

# ANÁLISIS DE LA PROPAGACIÓN DE UNA SEÑAL MMWAVE EN ENTORNOS INDOOR



**Maria Camila Madroño Ocaña**  
**Sandra Milena Meneses Dorado**

Director: Mag. Harold Armando Romo Romero

*Universidad del Cauca*

Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones  
Departamento de Telecomunicaciones  
GNTT-Grupo de Nuevas Tecnologías en Telecomunicaciones  
Popayán, 2016.

# ANÁLISIS DE LA PROPAGACIÓN DE UNA SEÑAL MMWAVE EN ENTORNOS INDOOR



Trabajo de Grado presentado como requisito para obtener el título de  
Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones

**Maria Camila Madroño Ocaña**  
**Sandra Milena Meneses Dorado**

Director: Mag. Harold Armando Romo Romero

*Universidad del Cauca*

Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones  
Departamento de Telecomunicaciones  
GNTT-Grupo de Nuevas Tecnologías en Telecomunicaciones  
Popayán, 2016.

## TABLA DE CONTENIDO

1 GENERALIDADES .....	1
1.1 5G .....	1
1.1.1 Definición .....	1
1.1.2 Servicios y requerimientos .....	1
1.1.3 Tecnologías.....	1
1.1.4 Entornos de propagación .....	2
1.2 MMWAVE .....	3
1.2.1 Definición .....	3
1.2.2 Características.....	4
1.2.3 Aplicaciones .....	5
1.3 FUNDAMENTOS DE PROPAGACIÓN MMWAVE .....	6
1.3.1 Fenómenos de propagación .....	6
1.3.2 Pérdidas por trayecto y bloqueo .....	17
1.4 MODELOS DE PROPAGACIÓN .....	17
1.4.1 Modelo IEEE 802.11 para 60 GHz.....	17
1.4.2 Modelos de pérdidas de trayecto para canales de propagación de onda milimétrica en 5G en micro-celdas urbanas .....	18
1.4.3 Modelo de atenuación en el espacio libre.....	19
1.4.4 Modelos WINNER I, WINNER II e IMT-A.....	19
1.4.5 Modelos METIS .....	20
1.5 TÉCNICA DE TRAZADO DE RAYOS.....	21
1.5.1 Óptica Geométrica.....	22
1.5.2 Teoría Uniforme de la Difracción .....	24
1.5.3 Métodos basados en teoría de rayos .....	28
2 METODOLOGÍA DE DESARROLLO .....	25
2.1 DESCRIPCIÓN DE LAS ESPECIFICACIONES .....	26
2.1.1 Problema de estudio .....	26
2.1.2 Pregunta y objetivos .....	27
2.1.3 Requerimientos .....	27
2.1.4 Limitaciones .....	28

2.2 SELECCIÓN DE HERRAMIENTA SOFTWARE .....	28
2.3 DISEÑO DEL SISTEMA.....	29
2.3.1 Identificación del sistema de simulación.....	29
2.4 SIMULACIÓN DEL SISTEMA .....	33
2.4.1 Definición de los casos de simulación.....	34
2.4.2 Caso de simulación – Fenómeno físico de transmisión.....	35
2.4.3 Caso de simulación – Fenómeno físico de reflexión.....	36
2.4.4 Caso de simulación - Fenómeno físico de difracción.....	36
2.5 APLICACIÓN DE RESULTADOS.....	37
2.5.1 Escenario de aplicación <i>indoor oficina básica</i> .....	37
2.5.2 Escenario de aplicación <i>indoor centro comercial básico</i> .....	38
2.6 PLAN DE PRUEBAS .....	39
3 ANÁLISIS DE RESULTADOS .....	43
3.1 CASO DE SIMULACIÓN – FENÓMENO DE TRANSMISIÓN .....	43
3.1.1 Tipo de obstrucción - Madera.....	43
3.1.2 Tipo de obstrucción - Panel yeso.....	47
3.1.3 Tipo de obstrucción - Vidrio .....	48
3.1.4 Tipo de obstrucción – Muro de ladrillo.....	49
3.1.5 Tipo de obstrucción – Muro de concreto.....	50
3.2 CASO DE SIMULACIÓN – FENÓMENO DE REFLEXIÓN .....	53
3.2.1 Tipo de obstrucción - Madera.....	53
3.2.2 Tipo de obstrucción - Panel yeso.....	55
3.2.3 Tipo de obstrucción - Vidrio .....	56
3.2.4 Tipo de obstrucción – Muro de ladrillo.....	57
3.2.5 Tipo de obstrucción – Muro de concreto.....	58
3.3 CASO DE SIMULACIÓN – FENÓMENO DE DIFRACCIÓN .....	61
3.3.1 Tipo de obstrucción - Madera.....	62
3.3.2 Tipo de obstrucción - Panel yeso.....	64
3.3.3 Tipo de obstrucción – Vidrio.....	66
3.3.4 Tipo de obstrucción – Muro de ladrillo.....	67
3.3.5 Tipo de obstrucción – Muro de concreto.....	69
3.4 PROCEDIMIENTO DE ESTIMACIÓN DE PÉRDIDAS DE TRAYECTO .....	72

3.5 ESCENARIO DE APLICACIÓN <i>INDOOR OFICINA BÁSICA</i> .....	75
3.6 ESCENARIO DE APLICACIÓN <i>INDOOR CENTRO COMERCIAL BÁSICO</i> .....	80
4 CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS .....	85
4.1 CONCLUSIONES.....	85
4.2 TRABAJOS FUTUROS.....	86
5 REFERENCIAS .....	87

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Espectro mmWave .....	4
Figura 1.2 BW disponible en frecuencias altas [14].....	5
Figura 1.3 Reflexión y refracción en la frontera entre dos medios distintos [24]. .....	7
Figura 1.4 Polarización perpendicular.....	8
Figura 1.5 Polarización paralela .....	10
Figura 1.6 Sección dieléctrica .....	15
Figura 1.7 Aplicabilidad de los modelos de propagación. ....	21
Figura 1.8 Regiones de transición y sistema de coordenadas de la cuña [29].....	25
Figura 1.9 Incidencia oblicua sobre una cuña de paredes conductoras [32]. ....	26
Figura 1.10 Representación del método de disparo y rebote de rayos [39]. ....	29
Figura 1.11 Representación del método de imágenes. ....	30
Figura 2.1 Metodología de desarrollo.....	26
Figura 2.2 Diagrama general del sistema .....	30
Figura 2.3 Escenario indoor oficina básica .....	38
Figura 2.4 Escenario indoor centro comercial básico.....	39
Figura 2.5 Plan de evaluación y pruebas .....	41
Figura 3.1 Pérdidas por transmisión – Obs. Madera .....	43
Figura 3.2 Pérdidas por transmisión – Obs. Panel yeso .....	48
Figura 3.3 Pérdidas por transmisión – Obs. Vidrio .....	49
Figura 3.4 Pérdidas por transmisión – Obs. Ladrillo.....	50
Figura 3.5 Pérdidas por transmisión – Obs. Concreto.....	51
Figura 3.6 Pérdidas por transmisión para los diferentes tipos de materiales.....	52
Figura 3.7 Pérdidas por reflexión – Obs. Madera.....	53
Figura 3.8 Pérdidas por reflexión – Obs. Panel yeso.....	56
Figura 3.9 Pérdidas por reflexión – Obs. Vidrio .....	56
Figura 3.10 Pérdidas por reflexión – Obs. Ladrillo.....	57
Figura 3.11 Pérdidas por reflexión – Obs. Concreto .....	58
Figura 3.12 Pérdidas por reflexión para los diferentes tipos de materiales .....	59
Figura 3.13 Pérdidas por transmisión y reflexión – Obs. Panel yeso.....	60
Figura 3.14 Pérdidas por difracción para distancias $S'$ y $S$ .....	61
Figura 3.15 Valores de corte para las pérdidas por difracción – Obs. Madera .....	63
Figura 3.16 Valores de corte para las pérdidas por difracción – Obs. Panel yeso .....	65
Figura 3.17 Valores de corte para las pérdidas por difracción – Obs. Vidrio .....	67
Figura 3.18 Valores de corte para las pérdidas por difracción – Obs. Ladrillo.....	69
Figura 3.19 Valores de corte para las pérdidas por difracción – Obs. Concreto.....	70
Figura 3.20 Valores de corte para los diferentes tipos de materiales .....	71
Figura 3.21 Ángulos $\theta_{ptx}$ y $\theta_{prx}$ .....	73
Figura 3.22 Plano y ubicación de los elementos de la oficina básica.....	76
Figura 3.23 Rayos deseados entre transmisor y receptores para la oficina básica .....	76

Figura 3.24 Rayo TX-RX Cubículo 1 .....	77
Figura 3.25 Fenómeno y parámetros del rayo TX - RX Cubículo 1 .....	78
Figura 3.26 Plano 3D del centro comercial básico.....	81
Figura 3.27 Rayos deseados entre transmisor y receptores para el centro comercial básico	81
Figura 3.28 Fenómenos y parámetros del rayo TX - RX Local 5 .....	82

## LISTA DE TABLAS

Tabla 1.1 Contribuciones asociadas a cada región del espacio [30] .....	25
Tabla 2.1 Parámetros de la forma de onda .....	31
Tabla 2.2 Parámetros de antena.....	32
Tabla 2.3 Parámetros de transmisor .....	33
Tabla 2.4 Parámetros del área de estudio .....	33
Tabla 2.5 Parámetros generales de simulación.....	33
Tabla 2.6 Parámetros fijos de los materiales .....	35
Tabla 2.7 Configuraciones de simulación para el fenómeno de transmisión .....	35
Tabla 2.8 Configuraciones de simulación para el fenómeno de reflexión .....	36
Tabla 2.9 Configuraciones de simulación para el fenómeno de difracción.....	37
Tabla 2.10 Parámetros del escenario indoor oficina básica.....	38
Tabla 2.11 Parámetros del escenario indoor centro comercial básico.....	39
Tabla 3.1 Fenómenos, parámetros, pérdidas y ganancias de la oficina básica.....	78
Tabla 3.2 Resultados de pérdidas de la oficina básica .....	79
Tabla 3.3 Niveles de señal de la oficina básica .....	79
Tabla 3.4 Resultados de potencia de la oficina básica .....	80
Tabla 3.5 Fenómenos, parámetros, pérdidas y ganancias del centro comercial básico.....	83
Tabla 3.6 Resultados de pérdidas de trayecto del centro comercial básico.....	83
Tabla 3.7 Niveles de señal del centro comercial básico .....	84
Tabla 3.8 Resultados de potencia del centro comercial básico .....	84



