CI	53
4.2.1.	Procedimiento Matemático del Modelo CI	53

4.2.2.	Optimización y Parámetros Obtenidos del Modelo CI	54
4.2.3.	Análisis del PLE y Desempeño del Modelo CI	54
4.3.	Resultados y Análisis del Modelo Dual-Slope	55
4.3.1.	Procedimiento Matemático del Modelo Dual-Slope	55
4.3.2.	Optimización y Parámetros Obtenidos del Modelo DS	56
4.3.3.	Análisis del Modelo DS y el Impacto del Quiebre	56
4.4.	Análisis de Desvanecimiento por Sombra y Precisión	57
4.4.1.	Comparación de Precisión de los Modelos	57
4.5.	Pérdida de Trayectoria en Exceso (EPL) y Función de Distribución Acumulada (CDF)	58
4.6.	Impacto de la Posición del Transmisor en el Path Loss NLoS	61
4.7.	Comparación con Estándares y Tecnologías Vigentes	62
5.	Conclusiones y Trabajo Futuro	66
5.1.	Síntesis de los Hallazgos	66
5.2.	Cumplimiento de los Objetivos	67
5.3.	Limitaciones del Estudio	68
5.4.	Proyecciones y Recomendaciones para Investigaciones Futuras	69
	Bibliografía	71
	Anexos	78
A.	Repositorio de Código Fuente y Datos:	78
B.	Código de Pre-procesamiento de Datos	78
C.	Código de Procesamiento Final de Path Loss	78
D.	Código MATLAB para el Modelo CI	79
E.	Script de Optimización del Modelo Dual-Slope	79
F.	Script de Cálculo de EPL y CDF	79
G.	Código de Comparación NLoS a Distintas Distancias del Tx	80
H.	Script de Comparación con Estándares	80

Índice de tablas

2.1. Comparación de trabajos clave publicados en 2015–2017 y su relación con este estudio.	23
2.2. Comparación de trabajos enfocados en modelos de doble pendiente y quiebres (2018–2019).	25
2.3. Comparación de trabajos recientes (2020–2024).	26
3.1. Parámetros Experimentales Clave de la Campaña de Medición a 18 GHz	35
3.2. Medidas Clave de la Antena Horn	38
4.1. Parámetros obtenidos del Modelo Close-In (CI) a 18 GHz	54
4.2. Parámetros obtenidos del Modelo Dual-Slope (DS) a 18 GHz	56
4.3. Comparación de Precisión de los Modelos ajustados a las 3 alturas del receptor a 18 GHz	57
4.4. Métricas Estadísticas del EPL por Altura	60
4.5. Métricas Estadísticas del Path Loss NLoS en Función de la Distancia del Tx al Quiebre	61

Índice de figuras

1.1. Crecimiento del número y porcentaje de usuarios de Internet a nivel mundial (2005-2024). Fuente: Adaptado de [4].	2
1.2. Evolución de la cobertura poblacional por tipo de red móvil (2015-2024). Fuente: Adaptado de [4].	2
1.3. Representación esquemática de los mecanismos de propagación en un escenario de corredor con quiebre, mostrando la transición de LoS a NLoS. Fuente: Adaptado de [8]	4
2.1. Representación de una onda electromagnética plana uniforme, con sus campos eléctrico y magnético oscilando en fase y perpendiculares a la dirección de propagación. . .	9
2.2. Ubicación de la frecuencia de 18 GHz dentro del espectro electromagnético. Fuente: Adaptado de [9].	9
2.3. Ejemplo de un patrón de radiación tridimensional para una antena directiva. Fuente: Adaptado de [10].	10
2.4. Diferentes configuraciones de antenas de bocina.	11
2.5. Regiones de campo electromagnético en torno a una antena radiante. Fuente: Adaptado de [11].	12
2.6. Mecanismos de propagación por múltiples trayectorias en un entorno inalámbrico. Fuente: Adaptado de [12].	13
2.7. Composición de la señal recibida a partir de los efectos de desvanecimiento a gran y pequeña escala. Fuente: Adaptado de [13].	15
2.8. Ubicación de la banda de 18 GHz en los rangos de frecuencia (FR) para 5G y futuras generaciones. Fuente: Adaptado de [14].	16
2.9. Escenario de Comunicación en Espacio Libre.	18

2.10. Cámara anecoica UTFSM , mostrando el revestimiento de material absorbente de radiofrecuencia (RAM) en forma de pirámide, diseñado para eliminar reflexiones. . . .	21
2.11. Pérdida de Trayectoria Direccional V-V a 28 GHz vs. Distancia, con altura del transmisor (2,5 m) y receptor (1,5 m). Fuente: Adaptado de MacCartney et al. [20] (Figura 3a).	24
2.12. Modelos de Pérdida de Trayectoria DS Direccional LoS y NLoS para corredores de hormigón a 14 GHz y 22 GHz. Fuente: Adaptado de Oyie et al. [34].	25
2.13. Ilustración de un enlace de transmisión NLoS a lo largo de un corredor pasando por dos quiebres. La distancia total recorrida se mide como distancia Manhattan ($x_1 + x_2 + x_3$). Fuente: Adaptado de Chizhik et al. [7] (Figura 5).	26
2.14. Pérdida de Ganancia (Path Gain) en función de la distancia Manhattan para el modelo DS propuesto para enlaces NLoS en corredores con uno y dos quiebres a 28 GHz. Fuente: Adaptado de Chizhik et al. [7] (Figura 6).	27
3.1. Vistas de los dos tramos principales del entorno de medición en el Departamento de Electrónica de la UTFSM.	30
3.2. Punto de quiebre de 90°, marcando la transición abrupta de la condición LoS a NLoS en el canal.	31
3.3. Vista de la intersección real de tres pasillos, siendo el tramo NLoS el pasillo perpendicular de la derecha.	31
3.4. Vitriñas y extintor en el pasillo (LoS) que actúan como obstáculos y dispersores. . . .	32
3.5. Intersección secundaria con la caja de escaleras en el Tramo LoS.	32
3.6. Marco estructural de metal y vidrio en el Tramo LoS, cerca del punto de quiebre. . .	32
3.7. Marco de hormigón en el techo que introduce discontinuidades en el Tramo LoS. . .	32
3.8. Desnivel de 5 cm en el piso del pasillo LoS.	33
3.9. Desnivel de 6,5 cm en el piso del pasillo NLoS.	33
3.10. Diagrama esquemático del escenario de propagación en L, mostrando las distancias y desniveles clave. El transmisor (azul) está en la parte inferior, y el receptor (rojo) está en el pasillo NLoS. El pasillo mide 39,4 m de longitud LoS y 15,25 m de longitud NLoS.	34
3.11. Equipamiento utilizado en la campaña de medición. (a) Vista superior de los adaptadores. (b) Cableado para Tx y Rx. (c) Detalle de la apertura de la bocina. (d) Sistema completo de soporte y antenas.	37

3.12. Vista del enlace de medición en el pasillo (tramo LoS). Se aprecia el SAF Spectrum Compact conectado a la antena de bocina, montado sobre el trípode del receptor.	38
3.13. Esquema de las Dimensiones de la Antena Horn.	38
3.14. Potencia Recibida vs. Distancia Manhattan para las tres alturas de referencia h_{Rx} (0.61 m, 1.30 m y 1.91 m). Datos Filtrados por sobre el piso de ruido del analizador (límite NLoS -100 dBm y límite LoS -80 dBm).	42
3.15. Diagrama de las variables geométricas principales (“Horn radius” y “Horn lenght”) consideradas para el modelado de la Antena Horn en HFSS.	43
3.16. Vista del modelo final de la Antena Horn cónica diseñado en Ansys HFSS.	44
3.17. Patrón de Ganancia Total 3D simulado en HFSS a 18 GHz.	44
3.18. Patrón de Ganancia Total en los Planos E y H simulado en HFSS a 18 GHz.	45
3.19. Return Loss de la Antena Horn simulada en HFSS a 18 GHz.	45
3.20. Antena Horn cónica instalada en el soporte de rotación.	46
3.21. Antena de Referencia SATIMO QH2000 utilizada para las mediciones de patrón.	46
3.22. Patrón de Ganancia Total medido en la Cámara Anecoica a 18 GHz, indicando la reducción de la ganancia efectiva en función del ángulo de elevación (desalineación).	47
3.23. Esquema geométrico del enlace LoS con diferentes alturas de Tx (h_1) y Rx (h_2), mostrando el ángulo de desviación (Θ) que genera la reducción de la ganancia efectiva.	48
3.24. Path Loss vs. Distancia Manhattan para las tres alturas de referencia h_{Rx} (0.61 m, 1.30 m y 1.91 m).	51
4.1. Modelo CI ajustado a partir de los datos de Path Loss vs. Distancia Manhattan de las tres alturas del receptor (0.61 m, 1.30 m y 1.91 m).	55
4.2. Modelo Dual-Slope ajustado a partir de los datos de Path Loss vs. Distancia Manhattan de las tres alturas del receptor (0.61 m, 1.30 m y 1.91 m).	57
4.3. Pérdida de Trayectoria en Exceso vs. Distancia Manhattan. Los datos se separan por altura y escenario, ilustrando la estabilidad del EPL en LoS y el salto abrupto en NLoS.	59
4.4. CDF del EPL. Las curvas continuas representan LoS y las curvas discontinuas NLoS.	60
4.5. Comparación de Path Loss (PL) vs. Distancia Manhattan para diferentes distancias del Tx al quiebre en el escenario NLoS ($h_r = 1,30$ m).	61

4.6. Comparación de los modelos empíricos (CI y DS) a 18 GHz frente a los modelos estándar ITU-R P.1238 y 3GPP TR 38.901. Se evidencia la subestimación de la pérdida por parte de los estándares en la región NLoS.	63
4.7. Análisis del error de predicción de los estándares internacionales ITU-R P.1238 y 3GPP TR 38.901 respecto al modelo empírico Dual-Slope. La zona sombreada resalta la magnitud de la subestimación en el escenario NLoS.	64
4.8. Comparación de los modelos CI y DS a 18 GHz con proyecciones para tecnologías 4G y 5G (Sub-6 y mmWave). Se observa el costo en dB de migrar a frecuencias superiores manteniendo la misma geometría.	65

Capítulo 1

Introducción

1.1. Antecedentes y Justificación

El paradigma de la conectividad global ha experimentado una transformación sin precedentes en la última década, impulsada por una demanda exponencial de transferencia de datos a alta velocidad y con mínima latencia. La llegada de tecnologías disruptivas como el Internet de las Cosas (IoT), la realidad virtual y aumentada, los vehículos autónomos y el streaming de contenido en ultra alta definición ha llevado al límite la capacidad de las redes inalámbricas tradicionales.

Este crecimiento no es una mera percepción, sino una realidad medible. Según el informe más reciente de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT), en el año 2024 se estimó que 5.5 mil millones de personas utilizan Internet, lo que representa un 68 % de la población mundial [4]. La Figura 1.1 ilustra esta evolución, mostrando una curva de crecimiento sostenido y pronunciado durante las últimas dos décadas, una tendencia que no muestra signos de desaceleración y que actúa como el principal motor para la innovación en comunicaciones inalámbricas.

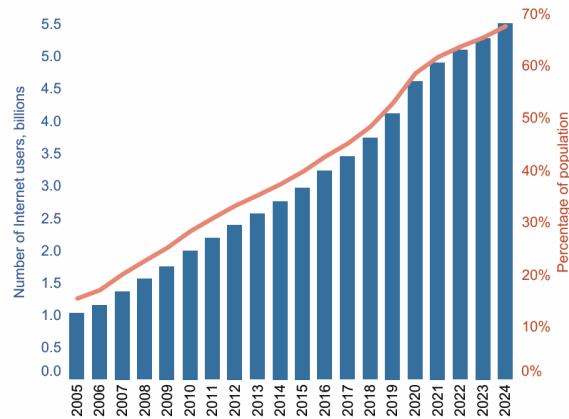


Figura 1.1. Crecimiento del número y porcentaje de usuarios de Internet a nivel mundial (2005-2024). Fuente: Adaptado de [4].

La infraestructura que soporta esta masiva conectividad ha evolucionado en paralelo. Las generaciones actuales de comunicación móvil, si bien robustas, operan principalmente en el espectro de frecuencias por debajo de los 6 GHz, conocido como sub-6 GHz. Sin embargo, la transición hacia tecnologías de banda ancha móvil ha sido drástica. Como se observa en la Figura 1.2, la cobertura de redes de cuarta generación (4G) y, más recientemente, quinta generación (5G), ha reemplazado progresivamente a las tecnologías más antiguas. El informe de la UIT destaca que la cobertura 5G ya alcanza al 51 % de la población mundial en 2024 [4], evidenciando un despliegue acelerado que intensifica la presión sobre el espectro radioeléctrico. Este rápido avance tecnológico es una respuesta directa a la necesidad de soportar el creciente número de usuarios y sus demandantes aplicaciones, pero al mismo tiempo, acelera la saturación del espectro sub-6 GHz, lo que representa una barrera crítica para el desarrollo y despliegue masivo de las futuras redes 5G y sexta generación (6G) [1].

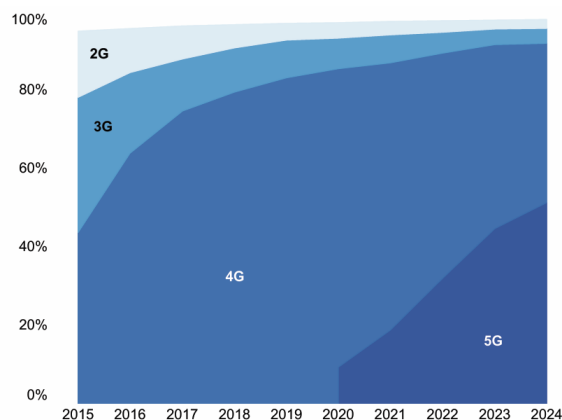


Figura 1.2. Evolución de la cobertura poblacional por tipo de red móvil (2015-2024). Fuente: Adaptado de [4].

Para superar esta limitación, la comunidad científica y la industria han dirigido su atención hacia las bandas de frecuencia superiores. Si bien históricamente el foco estuvo en las ondas milimétricas (mmWave, 30 a 300 GHz), recientemente ha cobrado vital importancia el rango conocido como FR3 o Upper Mid-Band (7 a 24 GHz). Este espectro es denominado actualmente como la “golden band” para la era 6G, debido a que ofrece un equilibrio estratégico entre la gran capacidad de ancho de banda y una cobertura superior a las ondas milimétricas [5, 6]. La frecuencia de 18 GHz, objeto de estudio de esta memoria, se sitúa plenamente en este espectro y comparte muchas características de propagación con las bandas superiores, lo que la convierte en una candidata de gran interés para futuras implementaciones.

La relevancia de comprender a cabalidad la propagación en estas nuevas bandas se magnifica al considerar que la mayor parte del tráfico de datos se origina en entornos de interior (*indoor*). Espacios como oficinas, edificios universitarios, centros comerciales y terminales de transporte son escenarios de alta densidad de usuarios y, a su vez, son entornos radioeléctricos complejos. A diferencia de los espacios abiertos, la propagación en interiores está dominada por fenómenos como la reflexión, la difracción y la dispersión, causados por paredes, mobiliario, personas y la propia geometría de la construcción. Un modelo impreciso del canal inalámbrico en estas condiciones puede llevar a un diseño de red deficiente, con zonas sin cobertura, baja calidad de servicio y un desaprovechamiento de los recursos espectrales.

Es en este contexto que se justifica la presente investigación. A pesar del creciente cuerpo de literatura sobre la caracterización del canal en bandas mmWave, una revisión detallada del estado del arte revela una notable carencia de estudios experimentales enfocados específicamente en la frecuencia de 18 GHz [2, 3] dentro de escenarios arquitectónicos particulares pero muy comunes: los corredores con quiebres pronunciados. Estas geometrías, donde la condición de propagación cambia abruptamente de línea de vista (LoS) a sin línea de vista (NLoS), representan uno de los mayores desafíos para garantizar una cobertura continua y fiable. Además, se ha prestado una atención limitada al impacto sistemático que tiene la variación en la altura de los dispositivos receptores. La falta de modelos de canal precisos y validados empíricamente para estas configuraciones específicas limita la capacidad de los ingenieros y diseñadores para planificar despliegues de red robustos y eficientes. Este trabajo busca, por lo tanto, abordar directamente este vacío, proporcionando datos experimentales y un análisis riguroso que contribuya a un modelado más fidedigno del canal inalámbrico en condiciones realistas y desafiantes.

1.2. Planteamiento del Problema

Si bien la migración hacia el espectro de mmWave soluciona el problema de la escasez de ancho de banda, introduce un conjunto de desafíos de propagación fundamentalmente distintos a los encontrados en las bandas sub-6 GHz. La menor longitud de onda de las señales a 18 GHz las hace intrínsecamente más susceptibles a la atenuación y al bloqueo por parte de obstáculos físicos comunes en entornos de interior, como muros, mobiliario e incluso el cuerpo humano. Esto implica que los modelos de pérdida de trayectoria (*Path Loss*) tradicionales, que a menudo asumen condiciones de propagación más homogéneas, pierden precisión y no logran capturar la alta variabilidad espacial del canal en estas frecuencias.

El problema se intensifica en geometrías arquitectónicas específicas como los corredores con quiebres. Un corredor recto puede favorecer la propagación a través de un efecto guía de onda, donde las múltiples reflexiones en paredes, suelo y techo confinan y canalizan la energía, pudiendo incluso resultar en un exponente de pérdida de trayectoria menor al del espacio libre [7]. Sin embargo, un quiebre de 90 grados introduce una discontinuidad abrupta que altera drásticamente este comportamiento. La señal pasa de una condición de línea de vista LoS a NLoS, donde la propagación depende casi exclusivamente de fenómenos de reflexión y difracción en la esquina, tal como se esquematiza en la Figura 1.3. La atenuación adicional introducida por este tipo de quiebres puede ser del orden de 20 a 30 dB, lo que representa un desafío mayúsculo para mantener la continuidad y calidad del enlace.

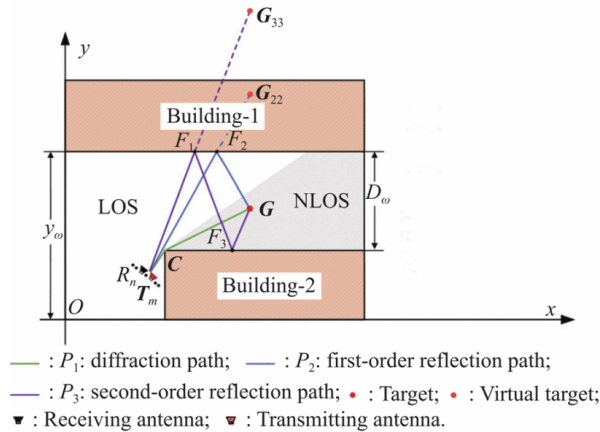


Figura 1.3. Representación esquemática de los mecanismos de propagación en un escenario de corredor con quiebre, mostrando la transición de LoS a NLoS. Fuente: Adaptado de [8]

A esta complejidad geométrica se suma la variable, a menudo subestimada, de la altura del dispositivo receptor. En un entorno rico en multitrayecto como un corredor, las señales reflejadas en el

suelo y el techo se combinan con la componente directa (en LoS) o difractada (en NLoS). Estas combinaciones generan un patrón de interferencia constructiva y destructiva que es altamente dependiente de la posición vertical del receptor. Una pequeña variación en la altura puede mover al receptor de un máximo a un mínimo de intensidad de señal, provocando fluctuaciones de potencia significativas. La mayoría de los modelos de canal existentes no caracterizan sistemáticamente este efecto, asumiendo una altura fija o promediando su impacto, lo que constituye una simplificación que puede llevar a predicciones erróneas del rendimiento real de la red.

Por lo tanto, el problema central de esta investigación radica en la ausencia de un modelo de canal empíricamente validado para la frecuencia de 18 GHz que capture de manera conjunta los efectos de la pérdida de trayectoria en un corredor, la atenuación severa introducida por un quiebre pronunciado y la variabilidad de la señal inducida por la altura del receptor. Esta carencia impide el diseño y despliegue eficiente de redes 5G y futuras en una de las topologías más comunes y desafiantes de los entornos de interior.

1.3. Objetivo General

En respuesta directa al problema planteado, el objetivo general de esta memoria es:

Analizar el comportamiento de la señal en un canal inalámbrico a 18 GHz en corredores con quiebre, considerando escenarios LoS y NLoS, a partir de campañas de medición realizadas en el Departamento de Electrónica de la UTFSM.

1.4. Objetivos Específicos

Para alcanzar el objetivo general, se han definido los siguientes objetivos específicos que estructuran el desarrollo de la investigación:

1. Medir ganancias y pérdidas de los componentes del sistema de transmisión y recepción con el fin de realizar de manera adecuada las campañas de medición en los escenarios de prueba.
2. Caracterizar las pérdidas de propagación de la señal a gran escala a 18 GHz en dos escenarios distintos: LoS, considerando alineación directa en el pasillo entre el transmisor y el receptor, y NLoS, donde el enlace se ve interrumpido por la intersección entre corredores.
3. Evaluar el impacto de la distancia y la altura del receptor en la propagación de la señal, obteniendo datos experimentales que permitan describir estos efectos con precisión.

1.5. Metodología Propuesta

Para abordar los objetivos propuestos, se seguirá una metodología primordialmente experimental. Se llevarán a cabo campañas de medición de potencia recibida en los corredores del Departamento de Electrónica de la UTFSM, cuyas dimensiones son de 2.76 m de ancho y 3.55 m de alto para el tramo LoS, y 2.4 m de ancho para el tramo NLoS.

El sistema de medición estará compuesto por un generador de señales y un analizador de espectro SAF Spectrum Compact, junto con antenas de bocina (*horn*) calibradas. La posición del transmisor (Tx) se mantendrá fija a una altura de 1.3 m, mientras que se analizará la variabilidad de la señal en el receptor (Rx) a tres alturas distintas: 1.91 m, 1.30 m y 0.61 m. Las mediciones se realizarán a lo largo de un recorrido LoS de 39.4 m y un recorrido NLoS de 15.25 m, utilizando la distancia de Manhattan para el análisis en el escenario con quiebre. Adicionalmente, se evaluará el impacto de la posición del transmisor respecto al punto de quiebre, ubicándolo a 9.9 m, 19.7 m y 39.7 m del mismo.

Los datos recolectados, tras aplicar métodos de promediado móvil para suavizar las fluctuaciones, serán procesados en Matlab. El análisis se centrará en la caracterización de las pérdidas a gran escala, ajustando los datos al modelo Close-In (CI) y al modelo log-normal con pendiente dual (Dual-Slope), este último por su idoneidad para capturar la transición abrupta LoS-NLoS.

1.6. Alcances y Limitaciones

El principal alcance de este trabajo es la obtención de un conjunto de modelos de pérdida de trayectoria validados empíricamente para la banda de 18 GHz en un escenario de interior específico, pero común y desafiante. Se proporcionarán parámetros de canal, como el exponente de pérdida de trayectoria (PLE) y la desviación estándar del *shadowing*, evaluando su bondad de ajuste mediante métricas como el error cuadrático medio (RMSE). Se generarán análisis gráficos, como la Función de Distribución Acumulada (CDF) del error de predicción, que serán de utilidad para el diseño y la simulación de futuras redes inalámbricas. Adicionalmente, se analizará cuantitativamente el impacto de la variación de la altura del receptor, aportando datos novedosos a la literatura.

Como limitación, es importante señalar que los modelos y parámetros obtenidos son específicos para la geometría y materiales de los corredores medidos en la UTFSM. Su generalización a otros entornos requeriría validación adicional. Asimismo, el estudio se centra en la caracterización de los efectos a gran escala del canal, y no profundizará en el análisis de los efectos a pequeña escala, como el desvanecimiento rápido multitrayectoria o *fast fading*.

1.7. Estructura del Documento

La presente memoria de titulación se organiza en cinco capítulos, cuya estructura se describe a continuación:

- Capítulo 2: Marco Teórico. Se desarrollan los fundamentos teóricos que sustentan esta investigación, abarcando la propagación de ondas electromagnéticas, las particularidades del espectro de ondas milimétricas y los modelos de canal inalámbrico. Adicionalmente, se presenta una revisión detallada del estado del arte, analizando los trabajos más relevantes en la materia.
- Capítulo 3: Diseño Metodológico. Se expone en detalle la metodología experimental del proyecto. Se describe el entorno físico de las mediciones, el equipamiento utilizado, el procedimiento de calibración, la planificación de las campañas de medición y las técnicas que se emplearán para el procesamiento de los datos.
- Capítulo 4: Presentación y Análisis de Resultados. Se presentan y analizan los resultados obtenidos de las campañas de medición. El análisis se centra en la caracterización de la pérdida de trayectoria, el impacto del quiebre del corredor en la señal y la comparación entre los datos empíricos y los modelos teóricos.
- Capítulo 5: Conclusiones y Trabajo Futuro. Se sintetizan los hallazgos más importantes de la investigación, se evalúa el cumplimiento de los objetivos propuestos y se discuten las limitaciones del estudio. Finalmente, se proponen recomendaciones y posibles líneas de investigación a futuro.