## LISTA DE ACRÓNIMOS

<b>2D</b>	2 Dimensiones.
<b>3D</b>	3 Dimensiones.
<b>B.mm</b>	Bandas Milimétricas ( <i>Millimetric Bands</i> ).
<b>BS</b>	Estación Base ( <i>Base Station</i> ).
<b>BW</b>	Ancho de Banda ( <i>Bandwidth</i> ).
<b>D2D</b>	Dispositivo a Dispositivo ( <i>Device to Device</i> ).
<b>EHF</b>	Frecuencias Extremadamente Altas ( <i>Extremely High Frequency</i> ).
<b>OG</b>	Óptica Geométrica.
<b>TGD</b>	Teoría Geométrica de la Difracción.
<b>IMT</b>	Telecomunicaciones Móviles Internacionales ( <i>International Mobile Telecommunications</i> )
<b>ISB</b>	Límite de sombra Incidente ( <i>Incident Shadow Boundary</i> ).
<b>IT</b>	Teoría de Imágenes ( <i>Image Theory</i> ).
<b>ITU</b>	Unión Internacional de Telecomunicaciones ( <i>International Telecommunications Union</i> ).
<b>LOS</b>	Línea De Vista ( <i>Line Of Sight</i> ).
<b>LTE</b>	Evolución a Largo Término ( <i>Long Term Evolution</i> ).
<b>LTE Advanced</b>	LTE Avanzada ( <i>LTE Advanced</i> ).
<b>Massive MIMO</b>	Múltiples Entradas Múltiples Salidas Masivas ( <i>Massive Multiple In Multiple Out</i> ).
<b>METIS</b>	Facilitadores de comunicaciones Móviles e inalámbricas para la Sociedad de Información del Veinte-veinte ( <i>Mobile and wireless communications Enablers for the Twenty-twenty Information Society</i> ).

<b>M2M</b>	Máquina a Máquina ( <i>Machine to Machine</i> ).
<b>MMW</b>	Onda Milimétrica ( <i>Millimetric Wave</i> ).
<b>mmWave</b>	Onda Milimétrica ( <i>Millimetric Wave</i> ).
<b>MS</b>	Estación Móvil ( <i>Mobile Station</i> ).
<b>NLOS</b>	Sin Línea De Vista ( <i>Non Line Of Sight</i> ).
<b>PIRE</b>	Potencia Isotrópicamente Radiada Equivalente.
<b>RF</b>	Radio Frecuencia ( <i>Radio Frequency</i> ).
<b>RSB</b>	Límite de Sombra Reflejada ( <i>Reflected Shadow Boundary</i> ).
<b>SBR</b>	Disparo y Rebote de Rayos ( <i>Shooting and Bouncing Ray</i> ).
<b>TE</b>	Transversal Eléctrico ( <i>Transverse electric</i> ).
<b>TM</b>	Transversal Magnético ( <i>Transverse magnetic</i> ).
<b>TUD</b>	Teoría Uniforme de la Difracción.
<b>VSWR</b>	Relación de Voltaje de Onda Estacionaria ( <i>Voltage Standing Wave Relation</i> ).
<b>WLAN</b>	Red de Área Local Inalámbrica ( <i>Wireless Local Area Network</i> ).
<b>SDN</b>	Redes Definidas por Software ( <i>Software Defined Networking</i> ).

# INTRODUCCIÓN

En el ámbito de la Quinta Generación (5G, *Fifth Generation*) de sistemas móviles, el estudio de las tecnologías base es importante, ya sea práctico o sobre simulación, para así, anticipar aspectos del comportamiento de estas tecnologías en condiciones y escenarios específicos. 5G pretende brindar a los usuarios una conectividad universal, con alta tasa de datos, baja latencia y grandes anchos de banda, para lo cual se implementarán, entre otras, las tecnologías basadas en Onda Milimétrica (mmWave, *Millimetric Wave*), debido a que las técnicas actuales no logran atender requerimientos como: el incremento de usuarios, mayor eficiencia espectral y el envío de una gran cantidad de datos en menor tiempo.

El espectro electromagnético es un recurso clave dentro de las telecomunicaciones, actualmente está asignado a diversos servicios y está prácticamente agotado en ciertos rangos de frecuencias. Por su parte, en las frecuencias altas, como es el caso de las mmWave, se encuentra rangos de espectro relativamente libres en comunicaciones terrestres, y algunas de las bandas carecen de licencia para su uso.

Según la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU, *International Telecommunications Union*) y el grupo Facilitadores de comunicaciones Móviles e inalámbricas para la Sociedad de Información del Veinte-Veinte (METIS, *Mobile and wireless communications Enablers for the Twenty-twenty Information Society*), los entornos *indoor* son los adecuados para la propagación de las ondas de frecuencias altas y es por esto que dichos entornos son de interés en el uso de mmWave.

Así mismo, los estudios sobre el modelado de la propagación de mmWave en sistemas celulares de 5G en entornos *indoor* son de especial interés dentro de la estandarización y planeación de sistemas de 5G.

En el primer capítulo de este documento, se exponen los fundamentos teóricos, incluyendo 5G, mmWave, propagación de mmWave, modelos de propagación, trazado de rayos y Wireless InSite. En el segundo capítulo se desarrolla el diseño de acuerdo a la metodología de trabajo. En el tercer capítulo se exponen los resultados. Finalmente, en el cuarto capítulo se muestran las conclusiones y se proponen los trabajos futuros.





# CAPITULO 1

## GENERALIDADES

### 1.1 5G

#### 1.1.1 Definición

Según la ITU, el marco de 5G o de las Telecomunicaciones Móviles Internacionales (*IMT, International Mobile Telecommunications*) para 2020 y más allá surge del aporte de las telecomunicaciones móviles al desarrollo social y técnico. Sin embargo, las demandas del futuro como mayor volumen de tráfico y de dispositivos, con mayores requerimientos de servicios, mejor calidad de experiencia de usuario y reducción de costos, requerirán soluciones innovadoras. Las tendencias observadas son las aplicaciones que requirieran un alta de tasa de datos, baja latencia, alta confiabilidad, soporte de alta densidad de usuario y la mantención de alta tasa de datos para una alta movilidad. Por su parte, las tendencias técnicas visionadas son las formas de onda, esquemas de codificación y esquemas de modulación avanzados, y múltiples esquemas de acceso y la red requerirá el uso de Redes Definidas por Software (SDN, *Software Defined Networking*) además del uso de bloques de espectro en las altas frecuencias y de una alta eficiencia espectral [1].

#### 1.1.2 Servicios y requerimientos

Algunos servicios que se prestarán en 5G son: oficina en la nube inalámbrica, juegos en Tres Dimensiones (3D) en línea, realidades aumentada y virtual, entornos 3D realistas en línea, telemática vehicular, tele-presencia multiusuario en ultra alta definición, logística de envíos, sensores inteligentes, priorización del tráfico, domótica y monitoreo de ciudades en alta definición, en general, servicios de multimedia mejorada [1] [2] [3].

Los requerimientos de 5G para ofrecer los anteriores servicios son: alta tasa de datos que, en referencia a los 300 Mbps máximo que se pueden alcanzar en 4G, aumentará en un factor de 100, alcanzando así hasta algunas decenas de gigabits por segundo. Por su parte, la tasa de datos agregada o total de la red se incrementará por un factor de 1000. También, se debe encontrar una ubicación del espectro electromagnético disponible y suficiente para implementar 5G, ya que los sistemas como el de televisión o radiodifusión han saturado el espectro. Así mismo, se necesita una baja latencia del sistema, ya que los servicios que brindará 5G requerirán que el usuario obtenga una rápida respuesta del sistema para beneficiar la calidad de la experiencia. De igual manera, la cobertura debe ser universal y debe haber conectividad con todas las cosas, para que los usuarios siempre se sientan inmersos dentro de la red. Finalmente, los costos y el consumo de energía deberán ser mínimos o al menos no deberán incrementar con respecto a 4G [4] [5] [6].

#### 1.1.3 Tecnologías

Para alcanzar una conectividad en la que el usuario esté inmerso, 5G tendrá características como: tecnologías basadas en comunicaciones Dispositivo a Dispositivo (D2D, *Device to Device*) y Máquina a Máquina (M2M, *Machine to Machine*), las cuales consisten en establecer una comunicación directamente entre dispositivos o máquinas; la implementación masiva del Internet de las Cosas (IoT, *Internet of Things*), a través de la cual los objetos de uso cotidiano en ámbitos laborales, académicos o del hogar se conectan a internet; y finalmente el desarrollo de un sistema que sea compatible con 4G y las distintas redes de área local inalámbricas.

Por otro lado, para lograr una eficiencia de recursos energéticos de los equipos y recursos capitales de usuarios y operadores se piensa en técnicas de señalización reducidas, la compartición de recursos y la disminución del tamaño de las celdas donde una Estación Base (BS, *Base Station*) pueda consumir poca potencia. También se utilizará la tecnología de Múltiples Entradas Múltiples Salidas Masivas (Massive MIMO, *Massive Multiple In Multiple Out*), que consiste en utilizar hasta centenas de antenas transmisoras y receptoras tanto en los equipos de usuario como en los equipos de los operadores, para aumentar la capacidad<sup>1</sup> y el número de usuarios servidos por el sistema. Finalmente para el requerimiento de altas tasas de datos y de ubicación disponible del espectro, la tecnología que se plantea es la basada en onda milimétrica, la cual se abarcará en detalle en la siguiente sección [4] [5] [6] [7].

#### **1.1.4 Entornos de propagación**

Características específicas como altas velocidades de datos, excelente servicio en multitudes, comunicación universal y con todos los objetos, conexión continua que permita movilidad, además de una respuesta del sistema confiable y en tiempo real, son propias de los entornos de 5G. A continuación, se describen, según Popovski [8] y METIS [9], algunos de dichos entornos:

Entornos *indoor*:

- Centro comercial

Incluye redes radio de área local y amplía, al igual que redes de sensores inalámbricos, tiene una alta densidad de usuarios, quienes están interesados en acceder a servicios de comunicaciones de banda ancha móvil dentro del entorno *indoor* heterogéneo del centro comercial. Además, se direccionarán servicios basados en la ubicación de forma personalizada o generalizada a los usuarios. Lo anterior se hará en aplicaciones de anuncios comerciales, realidad aumentada, objetos multimedia o con tecnología holográfica. Igualmente, los servicios operacionales se podrán proveer sobre una infraestructura fija e inalámbrica.

---

<sup>1</sup> Capacidad se debe entender como la cantidad de información que puede transmitir sobre la red, está dada en bits por segundo.

- Oficina

Éste entorno se caracteriza porque la distancia entre los usuarios y la BS es de menos de 100 metros, los usuarios pueden ser estacionarios o tener una movilidad de bajas velocidades, la comunicación se ve afectada principalmente por la absorción del cuerpo humano, muros, ventanas, puertas. Por su parte, se ofrecerán servicios de compartición de contenido multimedia, realidad 3D en tiempo real interactiva y telepresencia en tamaño real. Los retos son las altas tasas de datos generadas y la interferencia con entornos similares cercanos.

Entornos *outdoor*:

- Embotellamiento de tráfico

Con la popularidad de dispositivos como *smartphones* y tabletas, se incrementó el uso de los servicios en la nube durante la movilidad, lo que resultó en que los usuarios dentro de sus automóviles o autobuses pueden acceder a los servicios usuales como búsquedas en internet, descarga de archivos o comunicación con los sistemas del vehículo. Se espera así mismo que incremente el uso del servicio de video en alta definición para ser desplegado en pantallas cada vez más grandes. El reto será la prestación de dichos servicios durante un embotellamiento de tráfico en el cual se deberá mantener la calidad de experiencia sin importar la cantidad de vehículos.

- Estadio

Entorno en el que se reúne una cantidad masiva de personas interesadas en mirar un evento e intercambiar contenido de alta calidad de video. En dichos eventos surgen altos picos de tráfico debido a la cantidad de usuarios. Los momentos más relevantes de intercambio de multimedia son durante los intervalos del evento, en los que se espera que exista intercambio dentro del estadio y transmisión hacia afuera de éste, es por esto que la particularidad de dicho entorno es la generación de gran cantidad de datos en un corto período de tiempo.

Concluyendo el estudio de 5G, mmWave será una de las tecnologías base, ya que dentro de éste rango estarán las frecuencias de portadora que utilizarán los equipos de usuario y de operador, esto se debe a las características de propagación y a las altas tasas de datos que pueden ofrecer [9].

## **1.2 MMWAVE**

### **1.2.1 Definición**

Las mmWave son ondas de radio de alta frecuencia y por consiguiente de longitud de onda muy corta, del orden de los milímetros. La región de ondas milimétricas del espectro electromagnético, se considera que es la gama de longitudes de onda de 10 milímetros a 1 milímetro. Como se observa en la Figura 1.1, las mmWave hacen parte de las microondas y tienen longitud de onda más larga que las ondas de infrarrojos o rayos X, también son



conocidas como Frecuencia Extremadamente Alta (EHF, *Extremely High Frequency*). De acuerdo a la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU, *International Telecommunications Union*) la Banda Milimétrica (*B.mm, Millimetric Band*) corresponde al rango de frecuencias radio desde 30 GHz hasta 300 GHz, denominada la banda radio ITU 11, la de frecuencias radio más altas en el uso práctico [10] [11].

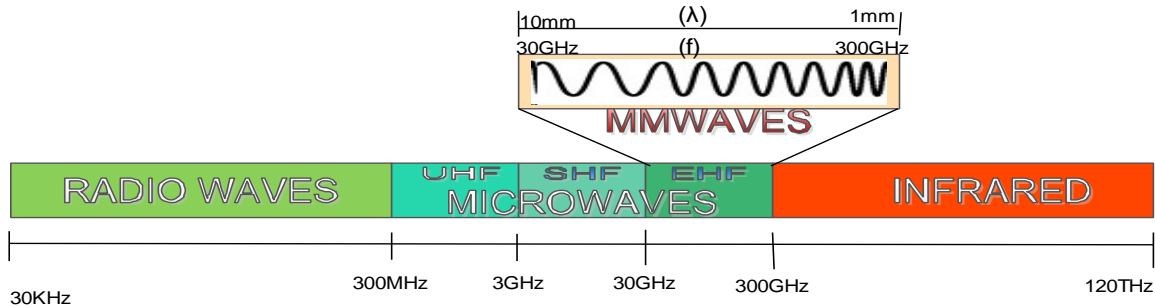


Figura 1.1 Espectro mmWave

En el contexto de los sistemas de comunicación, este término generalmente corresponde a las bandas de espectro, cerca de 38 GHz, 60 GHz y 90 GHz, y más recientemente a la banda entre 70 GHz y 90 GHz también conocida como banda E (*E-Band*).

### 1.2.2 Características

Las principales características de ondas milimétricas son:

- Longitud de onda corta.
- Gran ancho de banda.
- Alta interacción con componentes atmosféricos como el oxígeno.
- Alta atenuación por la mayoría de los materiales sólidos.

En general, el espectro de ondas milimétricas cuenta con amplios anchos de banda disponibles que admiten asignación de canales de orden mayor a los 20 MHz. Como se observa en la Figura 1.2, la banda de 38 GHz tiene disponibles 4 GHz y se puede asignar un Ancho de Banda (BW, *Band Width*) de 50 MHz, lo que se traduce en alta velocidad de transmisión en las comunicaciones móviles, distribución de vídeo y diversas aplicaciones en tiempo real y una mejora en la experiencia de usuario, esto es, al menos 20 veces mayor que la ofrecida en LTE. Por su parte, la ITU define en la banda de 38 GHz cinco opciones de planes de frecuencia, cada uno con un ancho de banda determinado, los posibles anchos de banda son 3.5 MHz, 7 MHz, 14 MHz, 28 MHz y 56 MHz [12]. Cabe anotar, que en la actualidad las aplicaciones de ondas milimétricas son prácticas y asequibles.

Por otra parte, las pequeñas longitudes de onda del orden de milímetros de las señales mmWave combinados con los avances en los circuitos de RF de baja potencia permiten un número de antenas miniaturizadas superior a 32 que pueden ser colocadas en pequeños

espacios en los dispositivos móviles, lo que aumenta la ganancia de directividad alcanzable y puede compensar la pérdida de trayecto debido a que pueden ubicarse más elementos radiantes dentro de los dispositivos con una configuración que lo permita [13].

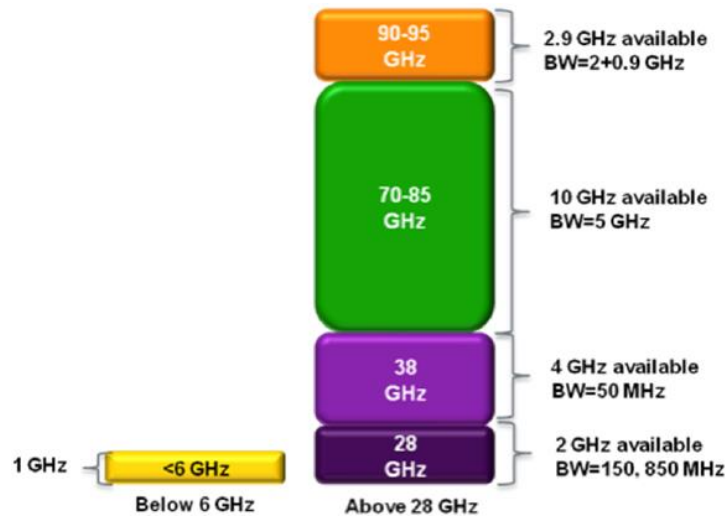


Figura 1.2 BW disponible en frecuencias altas [14].

A diferencia de las señales en las bandas de frecuencia más bajas que se propagan por muchos kilómetros y penetran más fácilmente a través de edificios, las señales de ondas milimétricas viajan sólo unos kilómetros o menos y es baja la penetración en materiales sólidos, lo cual no necesariamente significa una desventaja en los sistemas de comunicación [15]. Debido a la reducida gama de cobertura la densificación de células se puede llevar más lejos que con frecuencias inferiores a 6 GHz, lo que conlleva a una eficiente utilización del espectro y aumento en la seguridad de las transmisiones de comunicación.

### 1.2.3 Aplicaciones

Los dispositivos que emplean mmWave han sido desarrollados desde hace varias décadas y en la actualidad existen aplicaciones en la biología, la medicina, las comunicaciones satelitales y la seguridad aeroportuaria. Según diversos operadores celulares e investigadores, para el año 2020 las mmWave también permitirán el funcionamiento de los sistemas 5G siendo las ondas utilizadas en las estaciones base y en las estaciones móviles [16] [17] [18]. A continuación, se describen las generalidades de estas aplicaciones:

- Aplicaciones en la biología

A mediados de 1960 en la Unión Soviética, se produjo el tubo de ondas regresivas de tipo-O, que inicialmente tenía uso en radiocomunicaciones. Más adelante diversos países se

interesaron en la investigación de los efectos biológicos de dicha radiación, pero la poca reproducción de los resultados y la falta de modelos teóricos conllevaron a una pobre profundización en las investigaciones en ésta área [19] [20].

- Aplicaciones en la medicina

Desde 1980 se han utilizado mmWave en terapias de onda milimétrica, las cuales pueden incrementar o disminuir el exceso de actividad inmune, teniendo efectos sedantes, analgésicos, anti-inflamatorios y simuladores de inmunidad [19] [20].

- Aplicaciones en las comunicaciones satelitales

Algunos sistemas de comunicación satelital emplean frecuencias de portadora dentro del rango de las mmWave debido a la capacidad que se alcanza, sin embargo, la atenuación por absorción de gases y lluvia son una dificultad para enlazar los satélites a la Tierra [10] [21].

- Aplicaciones en la seguridad aeroportuaria

Parte de la seguridad en los aeropuertos se basa en el uso de escáneres de cuerpo completo de mmWave, los cuales realizan la detección de posibles amenazas que los pasajeros lleven consigo [22].

### **1.3 FUNDAMENTOS DE PROPAGACIÓN MMWAVE**

La propagación de las ondas electromagnéticas es cualquier forma en la que éstas viajan, puede ser a través de un medio o en el vacío, cuentan con parámetros como: la velocidad de propagación la cual equivale a la velocidad de la luz si la propagación es en el vacío, y en cualquier otro medio depende de la permitividad y la permeabilidad, así como la longitud de la onda que depende de la frecuencia.

#### **1.3.1 Fenómenos de propagación**

Los fenómenos físicos observables en la propagación de ondas electromagnéticas son: transmisión, reflexión, difracción y dispersión, los cuales se especifican a continuación.

- Reflexión y transmisión

En la vida real los campos electromagnéticos no siempre se propagan en medios sin fronteras, sino que también se encuentran con estas y con otros objetos, por esto los campos deben tener en cuenta las discontinuidades implicadas. La incidencia del campo en dicha frontera puede ser normal, es decir, la onda viaja perpendicularmente a la interfaz plana formada por dos medios semi-infinitos sin pérdidas o puede ser incidencia oblicua, tal como se describe a continuación.

La reflexión ocurre cuando una onda incidente choca con una barrera u objeto y la parte de la potencia de la onda que no penetra en el mismo es reflejada. Debido a que todas las ondas reflejadas permanecen en el mismo medio que las ondas incidentes, sus velocidades son iguales y por lo tanto el ángulo de reflexión es igual al ángulo de incidencia. Este fenómeno depende tanto de las propiedades de la señal: el ángulo de incidencia, la orientación y la longitud de onda, como de las propiedades físicas del obstáculo: la geometría de la superficie, el grosor, la textura y propiedades dieléctricas del material del que esté compuesto. Los conductores perfectos reflejarán la totalidad de la señal, otros materiales reflejarán solo una parte de la energía incidente y transmitirán el resto [23].