El documento concluye con las Referencias Bibliográficas consultadas y los Anexos que contienen información complementaria al cuerpo principal del trabajo.

Capítulo 2

Marco Teórico

Para comprender a cabalidad la caracterización del canal inalámbrico a 18 GHz, es imperativo establecer primero las bases físicas y conceptuales que gobiernan la propagación de las ondas y el funcionamiento de los dispositivos que las irradian. Este capítulo sienta dichos cimientos, comenzando por los principios más generales de la física electromagnética y avanzando progresivamente hacia los conceptos específicos de antenas, modelos y métricas que son directamente aplicables a esta investigación.

2.1. Fundamentos de Antenas y Propagación de Ondas

Toda comunicación inalámbrica, desde una transmisión de radio hasta un enlace 5G, se fundamenta en la capacidad de generar, radiar y recibir ondas electromagnéticas. El dispositivo encargado de esta tarea es la antena, un transductor que convierte las señales eléctricas guiadas en ondas que se propagan por el espacio libre, y viceversa. La eficiencia y predictibilidad de este proceso dependen tanto de las leyes de la física electromagnética como de las características de diseño de la propia antena.

2.1.1. La Onda Electromagnética

El pilar de toda la teoría de la comunicación inalámbrica son las ecuaciones de Maxwell, que describen de manera unificada el comportamiento de los campos eléctricos y magnéticos. Estas ecuaciones predicen la existencia de las ondas electromagnéticas: perturbaciones auto-propagantes compuestas por un campo eléctrico ($\vec{E}$) y un campo magnético ($\vec{H}$) oscilantes, que son mutuamente perpendiculares y, a su vez, perpendiculares a la dirección de propagación, como se ilustra en la Figura 2.1.

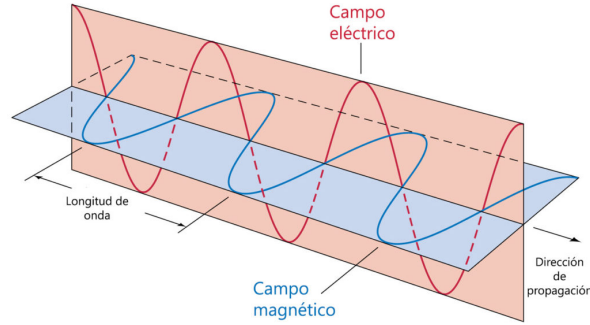


Figura 2.1. Representación de una onda electromagnética plana uniforme, con sus campos eléctrico y magnético oscilando en fase y perpendiculares a la dirección de propagación.

Estas ondas viajan en el vacío a la velocidad de la luz, c , y su naturaleza está definida por su frecuencia (f) y su longitud de onda (λ). Ambas cantidades están inversamente relacionadas a través de la ecuación fundamental:

$$c = \lambda \cdot f \quad (2.1)$$

Para la frecuencia de 18 GHz, objeto de este estudio, la longitud de onda en el espacio libre es de aproximadamente 16.67 mm. Esta corta longitud de onda es una característica distintiva de las bandas de microondas altas y mmWave, y es la principal responsable de su particular comportamiento de propagación, como se discutirá más adelante. El espectro electromagnético, mostrado en la Figura 2.2, posiciona esta frecuencia en una región de gran interés para las comunicaciones de alta capacidad.

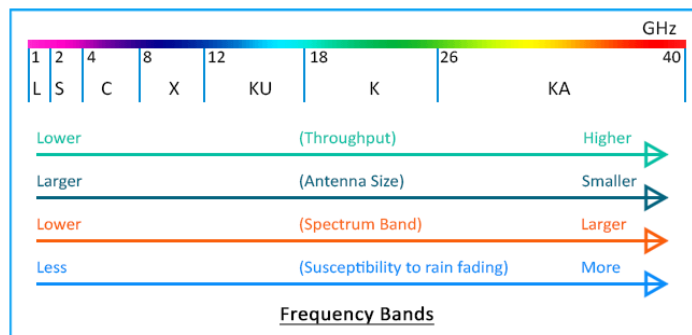


Figura 2.2. Ubicación de la frecuencia de 18 GHz dentro del espectro electromagnético. Fuente: Adaptado de[9].

2.1.2. Parámetros Fundamentales de una Antena

Una antena es un dispositivo recíproco; sus propiedades para la transmisión son idénticas a sus propiedades para la recepción. Su rendimiento se caracteriza por una serie de parámetros que describen

cómo irradia o recibe energía. Los más relevantes para la caracterización de un canal son:

- **Patrón de Radiación:** Es la representación gráfica de la distribución de la energía radiada por la antena en función de la dirección angular. Un diagrama tridimensional, como el de la Figura 2.3, muestra la forma de la energía radiada en el espacio. El patrón se compone de un lóbulo principal, que indica la dirección de máxima radiación, y varios lóbulos secundarios y un lóbulo trasero, que representan radiación en direcciones no deseadas.
- **Directividad (D) y Ganancia (G):** La directividad mide la capacidad de la antena para concentrar la energía en una dirección particular, en comparación con una antena isotrópica (que radia por igual en todas las direcciones). La ganancia es un parámetro más práctico que relaciona la directividad con la eficiencia de la antena (η), según $G = \eta D$. Ambos parámetros se expresan comúnmente en decibelios isotropos (dBi).
- **Ancho de Haz (HPBW):** El *Half-Power Beamwidth* es el ancho angular del lóbulo principal medido entre los dos puntos donde la potencia radiada cae a la mitad (-3 dB) de su valor máximo. Un ancho de haz estrecho implica una alta directividad.

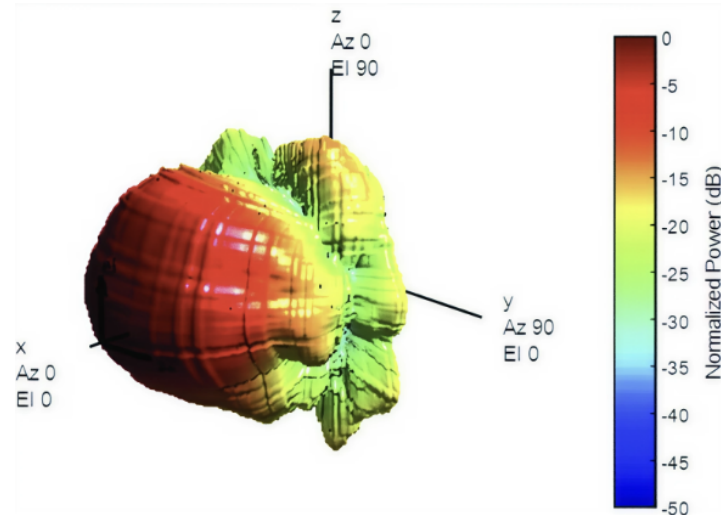


Figura 2.3. Ejemplo de un patrón de radiación tridimensional para una antena directiva. Fuente: Adaptado de [10].

2.1.3. La Antena de Bocina (*Horn Antenna*)

Para las campañas de medición en microondas y ondas milimétricas, la antena de bocina es uno de los transductores más utilizados y confiables. Consiste en una guía de onda metálica cuya sección

transversal se ensancha gradualmente hasta una apertura de mayor tamaño, como se muestra en la Figura 2.4. Esta estructura actúa como un transformador de impedancia, acoplando de manera eficiente la onda guiada en la guía de onda con la impedancia del espacio libre, lo que minimiza las reflexiones y maximiza la radiación de energía.

Las antenas de bocina se caracterizan por tener una ganancia moderada a alta (típicamente entre 10 y 25 dBi), un patrón de radiación muy directivo y estable con lóbulos secundarios bajos, y un ancho de banda de operación relativamente amplio. Su construcción robusta y sus propiedades electromagnéticas bien definidas y predecibles las convierten en el estándar de facto como antenas de referencia de ganancia (*Standard Gain Horns*) para la calibración de sistemas y la realización de campañas de caracterización de canal, como la que se aborda en esta memoria.

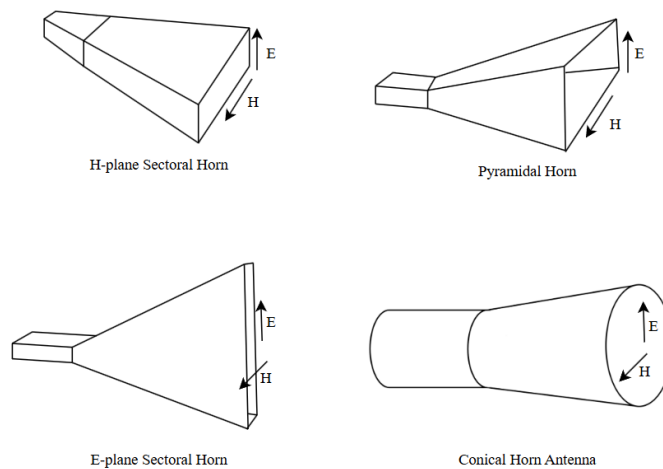


Figura 2.4. Diferentes configuraciones de antenas de bocina.

2.1.4. Regiones de Campo y la Condición de Campo Lejano

El espacio que rodea a una antena se divide en tres regiones principales, como se esquematiza en la Figura 2.5:

1. **Región de Campo Cercano Reactivo:** Es la región inmediatamente adyacente a la antena, donde predominan los campos reactivos (no radiantes) y la energía es almacenada y intercambiada con la antena.
2. **Región de Campo Cercano Radiante (Zona de Fresnel):** Se encuentra entre el campo cercano reactivo y el campo lejano. En esta zona, aunque la energía ya es predominantemente radiante, la forma del patrón de radiación todavía depende de la distancia a la antena.

3. Región de Campo Lejano (Zona de Fraunhofer): Es la región más alejada de la antena, donde la onda electromagnética puede considerarse una onda plana y la distribución angular de la potencia (es decir, el patrón de radiación) es independiente de la distancia.

La transición entre la zona de Fresnel y la de Fraunhofer no es abrupta, pero se define un límite conservador conocido como la distancia de Fraunhofer, R_{ff} , a partir del cual se considera que se cumplen las condiciones de campo lejano. Esta distancia se calcula como:

$$R_{ff} = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.2)$$

donde D es la dimensión máxima de la apertura de la antena y λ es la longitud de onda.

La condición de campo lejano es un requisito fundamental para la validez de los modelos de propagación y las mediciones de canal. Asegurar que la distancia entre el transmisor y el receptor sea siempre significativamente mayor que la distancia de Fraunhofer ($d \gg R_{ff}$) garantiza que las mediciones se realizan en una región donde el comportamiento de la onda es estable y predecible, permitiendo así una caracterización precisa y repetible del canal inalámbrico.

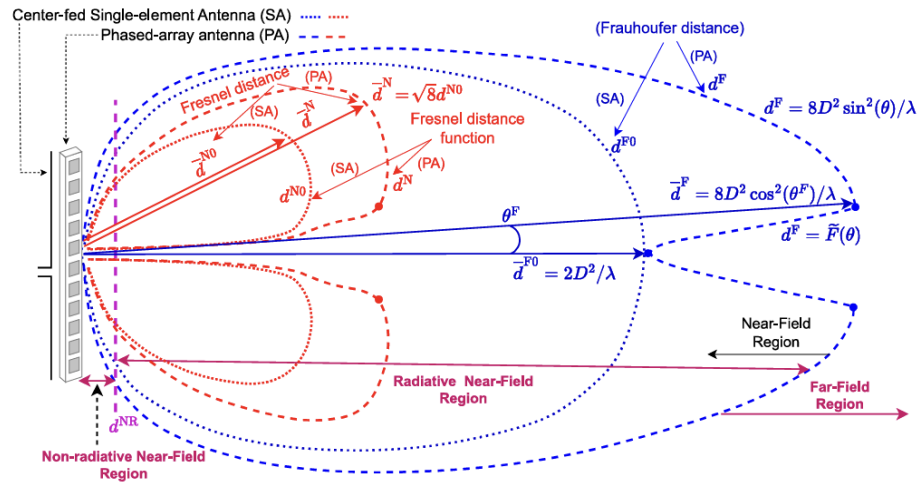


Figura 2.5. Regiones de campo electromagnético en torno a una antena radiante. Fuente: Adaptado de [11].

2.2. El Canal Inalámbrico y sus Fenómenos

Una vez que la onda electromagnética es radiada por la antena, no viaja a través de un vacío ideal, sino que interactúa con un entorno físico complejo que altera su propagación. Este medio, con todos sus objetos y obstáculos, es lo que se conoce como el canal inalámbrico. En un entorno de interior

como un corredor, el canal es particularmente severo y está dominado por una serie de fenómenos que modifican drásticamente la señal recibida en comparación con la que fue transmitida.

2.2.1. Propagación por Múltiples Trayectorias (*Multipath*)

En un escenario realista, la señal que llega al receptor no es una única onda, sino la suma de múltiples réplicas de la señal original que han viajado por diferentes caminos. Este fenómeno se conoce como propagación por múltiples trayectorias o multitrayecto. Cada una de estas componentes llega al receptor con una amplitud, fase y tiempo de retardo distintos, dependiendo del camino que hayan recorrido. Los mecanismos físicos fundamentales que generan estas trayectorias múltiples, ilustrados en la Figura 2.6, son:

- **Reflexión:** Ocurre cuando la onda electromagnética incide sobre una superficie lisa y de dimensiones mucho mayores que su longitud de onda, como paredes, suelos o techos. La onda “rebota” en la superficie, similar a como la luz lo hace en un espejo.
- **Difracción:** Se produce cuando la trayectoria de la onda es obstruida por un objeto con bordes afilados, como las esquinas de los muros en el quiebre de un corredor. La difracción permite que la onda se “doble” alrededor del obstáculo, posibilitando la comunicación incluso en escenarios NLoS.
- **Dispersión (*Scattering*):** Sucede cuando la onda impacta objetos cuyas dimensiones son comparables o menores a su longitud de onda, o sobre superficies rugosas. La energía se irradia en múltiples direcciones de manera difusa.

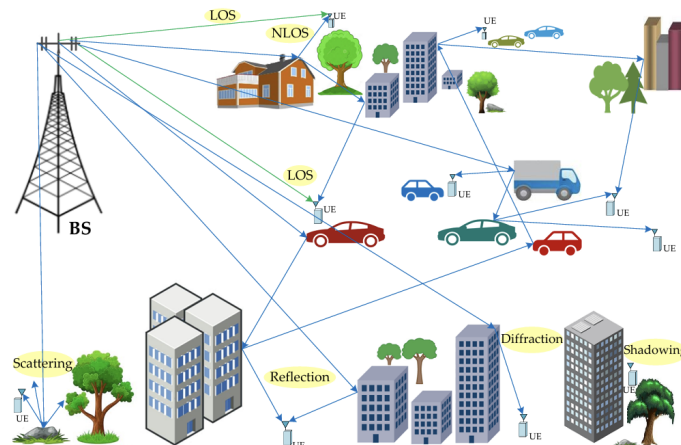


Figura 2.6. Mecanismos de propagación por múltiples trayectorias en un entorno inalámbrico. Fuente: Adaptado de [12].

2.2.2. Desvanecimiento (*Fading*)

La superposición de todas las componentes de multitrayecto en la antena receptora produce un fenómeno de interferencia. Dependiendo de las fases relativas con las que llegan las ondas, esta interferencia puede ser constructiva (aumentando la potencia de la señal) o destructiva (atenuándola severamente). Este efecto se conoce como desvanecimiento o *fading*, y es la causa principal de la variabilidad de la potencia de la señal en el espacio. El fading se analiza comúnmente en dos escalas espaciales distintas.

Desvanecimiento a Gran Escala (*Large-Scale Fading*)

Este término describe la variación promedio de la potencia de la señal recibida a medida que el receptor se aleja del transmisor a lo largo de distancias significativas (muchas longitudes de onda). Es el efecto dominante para predecir la cobertura de una red inalámbrica y se compone de dos fenómenos principales:

1. Pérdida de Trayectoria (*Path Loss*): Representa la atenuación que sufre la señal debido a la expansión de la energía de la onda con la distancia y a la absorción de energía por parte del medio. Es un efecto determinista que siempre causa una disminución de la potencia con la distancia.
2. Ensombrecimiento (*Shadowing*): Describe las variaciones lentas de la señal alrededor del valor medio predicho por el *path loss*, causadas por el bloqueo de la señal por grandes obstáculos (como muros, columnas o mobiliario). Este efecto es de naturaleza estadística y se modela comúnmente mediante una distribución log-normal.

La Figura 2.7 muestra conceptualmente cómo la pérdida de trayectoria define la tendencia general de atenuación, mientras que el ensombrecimiento introduce fluctuaciones lentas en torno a esa tendencia.

Desvanecimiento a Pequeña Escala (*Small-Scale Fading*)

También conocido como *fast fading*, describe las fluctuaciones extremadamente rápidas de la amplitud y fase de la señal que ocurren en distancias muy cortas, del orden de la mitad de una longitud de onda. Este fenómeno es causado directamente por la interferencia constructiva y destructiva de las ondas de multitrayecto.

Aunque el análisis detallado del *fast fading* está fuera del alcance de esta memoria, es fundamental comprender su existencia. La señal medida en la práctica es una superposición de los tres efectos: la

tendencia decreciente del *path loss*, las variaciones lentas del *shadowing* y las fluctuaciones rápidas del *fast fading*, como se compone en la Figura 2.7. Uno de los objetivos del procesamiento de datos en la caracterización de canal es precisamente aplicar técnicas, como el promediado móvil, para filtrar estas variaciones rápidas y poder así aislar y modelar los efectos a gran escala, que son el foco de este estudio.

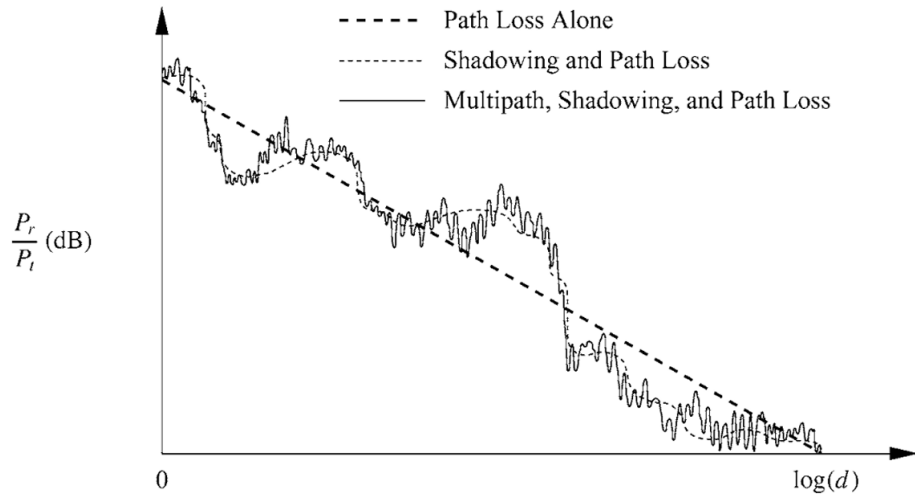


Figura 2.7. Composición de la señal recibida a partir de los efectos de desvanecimiento a gran y pequeña escala. Fuente: Adaptado de [13].

2.3. Caracterización del Espectro de Interés

La frecuencia de operación es uno de los factores más influyentes en el comportamiento de un canal inalámbrico. Las características físicas de la propagación cambian drásticamente a medida que se transita por el espectro electromagnético. La elección de 18 GHz para este estudio no es arbitraria, sino que responde a las tendencias actuales y futuras de la industria de las telecomunicaciones.

2.3.1. Las Ondas Milimétricas (mmWave)

El espectro de ondas milimétricas, que se extiende convencionalmente de 30 a 300 GHz, se ha convertido en la principal frontera para el desarrollo de redes 5G y futuras 6G. Su principal atractivo es la vasta cantidad de ancho de banda disponible, órdenes de magnitud superior al congestionado espectro sub-6 GHz. Este ancho de banda es el que permite alcanzar velocidades de transmisión de múltiples gigabits por segundo (Gbps).

Sin embargo, estas altas frecuencias conllevan desafíos de propagación significativos. La corta

longitud de onda de las señales mmWave las hace mucho más susceptibles a la atenuación por gases atmosféricos (como el oxígeno y el vapor de agua) y a ser bloqueadas por obstáculos físicos comunes, incluyendo follaje, muros e incluso el cuerpo humano. Esta alta pérdida por penetración hace que la cobertura en entornos NLoS sea un desafío técnico mayúsculo, que requiere un modelado preciso del canal para el diseño de redes densas y robustas.

2.3.2. La Banda de 18 GHz en el Contexto de 5G y 6G

La frecuencia de 18 GHz se encuentra en la porción superior del espectro de microondas, en la transición hacia las bandas mmWave. Comparte muchas de las características de propagación de las bandas mmWave más bajas (como 28 GHz), incluyendo una alta susceptibilidad al bloqueo y una propagación dominada por componentes de reflexión y difracción en entornos NLoS.

A nivel regulatorio, esta banda y sus adyacentes están siendo consideradas para futuras expansiones de 5G y para las primeras implementaciones de 6G. Se enmarcan en lo que se conoce como Banda FR3 (*Frequency Range 3*), un término que comienza a ser utilizado para describir el espectro entre aproximadamente 7 y 24 GHz, sirviendo como un puente entre las bandas tradicionales FR1 (sub-7 GHz) y las bandas mmWave FR2 (por encima de 24 GHz), tal como se visualiza en la Figura 2.8. Caracterizar el comportamiento del canal en esta banda es, por lo tanto, de vital importancia para el desarrollo de los estándares y tecnologías que definirán la próxima década de las comunicaciones inalámbricas.

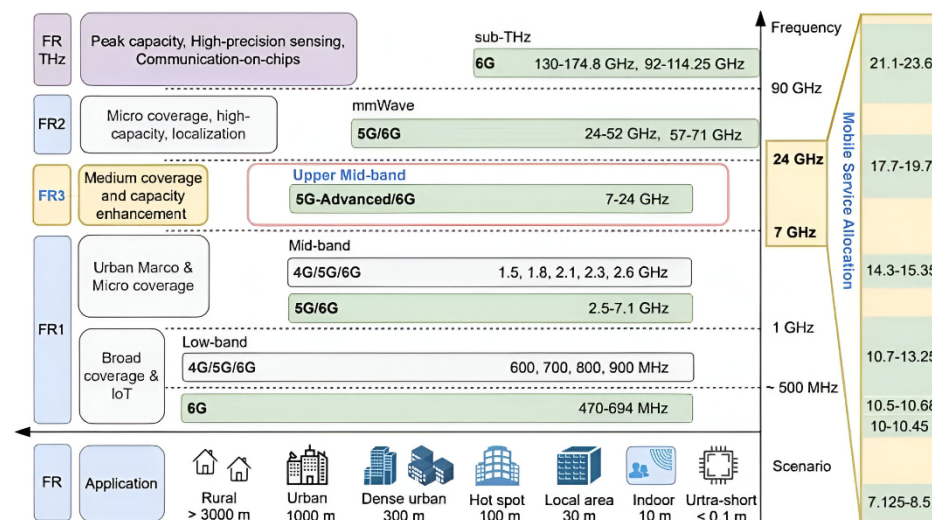


Figura 2.8. Ubicación de la banda de 18 GHz en los rangos de frecuencia (FR) para 5G y futuras generaciones. Fuente: Adaptado de [14].

2.4. Modelos Matemáticos de Pérdida de Trayectoria

Una vez comprendidos los fenómenos físicos que rigen la propagación de la onda, el siguiente paso es cuantificarlos. El path loss, definido como la atenuación media de la señal a gran escala, es el parámetro más fundamental para el diseño y planificación de cualquier red inalámbrica. Para predecir esta atenuación en función de la distancia y las condiciones del entorno, se han desarrollado diversos modelos matemáticos. Estos modelos varían en complejidad, desde fórmulas teóricas básicas hasta modelos empíricos y semi-empíricos ajustados a partir de extensas campañas de medición [1].

2.4.1. Modelo de Pérdidas en Espacio Libre

El modelo más fundamental es el de pérdidas en espacio libre o FSPL (*Free Space Path Loss*). Este modelo describe la atenuación de la señal en un escenario ideal, perfectamente despejado, sin ningún tipo de obstáculo, superficie reflectante o absorción atmosférica [13]. Representa el límite teórico inferior de la pérdida que experimentará una señal entre un transmisor y un receptor.

Este modelo se deriva directamente de la ecuación de transmisión de Friis, que relaciona la potencia recibida (P_r) con la potencia transmitida (P_t) en función de las ganancias de las antenas (G_t , G_r) y la distancia (d):

$$P_r(d) = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.3)$$

donde:

- P_t y P_r son las potencias de transmisión y recepción en Watts (W).
- G_t y G_r son las ganancias de las antenas (adimensionales en escala lineal).
- λ es la longitud de onda de la señal en metros (m).
- d es la distancia entre las antenas en metros (m).

A partir de la Ecuación 2.3 [15], la pérdida de trayectoria en el espacio libre, expresada en decibelios (dB), se define como la diferencia entre la potencia transmitida y la recibida, asumiendo antenas isotrópicas ($G_t = G_r = 1$):

$$PL_{FSPL}(d) [\text{dB}] = 10 \log_{10} \left(\frac{P_t}{P_r} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (2.4)$$

Esta ecuación muestra que la potencia en el espacio libre decae con el cuadrado de la distancia, lo que equivale a un exponente de pérdida de trayectoria (PLE) de 2. Aunque este modelo es una simplifica-

ción para un entorno *indoor* complejo como un corredor, sirve como la referencia base indispensable contra la cual se comparan todas las mediciones empíricas y modelos más avanzados.

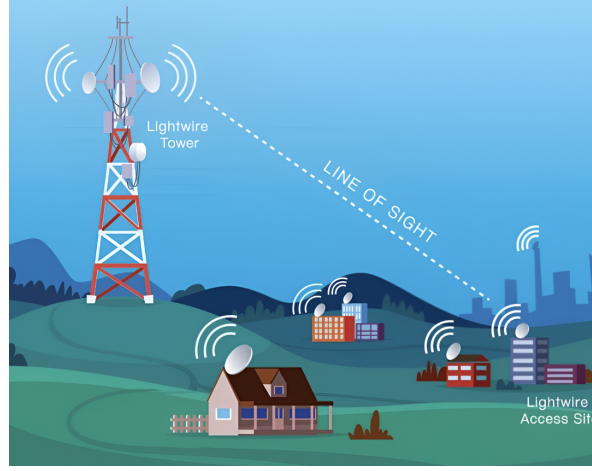


Figura 2.9. Escenario de Comunicación en Espacio Libre.

2.4.2. Modelo Close-In (CI)

En entornos reales, la pérdida de trayectoria raramente sigue el PLE ideal de 2. Para capturar el comportamiento real del canal, se utilizan modelos log-normales de sombreado. El modelo CI es un modelo de path loss de una sola pendiente, ampliamente adoptado por consorcios como el 3GPP para la modelización del canal en bandas 5G y mmWave [16, 17].

El modelo CI es un modelo semi-empírico que ancla la propagación a un punto de referencia físico cercano al transmisor. Utiliza una distancia de referencia d_0 (típicamente 1 metro en estudios *indoor*), donde la pérdida de trayectoria se asume conocida o se mide con precisión. La pérdida de trayectoria PL^{CI} a cualquier distancia $d > d_0$ se expresa como:

$$PL^{CI}(d) [\text{dB}] = PL(d_0) + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + \mathcal{X}_\sigma \quad (2.5)$$

donde:

- d : Distancia de separación entre transmisor y receptor (m).
- d_0 : Distancia de referencia (m).

$PL(d_0)$ es la pérdida de trayectoria a d_0 , la cual puede calcularse teóricamente usando el modelo de espacio libre (Ecuación 2.4). El parámetro n es el PLE, que ya no se fija en 2, sino que se obtiene

empíricamente a partir de las mediciones para caracterizar el entorno específico. El término $\mathcal{X}_\sigma$ representa el shadowing, una variable aleatoria con distribución log-normal (o normal en dB) con media cero y desviación estándar σ (también en dB), que modela las fluctuaciones lentas de la señal causadas por obstáculos no capturados por el término de la distancia.

2.4.3. Modelo Dual-Slope

Si bien el modelo CI es eficaz para entornos homogéneos (completamente LoS o completamente NLoS), falla en escenarios de propagación mixtos, como el corredor con quiebre objeto de este estudio. En estos casos, la física de la propagación cambia abruptamente en un punto de transición, y se hace necesario agregar otros parámetros de modelación adicionalmente al PLE. [7].

El modelo de pendiente dual (*Dual-Slope*), también conocido como modelo de *breakpoint*, aborda esta limitación. A diferencia de otras formulaciones que utilizan dos PLE distintos (n_1 y n_2), la versión utilizada en este estudio asume un único PLE (n) para la dependencia con la distancia, pero introduce una Pérdida por Quiebre discreta (S) en la distancia de *breakpoint* o punto de quiebre (x_1).

La pérdida de trayectoria PL^{DS} se define por partes de la siguiente manera:

$$PL^{DS}(d) [\text{dB}] = \begin{cases} PL(d_0) + 10n \log_{10}(d/d_0) & \text{si } d \leq x_1 \\ PL(x_1) + S + 10n \log_{10}(d/x_1) & \text{si } d > x_1 \end{cases} \quad (2.6)$$

donde:

- d : Distancia de separación entre transmisor y receptor (m).
- d_0 : Distancia de referencia (m).
- x_1 : Distancia al punto de quiebre (m).
- $PL(x_1)$: Pérdida de trayectoria calculada en la distancia de quiebre x_1 (dB).

De la ecuación 2.6 se tiene que S (Pérdida por Quiebre o Turn Loss) es la atenuación adicional y discreta que la señal experimenta al pasar de la condición LoS a NLoS en la esquina del pasillo (x_1). El término $PL(x_1)$ es la pérdida predicha por el tramo LoS exactamente en el punto x_1 , lo que asegura la continuidad del modelo en el punto de quiebre:

$$PL(x_1) = PL(d_0) + 10n \log_{10}(x_1/d_0) \quad (2.7)$$

Este enfoque es particularmente idóneo para la geometría de corredor con quiebre, ya que el PLE n capta el comportamiento general del pasillo, y la pérdida S modela la alta atenuación instantánea debida a la difracción y reflexiones en la esquina [17].

2.5. Herramientas y Métricas de Evaluación

La caracterización empírica de un canal inalámbrico es un proceso que va más allá de la simple recolección de datos. Requiere un entorno controlado para la calibración precisa del equipamiento, técnicas de procesamiento para aislar los fenómenos de interés y métricas estandarizadas para cuantificar la precisión de los modelos propuestos.

2.5.1. Caracterización Experimental en Cámara Anecoica

Antes de realizar mediciones en un entorno real y complejo como un corredor, es un requisito indispensable calibrar y caracterizar el sistema de medición en un entorno ideal. Este entorno es la cámara anecoica. Se trata de una sala blindada electromagnéticamente y revestida en su totalidad por material absorbente de radiofrecuencia (RAM), como se observa en la Figura 2.10.

El diseño de estos absorbentes, a menudo en forma de cuñas o pirámides, está optimizado para atenuar drásticamente las ondas electromagnéticas incidentes, evitando que se reflejen en las paredes, suelo o techo. Una cámara anecoica simula de manera efectiva las condiciones de espacio libre (FSPL) dentro de un laboratorio [18]. Su propósito en una campaña de medición es doble: primero, permite verificar el correcto funcionamiento del equipo (generador de señal, analizador de espectro, cables); y segundo, permite medir con gran precisión los parámetros fundamentales de las antenas utilizadas, como su ganancia real y su patrón de radiación, sin la contaminación del multitrayecto. Esta calibración de “back-to-back” y la caracterización de las antenas de bocina son cruciales para poder restar la contribución del sistema de medición de los datos crudos y así aislar únicamente las pérdidas debidas al canal.

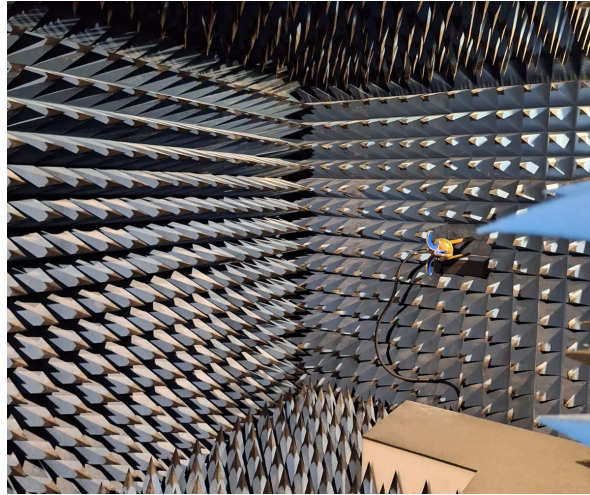


Figura 2.10. Cámara anecoica UTFSM , mostrando el revestimiento de material absorbente de radio-frecuencia (RAM) en forma de pirámide, diseñado para eliminar reflexiones.

2.5.2. Técnicas de Procesamiento: Promediado Móvil

Los datos de potencia recibida medidos en un entorno real siempre contienen la superposición de los efectos de desvanecimiento a gran escala (path loss y shadowing) y a pequeña escala (*fast fading*). Como se discutió en la sección 2.2.2, el fast fading introduce fluctuaciones muy rápidas en la potencia en distancias de tan solo media longitud de onda [13].

Dado que el objetivo de esta memoria es modelar los efectos a gran escala, es necesario filtrar o promediar estas variaciones rápidas para revelar la tendencia subyacente del path loss. La técnica más común para lograr esto es el promediado móvil (*moving average*) [19]. Este método consiste en deslizar una ventana de un tamaño espacial predefinido (típicamente varias longitudes de onda) a lo largo de los datos de medición y calcular el valor medio de la potencia (en dB) dentro de esa ventana. Este proceso actúa como un filtro pasa bajo, suavizando las fluctuaciones del fast fading y produciendo una estimación local del path loss más el shadowing. La definición del tamaño de la ventana es un parámetro de diseño crítico: debe ser lo suficientemente grande para promediar el fast fading, pero no tan grande como para enmascarar las variaciones del shadowing o cambios abruptos en el path loss, como el quiebre del corredor.

2.5.3. Métricas de Bondad de Ajuste

Una vez que los datos han sido procesados y se han ajustado a un modelo (como el CI o el Dual-Slope) para obtener parámetros como el PLE, es esencial cuantificar objetivamente qué tan bien el

modelo describe los datos experimentales. Esto se logra mediante métricas de bondad de ajuste, que evalúan la magnitud y distribución del error de predicción.

El primer paso es calcular el error de pérdida de trayectoria (EPL), también conocido como residual, para cada punto de medición i . Este error es la diferencia entre la pérdida medida (procesada) $PL_{medido,i}$ y la pérdida predicha por el modelo $PL_{modelo,i}$:

$$EPL_i = PL_{medido,i} - PL_{modelo,i} \quad (2.8)$$

Este conjunto de errores EPL_i es, en efecto, la estimación empírica del componente de ensombrecimiento $\mathcal{X}_\sigma$ del modelo. A partir de este error, se derivan las métricas clave:

Error Cuadrático Medio (RMSE) El RMSE (*Root Mean Square Error*) es la métrica más común para describir la precisión general de un modelo de path loss. Representa la desviación estándar del error de predicción, asumiendo que el error tiene media cero. Un RMSE más bajo indica un mejor ajuste del modelo a los datos. Se calcula como la raíz cuadrada del promedio de los errores al cuadrado:

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (EPL_i)^2} \quad (2.9)$$

En el contexto de los modelos log-normales, el RMSE (en dB) es el estimador directo del parámetro σ , la desviación estándar del shadowing.

Función de Distribución Acumulada (CDF) Mientras que el RMSE proporciona una única cifra de mérito, la CDF (*Cumulative Distribution Function*) del error de predicción ofrece una visión mucho más completa de la precisión del modelo. La CDF del EPL, representada gráficamente, muestra la probabilidad de que el error de predicción sea menor o igual a un cierto valor.

Esta gráfica es fundamental para la ingeniería de redes, telecomunicaciones, entre otras, ya que permite responder preguntas como: “¿Qué porcentaje de las ubicaciones tienen un error de predicción inferior a 5 dB?” o “¿Cuál es el error máximo esperado en el 90 % del área de cobertura?”. Un modelo preciso tendrá una CDF que crece muy rápidamente cerca del cero, indicando que la gran mayoría de los errores son pequeños.

2.6. Estado del Arte: Revisión de la Literatura y Trabajos Relacionados

La caracterización experimental de la propagación en mmWave se intensificó en 2015 [4]. Rappaport et al. [1] fue pionero al comparar 28, 38, 60 y 73 GHz, introduciendo modelos como el CI y FI (*Floating Intercept*). MacCartney et al. [20] y Zhu et al. [21] complementaron estos hallazgos con estudios a 28/73 GHz y 45 GHz, respectivamente, enfatizando la dependencia de los modelos de canal respecto a la frecuencia y la geometría.

2.6.1. Trabajos Iniciales (2015–2017)

En el periodo inicial, la investigación se centró en sentar las bases de la propagación mmWave. Deng et al. [22] y Koymen et al. [23] contribuyeron con modelos de difracción y comparaciones sub-6 GHz vs. mmWave. Posteriormente, estudios como los de Xu et al. [24] a 15 GHz y MacCartney et al. [25] a 28/73 GHz movieron el foco hacia escenarios arquitectónicos complejos y la polarización. Finalmente, Zhou et al. [30] y el trabajo local de Guicharrousse [33] a 60 GHz destacaron el fenómeno de guía de onda en corredores y la importancia de la variación de altura.

Tabla 2.1. Comparación de trabajos clave publicados en 2015–2017 y su relación con este estudio.

Referencia	Freq. [GHz]	Escenario	Aportes principales y relación con este trabajo
Rappaport et al. [1]	28/38/60/73	Oficinas, LoS/NLoS	Pionero en multi-banda. Introduce modelos CI/FI. $RMSE_{NLoS} : 4,1-10,8$ dB. $RMSE_{LoS} : 2,1-5,2$ dB.
MacCartney et al. [20]	28/73	Oficina, LoS/NLoS	Modelos CI/CIF. $PLE_{LoS} : 1,1-1,3$. Sin foco en quiebres/altura.
Deng et al. [22]	28/73	Oficinas	Modelos de PL y difracción. $PLE_{LoS} : 1,1-1,3$. $PLE_{NLoS} : 2,7-3,2$.
Xu et al. [24]	15	Corredor	Caracterización de banda media. $PLE : 2,32$. $\sigma_{shadow} : 7,59$ dB.
Deng et al. [26]	10/20/26	Interior/Exterior	Validación de modelo KED para difracción. Pérdida por difracción aumenta con f .
Guicharrousse [33]	60	UTFSM, Quiebres	Análisis local de PL y altura. $PL \approx 0,6$ dB/m (guía de onda).

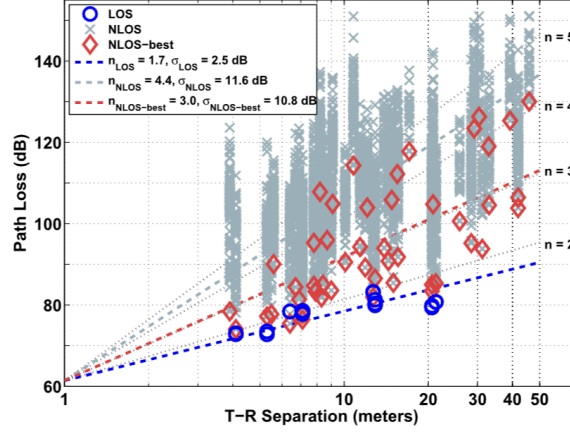


Figura 2.11. Pérdida de Trayectoria Direccional V-V a 28 GHz vs. Distancia, con altura del transmisor (2,5 m) y receptor (1,5 m). Fuente: Adaptado de MacCartney et al. [20] (Figura 3a).

La Figura 2.11 ilustra los hallazgos iniciales de MacCartney et al. a 28 GHz. Este trabajo es fundamental para el modelado de canales mmWave en interiores.

El gráfico muestra el path loss direccional con polarización vertical (V-V). Se observa que el PLE es significativamente menor en condiciones de LoS ($n = 1,7$) que en NLoS ($n = 4,4$).

Esta diferencia subraya el efecto guía de onda en la propagación LoS en corredores, donde las reflexiones contribuyen constructivamente, haciendo que el PLE sea menor al del espacio libre ($n = 2$). Por otro lado, la atenuación en NLoS es drástica ($n = 4,4$), debido a la alta sensibilidad de las señales mmWave a los obstáculos. Esta condición NLoS también presenta una σ del *shadowing* mucho mayor (11,6 dB).

2.6.2. Modelado de Quiebres y Bandas Medias (2018–2019)

El foco se desplazó a las bandas medias (Ku y K) y el modelado de la transición LoS/NLoS en esquinas. Oyie et al. [34, 35] destacaron a 18 GHz, proponiendo el modelo Dual-Slope y analizando la probabilidad de LoS, encontrando un $\text{RMSE}_{\text{LoS}} \approx 0,4$ dB para este modelo. Al-Samman et al. [42] compararon bandas, observando que la pérdida por difracción a 28 GHz duplica la de 3,5 GHz. Roberts [39] y Villavicencio [40] en la UTFSM exploraron la segmentación por visibilidad y altura a 28 GHz.

Tabla 2.2. Comparación de trabajos enfocados en modelos de doble pendiente y quiebres (2018–2019).

Referencia	Freq. [GHz]	Escenario	Aportes principales y relación con este trabajo
Oyie et al. [34, 35]	14/18/22	Corredor, LoS, Quiebres	Modelo DS. $RMSE_{DS, LoS} \approx 0,4$ dB. LoS P cae 75 % tras 5 m.
Roberts, Villavicencio [39, 40]	28	UTFSM, Interior	Variación de altura. Segmentación por visibilidad. PGS tras quiebre: $-21,4$ dB.
Al-Samman et al. [42]	3,5/28	Corredor, Quiebres	PL en quiebres: $PL_{diff, 28 \text{ GHz}} \approx 2 \times PL_{diff, 3,5 \text{ GHz}}$. $PLE_{LoS} : 1,3$ (28 GHz).
Batalha et al. [43]	8-11	Corredor/Oficina	PLE y atenuación por paredes. $PLE_{LoS} : 1,9-2,6$.
Yue et al. [44]	41	Corredor Confinado	RT y medición. Pérdida en quiebres hasta 30 dB.

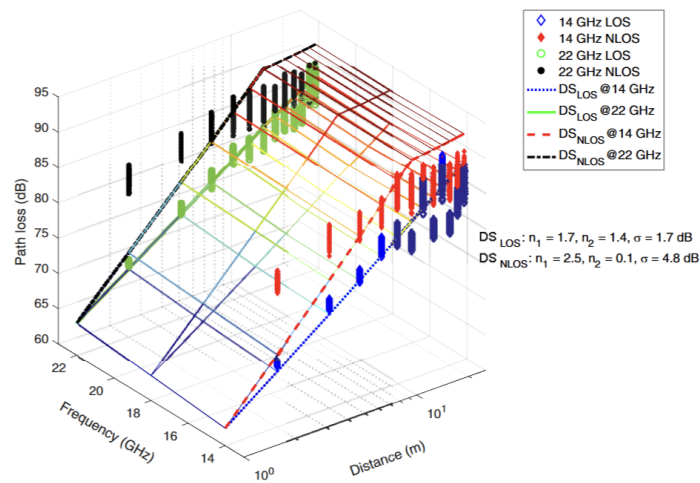


Figura 2.12. Modelos de Pérdida de Trayectoria DS Direccional LoS y NLoS para corredores de hormigón a 14 GHz y 22 GHz. Fuente: Adaptado de Oyie et al. [34].

La Figura 2.12 ilustra el modelado de la pérdida de trayectoria en el rango de frecuencias cercano a 18 GHz, basándose en las mediciones de Oyie et al. [34]. El gráfico muestra la aplicación del modelo Dual-Slope para escenarios LoS y NLoS en corredores de hormigón a 14 GHz y 22 GHz.

Como se mencionó el modelo DS es esencial para entornos con grandes distancias o quiebres, ya que segmenta el exponente de pérdida de trayectoria (PLE) en dos tramos. En la propagación LoS, se observan dos pendientes: una inicial $n_1 = 1,7$ (cercana al espacio libre) y una segunda $n_2 = 1,4$ (menor al espacio libre). Esta reducción del PLE en el segundo tramo refleja el fuerte efecto guía de onda a distancias mayores.

En la propagación NLoS, también se aprecian dos pendientes. La DS_{NLoS} presenta una pendiente inicial $n_1 = 2,5$ y una pendiente final muy baja ($n_2 = 0,1$ para 22 GHz). Esto indica una pérdida muy alta en el punto de quiebre o atenuación inicial, seguida por una región de atenuación muy plana,

debido a que la potencia es capturada por dispersión o reflexión en el mejor ángulo.

2.6.3. Consolidación y Tendencias Recientes (2020-2024)

Los trabajos recientes se han enfocado en modelos 3D y en la validación de modelos clásicos (CI/FI) en bandas medias-altas. Chizhik et al. [7] confirmaron el efecto guía de onda en NLoS, con grandes pérdidas al doblar esquinas (≈ 30 dB). Elmezughi et al. [3, 49] validaron que el modelo FI mejora la precisión sobre CI en NLoS y parametrizaron la probabilidad de LoS para 14-22 GHz. Diago-Mosquera et al. [51] aplicaron técnicas avanzadas (Kriging) en la UTFSM a 28/60 GHz. Finalmente, Sasaki et al. [54] y Shakya et al. [55] confirmaron que el PLE tiende a disminuir con el aumento de la frecuencia en interiores.

Tabla 2.3. Comparación de trabajos recientes (2020–2024).

Referencia	Freq. [GHz]	Escenario	Aportes principales y relación con este trabajo
Chizhik et al. [7]	28	Corredor, Habitaciones	Efecto guía de onda en NLoS. Pérdida por esquina ≈ 30 dB.
Elmezughi et al. [3, 49]	14/18/22	Corredores	Modelos FI vs CI. FI reduce σ en NLoS. Parametrización de LoS P.
Diago-Mosquera et al. [51]	28/60	UTFSM, Quiebres	Uso de Kriging. RMSE $< 2,4$ dB. PLE < 2 por guía de onda.
Sasaki et al. [54]	0,8-66,5	Oficina	PLE decrece con f . RMSE _{CI} : 3,1 dB. ABG con $\gamma < 2$.
Shakya et al. [55]	6,75/16,95	Hotspot, NYU	PLE _{LoS} $\leq 1,4$. Confirma guía de onda en bandas FR3.

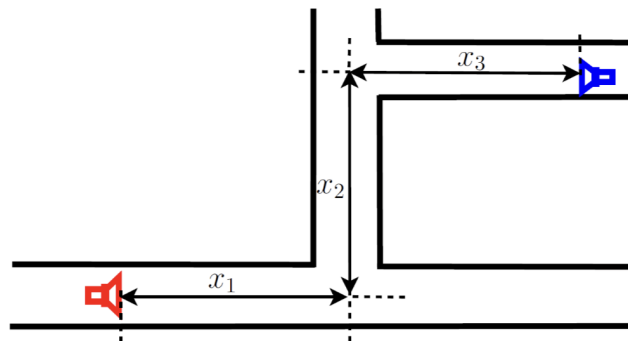


Figura 2.13. Ilustración de un enlace de transmisión NLoS a lo largo de un corredor pasando por dos quiebres. La distancia total recorrida se mide como distancia Manhattan ($x_1 + x_2 + x_3$). Fuente: Adaptado de Chizhik et al. [7] (Figura 5).

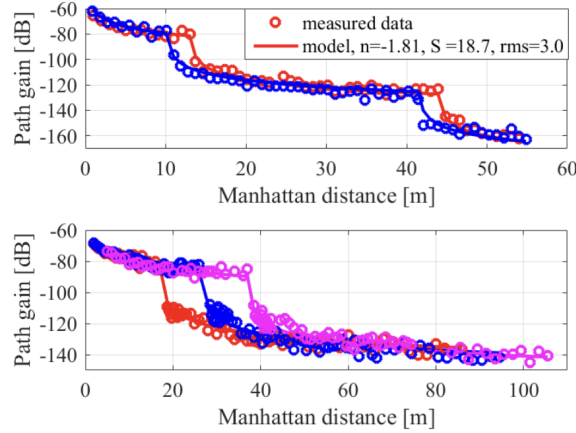


Figura 2.14. Pérdida de Ganancia (Path Gain) en función de la distancia Manhattan para el modelo DS propuesto para enlaces NLoS en corredores con uno y dos quiebres a 28 GHz. Fuente: Adaptado de Chizhik et al. [7] (Figura 6).