Cuando una onda se propaga en un medio de permitividad  $\epsilon_1$ , permeabilidad  $\mu_1$  y conductividad  $\sigma_1$ , e incide sobre la frontera de un segundo medio de parámetros  $\epsilon_2, \mu_2, \sigma_2$ , en la forma en que se ilustra en la Figura 1.3, una parte de la energía de la onda se refleja y otra se transmite al segundo medio. El ángulo de incidencia  $\theta_i$  y el de reflexión  $\theta_r$  son iguales y están en el mismo plano en tanto que el ángulo de refracción  $\theta_t$  es diferente y depende de la relación entre las permitividades relativas de los medios.

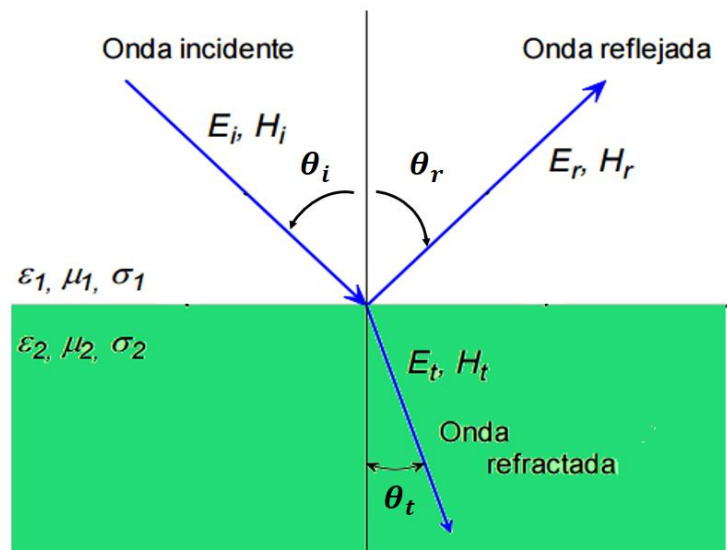


Figura 1.3 Reflexión y refracción en la frontera entre dos medios distintos [24].

La velocidad de propagación de la onda está relacionada con la permeabilidad  $\mu$  y la permitividad  $\epsilon$  como en la siguiente ecuación

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}, \quad (1.1)$$

donde:

$$\mu = \mu_0\mu_r,$$

$\mu_r$  : permeabilidad relativa del medio en el cual la onda se propaga,  
 $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ ,  
 $\epsilon_r$  : permitividad relativa de un medio en el cual la onda se propaga.

En el espacio libre la velocidad de propagación es equivalente a la velocidad de la luz  $v = c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ .

Para analizar la reflexión y transmisión cuando la onda tiene incidencia oblicua se requiere introducir el concepto de plano de incidencia como el plano formado por un vector unitario normal a la interfaz de reflexión y al vector en la dirección de incidencia. Además, para el estudio en ángulos de incidencia oblicuos conviene descomponer el campo eléctrico en componentes paralela y perpendicular al plano de incidencia y estudiarlos individualmente. Cuando el campo eléctrico es perpendicular al plano de incidencia, se dice que la polarización de la onda tiene polarización perpendicular. Como el campo eléctrico es paralelo a la interfaz también se conoce como polarización E u horizontal. Cuando el campo eléctrico es paralelo al plano de incidencia, se dice que tiene polarización paralela. Como un componente del campo eléctrico también es perpendicular a la interfaz cuando el campo magnético es paralelo a la interfaz, también se conoce como polarización vertical o H. Ahora se detalla cada tipo de polarización:

- Polarización perpendicular, horizontal o E:

El campo eléctrico de una onda incidente en una interfaz plana en un ángulo oblicuo como se muestra en la Figura 1.4 está orientado perpendicularmente al plano de incidencia, tal como previamente se presentó como polarización perpendicular.

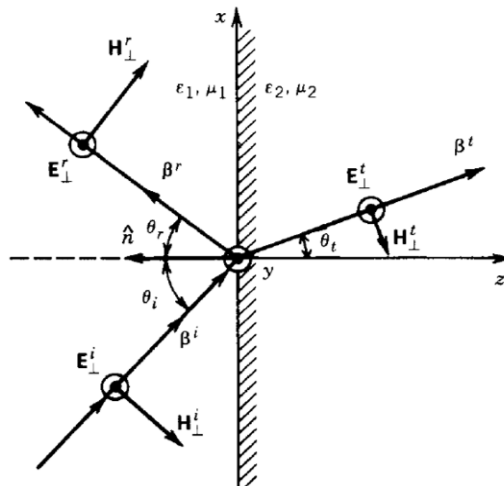


Figura 1.4 Polarización perpendicular

$$\theta_r = \theta_i, \quad (1.2)$$

$$\beta_1 \text{sen}(\theta_r) = \beta_2 \text{sen}(\theta_t), \quad (1.3)$$

donde:

$\beta_1$  y  $\beta_2$  son las constantes de fase de los medios 1 y 2, generalmente definida por

$$\beta \text{ [Rad/m]} = \omega \sqrt{\mu\epsilon} \left\{ \frac{1}{2} \left[ \sqrt{1 + \left( \frac{\sigma}{\omega\epsilon} \right)^2} - 1 \right] \right\}^{1/2}, \quad (1.4)$$

donde  $\omega$  es la frecuencia angular de la onda.

Las dos relaciones anteriores se conocen como ley de reflexión de Snell y ley de refracción de Snell, respectivamente. Relacionando las leyes de Snell y los campos electromagnéticos según se indica en [25], se obtiene

$$\rho_{\perp}^b = \frac{E_{\perp}^r}{E_{\perp}^i} = \frac{\eta_2 \cos(\theta_i) - \eta_1 \cos(\theta_t)}{\eta_2 \cos(\theta_i) + \eta_1 \cos(\theta_t)} = \frac{\sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \cos(\theta_i) - \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} \cos(\theta_t)}{\sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \cos(\theta_i) + \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} \cos(\theta_t)}, \quad (1.5)$$

$$\tau_{\perp}^b = \frac{E_{\perp}^t}{E_{\perp}^i} = \frac{2 \eta_2 \cos(\theta_i)}{\eta_2 \cos(\theta_i) + \eta_1 \cos(\theta_t)} = \frac{2 \sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \cos(\theta_i)}{\sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \cos(\theta_i) + \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} \cos(\theta_t)}, \quad (1.6)$$

donde:

$\eta_1$ : es la impedancia intrínseca del medio 1 y está dado por  $\sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}}$ ,

$\eta_2$ : es la impedancia intrínseca del medio 2 y está dado por  $\sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}}$ .

$\rho_{\perp}^b$  y  $\tau_{\perp}^b$  se conocen como coeficientes de reflexión y transmisión de Fresnel para polarización perpendicular en la frontera entre los dos medios. Como la mayoría de medios dieléctricos  $\mu_1 \approx \mu_2 \approx \mu_0$ , entonces  $\rho_{\perp}^b$  y  $\tau_{\perp}^b$  se pueden escribir como:

$$\rho_{\perp}^b |_{\mu_1 \approx \mu_2} = \frac{\cos(\theta_i) - \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}} \sqrt{1 - \left( \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \right) \text{sen}^2 \theta_i}}{\cos(\theta_i) + \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}} \sqrt{1 - \left( \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \right) \text{sen}^2 \theta_i}}, \quad (1.7)$$

$$\tau_{\perp}^b |_{\mu_1 \approx \mu_2} = \frac{2 \cos(\theta_i)}{\cos(\theta_i) + \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}} \sqrt{1 - \left(\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}\right) \sin^2 \theta_i}} \quad (1.8)$$

- Polarización paralela, vertical o H:

En esta polarización el campo eléctrico es paralelo al plano de incidencia e incide sobre una superficie plana como se muestra en

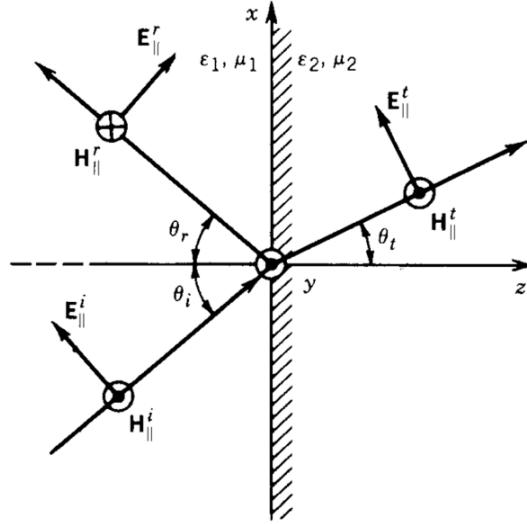


Figura 1.5 Polarización paralela

En la anterior figura  $E_{\parallel}^i$  indica el campo eléctrico incidente,  $H_{\parallel}^i$  indica el campo magnético incidente,  $E_{\parallel}^r$  indica el campo eléctrico reflejado,  $H_{\parallel}^r$  indica el campo magnético reflejado,  $E_{\parallel}^t$  indica el campo eléctrico transmitido y  $H_{\parallel}^t$  indica el campo magnético transmitido, para el caso de polarización paralela. Realizando un procedimiento similar al indicado para la polarización perpendicular y detallado en [25], se obtienen los siguientes coeficientes de transmisión y reflexión:

$$\rho_{\parallel}^b = \frac{-\eta_1 \cos(\theta_i) + \eta_2 \cos(\theta_t)}{\eta_1 \cos(\theta_i) + \eta_2 \cos(\theta_t)} = \frac{-\sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} \cos(\theta_i) + \sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \cos(\theta_t)}{\sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} \cos(\theta_i) + \sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \cos(\theta_t)}, \quad (1.9)$$

$$\tau_{\parallel}^b = \frac{2 \eta_2 \cos(\theta_i)}{\eta_1 \cos(\theta_i) + \eta_2 \cos(\theta_t)} = \frac{2 \sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \cos(\theta_i)}{\sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} \cos(\theta_i) + \sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \cos(\theta_t)}, \quad (1.10)$$

Cuando los materiales tienen permeabilidades similares,  $\mu_1 = \mu_2$ , entonces los coeficientes se pueden escribir como:

$$\rho_{\parallel}^b |_{\mu_1 \approx \mu_2} = \frac{-\cos(\theta_i) + \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}} \sqrt{1 - \left(\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}\right) \sin^2 \theta_i}}{\cos(\theta_i) + \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}} \sqrt{1 - \left(\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}\right) \sin^2 \theta_i}}, \quad (1.11)$$

$$\tau_{\parallel}^b |_{\mu_1 \approx \mu_2} = \frac{2 \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}} \cos(\theta_i)}{\cos(\theta_i) + \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}} \sqrt{1 - \left(\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}\right) \sin^2 \theta_i}}. \quad (1.12)$$