El trabajo de Chizhik et al. [7] abordó directamente el desafío de la propagación en corredores con quiebres a 28 GHz. La Figura 2.13 esquematiza el escenario de prueba utilizado, donde la distancia de transmisión se mide como la distancia Manhattan ($x_1 + x_2 + x_3$). Este es un enfoque necesario ya que los modelos de distancia euclidiana fallan en predecir la ganancia para enlaces NLoS alrededor de las esquinas.

La Figura 2.14 muestra los resultados del modelo de pendiente única segmentada propuesto para la pérdida de ganancia. Este modelo utiliza el PLE del segmento LoS y aplica una pérdida constante (S o *turn loss*) por cada quiebre o esquina pasada. El ajuste a los datos de las mediciones, que incluyeron sitios en la UTFSM, resultó en un PLE de $n = -1,81$ y una pérdida por quiebre de $S = 18,7$ dB, con un error cuadrático medio (RMS) de (3,0 dB).

Este modelo confirma que, a pesar de que el corredor actúa como una guía de onda, un quiebre de 90 grados introduce una atenuación abrupta en la señal que es considerablemente mayor (alrededor de 32 dB en la transición corredor-habitación).

2.6.4. Aporte del Proyecto a Realizar

El análisis riguroso del estado del arte valida que la investigación se ha desplazado sistemáticamente hacia las bandas medias-altas y mmWave para habilitar la promesa de 5G y 6G [4]. Si bien se ha confirmado el efecto guía de onda en corredores [7] y se ha reconocido el impacto crítico de la atenuación tras quiebres [42] y la necesidad de modelos segmentados [34], existe una brecha de conocimiento empírico no cubierta por los trabajos previos: la caracterización conjunta y sistemática

del quiebre pronunciado y la variación de la altura del receptor a la frecuencia de 18 GHz.

Esta frecuencia, situada en la banda FR3, es particularmente sensible a las discontinuidades geométricas y de visibilidad. El trabajo local previo en la UTFSM se centró en mmWave superiores (28 GHz y 60 GHz) [33, 51, 39], pero no en este punto espectral de transición.

Por lo tanto, el principal elemento diferenciador y aporte de esta memoria es la validación experimental directa en 18 GHz, enfocándose en dos variables críticas mencionadas en el Planteamiento del Problema:

1. La cuantificación de la atenuación adicional provocada por el quiebre de 90 grados en el corredor.
2. El análisis de la variabilidad espacial de la señal inducida por la altura del receptor, proporcionando datos para modelar con precisión el efecto multitrayecto.

El resultado será un conjunto de modelos de path loss segmentados (LoS/NLoS), ajustados a los modelos CI y Dual-Slope, ofreciendo parámetros empíricos de PLE y RMSE específicos para esta geometría desafiante y esta frecuencia clave. Con ello, esta investigación no solo cumple un objetivo académico, sino que proporciona una herramienta de diseño indispensable para el despliegue eficiente y robusto de infraestructura inalámbrica de alta capacidad en entornos interiores. Este aporte cierra la brecha detectada en la literatura y se alinea directamente con la justificación de la necesidad de superar las barreras de propagación que limitan la expansión de la conectividad global.

Capítulo 3

Diseño Metodológico

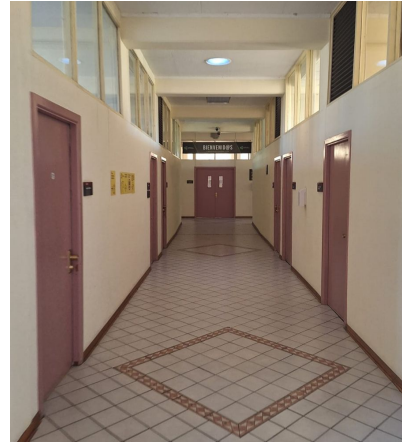
La validación empírica de los modelos de canal es la columna vertebral de esta investigación. Este capítulo expone el diseño experimental detallado, describiendo el entorno de las mediciones, el equipamiento de precisión utilizado y el protocolo riguroso seguido durante las campañas de caracterización del canal inalámbrico a 18 GHz.

3.1. Descripción del Entorno de Medición

Como se mencionó en la introducción, la campaña de mediciones se llevó a cabo en los corredores interiores del Departamento de Electrónica de la UTFSM. Este entorno fue seleccionado por su topología arquitectónica, que presenta una geometría de L-junction (un quiebre pronunciado de 90°) ideal para estudiar la transición crítica entre las condiciones LoS y NLoS, tal como se estableció en el planteamiento del problema. Los materiales de construcción dominantes en los pasillos son paredes de hormigón revestidas, pisos de baldosas (cerámica y terrazo) y cielos de hormigón, lo que resulta en un entorno de multitrayecto rico, favorable al efecto guía de onda en los tramos rectos.



(a) Corredor principal (Tramo LoS) utilizado para las mediciones de Línea de Vista.



(b) Corredor perpendicular (Tramo NLoS) utilizado para las mediciones sin Línea de Vista.

Figura 3.1. Vistas de los dos tramos principales del entorno de medición en el Departamento de Electrónica de la UTFSM.

El escenario se divide en dos tramos principales, definidos por el quiebre, cuyas vistas se ilustran en la Figura 3.1 (a) y (b):

1. Tramo LoS: Es el pasillo principal donde se ubicaron las mediciones de Línea de Vista. Este corredor presenta dimensiones de 3,55 m de altura por 2,76 m de ancho.
2. Tramo NLoS: Es el pasillo perpendicular, accesible únicamente mediante el giro de 90° . Las dimensiones de este corredor son de 3,55 m de altura por 2,4 m de ancho.

La intersección entre ambos pasillos actúa como el punto de quiebre, que es el obstáculo principal de difracción que divide el enlace. La Figura 3.2 ilustra este punto de transición clave, donde la propagación del canal inalámbrico cambia de un ambiente dominado por la trayectoria directa y reflexiones de guía de onda a uno dominado por la difracción y dispersión en la esquina.



Figura 3.2. Punto de quiebre de 90° , marcando la transición abrupta de la condición LoS a NLoS en el canal.

El punto de quiebre de 90° es en realidad una confluencia de tres pasillos, lo que se considera un entorno de propagación NLoS de tres vías. No obstante, las mediciones de la campañas se enfocaron en el pasillo perpendicular que presentaba la mayor distancia de recorrido, limitando la influencia del tercer pasillo en la trayectoria principal de la señal recibida. La Figura 3.3 muestra esta intersección de tres vías.



Figura 3.3. Vista de la intersección real de tres pasillos, siendo el tramo NLoS el pasillo perpendicular de la derecha.

3.1.1. Disposición Física y Obstáculos Secundarios

Aunque la geometría en L es el elemento principal, la propagación de la señal en ambas secciones se ve afectada por obstáculos y características arquitectónicas complejas y realistas. En el Tramo LoS, la estructura de la guía de onda está interrumpida por marcos y elementos secundarios. Las paredes cuentan con vitrinas y marcos de madera con vidrio que actúan como reflectores y dispersores de la señal, como se ilustra en la Figura 3.4. Además, la sección central del pasillo LoS presenta una intersección secundaria con una escalera (Figura 3.5).



Figura 3.4. Vitrinas y extintor en el pasillo (LoS) que actúan como obstáculos y dispersores.

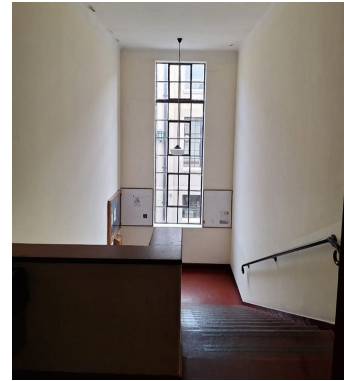


Figura 3.5. Intersección secundaria con la caja de escaleras en el Tramo LoS.

Justo antes del punto de quiebre, el pasillo principal está atravesado por un marco de metal con grandes secciones de vidrio, que sirve como un elemento de transición al área central del quiebre. En la zona de techo también existen marcos de hormigón reforzado que actúan como elementos estructurales significativos que influyen en la difracción, tal como se muestra en la Figura 3.7.



Figura 3.6. Marco estructural de metal y vidrio en el Tramo LoS, cerca del punto de quiebre.



Figura 3.7. Marco de hormigón en el techo que introduce discontinuidades en el Tramo LoS.

Efecto de Desnivel del Pasillo (Tilt)

Un factor ambiental a menudo ignorado en la modelación de canales es la inclinación o desnivel del piso, que afecta directamente el ángulo de incidencia y, por ende, el componente de reflexión del suelo. En este escenario se identificaron dos desniveles significativos:

1. Tramo LoS: Un desnivel de 5 cm ocurre aproximadamente a 5 m del punto de quiebre.
2. Tramo NLoS: Un segundo desnivel, de 6,5 cm, se encuentra a 1,5 m de la intersección.

Estos desniveles modifican el plano de tierra efectivo, cambiando las condiciones para el multitrayecto y la interferencia constructiva/destructiva. Las Figuras 3.8 y 3.9 ilustran la naturaleza de estos cambios en la superficie.



Figura 3.8. Desnivel de 5 cm en el piso del pasillo LoS.



Figura 3.9. Desnivel de 6,5 cm en el piso del pasillo NLoS.

La descripción detallada de los elementos arquitectónicos, desde la geometría principal en L y la confluencia de tres pasillos, hasta los obstáculos secundarios (vitricas, marcos de metal/vidrio y hormigón) y los desniveles específicos (5 cm y 6.5 cm), subraya la complejidad y el realismo del escenario de medición. Estos factores son cruciales para la modelación precisa del canal y es importante tener en cuenta estos detalles específicos dentro del pasillo para detectar y dar un sentido a las variabilidades que se puedan obtener en la estimación del Path Loss.

En la Figura 3.10 se puede apreciar el entorno de medición de manera general a través de un diagrama.

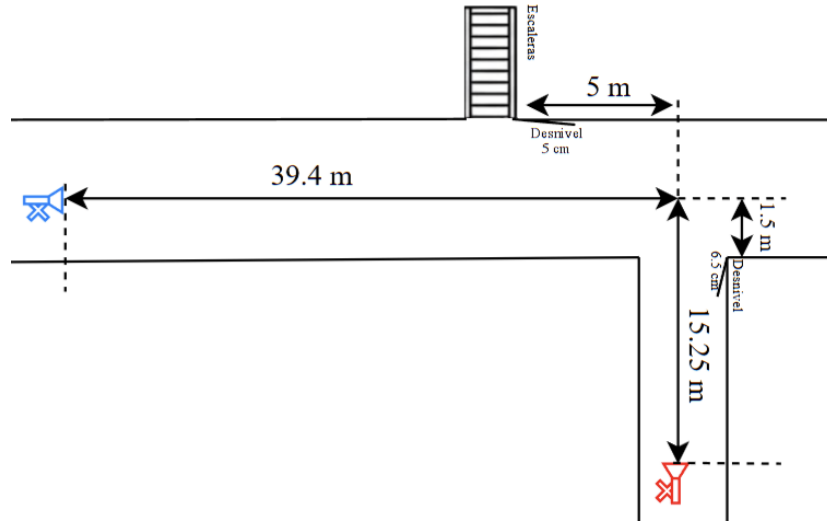


Figura 3.10. Diagrama esquemático del escenario de propagación en L, mostrando las distancias y desniveles clave. El transmisor (azul) está en la parte inferior, y el receptor (rojo) está en el pasillo NLoS. El pasillo mide 39,4 m de longitud LoS y 15,25 m de longitud NLoS.

3.2. Equipamiento Utilizado

El sistema de medición fue diseñado para operar una señal de CW a 18 GHz, garantizando la máxima precisión en la caracterización de la atenuación a lo largo del recorrido. El sistema consta de tres componentes principales: la instrumentación de medición (Tx/Rx), las antenas y el sistema de sujeción y guiado.

3.2.1. Instrumentación y Calibración

El sistema de transmisión y recepción se basó en el analizador de espectro/generador de señal portátil SAF Spectrum Compact, configurado en el modo de barrido (*sweep*). Este equipo operó a una frecuencia central de 18 GHz y una potencia de transmisión (P_{Tx}) de 0 dBm para las mediciones LoS y 10 dBm para las mediciones NLoS, con el fin de compensar la alta atenuación esperada en este último escenario.

La calibración de los componentes pasivos es un paso crítico. La pérdida total en el sistema, excluyendo el canal inalámbrico, está compuesta principalmente por las atenuaciones de los cables coaxiales. Estas pérdidas se midieron con precisión utilizando un Analizador de Redes Vectorial (VNA) en conjunto con mediciones en la cámara anecoica del departamento, verificando también las especificaciones de los fabricantes (*datasheets*). La Tabla 3.1 resume los parámetros clave utilizados en la

campaña de medición.

Tabla 3.1. Parámetros Experimentales Clave de la Campaña de Medición a 18 GHz

Parámetro	Valor
Frecuencia (f)	18 GHz
Ganancias de Antena (G_{Tx}, G_{Rx})	21.1 dBi
Potencia del Transmisor (P_{Tx})	0/10 dBm (LoS/NLoS)
Pérdida de Cables (L_{cables})	3.4 dB
Alturas del Receptor (h_r)	0.61 m, 1.30 m, 1.91 m
Altura del Transmisor (h_t)	1.3 m
Distancia al Punto de Quiebre (x_1)	39.40 m
Desplazamiento NLoS Máximo (x_2)	15.25 m

3.2.2. Antenas Horn

Para la campaña de mediciones se emplearon dos antenas Horn cónicas del mismo tipo, configuradas en el Tx y en el Rx. La elección de este tipo de transductor es fundamental para la caracterización del canal a 18 GHz, principalmente debido a su alta ganancia, característica necesaria para compensar las elevadas pérdidas por propagación en espacio libre inherentes a esta banda de frecuencia.

El sistema de alimentación de estas antenas incorpora un adaptador de guía de onda rectangular a coaxial, permitiendo el acople eficiente con el cableado de instrumentación, tal como se detalla en la composición de la Figura 3.11.

Un factor determinante en su selección es el compromiso que ofrecen en su patrón de radiación. Poseen una directividad suficiente para garantizar un enlace robusto en condiciones de LoS, enfocando la energía y mitigando interferencias laterales. Sin embargo, su ancho de haz no es excesivamente estrecho, lo cual es ventajoso en escenarios NLoS, ya que permite capturar componentes de señal significativas provenientes de fenómenos de reflexión y difracción (por ejemplo, en esquinas o quiebres de pasillos).

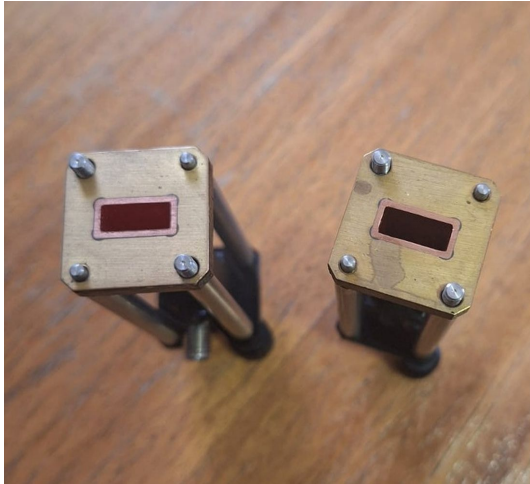
En las Figuras 3.11a y 3.11b se presentan los detalles del montaje, incluyendo adaptadores y cableado. La ganancia nominal por datasheet para ambas antenas a la frecuencia de operación es de $G_{Tx} = G_{Rx} = 21,1$ dBi. Esta magnitud asegura un rango dinámico adecuado para las mediciones, maximizando la recepción de potencia en la dirección de interés.

El uso de cables coaxiales de baja pérdida (Figura 3.11b) es obligatorio a frecuencias de micro-

ondas elevadas. Incluso con materiales de alta calidad, la atenuación introducida por estos cables es significativa y debe ser medida con precisión (como se hizo con el VNA) para ser descontada de la potencia total recibida. La pérdida de 3,4 dB por el par de cables y conectores es un valor de diseño que determina directamente la potencia radiada efectiva del transmisor y la sensibilidad del receptor. Estos cables deben ser inspeccionados periódicamente, ya que su desgaste puede introducir variaciones en las mediciones.

Estas antenas tienen un diseño particular, como se observa en el detalle de la Figura 3.11c, que transiciona una guía de onda más pequeña a un *flare* de mayor tamaño, confiriéndoles alta directividad y eficiencia. Esta directividad es clave ya que concentra la energía en el lóbulo principal, permitiendo un análisis más limpio de la propagación directa. Finalmente, la Figura 3.11d muestra el conjunto completo desmontado, incluyendo trípodes y soportes.

Es importante notar que, aunque la ganancia nominal es alta, la ganancia efectiva variará a medida que el receptor se mueva y cambie su altura, lo que será abordado en detalle en la sección de procesamiento de datos.



(a) Adaptador guía de onda a coaxial.



(b) Cables coaxiales de baja pérdida.



(c) Detalle del flare de la antena.



(d) Conjunto desmontado con trípodes.

Figura 3.11. Equipamiento utilizado en la campaña de medición. (a) Vista superior de los adaptadores. (b) Cableado para Tx y Rx. (c) Detalle de la apertura de la bocina. (d) Sistema completo de soporte y antenas.

El sistema de montaje del receptor, diseñado para permitir el movimiento suave y la variación de altura, consistió en un trípode adaptado con una plataforma móvil llamada dolly como se puede ver junto a las antenas en la Figura 3.11d, el cual se utilizó para el movimiento lineal continuo a lo largo del pasillo. La Figura 3.12 muestra un enlace completo en el pasillo, detallando el montaje de los equipos de medición SAF Spectrum Compact sobre los trípodes en el punto Tx (fondo) y el punto Rx (primer plano).



Figura 3.12. Vista del enlace de medición en el pasillo (tramo LoS). Se aprecia el SAF Spectrum Compact conectado a la antena de bocina, montado sobre el trípode del receptor.

3.2.3. Distancia de Fraunhofer (R_{ff})

Para garantizar que las mediciones de campo se realicen en la región de campo lejano (zona de Fraunhofer) y que los modelos de propagación basados en la teoría de ondas planas sean válidos, es fundamental calcular la distancia mínima de medición R_{ff} .

Tabla 3.2. Medidas Clave de la Antena Horn

Parámetro	Valor
Dimensión Mayor (D)	13,8 cm
Frecuencia (f)	18 GHz
Velocidad de la Luz (c)	3×10^8 m/s

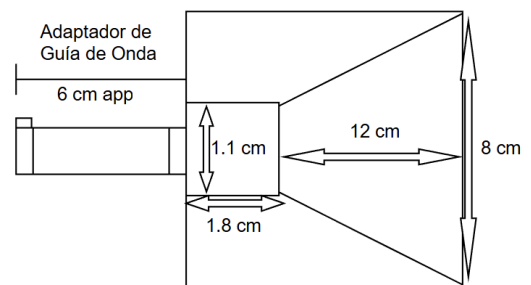


Figura 3.13. Esquema de las Dimensiones de la Antena Horn.

La distancia de Fraunhofer se define por la siguiente ecuación :

$$R_{ff} = \frac{2D^2}{\lambda}$$

donde D es la dimensión física más grande de la apertura de la antena y λ es la longitud de onda de la

señal.

El cálculo de la longitud de onda (λ) para la frecuencia de operación de 18 GHz se obtiene como:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{18 \times 10^9 \text{ Hz}} \approx 0,01667 \text{ m}$$

Sustituyendo el valor de la dimensión mayor de la apertura ($D = 13,8 \text{ cm} = 0,138 \text{ m}$) y la longitud de onda, se obtiene la distancia de Fraunhofer:

$$R_{ff} = \frac{2 \cdot (0,138 \text{ m})^2}{0,01667 \text{ m}}$$

$$R_{ff} \approx 2,285 \text{ m}$$

Para garantizar mediciones precisas, la distancia mínima de inicio del barrido continuo debe ser estrictamente mayor a R_{ff} . En esta investigación, se seleccionó un punto de inicio de medición de 3,15 m (315 cm), un valor significativamente mayor a los 228,5 cm calculados para R_{ff} . Esta elección se justifica en la necesidad de:

- Confirmar plenamente que la antena receptora está operando bajo condiciones de campo lejano para validar la aplicación de los modelos de Path Loss utilizados (como el modelo CI).
- Asegurar que el equipo de medición (SAF Spectrum Compact) pueda capturar lecturas estables y representativas lejos de la intensa reactancia del campo cercano del transmisor.

El valor de 3,15 m se consideró un punto de partida conservador, pero no excesivamente lejano, que permite iniciar la caracterización del canal LoS en un entorno controlado.

3.3. Procedimiento de medición

El protocolo de medición se estructuró en tres campañas experimentales rigurosas, diseñadas para aislar y cuantificar los efectos de la distancia, la geometría del quiebre y la altura del receptor, de acuerdo con los objetivos definidos para este estudio. En todas las campañas, el analizador de espectro (Rx) se configuró para realizar un barrido continuo, tomando cientos de muestras de potencia recibida a medida en total para cada recorrido. Este método continuo es fundamental para garantizar la captura de las rápidas fluctuaciones de la señal causadas por el *fast fading*, que posteriormente serán procesadas para obtener las pérdidas a gran escala.

3.3.1. Campaña 1: LoS

Esta primera campaña se enfocó en caracterizar la propagación en el tramo recto del corredor, un entorno que favorece el fenómeno de efecto guía de onda. El Tx se mantuvo fijo en el centro del pasillo LoS a una altura constante de $h_{Tx} = 1,3$ m. Para estas mediciones, como se mencionó, se utilizó una potencia de transmisión de $P_{Tx} = 0$ dBm, suficiente para un enlace despejado. El Rx, montado en el sistema de dolly para garantizar un movimiento lineal, se movió continuamente a lo largo del pasillo principal, cubriendo una distancia desde un máximo de 39,4 m hasta un mínimo de 3,15 m desde el Tx. Esta distancia mínima fue seleccionada intencionalmente para asegurar que todos los puntos de medición se encontraran dentro de la región de campo lejano (Zona de Fraunhofer), un requisito para la validez de los modelos de Path Loss. La campaña LoS fue realizada para las tres alturas del receptor ($h_{Rx} = 0,61$ m, 1,30 m y 1,91 m), lo que permitirá un análisis exhaustivo del impacto de la variación de altura en el comportamiento de guía de onda y la intensidad de la señal recibida.

3.3.2. Campaña 2: NLoS

La Campaña 2 se diseñó para cuantificar la atenuación severa introducida por el quiebre de 90° en la propagación. El Tx se mantuvo en su posición fija de referencia en el tramo LoS, ubicado a una distancia de 39,40 m del punto de quiebre (como se detalla en la tabla de parámetros). Dada la alta pérdida esperada en NLoS, la potencia de transmisión fue incrementada a $P_{Tx} = 10$ dBm para asegurar un nivel de señal medible. El Rx recorrió el pasillo perpendicular (tramo NLoS), comenzando a 15,25 m de distancia desde la esquina y moviéndose hacia ella. Para el posterior análisis de esta campaña, la distancia total de propagación se medirá utilizando la Distancia de Manhattan (suma de las distancias recorridas a lo largo de los dos ejes del corredor), que es la métrica adecuada para entornos arquitectónicos con giros. Al igual que en la campaña previa, esta medición NLoS fue realizada para las tres alturas del receptor ($h_{Rx} = 0,61$ m, 1,30 m y 1,91 m) para caracterizar el efecto de la altura en la difracción y dispersión de la señal post-quiebre.

3.3.3. Campaña 3: NLoS - Variación de la Posición del Transmisor

El objetivo principal de esta campaña fue aislar y cuantificar cómo la distancia entre el transmisor y el punto de quiebre afecta la atenuación total en el tramo NLoS. Para simplificar el análisis de la variable de altura, el Rx se fijó en la altura central, $h_{Rx} = 1,30$ m, que coincide con la altura del Tx. El transmisor fue reubicado más cerca del punto de quiebre en dos nuevas distancias: 19,7 m y 9,9 m.

Para cada una de estas nuevas posiciones, el Rx recorrió el pasillo NLoS siguiendo el mismo trayecto que en la Campaña 2. La comparación de los resultados de estas mediciones (también se considera el caso con el TX fijo en 39,40 m) permitirá determinar cómo el nivel de potencia con el que la señal llega a la esquina (debido a la distancia LoS cada vez más corta) influye en la pérdida total y en la atenuación adicional introducida por el quiebre.

Estas tres campañas, con su enfoque sistemático en las variables de distancia, altura y geometría, proporcionarán el conjunto de datos empíricos necesarios para el modelado preciso del canal a 18 GHz a gran escala.

3.4. Procesamiento y Caracterización de los Datos

3.4.1. Pre-procesamiento de Datos Crudos y Normalización

El proceso de medición mediante el barrido continuo (*sweep*) del analizador de espectro genera archivos de datos crudos (*.csv), en la que se contiene una secuencia de muestras de la potencia recibida (P_R) junto con una marca temporal (*Timestamp*) para cada muestra. La alta tasa de captura de los datos del analizador de espectros (P_R vs. *Timestamp*) permitió capturar más de 500 muestras de datos para LoS y más de 250 muestras para NLoS.

Para la adquisición y normalización de los datos, el primer paso consistió en la conversión de los archivos .csv a la estructura de datos interna de MATLAB (.mat). Este paso inicial organizó la potencia recibida y las marcas temporales en vectores de trabajo para cada recorrido. En total, se realizaron seis recorridos (un recorrido LoS y un recorrido NLoS para cada una de las alturas del receptor).

El procesamiento central se realizó mediante un código de MATLAB (detallado en el Anexo B, *Procesamiento_Potencia_Equiespaciado_v1.m*) diseñado para normalizar y consolidar los datos. Dado que el movimiento del receptor (*dolly*) a lo largo del pasillo (guiado por un metrónomo) no garantiza una velocidad perfectamente constante ni la misma cantidad de muestras, el código ejecutó las tareas de filtrado de potencia, sincronización, equiespaciado e interpolación.

Los valores de potencia se deben filtrar en base al piso de ruido del analizador de espectros para poder asegurar mediciones fiables cuyos efectos y variabilidad sean provocadas exclusivamente por el entorno. El piso de ruido en NLoS fue de -110 dBm por lo que se consideraron solo los valores de potencia iguales o mayores a -100 dBm (se usó una banda de seguridad de 10 dB). Para el caso de LoS el piso de ruido fue de -90 dBm por lo que se consideraron solo los valores de potencia iguales o mayores a -80 dBm.

La sincronización utilizó la marca temporal de cada muestra para calcular la velocidad efectiva de cada medición y asignar una distancia precisa al vector de potencia. Luego, se implementó una función de interpolación para dejar uniforme la longitud de todos los vectores de potencia y distancia en cada escenario, asegurando que la captura de potencia se realizara exactamente en las mismas posiciones de distancia para todos los recorridos repetidos. Este paso es fundamental para el promediado posterior.

Finalizada esta etapa de procesamiento, se procedió a graficar la potencia recibida en función de la distancia con el objetivo de validar la integridad y calidad de los datos adquiridos. A continuación, se presentan los resultados obtenidos:

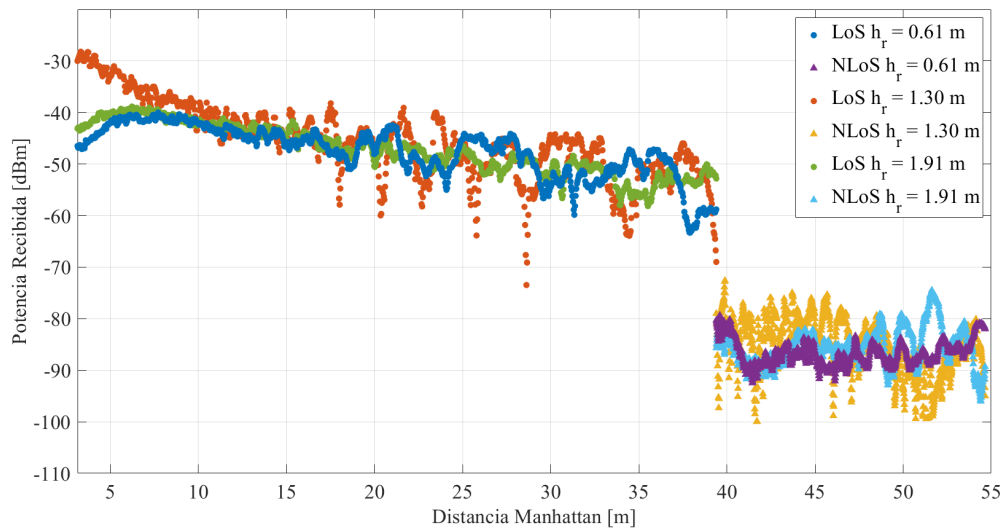


Figura 3.14. Potencia Recibida vs. Distancia Manhattan para las tres alturas de referencia h_{Rx} (0.61 m, 1.30 m y 1.91 m). Datos Filtrados por sobre el piso de ruido del analizador (límite NLoS -100 dBm y límite LoS -80 dBm).

La inspección visual de las curvas presentadas en la Figura 3.14 confirma la correcta sincronización espacial de las muestras tras el proceso de interpolación. Se distingue claramente el comportamiento esperado del canal: una atenuación progresiva en el tramo LoS, seguida de una caída abrupta de potencia en el punto de quiebre (aprox. 39,4 m) al ingresar a la zona NLoS.

3.4.2. Caracterización del Patrón de Radiación de la Antena Horn

Para garantizar la fiabilidad de las mediciones de Path Loss, la determinación precisa de las características de las antenas, especialmente su ganancia y patrón de radiación, constituye un paso crítico. Los siguientes apartados detallan el procedimiento de modelado por software y la calibración experimental en la cámara anecoica, asegurando que la ganancia de la antena receptora y transmisora pueda

ser cuantificado con precisión a lo largo de las diferentes alturas a las que fue evaluado el Rx.

Obtención del Patrón de Radiación y Ganancia de la Antena Horn

La Antena de Horn Cónica utilizada posee una ganancia nominal de 21,1 dBi. Sin embargo, debido a las variaciones de altura en el punto de recepción, la antena no siempre mantiene su máxima ganancia. Por esta razón, se hizo necesario caracterizar el patrón de radiación en el plano de elevación para obtener la ganancia efectiva en función del ángulo de desalineación.

Modelado y Análisis en HFSS

Se realizó un modelo de la antena en el software de simulación Ansys HFSS (*High Frequency Structure Simulator*) para predecir su rendimiento y validar su diseño. El modelo se basó en una geometría Cónica con dimensiones físicas previamente medidas.

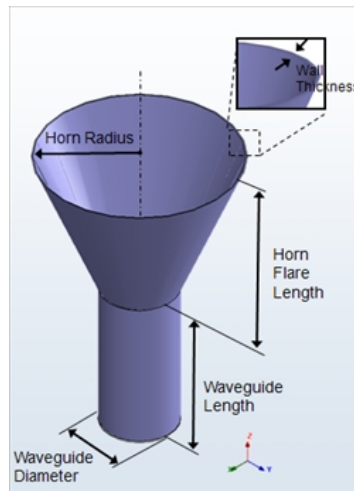


Figura 3.15. Diagrama de las variables geométricas principales (“Horn radius” y “Horn lenght”) consideradas para el modelado de la Antena Horn en HFSS.

El cuerpo de la antena fue modelado con Aluminio y el interior se definió como Vacío. Se utilizó un Puerto de Excitación de guía de onda y se delimitó una Caja de Radiación para simular el espacio libre. Las dimensiones iniciales se ajustaron para optimizar la Ganancia y replicar fielmente el rendimiento del datasheet: el radio se modificó de 1,575 in a 1.56 in y la longitud de 4,724 in a 4.7 in. Esta disminución en la longitud y el radio es físicamente consistente con la necesidad de sintonizar la impedancia de entrada de la bocina a la guía de onda y ajustar la fase en la apertura, un factor crucial para maximizar la directividad y, por lo tanto, la ganancia a la frecuencia de 18 GHz.

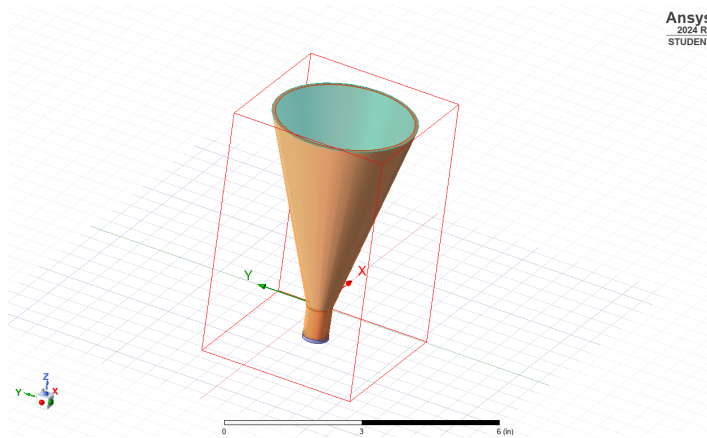


Figura 3.16. Vista del modelo final de la Antena Horn cónica diseñado en Ansys HFSS.

El modelo final (Figura 3.16) mostró resultados que validan la ganancia y que complementan la información entregada en el datasheet de la antena Horn [56]. La ganancia máxima 3D simulada arrojó un valor de 21,12 dBi a 18 GHz (Figura 3.17), lo que se alinea con el requerimiento de calibración. El análisis del Patrón de Radiación en los planos E y H (Figura 3.18) reveló un lóbulo principal estrecho, con una Caída de -3 dB aproximadamente entre los ángulos de -9° y 9° . Este ancho de haz estrecho confirma la alta directividad de la antena y su sensibilidad al desalineamiento. Finalmente, la pérdida de Retorno (*Return Loss*) simulada a 18 GHz (Figura 3.19) mostró que los parámetros S_{11} y S_{22} se encontraban alrededor de -20 dB. Este valor se considera excelente en el diseño de antenas, ya que indica que solo el 1 % de la potencia incidente es reflejada, asegurando así una transferencia de potencia óptima.

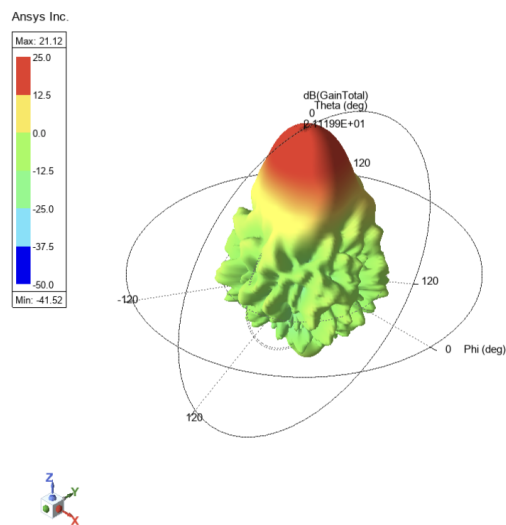


Figura 3.17. Patrón de Ganancia Total 3D simulado en HFSS a 18 GHz.

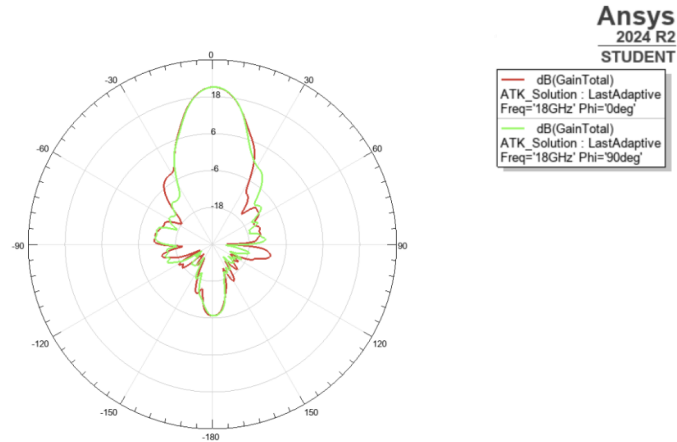


Figura 3.18. Patrón de Ganancia Total en los Planos E y H simulado en HFSS a 18 GHz.

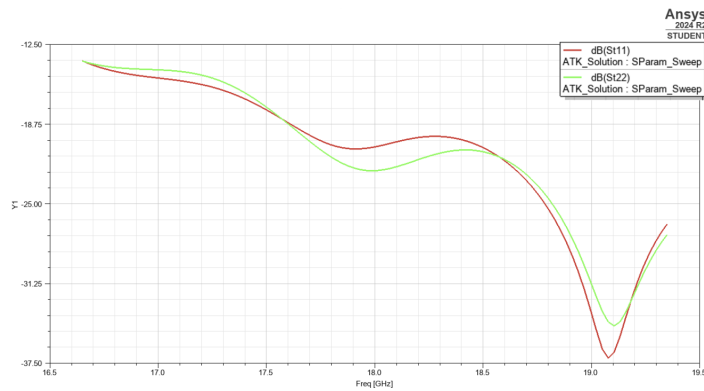


Figura 3.19. Return Loss de la Antena Horn simulada en HFSS a 18 GHz.

Procedimiento Experimental de Caracterización en Cámara Anecoica

La caracterización experimental se realizó en la cámara anecoica para obtener el patrón de radiación efectivo, esencial para la corrección de las ganancias G_{Rx} y G_{Tx} en las mediciones de campo.

1. Antenas y Equipamiento: Se utilizó el VNA de la cámara conectado a la Antena Horn bajo prueba y a una Antena de Referencia de doble polarización SATIMO QH2000-16 [57] (aptas para 18 GHz). Las antenas se configuraron en la misma polarización.

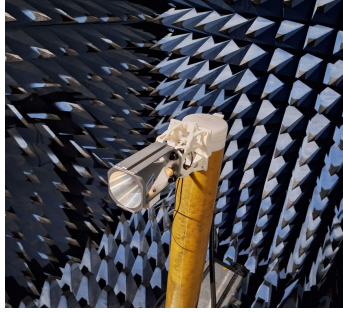


Figura 3.20. Antena Horn cónica instalada en el soporte de rotación.

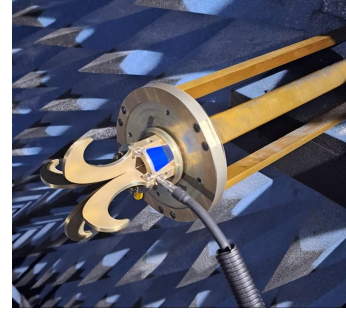


Figura 3.21. Antena de Referencia SATIMO QH2000 utilizada para las mediciones de patrón.

2. Medición de S_{21} y Recorrido Angular: La Antena Horn se conectó al puerto 2 del VNA y la antena de referencia al puerto 1. La Ganancia se obtuvo a partir de la medición del parámetro S_{21} (transmisión) a 18 GHz. La Antena Horn se rotó en el plano de elevación en un arco de -90° a 90° (ambas antenas bajo la misma polarización). Los datos de magnitud (en dB) fueron registrados por el software 959 Antenna Acquisition [58].
3. Proceso de datos de magnitud a ganancia (dBi): Los datos de magnitud crudos se escalaron a ganancia efectiva en dBi mediante un proceso de normalización con respecto al *datasheet*. El escalamiento se realizó de la siguiente forma:
 - Se identificó la magnitud medida a 0° (M_{0°), donde la ganancia es máxima y en donde se cuenta con el valor de 21.1 dBi como dato del fabricante.
 - Se calculó el factor de corrección ΔG , determinado por la diferencia $\Delta G = 21,1 \text{ dBi} - M_{0^\circ}$.
 - Finalmente, ΔG se sumó a cada dato de magnitud angular para obtener el patrón de radiación escalado a dBi.
4. Procesamiento de Datos: La conversión de los archivos “.lst” (salida del software de adquisición) a archivos “.mat” y la aplicación del escalamiento ΔG y los *parseos* necesarios, se realizaron íntegramente mediante códigos desarrollados en MATLAB.

Relevancia para el Cálculo del Path Loss

El Patrón de Radiación resultante de la medición se muestra en la Figura 3.22. La caracterización es vital, ya que permite cuantificar la reducción de ganancia G_{Rx} y G_{Tx} cuando la antena no está perfectamente alineada con el transmisor. El patrón de radiación proporciona la corrección necesaria

que se aplicará para el cálculo del path loss para seleccionar la ganancia adecuada en función de la altura y la distancia entre los equipos del enlace.

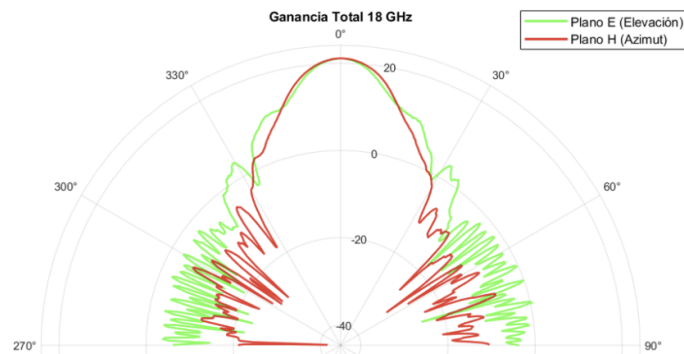


Figura 3.22. Patrón de Ganancia Total medido en la Cámara Anecoica a 18 GHz, indicando la reducción de la ganancia efectiva en función del ángulo de elevación (desalineación).

Una vez que el sistema de medición y la ganancia efectiva han sido caracterizados, el enfoque se traslada al Procesamiento Final de los Datos para el modelado del canal. La Sección 3.4.3 detallará el desarrollo del código que integra la corrección de ganancia, asignando la ganancia de recepción y transmisión en función de la distancia recorrida (solo para las configuraciones con alturas variables), mientras que para los casos NLoS y LoS a 1,3 m se consideró la ganancia máxima (21,1 dBi) para todo el recorrido. Este código también incluye el cálculo del path loss y la aplicación de un promediado móvil para atenuar los efectos del desvanecimiento a pequeña escala y aislar los fenómenos a gran escala.

3.4.3. Procesamiento Final de Datos para el Modelado del Canal

Asignación de Ganancia, Cálculo de Path Loss y Promediado Móvil

Una vez que los datos crudos del analizador de espectros fueron pre-procesados, equiespaciados, interpolados y promediados (Sección 3.4.1) y se obtuvo la ganancia de las antenas (Sección 3.4.2), la etapa final del procesamiento consistió en asignar la ganancia adecuada a cada punto de medición, calcular el Path Loss y aplicar un Promediado Móvil para aislar el desvanecimiento a gran escala. El código de MATLAB encargado de estas tareas se denomina *Procesamiento_PL_con_Ganancia_v1.m* (Anexo C).

Asignación de Ganancia Variable y Ángulo de Desviación

La asignación de ganancia variable se aplicó exclusivamente a los recorridos LoS con alturas distintas a la de referencia ($h_{Rx} = 0,61$ m y $h_{Tx} = 1,91$ m), ya que la diferencia de altura ($h_{Tx} \neq h_{Rx}$) genera un Ángulo de Desviación (Θ) que provoca que las ganancias de las antenas sean variables a lo largo del enlace.

1. Cálculo del Ángulo de Desviación (Θ): El código utiliza las alturas fijas del transmisor ($h_1 = h_{Tx}$) y del receptor ($h_2 = h_{Rx}$), y la distancia horizontal (d) entre ellos, para calcular el ángulo Θ . La Figura 3.23 ilustra la geometría del enlace. El ángulo de desviación respecto al eje horizontal se calcula mediante trigonometría, considerando, por el análisis realizado de las antenas Horn, que ambas antenas tienen el mismo patrón de radiación. Además se tuvo en cuenta que apuntaron durante toda la campaña de medición hacia el frente y esta disposición no fue cambiando (se menciona esto ya que existen casos en que se puede medir e ir ajustando la alineación de las antenas físicamente para considerar máxima ganancia).

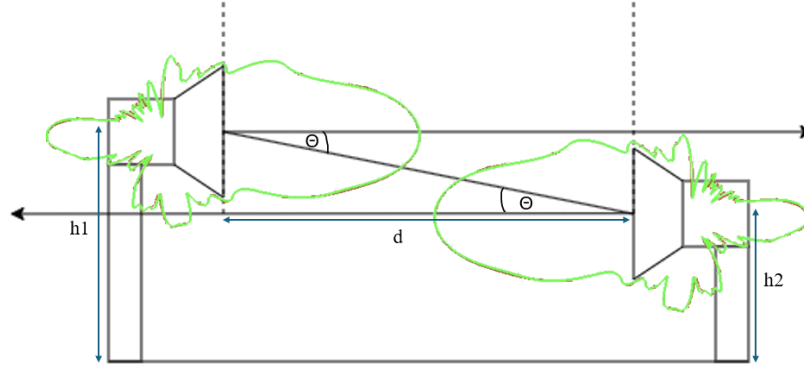


Figura 3.23. Esquema geométrico del enlace LoS con diferentes alturas de Tx (h_1) y Rx (h_2), mostrando el ángulo de desviación (Θ) que genera la reducción de la ganancia efectiva.

La fórmula utilizada para calcular el ángulo de desalineación en el plano de elevación, Θ , para cada punto de medición en el tramo LoS es:

$$\Theta[^{\circ}] = \arctan \left(\frac{|h_{Tx} - h_{Rx}|}{d} \right) \quad (3.1)$$

2. Asignación de Ganancia: Una vez obtenido el vector de ángulos Θ para cada distancia, el código de MATLAB realiza una interpolación con el patrón de radiación calibrado (obtenido en la Sección 3.4.2) para asignar el valor de ganancia efectiva $G_{eff}(\Theta)$ a cada punto.

3. Simetría de Ganancia ($G_{Tx} = G_{Rx}$): Se consideró que la ganancia de la antena transmisora (G_{Tx}) y receptora (G_{Rx}) varían de la misma forma en cada punto, es decir, $G_{Tx}(\Theta) = G_{Rx}(\Theta) = G_{eff}(\Theta)$. Esta suposición se justifica por dos motivos principales:

- Las antenas son del mismo tipo y modelo, y los patrones de radiación medidos son simétricos en el ancho de haz principal.
- Por reciprocidad, las propiedades de la antena para la transmisión son idénticas a sus propiedades para la recepción.

Justificación de Exclusiones de Ganancia Variable:

- Escenario NLoS: Para las mediciones NLoS, no fue posible aplicar el mismo procedimiento. La propagación depende de múltiples reflexiones y difracciones en la esquina, no de una trayectoria recta dominante. La trayectoria principal es desconocida y altamente variable, por lo que se utilizó la Ganancia Máxima constante de 21,1 dBi en todo el recorrido NLoS como una aproximación conservadora.
- Escenario LoS a 1,3 m: En este caso, la altura del transmisor y receptor es idéntica ($h_{Tx} = h_{Rx} = 1,3$ m), lo que implica que el ángulo Θ es prácticamente 0° . Por lo tanto, se asumió la Ganancia Máxima constante (21,1 dBi) para todo el recorrido.
- Desnivel del Piso: Se decidió no incluir el pequeño desnivel de 5 cm en el tramo LoS dentro del cálculo de Θ . Esta decisión se justifica por la baja sensibilidad de la corrección angular a tan pequeñas variaciones en la superficie y por la alta incertidumbre que añadiría al cálculo del ángulo, sin un impacto significativo en la corrección total de la ganancia.

Cálculo del Path Loss

Una vez determinada la Ganancia efectiva G_{eff} para cada punto, el Path Loss Bruto (PL) se calcula utilizando la ecuación del Link Budget (Presupuesto de Enlace), derivada de la ecuación de Friis.

El PL se obtiene al restar la Potencia Recibida Promediada ($\bar{P}_R$) a la Potencia Radiada Efectiva ($EIRP_{eff}$), que incluye la ganancia asignada y las pérdidas del sistema.

$$PL[\text{dB}] = P_{Tx} + G_{Tx}(\Theta) + G_{Rx}(\Theta) - L_{\text{cables}} - \bar{P}_R[\text{dBm}] \quad (3.2)$$

Donde P_{Tx} es la potencia de transmisión, G_{Tx} y G_{Rx} son las ganancias efectivas asignadas (variables o fijas) y L_{cables} son las pérdidas del cableado del sistema (3,4 dB). Este Path Loss Bruto todavía contiene las fluctuaciones rápidas del *fast fading*.

Aplicación del Promediado Móvil (Método de Lee)

Para aislar el Desvanecimiento a Gran Escala (*Large Scale Fading*) y obtener una estimación robusta del Path Loss para el modelado, es necesario eliminar las rápidas variaciones del *fast fading*.