- Ángulo de Brewster  $\theta_B$

Los coeficientes de reflexión y transmisión para las polarizaciones paralela y perpendicular están dados en función de los parámetros constitutivos de los dos medios que conforman la interfaz, y del ángulo de refracción que está relacionado al ángulo de incidencia según la ley de Snell de la refracción. Surge la pregunta: ¿Dada una configuración de parámetros constitutivos de los dos medios que conforman la interfaz, existe un ángulo de incidencia que no permita reflexión, es decir,  $\rho = 0$ ?, esta pregunta es resuelta para los dos casos de polarizaciones a continuación:

- Polarización perpendicular

Se examina el coeficiente de reflexión de polarización perpendicular como sigue

$$\rho_{\perp}^b |_{\mu_1 \approx \mu_2} = \frac{\sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \cos(\theta_i) - \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} \cos(\theta_t)}{\sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \cos(\theta_i) + \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} \cos(\theta_t)} = 0 \quad (1.13)$$

donde

$$\cos(\theta_i) = \sqrt{\frac{\mu_1}{\mu_2} \left(\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}\right)} \cos(\theta_t)$$

Utilizando la ley de Snell de la refracción, se puede escribir como

$$(1 - \sin^2 \theta_i) = \frac{\mu_1}{\mu_2} \left(\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}\right) (1 - \sin^2 \theta_t) \quad (1.14)$$



donde

$$(1 - \text{sen}^2 \theta_i) = \frac{\mu_1}{\mu_2} \left( \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \right) \left[ \left( 1 - \frac{\mu_1}{\mu_2} \left( \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \right) \text{sen}^2 \theta_i \right) \right]$$

donde

$$\text{sen}(\theta_i) = \sqrt{\frac{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} - \frac{\mu_2}{\mu_1}}{\frac{\mu_1}{\mu_2} - \frac{\mu_2}{\mu_1}}}$$

Como la función seno no puede exceder la unidad, entonces la anterior expresión existe sólo si

$$\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} - \frac{\mu_2}{\mu_1} \leq \frac{\mu_1}{\mu_2} - \frac{\mu_2}{\mu_1} \quad (1.15)$$

ó

$$\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} \leq \frac{\mu_1}{\mu_2}$$

Además, si  $\mu_1 = \mu_2$ , entonces

$$\text{sen}(\theta_i)|_{\mu_1 \approx \mu_2} : \text{no es posible.} \quad (1.16)$$

Para materiales en los que  $\mu_0 \approx \mu_1 \approx \mu_2$ , no existe un ángulo de incidencia real que reduzca el coeficiente de reflexión a cero para la polarización perpendicular.

- Polarización paralela

Se examina el coeficiente de reflexión de polarización paralela como sigue:

$$\rho_{\parallel}^b = \frac{-\sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} \cos(\theta_i) + \sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \cos(\theta_t)}{\sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} \cos(\theta_i) + \sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \cos(\theta_t)} = 0 \quad (1.17)$$

donde

$$\cos(\theta_i) = \sqrt{\frac{\mu_2}{\mu_1} \left( \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \right)} \cos(\theta_t)$$

Utilizando la ley de Snell de la refracción, se puede escribir como

$$(1 - \text{sen}^2 \theta_i) = \frac{\mu_2}{\mu_1} \left( \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \right) (1 - \text{sen}^2 \theta_t) \quad (1.18)$$

donde

$$(1 - \text{sen}^2 \theta_i) = \frac{\mu_2}{\mu_1} \left( \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \right) \left[ \left( 1 - \frac{\mu_1}{\mu_2} \left( \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \right) \text{sen}^2 \theta_i \right) \right]$$

donde

$$\text{sen}(\theta_i) = \sqrt{\frac{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} - \frac{\mu_2}{\mu_1}}{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} - \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}}}$$

Como la función seno no puede exceder la unidad, entonces la anterior expresión existe sólo si

$$\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} - \frac{\mu_2}{\mu_1} \geq \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} - \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \quad (1.19)$$

ó

$$\frac{\mu_2}{\mu_1} \geq \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}$$

Además, si  $\mu_1 = \mu_2$ , entonces

$$\text{sen}^{-1} \left( \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1 + \epsilon_2}} \right) = \theta_i = \theta_B \quad (1.20)$$

El ángulo de incidencia  $\theta_i$  dado en la anterior expresión reduce el coeficiente de reflexión para polarización paralela a cero y se conoce como ángulo de Brewster  $\theta_B$ . Se debe tener en cuenta que cuando  $\mu_1 = \mu_2$  el ángulo de Brewster existe únicamente cuando la polarización de la onda es paralela.

- Ángulo crítico  $\theta_c$

Surge la siguiente pregunta: ¿Existe un ángulo de incidencia que permita la reflexión total de la energía en una superficie plana, es decir,  $|\rho| = 1$  ?, esta pregunta se responde a continuación para ambas polarizaciones:

- Polarización perpendicular

$$\left| \frac{\sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \cos(\theta_i) - \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} \cos(\theta_t)}{\sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \cos(\theta_i) + \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} \cos(\theta_t)} \right| = 1 \quad (1.21)$$

Esta expresión puede ser satisfecha si el segundo término del numerador y denominador es imaginario. Usando la ley de Snell de refracción el segundo término del numerador y denominador puede ser imaginario si

$$\begin{aligned} \cos(\theta_t) &= \sqrt{1 - \text{sen}^2 \theta_t} = \sqrt{1 - \frac{\mu_1 \epsilon_1}{\mu_2 \epsilon_2} \text{sen}^2 \theta_i} \\ &= -j \sqrt{\frac{\mu_1 \epsilon_1}{\mu_2 \epsilon_2} \text{sen}^2 \theta_i - 1}. \end{aligned} \quad (1.22)$$

Para que se cumpla que

$$\frac{\mu_1 \epsilon_1}{\mu_2 \epsilon_2} \text{sen}^2 \theta_i \geq 1,$$

entonces

$$\theta_i \geq \theta_c = \text{sen}^{-1} \left( \sqrt{\frac{\mu_2 \epsilon_2}{\mu_1 \epsilon_1}} \right)$$

El ángulo de incidencia que permite la reflexión total se conoce como ángulo crítico. Como el argumento del seno no puede exceder la unidad, entonces:

$$\mu_2 \epsilon_2 \leq \mu_1 \epsilon_1$$

Lo que lleva a un ángulo físicamente realizable dado por

$$\epsilon_2 \leq \epsilon_1 \quad (1.23)$$

Por lo tanto, para dos medios con permeabilidades idénticas, el ángulo crítico existe sólo si la onda se propaga desde un medio más denso a un medio menos denso.

- Polarización paralela

El procedimiento utilizado para determinar el ángulo crítico en la polarización perpendicular se repite para la polarización paralela. Sin embargo, se puede obtener que el ángulo crítico no está dado en función de la polarización y que existe en ambas polarizaciones. La única

limitación del ángulo crítico es que la propagación de la onda debe ser hacia un medio menos denso.

Cuando  $\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} > 1$ , entonces los coeficientes  $\rho_{\perp}^b$  y  $\tau_{\perp}^b$  son reales. Para ángulos de incidencia menores que  $\rho_{\perp}^b$  es negativo y  $\tau_{\perp}^b$  es positivo para todos los ángulos de incidencia. Es por esto que en función de  $\theta_i$ , la fase  $\rho_{\perp}^b$  es igual a  $180^\circ$ .

- Reflexión y transmisión en una sección dieléctrica

En esta sección se presenta el caso de incidencia oblicua de un campo sobre una sección dieléctrica tal como se indica en la Figura 1.6.

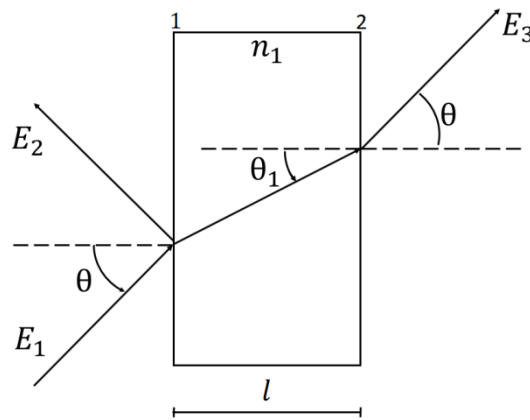


Figura 1.6 Sección dieléctrica

Se asume que el medio a la derecha y a la izquierda es el vacío, por lo que el índice de refracción es  $n = n_0$  y es dado por  $n = \lambda_0/\lambda$ , además el ángulo de incidencia sobre la interfaz de la izquierda es igual al ángulo de transmisión de la interfaz derecha y está dado por  $\theta$ . Considerando que no hay campos incidentes desde la derecha, el coeficiente de reflexión a la izquierda de la primera interfaz de una sección dieléctrica está dado por [26] :

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{E_{2\parallel}}{E_{1\parallel}} = \frac{\rho_{1\parallel}^b (1 - e^{-j2\delta_1})}{1 - \rho_{1\parallel}^b e^{-j2\delta_1}}, \quad (1.24)$$

$$\Gamma_{\perp} = \frac{E_{2\perp}}{E_{1\perp}} = \frac{\rho_{1\perp}^b (1 - e^{-j2\delta_1})}{1 - \rho_{1\perp}^b e^{-j2\delta_1}}, \quad (1.25)$$

donde  $\delta$  es el grosor de la fase y está dado por:

$$\delta_1 = \frac{\omega}{c} n_1 l \cos(\theta_1), \quad (1.26)$$

donde  $l$  es el grosor,  $n_1$  el índice de refracción de la sección dieléctrica,  $c$  la velocidad de la luz en el vacío y  $\theta_1$  es el ángulo de incidencia sobre la interfaz 2.

Por su parte, los coeficientes de transmisión a la derecha de la segunda interfaz de la sección dieléctrica están dados a continuación:

$$T_{\parallel} = \frac{E_{3\parallel}}{E_{1\parallel}} = \frac{\tau_{1\parallel}^b \tau_{2\parallel}^b (1 - e^{-j2\delta_1})}{1 + \rho_{1\parallel}^b \rho_{2\parallel}^b e^{-j2\delta_1}}, \quad (1.27)$$

$$T_{\perp} = \frac{E_{3\perp}}{E_{1\perp}} = \frac{\tau_{1\perp}^b \tau_{2\perp}^b (1 - e^{-j2\delta_1})}{1 + \rho_{1\perp}^b \rho_{2\perp}^b e^{-j2\delta_1}}. \quad (1.28)$$

donde los coeficientes  $\rho_{1\perp}^b$ ,  $\rho_{1\parallel}^b$ ,  $\tau_{1\parallel}^b$ ,  $\tau_{2\parallel}^b$ ,  $\tau_{1\perp}^b$ ,  $\tau_{2\perp}^b$ ,  $\rho_{2\perp}^b$  y  $\rho_{2\parallel}^b$  son los coeficientes de Fresnel para ambas polarizaciones del campo eléctrico dados en las interfaces 1 y 2 de la sección dieléctrica.

Por otro lado, la transmitancia  $|T|^2$  de la sección dieléctrica está dada en función de la reflectancia de la sección dieléctrica  $|R|^2$ , para el caso en que la sección dieléctrica está rodeada de vacío, como sigue:

$$|T_{\parallel}|^2 = 1 - |R_{\parallel}|^2, \quad (1.29)$$

$$|T_{\perp}|^2 = 1 - |R_{\perp}|^2. \quad (1.30)$$

- Difracción

La difracción ocurre cuando la trayectoria radio entre el transmisor y el receptor está obstruida por una superficie que tiene irregularidades agudas o bordes. Las ondas secundarias resultantes de la incidencia con la superficie obstructora están presentes a través del espacio e incluso detrás del obstáculo, dando lugar a una flexión de ondas alrededor de este, al igual que cuando no existe una trayectoria de línea de visión entre el transmisor y el receptor. A alta frecuencia, la difracción, así como la reflexión, depende de la geometría del objeto como la amplitud, la fase, y la polarización de la onda incidente al punto de difracción. En la difracción se genera unas pérdidas de potencia de transmisión, donde la potencia de la onda difractada es significativamente menor que el frente de onda que la provoca.

El principio de Huygens provee un modelo para comprender este comportamiento, donde cada punto de un obstáculo genera un nuevo frente de ondas, y este nuevo frente puede hasta rodear un obstáculo. El fenómeno de la difracción si bien se da en todas las frecuencias, cuanto más bajas sean, las ondas electromagnéticas se difractan más. En contraposición cuanto más alta la frecuencia de la transmisión más altas serán las pérdidas por difracción [24].

- Dispersión

Ocurre cuando el medio por el cual viaja la onda electromagnética está formado por objetos con dimensiones pequeñas comparadas a la longitud de onda, y donde hay un gran número de obstáculos por unidad de volumen. Las ondas dispersadas son producidas por la incidencia en superficies ásperas, objetos pequeños, o por otras irregularidades en el canal. Si hay muchos objetos en la trayectoria de la señal, entonces el frente de onda propagado y la energía se dividirán en muchas direcciones, añadiéndose a las interferencias constructivas y destructivas de la señal [27].

### **1.3.2 Pérdidas por trayecto y bloqueo**

Los fenómenos de propagación anteriormente descritos tienen una dependencia directa de la frecuencia e influyen en las pérdidas de propagación de las mmWave, lo que conlleva a características propias de propagación. En consideración a esto, los enlaces de cortas distancias son predilectos en los sistemas de estas altas frecuencias. El diseño de antenas con alta directividad, es crucial para compensar dichas pérdidas. El fenómeno de reflexión y la propagación por múltiples trayectos se convierten en las mejores técnicas para vencer el bloqueo, por su parte, el fenómeno de transmisión es una opción a la tan reducida propagación por difracción dentro de la superación de obstáculos.

## **1.4 MODELOS DE PROPAGACIÓN**

Los modelos de propagación para mmWave en sistemas de 5G son un foco en las investigaciones actuales debido a que estos mecanismos de predicción permiten realizar una planeación de los sistemas con la que se puede alcanzar eficiencia en términos de inversión de recursos y en la configuración de parámetros del sistema.

Los siguientes son algunos de los modelos de propagación más relevantes que hasta el momento se han planteado alrededor del presente estudio:

### **1.4.1 Modelo IEEE 802.11 para 60 GHz**

Este modelo se plantea para una Red de Área Local Inalámbrica (WLAN, *Wireless Local Area Network*) de 60GHz en la que se requieran altas tasas de datos. Se describe el canal a través de características precisas del espacio y el tiempo incluyendo la polarización de las antenas, además soporta características no estacionarias del canal. Los trayectos que se consideran en el modelo incluyen las reflexiones de primer y segundo orden en el caso de presentarse la condición de No Línea de Vista (NLOS, *Non Line Of Sight*) entre la Estación Base (BS, *Base Station*) y la Estación Móvil (MS, *Mobile Station*). Como resultado de mediciones experimentales y simulaciones de trazado de rayos, el modelo se parametriza para tres escenarios *indoor*: sala de conferencias, cubículo y sala de estar. Como los parámetros del modelo se crearon de forma determinística, la parametrización para cada escenario es específica del lugar y puede que no sea válida para otros entornos similares [9],

[28]. El modelo incluye el factor  $A_{LOS}$  que depende de la configuración de la antena y el ancho de haz, y el factor  $n_{LOS}$ , que dependen del algoritmo de formación de haces y cuyos valores son determinados de forma empírica en cada uno de los tres escenarios.

La siguiente ecuación modela las pérdidas por trayecto en una sala de conferencia cuando BS y la MS son estacionarias y hay condición de Línea De Vista (LOS, *Line Of Sight*)

$$PL_{LOS} = A_{LOS} + 20 \log_{10}(f) + 10 n_{LOS} \log_{10}(d), \quad (1.31)$$

donde:

$$A_{LOS} = 32,5 \text{ dB}$$

$$n_{LOS} = 2$$

$f$ : frecuencia de portadora en GHz

$d$ : distancia entre MS y BS en metros.

En el caso del escenario cubículo con NLOS, se definen las pérdidas como

$$PL_{NLOS} = A_{NLOS} + 20 \log_{10}(f) + 10 n_{NLOS} \log_{10}(d), \quad (1.32)$$

donde:

$$A_{LOS} = 44,2 \text{ dB}$$

$$n_{LOS} = 1,8.$$

#### **1.4.2 Modelos de pérdidas de trayecto para canales de propagación de onda milimétrica en 5G en micro-celdas urbanas**

Estos modelos fueron propuestos por el grupo de Inalámbricas de la Universidad de Nueva York, (NYU Wireless, *New York University Wireless*) y está basado en diversas medidas con distintas configuraciones y elementos del sistema. Las medidas fueron realizadas en entornos micro-celulares urbanos en *outdoor* en 28 GHz y 38 GHz en Nueva York y Austin, con condiciones LOS y NLOS, usando múltiples combinaciones de antenas, receptora y transmisora, dirigibles de tipo corneta con 24.5 dBi, 25 dBi y 13.3 dBi de ganancia, anchos de haz de 10.9°, 7.8° y 24.7°, con distintas alturas. Además, se definen puntos de perfil de retardo los cuales son la combinación de las ubicaciones de BS y MS dentro del plano del azimut de la MS [29]. Estos modelos relacionan las pérdidas por trayecto con el punto de referencia de atenuación  $\alpha$ , que determina la tendencia de las pérdidas por trayecto, con la pendiente lineal de atenuación  $\bar{\beta}$ , que es determinada de acuerdo a mediciones y con  $\gamma$  como un coeficiente que muestra la dependencia de la frecuencia de las pérdidas por trayecto, determinada según mediciones realizadas en cada caso.

En base a las medidas tomadas con las anteriores configuraciones se formula la siguiente ecuación:

$$PL_{dB} = \alpha + \bar{\beta} 10 \log_{10}(d) + \gamma 20 \log_{10}(f), \quad (1.33)$$

donde:

$$\bar{\beta} = \frac{\sum_i^n (d_i - \bar{d}) (PL_i - \overline{PL})}{\sum_i^n (d_i - \bar{d})^2},$$

$$\alpha = \overline{PL} - \bar{\beta} \overline{10 \log_{10}(\bar{d})},$$

donde:

$d_i$ : distancia en dB del valor  $i$ -ésimo medido en un punto de perfil de retardo

$\bar{d}$ : distancia promedio

$PL_i$ : valor de las pérdidas por trayecto del  $i$ -ésimo punto de perfil de retardo

$\overline{PL}$ : pérdidas promedio de  $PL_i$

$\gamma$ : factor dependiente de la frecuencia.

### 1.4.3 Modelo de atenuación en el espacio libre

En el modelo de atenuación en el espacio libre para un enlace punto a punto, se calcula la atenuación básica en el espacio libre entre antenas isótropicas [30], como indica la ecuación

$$L_{bf} = 32,4 + 20 \log_{10}(f) + 20 \log_{10}(d), \quad (1.34)$$

con  $f$  en MHz y  $d$  en Km.

### 1.4.4 Modelos WINNER I, WINNER II e IMT-A

Estos modelos están parametrizados para entornos *outdoor*, *indoor* y *outdoor a indoor*, se basan en resultados de extensas campañas de mediciones y geometría estocástica, además son ampliamente usados y aceptados. Los parámetros del canal se determinan según distribuciones estadísticas extraídas de medidas de canal. Se tienen en cuenta valores aleatorios como la dispersión del retardo, retardos, dispersión angular, desvanecimiento por sombra y tasa de polarización cruzada sobre los cuales se define el canal, al igual que se modelan distintos escenarios de propagación [9].

Estos modelos fueron diseñados para la comunicación celular entre una BS y una MS fijas, no se aplican cuando ambos terminales se puedan ubicar de forma aleatoria, como en D2D, cuando las estaciones están en movimiento o incluso si el entorno presenta características de ultra densidad. El rango de frecuencias que cubren éstos modelos es de 2 GHz a 6 GHz y se utilizan en LTE-A en entornos *outdoor* micro-celulares urbanos [9].



### 1.4.5 Modelos METIS

- Modelo ITU-R M.2135 UMi Modificado

Desarrollado por METIS, este modelo es una modificación del modelo ITU-R M.2135 UMi, el cual es utilizado para los sistemas Evolución a Largo Término Avanzada (LTE Advanced, *Long Term Evolution Advanced*). Los cambios se realizaron con base en campañas de mediciones realizadas en tres ciudades, a distintas frecuencias de portadora, con distintos anchos de banda y en escenarios *outdoor* a *indoor*, *outdoor* a *outdoor* y vehículo a vehículo. METIS cambia la definición de la distancia de punto de quiebre  $d_{BP}$  y adiciona un factor de compensación  $PL_1$ , añadido para igualar el modelo con los resultados reales.