El código aplica el método de Promediado Móvil (específicamente el *Método de Lee* mencionado anteriormente) sobre la curva de PL . Este método consiste en deslizar una ventana espacial a lo largo del recorrido y calcular el promedio de path Loss en escala lineal dentro de esa ventana, reconvirtiendo luego el resultado a dB.

$$PL[\text{dB}] = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N 10^{PL_i/10} \right) \quad (3.3)$$

Justificación del Promediado Móvil: Aunque la velocidad de recorrido y la tasa de captura no garantizan una captura completa del *fast fading* determinista, el promediado móvil es esencial para mitigar las fluctuaciones de la señal que persisten en los datos promediados simples. Estas variaciones remanentes se deben a las vibraciones mecánicas de las antenas, los pequeños movimientos de las personas cercanas (operadores detrás del Tx y Rx), y la inherente variabilidad de la propagación, asegurando que la curva resultante represente solo el componente estático y la tendencia a gran escala del Path Loss.

Se utilizó una ventana espacial de 40λ para asegurar que se promediaran las fluctuaciones del *fast fading*, que ocurre en distancias del orden de $\lambda/2$.

Path Loss: Resultado Final

La Figura 3.24 ilustra el impacto del Promediado Móvil en los datos de Path Loss para cada altura de receptor, mostrando cómo se revela la tendencia de atenuación a gran escala tras suavizar las fluctuaciones.

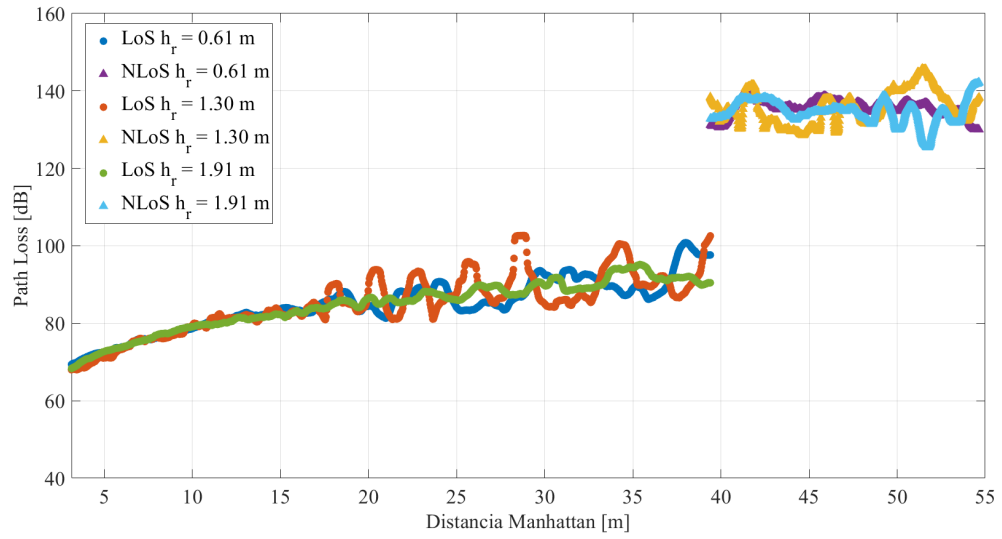


Figura 3.24. Path Loss vs. Distancia Manhattan para las tres alturas de referencia h_{Rx} (0.61 m, 1.30 m y 1.91 m).

Los resultados obtenidos confirman que el método de promediado móvil cumplió su propósito al transformar la dispersión del path loss, dominada por las fluctuaciones a pequeña escala, en curvas estables. El resultado de este procesamiento es el conjunto de datos de path loss a gran escala. Con la obtención de este conjunto de datos, se completa la metodología de procesamiento del capítulo 3. El análisis de estos resultados y la aplicación de los modelos de canal CI y Dual-Slope para la estimación de los parámetros de propagación se abordarán en detalle en el capítulo 4.

Capítulo 4

Presentación y Análisis de Resultados

La etapa final de la investigación se centra en la aplicación de los modelos de canal a los datos experimentales procesados para obtener los parámetros de propagación del entorno. Este capítulo presenta los resultados de la optimización del Modelo CI y del Modelo Dual-Slope, analizando la respuesta del canal ante los escenarios LoS y NLoS, y cuantificando el impacto del quiebre y de la variación de la altura mediante el PLE y la Desviación Estándar del Desvanecimiento por Sombra (σ).

4.1. Metodología de Modelado y Consolidación de Datos

El análisis de los modelos de path loss se basa en la consolidación de los datos promediados de las tres alturas del receptor evaluadas (0,61 m, 1,30 m y 1,91 m). El sentido lógico de consolidar los datos de las tres alturas en un único conjunto de datos maestra, para la optimización de los parámetros de los modelos que se van a aplicar, radica en la necesidad de capturar la variabilidad espacial media del canal. Al promediar los efectos de las diferentes alturas dentro de un mismo escenario (LoS o NLoS), los modelos logran ser menos dependientes de una altura específica y más representativos de la respuesta volumétrica del corredor.

4.1.1. Punto de Anclaje y Fórmula de Base

Ambos modelos se anclan a un punto de referencia teórico para asegurar la validez física de los parámetros obtenidos. El punto de anclaje utilizado es la distancia de inicio de medición más lejana a la región de campo cercano, $d_0 = 3,15$ m. La pérdida teórica en este punto se calcula mediante la

fórmula de Pérdida de Trayectoria en Espacio Libre (FSPL):

$$PL(d_0) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d_0 f}{c} \right) \quad (4.1)$$

Para la frecuencia de $f = 18$ GHz y $d_0 = 3,15$ m, la pérdida de anclaje es $PL(d_0) = 67,51$ dB.

4.2. Resultados y Análisis del Modelo CI

Como se mencionó en el marco teórico, el Modelo CI es un modelo log-normal de una sola pendiente que asume que el PLE es constante en todo el trayecto y se optimiza de forma independiente para las condiciones LoS y NLoS.

4.2.1. Procedimiento Matemático del Modelo CI

El modelo CI predice el path loss a una distancia d utilizando la siguiente fórmula, donde X_σ es el término estocástico que modela el desvanecimiento por sombra [16]:

$$PL^{CI}(d)[\text{dB}] = PL(d_0) + 10 \cdot n \cdot \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma \quad (4.2)$$

Para encontrar el valor óptimo del PLE (n) que mejor se ajusta a los datos medidos, se utiliza el método de mínimos cuadrados. Al ignorar el término estocástico X_σ para el ajuste determinista, la ecuación se transforma en una relación lineal, $y = n \cdot x$, mediante el reordenamiento de los términos:

$$\underbrace{PL_{\text{medido},i} - PL(d_0)}_{y_i} = n \cdot \underbrace{\left[10 \cdot \log_{10} \left(\frac{d_i}{d_0} \right) \right]}_{x_i} \quad (4.3)$$

Para un conjunto de N mediciones, el valor óptimo de n (n_{opt}) que minimiza el error cuadrático ($\sum (y_i - n \cdot x_i)^2$) se obtiene mediante la solución analítica de mínimos cuadrados:

$$n_{\text{opt}} = \frac{\sum_{i=1}^N (x_i \cdot y_i)}{\sum_{i=1}^N (x_i^2)} \quad (4.4)$$

Esta optimización se realiza de forma separada para el conjunto de datos LoS y NLoS, produciendo n_{LoS} y n_{NLoS} . Finalmente, el desvanecimiento por sombra se calcula como el error o residuo (X_σ) de

las mediciones con respecto al modelo determinista:

$$X_{\sigma} = PL_{\text{medido}} - PL_{\text{determinista}}^{\text{CI}} \quad (4.5)$$

4.2.2. Optimización y Parámetros Obtenidos del Modelo CI

Teniendo en cuenta el procedimiento matemático de mínimos cuadrados detallado anteriormente, se implementó un código en MATLAB para aplicar esta optimización a los datos medidos y determinar los parámetros óptimos del modelo CI. La implementación detallada de este proceso se puede encontrar en el Anexo D) bajo el nombre de `modelo_CI.m`.

Una vez ejecutado el código y aplicado el procedimiento de obtención de los parámetros del modelo, se obtiene lo siguiente:

Tabla 4.1. Parámetros obtenidos del Modelo Close-In (CI) a 18 GHz

Escenario	PLE (n)	$PL(d_0)$ [dB]	RMSE [dB]	Modelo Final (PL)
LoS	2,291	67,51	2,771	$67,51 + 22,91 \log_{10}(d/3,15) + X_{\sigma}$
NLoS	5,791	67,51	3,943	$67,51 + 57,91 \log_{10}(d/3,15) + X_{\sigma}$
Global (Ambos)	—	—	3,408	—

4.2.3. Análisis del PLE y Desempeño del Modelo CI

El resultado del modelo CI, mostrado en la Figura 4.1, refleja un desempeño diferenciado en función de la visibilidad. El PLE obtenido en LoS ($n_{\text{LoS}} = 2,29$) es ligeramente superior al valor teórico de espacio libre ($n = 2,0$). Esto sugiere que las pérdidas por atenuación y obstrucción (marcos, vitrinas, escaleras, etc.) en el tramo LoS son lo suficientemente significativas como para contrarrestar la ganancia por efecto guía de onda, elevando la pendiente. En contraste, el PLE en NLoS ($n_{\text{NLoS}} = 5,79$) es alto, superando con creces los valores típicos de interiores ($n \approx 3,0$ a $4,0$). Esta pendiente tan pronunciada es un indicador directo de la severa atenuación adicional introducida por el quiebre de 90° , donde la señal debe difractarse y reflejarse, atenuándose rápidamente con la distancia desde la esquina.

El RMSE, es significativamente mayor en NLoS ($\sigma_{\text{NLoS}} = 3,94$ dB) que en LoS ($\sigma_{\text{LoS}} = 2,77$ dB). Esto valida que el modelo CI es menos preciso en NLoS, ya que la geometría del quiebre introduce una variabilidad de pérdida que no puede ser capturada por la simple dependencia logarítmica de la distancia.

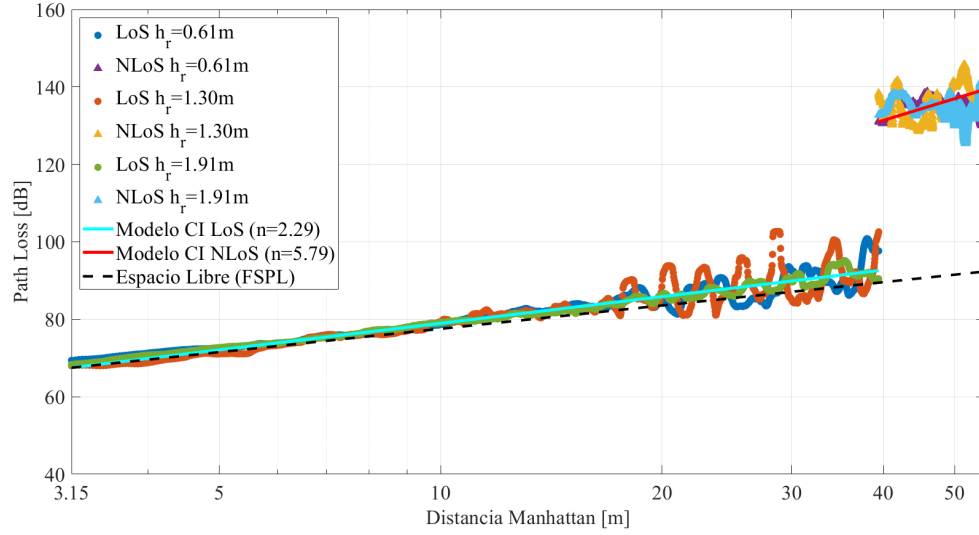


Figura 4.1. Modelo CI ajustado a partir de los datos de Path Loss vs. Distancia Manhattan de las tres alturas del receptor (0.61 m, 1.30 m y 1.91 m).

4.3. Resultados y Análisis del Modelo Dual-Slope

El Modelo DS, o modelo de quiebre, se ajusta a la naturaleza física del entorno, asumiendo una pérdida discreta (S) en el punto de quiebre ($x_1 = 39,4$ m) y un único PLE (n) para el componente de propagación con la distancia. El modelo es idóneo para escenarios LoS-NLoS con transiciones abruptas.

4.3.1. Procedimiento Matemático del Modelo Dual-Slope

El modelo DS busca optimizar dos parámetros acoplados (n y S) que definen la propagación de distancia y la pérdida por quiebre, respectivamente. El modelo se define por partes:

$$PL^{DS}(d)[dB] = \begin{cases} PL(d_0) + 10n \log_{10}(d/d_0) & \text{si } d \leq x_1 \quad (\text{LoS}) \\ PL(x_1) + S + 10n \log_{10}(d/x_1) & \text{si } d > x_1 \quad (\text{NLoS}) \end{cases} \quad (4.6)$$

Donde $x_1 = 39,4$ m es la distancia del punto de quiebre y $PL(x_1)$ es la pérdida predicha por el tramo LoS exactamente en el punto x_1 , asegurando la continuidad del modelo:

$$PL(x_1) = PL(d_0) + 10n \log_{10}(x_1/d_0) \quad (4.7)$$

Debido a que el modelo no se puede resolver analíticamente con mínimos cuadrados simples (los parámetros n y S están acoplados), se emplea un método de optimización numérica (*fminsearch*) la cual está basada en el algoritmo de Nelder-Mead [59] para encontrar la combinación (n, S) que minimiza la función de costo global (J), definida como el RMSE sobre todos los puntos de datos (LoS y NLoS) simultáneamente:

$$J(n, S) = \sqrt{\frac{1}{N_{\text{total}}} \sum_{i=1}^{N_{\text{total}}} (PL_{\text{medido},i} - PL_{\text{pred}}(d_i, n, S))^2} \quad (4.8)$$

4.3.2. Optimización y Parámetros Obtenidos del Modelo DS

El procedimiento fue implementado y ejecutado en un script de MATLAB. Este script realiza una búsqueda iterativa para encontrar la combinación única de n y S que produce el menor RMSE total. El código de implementación puede encontrarse en el Anexo E.

La optimización numérica arrojó los siguientes parámetros:

Tabla 4.2. Parámetros obtenidos del Modelo Dual-Slope (DS) a 18 GHz

Escenario	PLE (n)	S [dB]	RMSE [dB]	Modelo Final (PL)
Global (LoS/NLoS)	2,28	41,15	3,109	$PL_{\text{DS}}(d)$, con $n = 2,28$ y $S = 41,22$ dB
LoS Segmento	2,28	—	2,771	—
NLoS Segmento	2,28	—	3,414	—

El modelo DS resultante, con los parámetros optimizados, queda expresado explícitamente como:

$$PL^{\text{DS}}(d) \text{ [dB]} = \begin{cases} 67,51 + 10 \cdot 2,28 \cdot \log_{10}(d/3,15) + X_{\sigma} & \text{si } d \leq 39,40 \\ [92,54 + 41,15] + 10 \cdot 2,28 \cdot \log_{10}(d/39,40) + X_{\sigma} & \text{si } d > 39,40 \end{cases} \quad (4.9)$$

Donde $PL(x_1) = 92,54$ dB y $S = 41,15$ dB.

4.3.3. Análisis del Modelo DS y el Impacto del Quiebre

El modelo Dual-Slope (Figura 4.2) ofrece una interpretación física superior al path loss observado, aislando la atenuación de la distancia de la atenuación del quiebre. El Exponente de Pérdida único ($n = 2,28$) es casi idéntico al n_{LoS} del modelo CI, lo que reafirma que la atenuación del Path Loss con la distancia en el corredor se comporta de manera uniforme. Al ser este valor levemente superior al espacio libre ($n = 2,0$), se concluye que las pérdidas por absorción y obstrucción en el tramo LoS

dominan sobre cualquier efecto guía de onda que pudiera existir.

La Pérdida por Quiebre ($S = 41,15$ dB) representa la atenuación discreta causada por la difracción y dispersión en la esquina de 90° . Este valor se considera alto si se compara con investigaciones previas a frecuencias cercanas (donde se estimaban pérdidas alrededor de 30 dB), pero tiene sentido dada la alta sensibilidad de la banda de 18 GHz a las obstrucciones y la necesidad de una difracción intensa para alcanzar el receptor NLoS, además hay que tener en cuenta el efecto del pasillo adicional y las escaleras con las cuales la señal interactúa durante su trayecto.

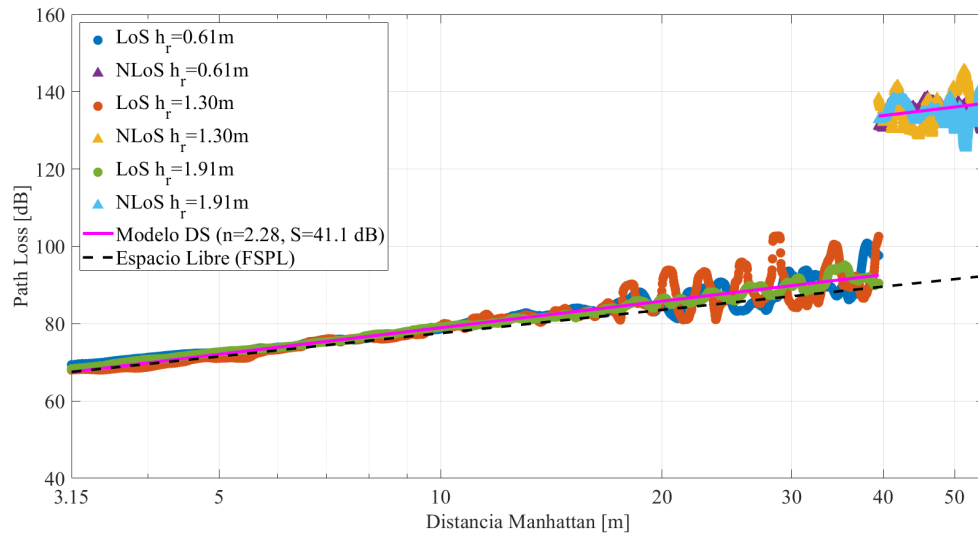


Figura 4.2. Modelo Dual-Slope ajustado a partir de los datos de Path Loss vs. Distancia Manhattan de las tres alturas del receptor (0.61 m, 1.30 m y 1.91 m).

4.4. Análisis de Desvanecimiento por Sombra y Precisión

a métrica del RMSE se utiliza para validar la precisión de cada modelo determinista y entender la variabilidad espacial restante en el canal. El valor del RMSE representa directamente la magnitud promedio del error de predicción entre el path loss medido y el path loss predicho por el modelo.

4.4.1. Comparación de Precisión de los Modelos

Tabla 4.3. Comparación de Precisión de los Modelos ajustados a las 3 alturas del receptor a 18 GHz

Modelo	RMSE LoS [dB]	RMSE NLoS [dB]	RMSE Global [dB]
CI	2,771	3,943	3,408
DS	2,771	3,414	3,109

La tabla 4.3 revela dos hallazgos clave. Primero, el modelo DS reduce el error en NLoS (de 3,41 dB a 3,11 dB), lo que significa que el desvanecimiento por sombra en NLoS es mejor representado por el evento físico de pérdida por quiebre (S) que por la dependencia lineal de la distancia del modelo CI. Segundo, el RMSE/ σ en LoS es de 2,77 dB para ambos modelos.

Estos valores de RMSE y la variabilidad vista en las curvas de path loss en los gráficos obtenidos es el resultado directo de la variabilidad inducida por las tres alturas de receptor, ya que el efecto multitrayecto (interferencias por suelo/techo) cambia drásticamente en función de la posición vertical.

4.5. Pérdida de Trayectoria en Exceso (EPL) y Función de Distribución Acumulada (CDF)

Para profundizar en el impacto del multitrayecto y la altura, se procede a calcular el EPL, definido como la diferencia entre la pérdida medida (PL_{medido}) y la pérdida teórica en espacio libre (PL_{FSPL}). El EPL es una métrica valiosa porque aísla todas las pérdidas que superan el escenario ideal, es decir, el efecto combinado del canal (reflexión, difracción, sombra) y la ganancia por antena.

Cálculo de EPL

El EPL para cada punto de medición se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$\text{EPL}[\text{dB}] = PL_{\text{medido}}[\text{dB}] - PL_{\text{FSPL}}[\text{dB}] \quad (4.10)$$

Donde PL_{FSPL} se obtiene de la Ecuación (4.1) evaluada para cada distancia d . Los datos PL_{medido} se obtuvieron del procesamiento de la Sección 3.4.3. Este procedimiento de cálculo, junto con la generación de las gráficas de EPL y CDF, fue implementado en un script de MATLAB, el cual se adjunta en el Anexo F.

Análisis del EPL versus Distancia

La Figura 4.3 muestra la evolución del EPL en función de la distancia Manhattan, separando los puntos por la altura de recepción. En esta gráfica, los valores positivos indican que la pérdida del canal es mayor a la del espacio libre, lo cual es de esperar en un entorno de interior.

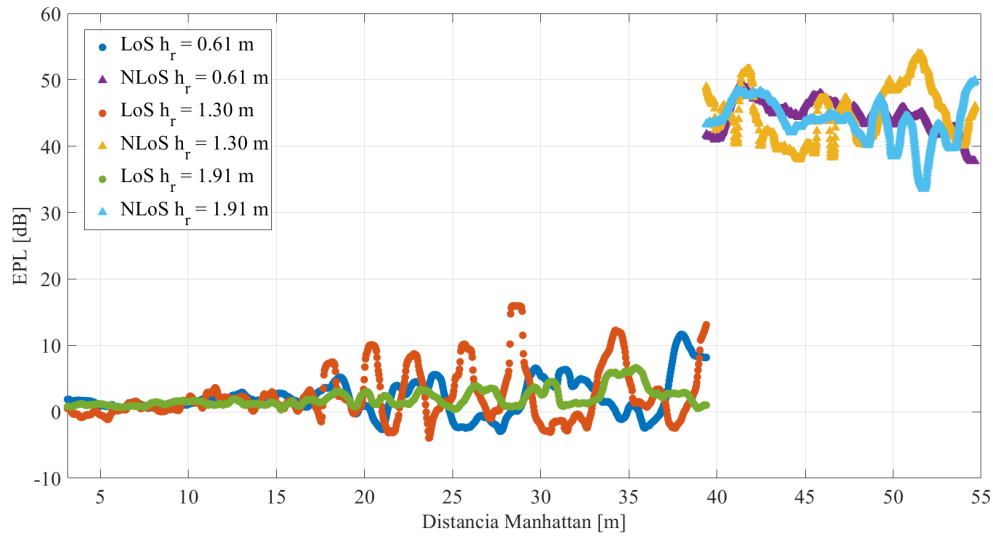


Figura 4.3. Pérdida de Trayectoria en Exceso vs. Distancia Manhattan. Los datos se separan por altura y escenario, ilustrando la estabilidad del EPL en LoS y el salto abrupto en NLoS.

La gráfica revela un comportamiento clave en ambos escenarios:

1. Tramo LoS (Distancia $< 39,4$ m): El EPL se mantiene bajo y relativamente constante (entre 0 dB y 10 dB). Este rango sugiere que las contribuciones del multitrayecto son significativas, lo que ayuda a mitigar las pérdidas por obstrucciones. Sin embargo, la dispersión de los puntos de EPL a lo largo de este tramo, especialmente en las alturas $h_r = 0,61$ m y $h_r = 1,30$ m, refleja el efecto de las variaciones de altura sobre el patrón de interferencia por ondas reflejadas.
2. Tramo NLoS (Distancia $> 39,4$ m): Se observa un salto abrupto en el EPL, que se sitúa consistentemente entre 40 dB y 55 dB. Esta banda vertical de puntos indica que la atenuación del canal se estabiliza a un valor muy alto y es dominada por la pérdida discreta del quiebre ($S \approx 41,15$ dB), más la atenuación de propagación del tramo NLoS, lo cual concuerda con el valor de $92,54$ dB + $41,15$ dB $\approx 133,69$ dB de Path Loss total del modelo DS en el quiebre.

Función de Distribución Acumulada (CDF) del EPL

EL CDF del EPL es fundamental para evaluar la probabilidad de que la pérdida de señal exceda un cierto umbral, lo cual es vital para la ingeniería de enlaces. Se calcula como la probabilidad de que el EPL sea menor o igual a un valor dado.

El análisis de la CDF se realiza observando los percentiles clave (mediana, P90), que se resumen en la siguiente tabla de métricas estadísticas.