El modelo define las pérdidas por trayecto en el caso LOS, en función de la distancia  $d_1$ , medida del trayecto perpendicular desde la BS hasta el trayecto de movimiento de la MS y se muestra en la siguiente ecuación:

$$PL(d_1) = 22 \log_{10} \left( \frac{d_1}{1m} \right) + 31,14 + 18,62 \log_{10} \left( \frac{f}{1GHz} \right), \quad (1.35)$$

para  $10 m < d_1 < d_{BP}$ , donde:

$$d_{BP} = 0,37 \left( \frac{2\pi}{\lambda} \right) e^{\left( -\frac{\log_{10} \left( \frac{f}{1GHz} \right)}{1,13} \right)}.$$

En el caso NLOS se tiene la siguiente ecuación, que relaciona una distancia  $d_2$ , que corresponde el tramo desde la intersección de los trayectos de BS y MS hasta la ubicación de la MS.

$$PL = 22,62 \log_{10} \left( \frac{d_1}{1m} \right) + 52,38 - 12,5 n_j + 10 n_j \log_{10} \left( \frac{d_2}{1m} \right) + 20,24 \log_{10} \left( \frac{f}{1GHz} \right), \quad (1.36)$$

para  $10 m < d_2 < 1000 m$ , donde:

$$n_j = \text{máx}(2.8 - 0.0024d_1, 1.84).$$

Este modelo es aplicable en micro celdas urbanas en las frecuencias de 2 GHz a 60 GHz [9].

- Modelo Basado en Mapas

Propuesto por METIS como un modelo de canal para 5G, cuya aplicabilidad incluye escenarios de propagación como oficina *indoor*, micro celda urbana, macro celda urbana, centro comercial, estadio, autopista, entre otros, y el rango de frecuencias es desde 450 MHz

hasta 100 GHz. El modelo utiliza una descripción geométrica del entorno de propagación e incluye los fenómenos físicos de difracción, reflexión especular, dispersión difusa y bloqueo. Dentro de éste modelado del canal se tiene en cuenta aspectos del entorno como muros, objetos, transmisores y receptores. Por otro lado, los trayectos de propagación son definidos con base en unos puntos de interacción y tienen asociados un retardo y una longitud. Según las interacciones que estén asociadas a un trayecto de propagación, se calcula la potencia en recepción. El modelo basado en mapas caracteriza la función de transferencia del canal, entre una BS y varias MS móviles en movimiento, a la cual llega después de realizar 12 pasos soportados en el modelo de filo de navaja, la ley de Snell, entre otros. Sin embargo, dada su complejidad, la aplicación de este modelo está ligada al uso de un computador que realice dichos pasos.

En la Figura 1.7 se relacionan los modelos de propagación, anteriormente expuestos, con el entorno y la frecuencia en los que son aplicables. Cabe aclarar, que, aunque el Modelo Basado en Mapas es aplicable a los entornos *indoor* y 38 GHz, su acceso se limita a una herramienta software. Esta figura muestra la falta de un modelo de propagación específico y disponible para los sistemas en la banda mmWave en *indoor*.

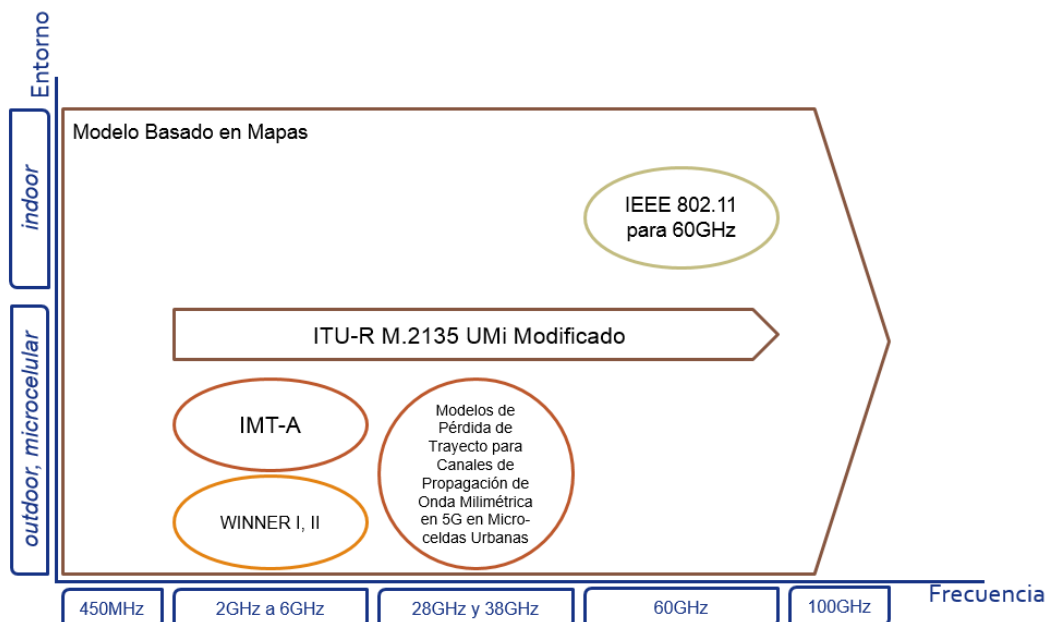


Figura 1.7 Aplicabilidad de los modelos de propagación.

## 1.5 TÉCNICA DE TRAZADO DE RAYOS

Dado que el presente estudio está basado en simulación, en esta sección, se describe el trazado de rayos, el cual es una de las técnicas utilizadas por las herramientas software para

predecir el campo eléctrico, a partir del cual se determina la potencia y pérdidas de un sistema.

La técnica de Trazado de Rayos (TR), está basada en la Óptica Geométrica (OG), con la cual se obtiene el valor de los niveles electromagnéticos a alta frecuencia en un determinado sistema. La OG asume que a medida que la frecuencia aumenta, la primera zona de Fresnel, que es la que concentra la mayor parte de la energía, tiende a estrecharse y se puede simular como un rayo, de este modo la propagación de las ondas electromagnéticas se puede seguir de la misma forma que el camino que recorre un rayo. Es una técnica aplicada en la informática gráfica para la representación de imágenes reales. En la actualidad, es utilizada como modelo determinístico en el estudio de la propagación de las señales radioeléctricas para predecir la respuesta del canal radioeléctrico en diversos escenarios [31] [32].

Como la OG sólo considera los rayos directos, reflejados y transmitidos, para las contribuciones difractadas se hace necesario la consideración de la Teoría Geométrica de la Difracción (TGD) y más concretamente de su extensión uniforme, la Teoría Uniforme de la Difracción (TUD), que complementa la OG para introducir un nuevo tipo de rayos conocidos como difractados. El propósito de estos rayos es el de eliminar la discontinuidad posible en alguna zona, introduciendo unas correcciones apropiadas para el campo, especialmente si el valor recibido o estimado es nulo según OG [31] [33] [34]. Los métodos de predicción de trazado de rayos son dos: método de Disparo y Rebote de Rayos (SBR, *Shooting and Bouncing Ray*), y método de Teoría de Imágenes (IT, *Image Theory*).

En la actualidad los modelos que hacen uso del trazado de rayos están considerados entre los más precisos de entre los modelos de predicción de potencia de campo; sin embargo, requieren una representación muy detallada del área a analizar. La precisión del modelo depende en gran medida de la precisión y completitud/complejidad de la base de datos asociada a la representación. De otro lado, el tiempo de computación depende de modo exponencial de estos detalles. Así, el tiempo de computación de un área reducida pero muy detallada puede ser mucho mayor que el de un área amplia, pero con menor nivel de detalle [34] [35].

### **1.5.1 Óptica Geométrica**

La OG es una técnica utilizada comúnmente en el cálculo de cobertura radioeléctrica a lo largo del recorrido del rayo. La OG contempla las pérdidas debidas a la distancia o la incidencia sobre obstáculos, asume que las dimensiones físicas de los objetos con los cuales el rayo interactúa son grandes en comparación a la longitud de onda de la energía radiante [36].

Con la aplicación de la OG se puede determinar las contribuciones de los campos correspondientes a las ondas incidentes, reflejadas y refractadas de una forma mucho más sencilla que si se aplicase un análisis mediante las ecuaciones de Maxwell. Contempla las siguientes contribuciones [36] [32]:

- Rayo directo

Las ondas se propagan en medios homogéneos que están caracterizados por un índice de refracción  $n$  que es constante dentro de un mismo medio, y cada rayo entre dos puntos es una línea recta. Por lo cual el frente de onda que representa el rayo en cuestión no interactúa con ningún obstáculo en su camino ni sufre ningún fenómeno de propagación adicional, y solamente sufrirá la atenuación con la distancia propia de una onda esférica, es decir, el transmisor está en línea de vista con el receptor [32].

El campo electromagnético definido por el rayo directo está dado por la ecuación siguiente

$$E_d(r_d) = E_0 \frac{e^{-jkr_d}}{r_d}, \quad (1.37)$$

donde:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$r_d$  : distancia entre el transmisor y el receptor

$k$  : número de onda,

$E_0$  : valor de campo eléctrico respecto a una distancia unitaria o básica dado por  $\sqrt{PIRE \eta_0} / 4\pi$ , donde PIRE es la Potencia Isotrópicamente Radiada Equivalente y  $\eta_0$  es la impedancia intrínseca del vacío.

El término exponencial indica la fase de la onda, que depende de la distancia recorrida.

- Rayo reflejado

Como se planteó en la sección 1.3.1 la reflexión se produce cuando una onda incide sobre la superficie que separa dos medios con diferentes propiedades electromagnéticas, representadas por índices de refracción  $n_1$  y  $n_2$ . Parte de la onda incidente es reflejada, y parte es transmitida al segundo medio. La OG permite el cálculo de los campos (rayos) que se reflejan de forma especular en una superficie lisa de geometría cualquiera, basándose en las leyes de Snell para la reflexión. Para ello se define un coeficiente de reflexión  $R$ , que relaciona la onda incidente y la onda reflejada, y que depende de las características eléctricas de la superficie de reflexión (permitividad y conductividad), de la polarización de la onda incidente (perpendicular o paralela), del ángulo de incidencia y de la frecuencia de la onda [32]. Y está definido en las ecuaciones (1.24) y (1.25) de acuerdo a la polarización del campo de incidencia.

La expresión del campo electromagnético asociado a la contribución de una onda reflejada o rayo reflejado en la OG está dado por la siguiente ecuación

$$E_R(r) = E_0 \Gamma \frac{e^{-jkr}}{r}, \quad (1.38)$$

donde:

$r$ : distancia total recorrida por el rayo reflejado

$\Gamma$ : coeficiente de reflexión de acuerdo con las expresiones (1.24) y (1.25).