Tabla 4.4. Métricas Estadísticas del EPL por Altura

Altura (h_r)	LoS			NLoS		
(m)	Mediana [dB]	P90 [dB]	Desv. Est. [dB]	Mediana [dB]	P90 [dB]	Desv. Est. [dB]
0,61	1,65	5,46	2,76	45,07	47,55	2,37
1,30	1,36	8,63	3,93	44,58	50,93	4,22
1,91	1,48	3,67	1,35	43,98	48,00	3,27

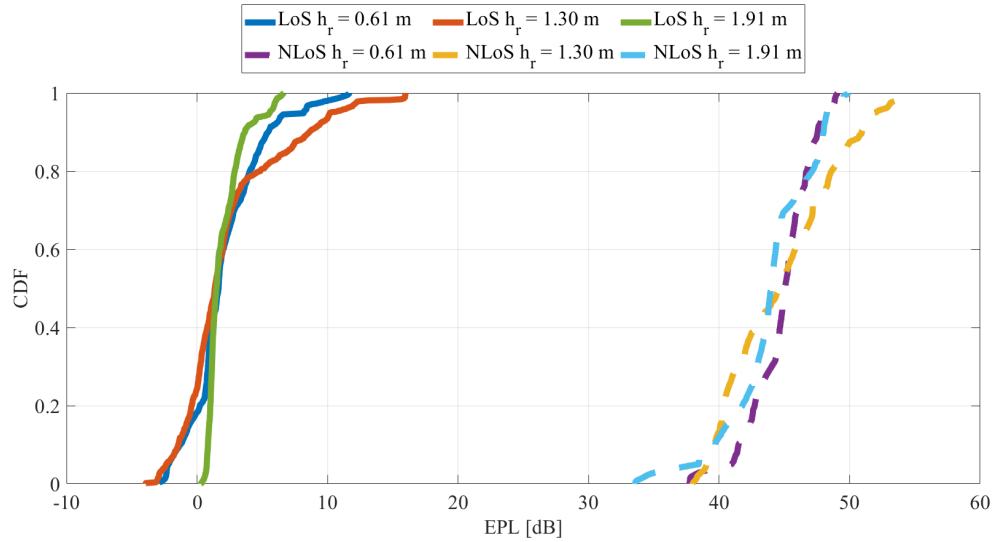


Figura 4.4. CDF del EPL. Las curvas continuas representan LoS y las curvas discontinuas NLoS.

De la tabla de resultados y del gráfico se puede señalar lo siguiente:

1. Impacto de la Altura en LoS (Desv. Est. y P90): La altura central de 1,30 m muestra la mayor dispersión (Desv. Est. = 3,93 dB) y el percentil 90 (8,63 dB), lo que significa que en esta altura específica, la señal es más inestable. En contraste, la altura de 1,91 m es la más estable (Desv. Est. = 1,35 dB). Este hallazgo es crucial, ya que indica que la altura de 1,91 m probablemente se encuentra cerca de un máximo de interferencia constructiva del multirrayecto (onda directa más reflejada en el suelo), mientras que la altura de 1,30 m se sitúa en una zona de fuerte variabilidad o mínima inestable.
2. Conectividad Esperada en NLoS: La mediana de EPL en NLoS para todas las alturas se encuentra consistentemente entre 44 dB y 45 dB. Esto establece la pérdida media real que un diseñador de red debe presupuestar. La alta dispersión de P90 en NLoS (50,93 dB para $h_r = 1,30$ m) indica que en la peor ubicación, la pérdida es extremadamente alta, lo que subraya el desafío de garantizar una conectividad fiable más allá del quiebre.

La Figura 4.4 muestra que las curvas de NLoS (líneas discontinuas) están claramente desplazadas a la derecha de las curvas LoS, lo que confirma que el quiebre de 90° domina la pérdida de señal, independientemente de la altura del receptor.

4.6. Impacto de la Posición del Transmisor en el Path Loss NLoS

El análisis de path loss en el escenario NLoS fue complementado con una campaña para cuantificar la influencia de la distancia entre el equipo transmisor y el punto de quiebre del corredor. Esta evaluación es crucial para entender cómo la potencia de la señal que incide en la esquina afecta la atenuación total en el tramo NLoS.

Las mediciones se realizaron manteniendo la altura del Rx y del Tx fijas en 1,30 m y variando la distancia del Tx al quiebre en tres posiciones: 39,4 m (nominal), 19,7 m, y 9,9 m. Los resultados del PL promediado en función de la Distancia Manhattan se presentan en la Figura 4.5 y se resumen en la Tabla 4.5 (el código elaborado para obtener estos datos se puede encontrar en el Anexo G) .

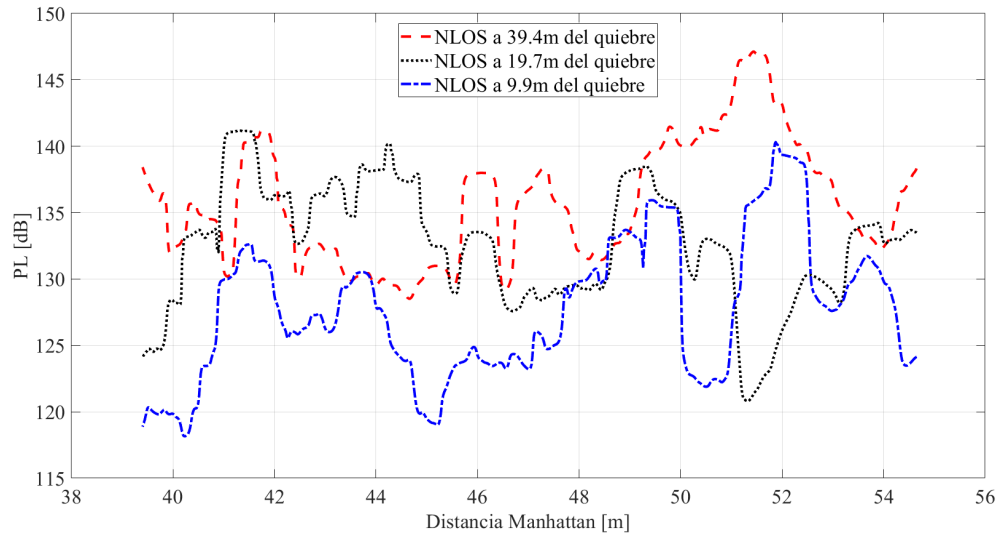


Figura 4.5. Comparación de Path Loss (PL) vs. Distancia Manhattan para diferentes distancias del Tx al quiebre en el escenario NLoS ($h_r = 1,30$ m).

Tabla 4.5. Métricas Estadísticas del Path Loss NLoS en Función de la Distancia del Tx al Quiebre

Distancia Tx al Quiebre [m]	PL Promedio [dB]	Mediana PL [dB]	Desviación Estándar (σ) [dB]
39,4	135,74	135,32	4,60
19,7	133,54	132,99	4,58
9,9	127,68	127,51	5,24

El análisis visual y estadístico revela una correlación inversa y significativa entre la distancia del Tx al quiebre y el Path Loss NLoS. A medida que el transmisor se acerca a la esquina (39,4 m $\rightarrow$ 9,9 m), el Path Loss promedio disminuye de 135,74 dB a 127,68 dB. Esta reducción de unos 8,1 dB se debe a que la señal pierde menos potencia por atenuación de la distancia en el segmento LoS, llegando con una mayor Potencia Radiada Efectiva (EIRP) al punto de difracción.

La curva correspondiente al Tx a 9,9 m del quiebre (línea azul) mantiene consistentemente el Path Loss más bajo en promedio. Observando el detalle del gráfico, se aprecia que la línea azul inicia el recorrido NLoS con un PL bajo y experimenta un aumento progresivo con la distancia (por ejemplo, hasta los 52 m), lo cual es el comportamiento esperado cuando el PLE domina. Por otro lado, los casos con el Tx más alejado (39,4 m y 19,7 m) presentan un PL inicial más alto, y el Path Loss en el tramo NLoS tiende a descender en algunos segmentos (como se ve en la línea negra discontinua para 19,7 m), lo que sugiere que la variabilidad inicial es mayor debido a la baja potencia que llega a la esquina.

Un hallazgo crucial es el aumento de la Desviación Estándar (σ) a medida que el Tx se acerca al quiebre (4,60 dB $\rightarrow$ 5,24 dB). Contrario a la intuición, un menor Path Loss promedio se asocia con una mayor inestabilidad de la señal. Esta mayor variabilidad es causada por el aumento de la densidad de trayectorias reflejadas y difractadas que llegan al receptor cuando el Tx está más cerca de la esquina, creando un entorno de multitrayecto más complejo y fluctuaciones más pronunciadas por la interferencia constructiva y destructiva. Este fenómeno subraya un compromiso de diseño: si bien acercar el transmisor mejora el promedio de potencia, requiere sistemas de recepción más robustos para gestionar los profundos desvanecimientos rápidos resultantes.

4.7. Comparación con Estándares y Tecnologías Vigentes

Para validar la relevancia de los modelos de Path Loss diseñados, se desarrolló un script de análisis en MATLAB (adjunto en el Anexo H) que compara el desempeño del modelo DS y CI propuestos frente a los modelos estándar de la industria para entornos interiores: el modelo 3GPP TR 38.901 [17] y el modelo ITU-R P.1238 [60]. El modelo 3GPP para el escenario “Indoor Hotspot” (InH) se define mediante la siguiente ecuación para la condición NLoS:

$$PL_{3GPP}(d) = \max(PL_{LoS}, 38,3 \log_{10}(d) + 17,3 + 24,9 \log_{10}(f)) \quad (4.1)$$

Por otro lado, el modelo ITU-R P.1238 establece una dependencia logarítmica con coeficientes específicos para bandas de ondas milimétricas:

$$PL_{ITU}(d) = 20 \log_{10}(f) + N \log_{10}(d) + L_f(n) - 28 \quad (4.2)$$

Al evaluar estas ecuaciones con los datos experimentales a 18 GHz, se observó una discrepancia crítica. La Figura 4.6 ilustra que ambos estándares subestiman drásticamente la atenuación real en el tramo NLoS. El modelo de la ITU presenta un error de predicción de aproximadamente 28 dB, mientras que el modelo del 3GPP subestima la pérdida en cerca de 22 dB. Esta diferencia se debe a que los estándares asumen transiciones suaves o promedios estadísticos que no capturan la pérdida discreta e inmediata que ocurre en un quiebre de 90° en una construcción sólida de hormigón. Esto confirma que el uso directo de estos estándares para el diseño de redes en edificios complejos resultaría en zonas de cobertura deficiente.

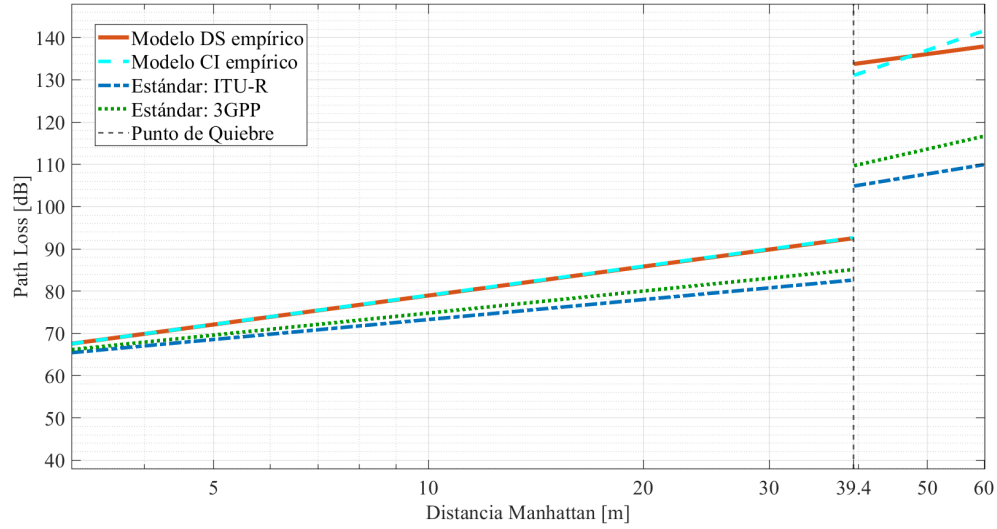


Figura 4.6. Comparación de los modelos empíricos (CI y DS) a 18 GHz frente a los modelos estándar ITU-R P.1238 y 3GPP TR 38.901. Se evidencia la subestimación de la pérdida por parte de los estándares en la región NLoS.

La magnitud del riesgo en el diseño de redes se visualiza en la Figura 4.7, donde se grafica la diferencia entre la predicción de los modelos estándar y el modelo CI con respecto al modelo DS. Cabe señalar que se eligió el modelo DS como referencia por presentar un mejor desempeño en términos de RMSE respecto al modelo CI, y que por la forma en que se ajusta se obtiene solo un valor PLE para los escenarios LoS y NLoS.

La zona sombreada en rojo destaca que, inmediatamente después del punto de quiebre (39,4 m), el error de los estándares se dispara, manteniéndose en un rango de subestimación constante. Esto valida la necesidad de utilizar modelos segmentados con un factor de pérdida por quiebre explícito (S) a la frecuencia de 18 GHz en entornos interiores.

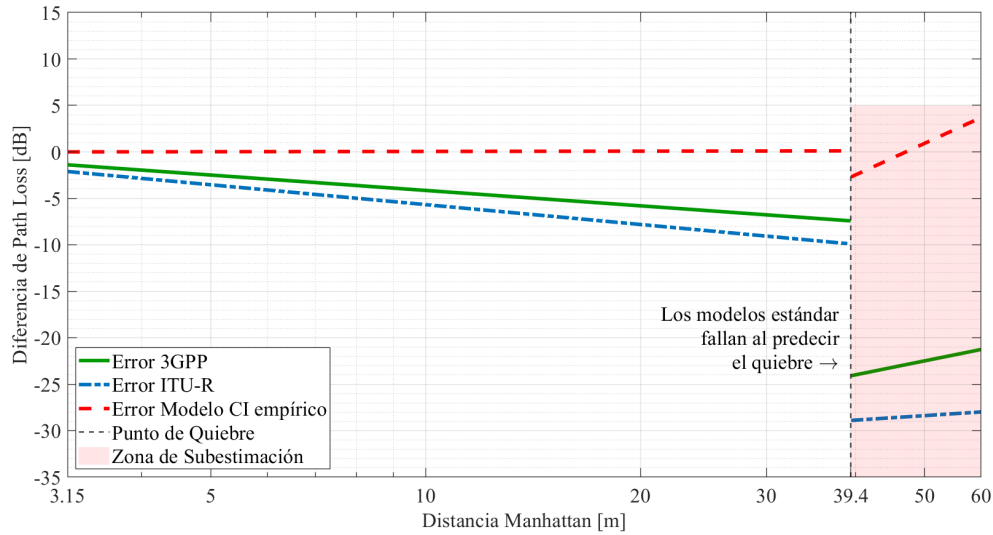


Figura 4.7. Análisis del error de predicción de los estándares internacionales ITU-R P.1238 y 3GPP TR 38.901 respecto al modelo empírico Dual-Slope. La zona sombreada resalta la magnitud de la subestimación en el escenario NLoS.

Además del análisis de estándares, se evaluó la viabilidad de la banda de 18 GHz en el contexto de la evolución tecnológica mediante una proyección comparativa con tecnologías 4G (2.6 GHz), 5G de banda media (3.5 GHz) y 5G de ondas milimétricas (28 GHz). La Figura 4.8 ilustra estas proyecciones sobre el entorno modelado. El análisis detallado del gráfico en la zona de mayor atenuación (NLoS profundo) revela brechas de rendimiento significativamente mayores a las que predice un simple escalamiento por frecuencia en espacio libre. En los peores casos observados, la diferencia de pérdida de trayectoria entre la tecnología 4G consolidada y la banda de 18 GHz alcanza magnitudes cercanas a los 49 dB. Esta inmensa disparidad subraya el desafío físico que representa la migración a bandas FR3, donde la capacidad de difracción se reduce drásticamente y la dependencia de la línea de vista se vuelve crítica.

Por otro lado, al comparar la banda de estudio con la de 28 GHz, se observa una diferencia de aproximadamente 23 dB menos de atenuación en los segmentos más críticos del recorrido. Esto posiciona a la banda de 18 GHz en un punto complejo; si bien presenta una diferencia menor en la atenuación frente a las bandas milimétricas más altas, la penalización respecto a las redes sub-6 GHz

sigue siendo masiva. En consecuencia, la implementación efectiva de sistemas en esta frecuencia no puede depender únicamente de la potencia de transmisión estándar. Para compensar estas pérdidas severas en escenarios NLoS y cerrar la brecha del presupuesto de enlace, es imperativo el uso de técnicas avanzadas de mitigación de desvanecimiento, tales como antenas de muy alta ganancia, o la instalación estratégica de repetidores activos en los puntos de quiebre arquitectónicos.

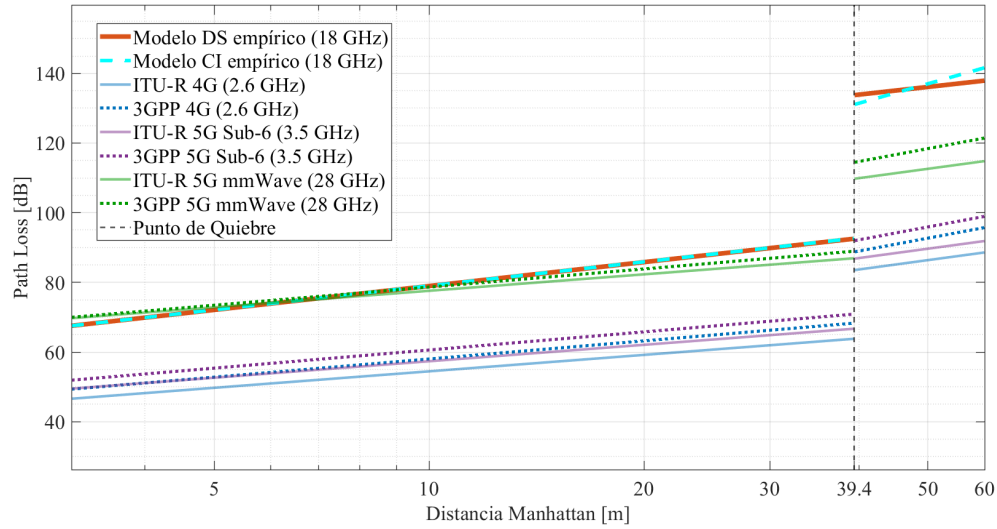


Figura 4.8. Comparación de los modelos CI y DS a 18 GHz con proyecciones para tecnologías 4G y 5G (Sub-6 y mmWave). Se observa el costo en dB de migrar a frecuencias superiores manteniendo la misma geometría.

El análisis exhaustivo de los resultados en el Capítulo 4 ha proporcionado un conjunto completo de modelos empíricos y parámetros estadísticos para la caracterización del canal a 18 GHz en corredores con quiebre. La optimización del modelo Dual-Slope, la cuantificación de la alta Pérdida por Quiebre ($S = 41,15$ dB) y la validación del impacto de la variación de altura y la posición del transmisor, cierran la brecha de conocimiento empírico planteada. Asimismo, el contraste con los estándares ITU-R y 3GPP, junto con la proyección frente a tecnologías 4G/5G, validó la necesidad crítica de utilizar modelos segmentados para corregir la subestimación de pérdidas en NLoS y evidenció los desafíos de cobertura propios de esta banda. Con la obtención de la Desviación Estándar de Sombra (σ), el PLE y los modelos deterministas, se finaliza el análisis cuantitativo. El Capítulo 5 procederá a sintetizar estos hallazgos, evaluar el cumplimiento de los objetivos y proponer las líneas de investigación futuras.

Capítulo 5

Conclusiones y Trabajo Futuro

5.1. Síntesis de los Hallazgos

La investigación realizada ha permitido caracterizar con precisión el comportamiento del canal inalámbrico a 18 GHz en una topología de corredor con quiebre, proporcionando parámetros empíricos críticos para el despliegue de futuras redes en la banda FR3. El análisis de los datos experimentales demostró que la propagación en este entorno no puede ser descrita adecuadamente por modelos genéricos de pendiente única, debido a la severidad de la atenuación introducida por la geometría del edificio. Se determinó que el Modelo Dual-Slope (DS) es el que mejor se ajusta a la realidad física del canal, logrando un RMSE global de 3,11 dB. Este modelo permitió cuantificar una pérdida por quiebre (S) de 41,15 dB, un valor considerablemente alto que domina el presupuesto del enlace en condiciones sin línea de vista.

Adicionalmente, la validación de este modelo frente a estándares internacionales y tecnologías vigentes reveló discrepancias significativas. Se evidenció una subestimación sistemática de las pérdidas en NLoS por parte de los modelos ITU-R y 3GPP (entre 22 y 28 dB), confirmando que estos estándares no logran predecir la atenuación discreta impuesta por el quiebre del enlace. Al contextualizar la banda de 18 GHz, se observó que, presenta una desventaja de propagación de aproximadamente 23 dB en NLoS frente a las ondas milimétricas de 28 GHz. Respecto a las redes 4G sub-6 GHz la diferencia de atenuación en NLOS es crítica (cercana a 49 dB). Esto subraya que la implementación en esta banda requiere imperativamente estrategias de mitigación, como el uso de repetidores, para garantizar la cobertura.

En cuanto al análisis de la variabilidad vertical de la señal aportó una dimensión adicional a la caracterización del canal. Los resultados estadísticos del CDF y EPL demostraron que la estabilidad

del enlace es altamente sensible a la altura del receptor. La altura de 1,91 m ofreció la mayor estabilidad con una desviación estándar de solo 1,35 dB, sugiriendo una zona de interferencia constructiva, mientras que la altura de 1,30 m resultó ser la más inestable con una desviación de 3,93 dB. Este hallazgo tiene una implicancia práctica directa, indicando que la planificación de la red no debe asumir una altura de usuario uniforme, sino considerar la ubicación vertical para optimizar la confiabilidad del enlace.

Finalmente, se procedió a contrastar estos hallazgos con la literatura existente en bandas adyacentes. Estudios previos, como el de Elmezughi et al. [3], quienes realizaron una campaña exhaustiva registrando 500 conjuntos de datos con su equipamiento en distancias de 2 a 24 metros (con pasos de 2 metros), reportaron un PLE en LoS de $n = 1,4$ a 18 GHz. La discrepancia significativa con el resultado obtenido en esta memoria ($n = 2,28$ en LoS) se puede justificar principalmente por el ajuste que se realizó para el Modelo de Path Loss el cual fue en base a las 3 alturas de referencia lo que acentúa el PLE pero se tiene un modelo más representativo del corredor. Complementando con lo anterior, tener un PLE mayor no invalida el efecto guía de onda, sino que demuestra que la densidad de obstáculos laterales presentes en la UTFSM (vitricas, marcos, escaleras) degrada este beneficio hasta anularlo, imponiendo condiciones más severas que las de un corredor “ideal”.

En concordancia con lo anterior, para el escenario NLoS, la severidad del quiebre en el entorno evaluado supera las tendencias observadas en otras bandas milimétricas. Mientras que Majed et al. [36] reportaron que la atenuación adicional en enlaces obstruidos era aproximadamente 15–23 dB superior a los enlaces LoS para todas las frecuencias medidas (incluyendo 28 GHz), este estudio cuantificó una pérdida discreta por quiebre (S) de 41,15 dB. Esta diferencia sustancial confirma que la geometría específica del quiebre estudiado (intersección triple de corredores) introduce pérdidas críticas muy superiores a las estimadas en entornos de oficina estándar, validando la necesidad de modelos de sitio específico.

5.2. Cumplimiento de los Objetivos

El primer objetivo específico, enfocado en la calibración de los componentes del sistema, se cumplió mediante un riguroso proceso de caracterización de las antenas Horn. Se implementó un modelo de simulación en HFSS que validó las dimensiones físicas y la respuesta en frecuencia, complementado con mediciones en cámara anecoica para obtener el patrón de radiación exacto. Esto permitió aplicar una técnica de corrección de ganancia variable en el procesamiento de los datos, eliminando

la incertidumbre angular y asegurando que los valores de Path Loss obtenidos aislaran el comportamiento del canal y no el de las antenas.

El segundo objetivo, consistente en caracterizar la propagación en escenarios LoS y NLoS, se logró a través de la ejecución de campañas de medición extensivas y el posterior modelado matemático. Se obtuvieron modelos empíricos robustos para ambos escenarios. Para el caso LoS, se determinó que las pérdidas por obstrucción dominan sobre el efecto guía de onda, resultando en un PLE de 2,29. Para el caso NLoS, se cuantificó la severidad de la transición mediante el modelo Dual-Slope, estableciendo que la pérdida por quiebre es el factor dominante en la atenuación, cumpliendo así con la descripción precisa de los mecanismos de propagación en el entorno.

El tercer objetivo, orientado a evaluar el impacto de la distancia y la altura, se logró mediante el análisis estadístico del EPL y las pruebas con distintas posiciones del transmisor. Se demostró cuantitativamente que la posición vertical del receptor afecta la variabilidad de la señal debido al multitrayecto, identificando alturas óptimas para la estabilidad del enlace. Asimismo, las pruebas de variación de la distancia del transmisor al quiebre revelaron que, si bien acercar la fuente reduce la pérdida promedio, incrementa la dispersión de la señal, proporcionando un criterio de diseño fundamental sobre el compromiso entre cobertura y estabilidad en redes FR3.

5.3. Limitaciones del Estudio

Es fundamental reconocer que los resultados de esta investigación están acotados por las características específicas del entorno de medición, en particular la arquitectura de hormigón sólido y baldosas del Departamento de Electrónica de la UTFSM. Por lo tanto, los parámetros empíricos derivados (n, S, σ) poseen una validez local y no deben ser extrapolados directamente a entornos de construcción ligera (como tabiquería) u oficinas abiertas sin una validación experimental previa, o bien hacerlo teniendo en cuenta que el modelo tendrá una mayor penalización de pérdida de trayecto del entorno.

Sin embargo, es importante destacar que el estudio amplía su análisis incorporando diferentes alturas de receptor y variadas posiciones del transmisor. Esta diversidad en las mediciones permitió examinar con mayor profundidad el efecto NLoS y cómo se comporta el canal ante las distintas ubicaciones de los equipos, entregando una caracterización robusta de la propagación más allá de los materiales del lugar.

Una limitación técnica relevante fue el enfoque exclusivo en la caracterización del desvanecimiento a gran escala. Si bien se aplicó un promediado móvil para filtrar las fluctuaciones rápidas,

el análisis del error residual sugiere que el desvanecimiento rápido (*fast fading*) es un componente energético significativo en este canal. La caracterización estadística de este fenómeno (por ejemplo, mediante distribuciones de Rice o Rayleigh) y el análisis de la dispersión temporal (*delay spread*) quedaron fuera del alcance de este trabajo. Un estudio concreto del *fast fading* es indispensable para el diseño de la capa física, ya que determina parámetros críticos como la tasa de error de bit (BER) y la necesidad de ecualización o diversidad en el receptor.

Finalmente, la asignación de ganancia variable se limitó al plano de elevación en el escenario LoS, asumiendo una ganancia constante en NLoS debido a la naturaleza difusa del multirayecto. Aunque esta es una aproximación estándar, un modelo que incorpore la dirección de llegada (DoA) en 3D podría refinar aún más la precisión del presupuesto de enlace en la zona de transición.

5.4. Proyecciones y Recomendaciones para Investigaciones Futuras

A pesar de los desafíos de propagación identificados, este estudio permite concluir que la banda de 18 GHz es tecnológicamente apta para el despliegue de sistemas de comunicación de alta capacidad en interiores. La evaluación exhaustiva, que consideró los casos más desfavorables de obstrucción y variabilidad, demuestra que la conectividad es factible si se adoptan estrategias de diseño que compensen las pérdidas específicas del entorno.

La viabilidad de implementar tecnología en la banda FR3 se sustenta en la disponibilidad de soluciones de hardware y técnicas de transmisión maduras. Para superar la alta atenuación por quiebre y la inestabilidad vertical, se recomienda:

- **Uso Estratégico de Repetidores:** La instalación de repetidores activos o superficies reflectoras inteligentes (RIS) en las intersecciones de los pasillos es la solución más efectiva para mitigar la pérdida discreta de > 40 dB, restaurando la línea de vista virtual hacia los tramos NLoS.
- **Estrategias de Modulación Adaptativa:** Implementar esquemas de modulación y codificación (MCS) que se adapten dinámicamente a la relación señal-ruido (SNR) permitirá mantener la conexión en las zonas de desvanecimiento profundo, sacrificando velocidad por robustez cuando sea necesario.

Para futuras investigaciones, se proyecta como prioritario el desarrollo de modelos de canal que integren explícitamente la altura de las antenas como variable de entrada, permitiendo a los ingenieros predecir y evitar las zonas de mínima intensidad de señal. Asimismo, se sugiere complementar las

mediciones empíricas con simulaciones de Trazado de Rayos (*Ray Tracing*) calibradas, para aislar la contribución individual de elementos complejos como las escaleras y los marcos metálicos, refinando así la precisión de los modelos predictivos para entornos similares.

Bibliografía

- [1] T. S. Rappaport, G. R. MacCartney, M. K. Samimi and S. Sun, "Wideband Millimeter-Wave Propagation Measurements and Channel Models for Future Wireless Communication System Design," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 63, no. 9, pp. 3029-3056, Sept. 2015, doi:10.1109/TCOMM.2015.2434384.
- [2] N. O. Oyie and T. J. O. Afullo, "Measurements and Analysis of Large-Scale Path Loss Model at 14 and 22 GHz in Indoor Corridor," in *IEEE Access*, vol. 6, pp. 17205-17214, 2018, doi:10.1109/ACCESS.2018.2802038.
- [3] M. K. Elmezughi and T. J. Afullo, "An Efficient Approach of Improving Path Loss Models for Future Mobile Networks in Enclosed Indoor Environments," in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 110332-110345, 2021, doi:10.1109/ACCESS.2021.3102991.
- [4] Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT), "Measuring digital development: Facts and Figures 2024," 2024.
- [5] A. Bazzi, R. Bomfin, M. Mezzavilla, S. Rangan, T. Rappaport and M. Chafii, "Upper Mid-Band Spectrum for 6G: Vision, Opportunity and Challenges," *arXiv preprint arXiv:2502.17914*, 2025.
- [6] I. de Gruijter, "Opening the FR3 Band: opportunities and challenges," *Wupatec*, Feb. 18, 2025.
- [7] D. Chizhik, J. Du, R. Feick, M. Rodriguez, G. Castro and R. A. Valenzuela, "Path Loss and Directional Gain Measurements at 28 GHz for Non-Line-of-Sight Coverage of Indoors With Corridors," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 6, pp. 4820-4830, June 2020, doi:10.1109/TAP.2020.2972609.
- [8] C. Jia et al., "Non-Line-of-Sight Target Localization in Unknown L-Shaped Corridor Based UWB MIMO Radar," in *Journal of Systems Engineering and Electronics*, vol. 36, no. 3, pp. 681-693, June 2025, doi:10.23919/JSEE.2025.000021.

- [9] everything RF, “K Band - Microwave Frequency Band,” [Consultado: Oct. 2025].
- [10] I. Iliev and I. Nachev, “An Automatic System for Antenna Radiation Pattern Measurement,” 2020 55th International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST), Niš, Serbia, 2020, pp. 216-219, doi:10.1109/ICEST49890.2020.9232819.
- [11] M. Monemi, M. Rasti and M. Latva-Aho, “Revisiting the Fraunhofer and Fresnel Boundaries for Phased Array Antennas,” GLOBECOM 2024 - 2024 IEEE Global Communications Conference, Cape Town, South Africa, 2024, pp. 4744-4749, doi:10.1109/GLOBECOM52923.2024.10901026.
- [12] Mojtaba Mahdavi, “Baseband Processing for 5G and Beyond: Algorithms, VLSI Architectures, and Co-design,” Doctoral Thesis (compilation), Department of Electrical and Information Technology, Lund University, Sweden, 2021.
- [13] A. Goldsmith, “Wireless Communications” Cambridge University Press, 2005.
- [14] D. Shakya et al., “Comprehensive FR1(C) and FR3 Lower and Upper Mid-Band Propagation and Material Penetration Loss Measurements and Channel Models in Indoor Environment for 5G and 6G,” in IEEE Open Journal of the Communications Society, vol. 5, pp. 5192-5218, 2024, doi: 10.1109/OJCOMS.2024.3431686.
- [15] H. T. Friis, “A Note on a Simple Transmission Formula,” in Proceedings of the IRE, vol. 34, no. 5, pp. 254-256, May 1946, doi: 10.1109/JRPROC.1946.234568”.
- [16] S. Sun et al., “Propagation Path Loss Models for 5G Urban Micro- and Macro-Cellular Scenarios,” 2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Nanjing, China, 2016, pp. 1-6, doi:10.1109/VTCSpring.2016.7504435.
- [17] 3GPP, “Technical Specification Group Radio Access Network; Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz,” Technical Report (TR) 38.901, V19.1.0, September 2025.
- [18] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 4th ed. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2016.
- [19] D. de la Vega et al., “Generalization of the Lee Method for the Analysis of the Signal Variability,” in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 58, no. 2, pp. 506-516, Feb. 2009, doi:10.1109/TVT.2008.926214.

- [20] G. R. MacCartney Jr., T. S. Rappaport, S. Sun, and S. Deng, "Indoor Office Wide-band Millimeter-Wave Propagation Measurements and Channel Models at 28 and 73 GHz for Ultra-Dense 5G Wireless Networks," *IEEE Access*, vol. 3, pp. 2388–2424, 2015, doi:10.1109/ACCESS.2015.2486778.
- [21] J. Zhu, H. Wang, and W. Hong, "Large-Scale Fading Characteristics of Indoor Channel at 45-GHz Band," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 735–738, 2015, doi:10.1109/LAWP.2014.2377952.
- [22] S. Deng, M. K. Samimi, and T. S. Rappaport, "28 GHz and 73 GHz Millimeter-Wave Indoor Propagation Measurements and Path Loss Models," in *Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2015, pp. 1244–1250, doi:10.1109/ICCW.2015.7247348.
- [23] O. H. Koymen, A. Partyka, S. Subramanian, and J. Li, "Indoor mm-Wave Channel Measurements: Comparative Study of 2.9 GHz and 29 GHz," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2015, pp. 1156–1157, doi:10.1109/GLOCOM.2015.7417720.
- [24] X. Hui, W. Zhang, and Y. Yang, "Channel Measurement and Modeling for the 15-GHz Radio Band in an Indoor Corridor Environment," *Journal of Communications and Information Networks*, vol. 1, no. 2, pp. 188–196, Jun. 2016, doi:10.11959/j.issn.2096-1081.2016.034.
- [25] G. R. MacCartney, S. Deng and T. S. Rappaport, "Indoor Office Plan Environment and Layout-Based mmWave Path Loss Models for 28 GHz and 73 GHz," 2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Nanjing, China, 2016, pp. 1-6, doi:10.1109/VTCSpring.2016.7504287.
- [26] S. Deng, G. R. MacCartney and T. S. Rappaport, "Indoor and Outdoor 5G Diffraction Measurements and Models at 10, 20, and 26 GHz," 2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Washington, DC, USA, 2016, pp. 1-7, doi:10.1109/GLOCOM.2016.7841898.
- [27] R. Mehmood, J. W. Wallace and M. A. Jensen, "LOS and NLOS millimeter-wave MIMO measurements at 24 GHz in a hallway environment," 2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Fajardo, PR, USA, 2016, pp. 325-326, doi:10.1109/APS.2016.7695871.

- [28] S. Sun, G. R. MacCartney and T. S. Rappaport, "Millimeter-wave distance-dependent large-scale propagation measurements and path loss models for outdoor and indoor 5G systems," 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Davos, Switzerland, 2016, pp. 1-5, doi:10.1109/EuCAP.2016.7481506.
- [29] F. Huang, L. Tian, Y. Zheng and J. Zhang, "Propagation Characteristics of Indoor Radio Channel from 3.5 GHz to 28 GHz," 2016 IEEE 84th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), Montreal, QC, Canada, 2016, pp. 1-5, doi:10.1109/VTCFall.2016.7881180.
- [30] A. Zhou, J. Huang, J. Sun, Q. Zhu, C. -X. Wang and Y. Yang, "60 GHz channel measurements and ray tracing modeling in an indoor environment," 2017 9th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), Nanjing, China, 2017, pp. 1-6, doi:10.1109/WCSP.2017.8170934.
- [31] X. Wu et al., "60-GHz Millimeter-Wave Channel Measurements and Modeling for Indoor Office Environments," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 65, no. 4, pp. 1912-1924, April 2017, doi:10.1109/TAP.2017.2669721.
- [32] F. Hossain, T. K. Geok, T. A. Rahman, M. N. Hindia, K. Dimyati, and A. Abdaziz, "Indoor Millimeter-Wave Propagation Prediction by Measurement and RT Simulation at 38 GHz," *Symmetry*, vol. 9, no. 10, pp. 1–18, Oct. 2017, doi:10.3390/sym10100464.
- [33] P. F. Guicharrousse Vargas, "Estudio, modelamiento y caracterización espacial del canal inalámbrico en la banda de 60 GHz," Memoria de Titulación, Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, Chile, 2017.
- [34] N. O. Oyie and T. J. O. Afullo, "A Comparative Study of Dual-Slope Path Loss Model in Various Indoor Environments at 14 to 22 GHz," 2018 Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-Toyama), Toyama, Japan, 2018, pp. 121-128, doi:10.23919/PIERS.2018.8597901.
- [35] N. O. Oyie and T. J. O. Afullo, "An Empirical Approach to Omnidirectional Path Loss and Line-of-sight Probability Models at 18 GHz for 5G Networks," 2018 Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-Toyama), Toyama, Japan, 2018, pp. 129-136, doi:10.23919/PIERS.2018.8598036.
- [36] M. B. Majed, T. A. Rahman, O. A. Aziz, M. N. Hindia and E. Hanafi "Channel characterization and path loss modeling in indoor environment at 4.5, 28, and 38 GHz for 5G cellular networks,"

Wireless Communications and Mobile Computing, vol. 2018, Article ID 9142367, 11 pp., 2018, doi:10.1155/2018/9142367.

- [37] S. Li, Y. Liu, L. Lin, X. Sun, S. Yang and D. Sun, "Millimeter-Wave Channel Simulation and Statistical Channel Model in the Cross-Corridor Environment at 28 GHz for 5G Wireless System," 2018 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Chengdu, China, 2018, pp. 1-3, doi: 10.1109/ICMMT.2018.8563957.
- [38] A. Bamba, F. Mani and R. D'Errico, "Millimeter-Wave Indoor Channel Characteristics in V and E Bands," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 10, pp. 5409-5424, Oct. 2018, doi:10.1109/TAP.2018.2851927.
- [39] R. E. Roberts Cruces, "Modelado del canal inalámbrico a 28 GHz en entornos interiores," Informe de Proyecto de Título, Escuela de Ingeniería Eléctrica, Pontificia Universidad Católica de Valparaíso, Chile, 2018.
- [40] P. M. Villavicencio Abarca, "Caracterización de la dinámica del canal inalámbrico a 28 GHz en entornos interiores," Informe de Proyecto de Título, Escuela de Ingeniería Eléctrica, Pontificia Universidad Católica de Valparaíso, Chile, 2018.
- [41] D. Chizhik, J. Du, G. Castro, M. Rodriguez, R. Feick and R. A. Valenzuela, "Path loss measurements and models at 28 GHz for 90 % indoor coverage," 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018), London, UK, 2018, pp. 1-4, doi:10.1049/cp.2018.0375.
- [42] A. M. Al-Samman, T. Abd. Rahman, T. Al-Hadhrami, A. Daho, M. N. Hindia, M. H. Azmi, K. Dimyati, and M. Alazab, "Comparative Study of Indoor Propagation Model Below and Above 6 GHz for 5G Wireless Networks," *Electronics*, vol. 8, no. 1, pp. 1–20, Jan. 2019, doi:10.3390/electronics8010044.
- [43] I. D. S. Batalha et al., "Indoor Corridor and Office Propagation Measurements and Channel Models at 8, 9, 10 and 11 GHz," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 55005-55021, 2019, doi:10.1109/ACCESS.2019.2911866.
- [44] G. Yue, D. Yu, H. Qiu, K. Guan, L. Yang and Q. Lv, "Measurements and Ray Tracing Simulations for Non-Line-of-Sight Millimeter-Wave Channels in a Confined Corridor Environment," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 85066-85081, 2019, doi:10.1109/ACCESS.2019.2924510.

- [45] S. Ju, Y. Xing, O. Kanhere and T. S. Rappaport, “3-D Statistical Indoor Channel Model for Millimeter-Wave and Sub-Terahertz Bands,” GLOBECOM 2020 - 2020 IEEE Global Communications Conference, Taipei, Taiwan, 2020, pp. 1-7, doi:10.1109/GLOBECOM42002.2020.9322429.
- [46] L. Pometcu and R. D’Errico, “An Indoor Channel Model for High Data-Rate Communications in D-Band,” in IEEE Access, vol. 8, pp. 9420-9433, 2020, doi:10.1109/ACCESS.2019.2960614.
- [47] M. De Piante, A. M. Tonello, M. Schiozzi and R. Rinaldo, “Indoor Path Loss Statistical Characterization and Modeling for the Broad VHF–UHF Band,” in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 19, no. 12, pp. 2315-2319, Dec. 2020, doi:10.1109/LAWP.2020.3031038.
- [48] M. K. Elmezughi, T. J. Afullo and N. O. Oyie, “Performance study of path loss models at 14, 18, and 22 GHz in an indoor corridor environment for wireless communications,” in SAIEE Africa Research Journal, vol. 112, no. 1, pp. 32-45, March 2021, doi:10.23919/SAIEE.2021.9340535.
- [49] M. K. Elmezughi and T. J. Afullo, “Evaluation of Line-of-Sight Probability Models for Enclosed Indoor Environments at 14 to 22 GHz,” 2021 International Conference on Artificial Intelligence, Big Data, Computing and Data Communication Systems (icABCD), Durban, South Africa, 2021, pp. 1-6, doi:10.1109/icABCD51485.2021.9519371.
- [50] Y. Shen, Y. Shao, L. Xi, H. Zhang and J. Zhang, “Millimeter-Wave Propagation Measurement and Modeling in Indoor Corridor and Stairwell at 26 and 38 GHz,” in IEEE Access, vol. 9, pp. 87792-87805, 2021, doi:10.1109/ACCESS.2021.3081822.
- [51] M. E. Diago-Mosquera, A. Aragón-Zavala and M. Rodriguez, “Towards Practical Path Loss Predictions in Indoor Corridors Considering 5G mmWave Three-Dimensional Measurements,” in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 21, no. 10, pp. 2055-2059, Oct. 2022, doi:10.1109/LAWP.2022.3190324.
- [52] H. Zhang et al., “mmWave Indoor Channel Measurement Campaign for 5G New Radio Indoor Broadcasting,” in IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 68, no. 2, pp. 331-344, June 2022, doi:10.1109/TBC.2021.3131864.

- [53] F. E. Shaibu, E. N. Onwuka, N. Salawu and S. S. Oyewobi, "Performance Analysis of Path Loss Models for Wireless Communications at 3.5 GHz and 23 GHz in a Regular Urban Environment," 2023 2nd International Conference on Multidisciplinary Engineering and Applied Science (IC-MEAS), Abuja, Nigeria, 2023, pp. 1-6, doi:10.1109/ICMEAS58693.2023.10379225.
- [54] M. Sasaki, M. Inomata, W. Yamada, M. Nakamura, Y. Takatori and T. Ogawa, "Frequency Dependence and Propagation Mechanisms of Path Loss in Indoor Environments," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 23, no. 10, pp. 3193-3197, Oct. 2024, doi:10.1109/LAWP.2024.3430553.
- [55] D. Shakya et al., "Propagation measurements and channel models in Indoor Environment at 6.75 GHz FR1(C) and 16.95 GHz FR3 Upper-mid band Spectrum for 5G and 6G," GLOBECOM 2024 - 2024 IEEE Global Communications Conference, Cape Town, South Africa, 2024, pp. 998-1003, doi:10.1109/GLOBECOM52923.2024.10901735.
- [56] SAF Tehnika, "CONICAL HORN ANTENNAS FOR SAF SPECTRUM COMPACT", Datasheet, v2.1.
- [57] SATIMO, "2-32 GHz OPEN BOUNDARY WIDEBAND QUAD RIDGE HORN", Test Report TR.016.3.11.SATI.A.QH2000.
- [58] SATIMO, "959 Antenna Acquisition Software", Manual de Usuario.
- [59] AcademiaLab, "Método Nelder-Mead", [Consultado: Nov. 2025].
- [60] UIT-R, "Datos de propagación y métodos de predicción para la planificación de sistemas de radiocomunicaciones en interiores y redes radioeléctricas de área local en la gama de frecuencias de 300 MHz a 450 GHz," Recomendación P.1238-13, Sector de Radiocomunicaciones, Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT), Ginebra, septiembre de 2025.

Anexos

A. Repositorio de Código Fuente y Datos:

La totalidad de los scripts desarrollados en MATLAB para el procesamiento, modelado y visualización de datos presentados en esta memoria, así como los archivos de calibración necesarios, se encuentran alojados en un repositorio público de GitHub para garantizar la reproducibilidad de los resultados. El repositorio se puede encontrar en el siguiente enlace: Click Aquí, o bien accediendo a la dirección: <https://github.com/alfonsorobles23/Indoor-18GHz-Channel-Characterization>.

B. Código de Pre-procesamiento de Datos

El script `Procesamiento.Potencia.Equiespaciado.m` se utilizó para automatizar la lectura de los archivos de medición en crudo (*.csv/.mat*), sincronizar la potencia recibida con la distancia recorrida mediante marcas de tiempo (eliminando la dependencia de la velocidad manual) e implementar la interpolación.

Ubicación del archivo: `src/01_Preprocesamiento/`

Enlace directo: Click Aquí, o bien accediendo a la dirección: https://github.com/alfonsorobles23/Indoor-18GHz-Channel-Characterization/blob/main/src/01_Preprocesamiento/Procesamiento_Potencia_Equiespaciado.m.

C. Código de Procesamiento Final de Path Loss

El script `Procesamiento_PL_con_Ganancia.m` implementa los pasos finales de la metodología: la asignación de ganancia variable basada en el patrón de radiación (cargando el archivo de

calibración), el cálculo del Path Loss (PL) bruto, y la aplicación del método de Promediado Móvil de Lee para aislar el efecto de gran escala.

Ubicación del archivo: `src/02_Procesamiento_PL/`

Enlace directo: Click Aquí, o bien accediendo a la dirección: https://github.com/alfonsorobles23/Indoor-18GHz-Channel-Characterization/blob/main/src/01_Prep_rocesamiento/Procesamiento_Potencia_Equiespaciado.m.

D. Código MATLAB para el Modelo CI

El script `modelo_CI.m` aplica el método de Mínimos Cuadrados a los datos medidos de forma separada para los segmentos LoS y NLoS, anclando ambos segmentos a las pérdidas en espacio libre en la distancia de referencia $d_0 = 3,15$ m.

Ubicación del archivo: `src/03_Modelos/`

Enlace directo: Click Aquí, o bien accediendo a la dirección: https://github.com/alfonsorobles23/Indoor-18GHz-Channel-Characterization/blob/main/src/03_Modelos/modelo_CI.m.

E. Script de Optimización del Modelo Dual-Slope

El código implementa la función de costo $J(n, S)$ y utiliza la herramienta `fminsearch` para encontrar los parámetros óptimos del modelo Dual-Slope (n y S) que minimizan el RMSE global del sistema.

Ubicación del archivo: `src/03_Modelos/`

Enlace directo: Click Aquí, o bien accediendo a la dirección: https://github.com/alfonsorobles23/Indoor-18GHz-Channel-Characterization/blob/main/src/03_Modelos/modelo_Dual_Slope.m.

F. Script de Cálculo de EPL y CDF

Este script calcula el *Excess Path Loss* (EPL) y genera las gráficas de la Función de Distribución Acumulada (CDF) para analizar la estabilidad del canal en función de la altura del receptor.

Ubicación del archivo: `src/04_Analisis/`

Enlace directo: Click Aquí, o bien accediendo a la dirección: https://github.com/alfonsorobles23/Indoor-18GHz-Channel-Characterization/blob/main/src/04_Analisis/calculo_EPL_CDF.m.

G. Código de Comparación NLoS a Distintas Distancias del Tx

Script utilizado para cargar y comparar las métricas de PL en el escenario NLoS variando la posición del transmisor respecto al punto de quiebre (39.4 m, 19.7 m y 9.9 m).

Ubicación del archivo: `src/04_Analisis/`

Enlace directo: Click Aquí, o bien accediendo a la dirección: https://github.com/alfonsorobles23/Indoor-18GHz-Channel-Characterization/blob/main/src/04_Analisis/comparacion_nlos_distancias.m.

H. Script de Comparación con Estándares

Este código genera las comparaciones visuales y numéricas entre los modelos DS y CI diseñados en esta memoria y los estándares internacionales ITU-R P.1238 y 3GPP TR 38.901.

Ubicación del archivo: `src/04_Analisis/`

Enlace directo: Click Aquí, o bien accediendo a la dirección: https://github.com/alfonsorobles23/Indoor-18GHz-Channel-Characterization/blob/main/src/04_Analisis/comparacion_estandares.m.