En caso de producirse múltiples reflexiones para un mismo rayo, el valor de  $\Gamma$  viene dado por la productoria de cada valor  $\Gamma_i$  correspondiente a la reflexión  $i$ -ésima tal como se expresa a continuación

$$\Gamma = \prod_i \Gamma_i. \quad (1.39)$$

- Rayo transmitido

El rayo transmitido traspasa un obstáculo sin presentar efectos considerables en la dirección, para lo cual también es válida la teoría de Snell. Por lo tanto, el nuevo rayo transmitido tiene la misma dirección que el rayo incidente [32]. Según las anteriores consideraciones, para la condición de rayo transmitido, se puede predecir el campo electromagnético mediante la ecuación

$$E_T(r) = E_0 T \frac{e^{-jkr}}{r}, \quad (1.40)$$

donde:

$r$ : distancia total recorrida por el rayo al atravesar el obstáculo

$T$ : coeficiente de transmisión dado en (1.27) y (1.28) según la polarización del campo de incidencia.

En caso de producirse múltiples refracciones para un mismo rayo, el valor de  $T$  viene dado por la productoria de cada valor  $T_i$  correspondiente a la refracción  $i$ -ésima tal como se indica en la siguiente expresión:

$$T = \prod_i T_i. \quad (1.41)$$

### 1.5.2 Teoría Uniforme de la Difracción

En 1967 surge la TUD, que supera las singularidades para calcular el campo total a lo largo de las llamadas fronteras de transición presentes en la Teoría Geométrica de la Difracción (TGD), la cual predice el campo en una región de sombra causada por un objeto de obstrucción [33] [37].

En la difracción a alta frecuencia, el campo difractado es proporcional al campo incidente en el punto en que se produce la difracción multiplicado por un coeficiente llamado coeficiente de difracción, este se encuentra determinado por las propiedades locales del campo y el entorno en el punto de difracción [37].

A continuación, se presenta los conceptos de TUD más utilizados como las regiones de transición, los coeficientes de difracción y las expresiones de los campos difractados para pared en forma de cuña de conductividad finita, así como el caso particular de una arista o semiplano.

- Fronteras de Transición

Para una pared en forma de cuña cuyo ángulo interior es  $(2 - n)\pi$  radianes, donde  $n$  es un número real, se definen las fronteras de transición que dividen el espacio bidimensional representado en la Figura 1.8 en tres regiones cuyas fronteras dependen de la posición de la fuente  $(\rho', \phi')$ , del punto de observación  $(\rho, \phi)$  y de la posición de la cuña. A la frontera entre las regiones I y II se le conoce como Límite de Sombra Reflejada (RSB, *Reflected Shadow Boundary*) y a la frontera entre las regiones II y III como Límite de Sombra Incidente (ISB, *Incident Shadow Boundary*) [32] [37].

Los rayos que han de considerarse para calcular el campo total en cada una de las regiones se muestran en la Tabla 1.1

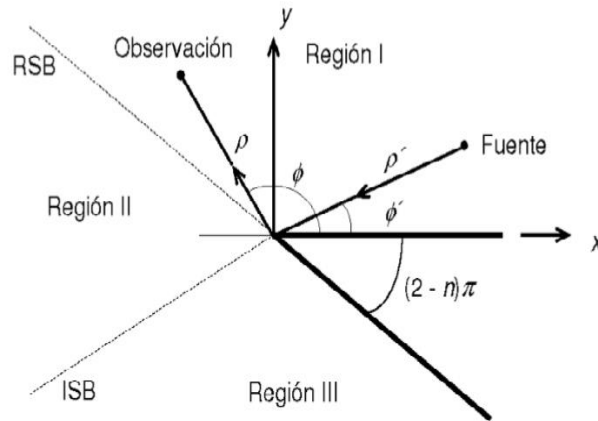


Figura 1.8 Regiones de transición y sistema de coordenadas de la cuña [29].

Tabla 1.1 Contribuciones asociadas a cada región del espacio [30]

	Región I	Región II	Región III
Separación angular	$0 < \phi < \pi - \phi'$	$\pi - \phi' < \phi < \pi + \phi'$	$\pi + \phi' < \phi < n\pi$
Rayo	Directo Reflejado	Directo Difractado	Difractado

- Campo Eléctrico de un Rayo Difractado

En la Figura 1.9 se observa la difracción producida por la interacción de la señal con la esquina de un obstáculo agudo con un ángulo de  $(2 - n)\pi$ . Se definen dos sistemas de coordenadas  $(S', \beta', \phi')$  para el rayo incidente desde la fuente a el punto de difracción  $Q_D$  y  $(S, \beta_0, \phi)$  respecto al rayo difractado, desde  $Q_D$  hasta el punto de observación [32] [35] [37].

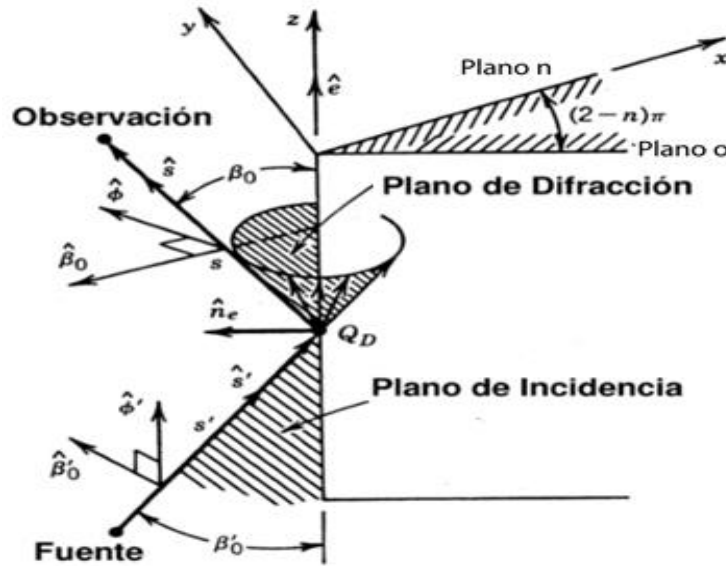


Figura 1.9 Incidencia oblicua sobre una cuña de paredes conductoras [32].

Las convenciones de la anterior figura son:

- $\beta_0$ : ángulo entre el rayo difractado y el obstáculo.
- $\phi$ : ángulo entre el plano de difracción y el plano 0.
- $\phi'$ : ángulo entre el plano de incidencia y el plano 0.
- $\beta'_0$ : ángulo entre el rayo incidente y el obstáculo.
- $Q_D$ : punto de difracción.
- $\hat{\beta}'_0$  y  $\hat{\phi}'$ : vectores unitario paralelo y perpendicular al plano de incidencia definido por la fuente y la arista de la cuña.
- $\hat{\beta}_0$  y  $\hat{\phi}$ : vectores unitario paralelo y perpendicular al plano de difracción, definido por el punto de observación y la arista de la cuña.

El campo definido por un rayo difractado que alcanza el receptor y que no ha sido afectado por otro fenómeno de propagación se puede expresar como en la siguiente ecuación:

$$E_d = \frac{E_0}{s} DA(S; S') e^{-jk(s+s')} , \quad (1.42)$$

$$A(S; S') = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{S'}} & \text{Para una onda difractada plana} \\ \frac{1}{\sqrt{S' \sin \beta_0}} & \text{Para una onda difractada cilíndrica} \\ \sqrt{\frac{S'}{S(S+S')}} & \text{Para una onda difractada esférica} \end{cases}, \quad (1.43)$$

donde:

$S'$ : distancia entre la fuente y el punto de difracción

$S$ : distancia desde el punto de difracción hasta el punto de observación

$A(S; S')$ : factor de dispersión según (1.43) que representa la atenuación de la intensidad de campo difractado con la distancia

$D$ : coeficiente de difracción, sin tener en cuenta la polarización de la onda está dado por la siguiente ecuación

$$D = \frac{-e^{-\frac{j\pi}{4}}}{n\sqrt{8\pi k} \sin \beta_0} \left\{ \cot\left[\frac{\pi+(\phi-\phi')}{2n}\right] F[kLa^+(\phi-\phi')] + \cot\left[\frac{\pi-(\phi-\phi')}{2n}\right] F[kLa^-(\phi-\phi')] \right\} \pm \left\{ R_0 \cot\left[\frac{\pi+(\phi-\phi')}{2n}\right] F[kLa^+(\phi-\phi')] + R_n \cot\left[\frac{\pi-(\phi-\phi')}{2n}\right] F[kLa^-(\phi-\phi')] \right\} \quad (1.44)$$

donde:

$L$ : parámetro de distancia que depende de la forma de la onda incidente y se establece de acuerdo a la siguiente expresión:

$$L = \begin{cases} S \sin^2 \beta_0 & \text{Onda incidente plana.} \\ \frac{S'S \sin \beta_0}{S' + S} & \text{Onda incidente cilíndrica.} \\ \frac{S'S \sin^2 \beta_0}{S' + S} & \text{Onda incidente esférica.} \end{cases} \quad (1.45)$$

$F$ : factor definido por la integral de Fresnel como sigue

$$F(x) = 2j\sqrt{x} e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-j\tau^2} d\tau, \quad (1.46)$$

donde el argumento de esta integral depende de la función  $a^\pm(\phi \pm \phi')$  en (1.47) que es la separación angular entre el punto de observación y la RSB o la ISB

$$a^\pm(\phi \pm \phi') = 2 \cos^2 \left[ \frac{2n\pi N^\pm - (\phi \pm \phi')}{2} \right], \quad (1.47)$$



donde  $N^\pm$ : números enteros que más cerca satisfagan la siguiente ecuación

$$2n\pi N^\pm(\phi' \pm \phi) = \pm\pi . \quad (1.48)$$

El campo eléctrico total que llega al terminal receptor es la contribución de cada uno de los rayos, los cuales dependen de los diferentes caminos que toma la señal, de los cambios de dirección en su recorrido y los fenómenos que se presentan en su trayectoria [35] [37].

Una vez estimadas individualmente todas las contribuciones de los caminos que siguen los rayos, el campo eléctrico total se puede calcular por medio de la ecuación (1.49), y a su vez por medio de la ecuación (1.50) se puede calcular la potencia total recibida en el terminal receptor

$$E_T = \sum_{l=1}^L E_l \quad (1.49)$$

$$P_R = \frac{|E_T|^2}{120\pi} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r , \quad (1.50)$$

donde:

$E_l$ : campo eléctrico de cada una de las contribuciones.

$|E_T|$ : módulo del campo eléctrico total.

$G_r$ : ganancia de la antena receptora.

De esta manera el trazado de rayos estima la cobertura de la señal radioeléctrica calculando el campo eléctrico en un punto del canal de propagación en escenarios interiores.

### 1.5.3 Métodos basados en teoría de rayos

En los diferentes algoritmos para el trazado de rayos se hace uso de dos principios básicos como son el principio de Fermat y el de campo local. El primero determina los rayos que siguen las rutas más cortas desde un transmisor hasta un receptor mientras que el segundo establece que los rayos a alta frecuencia pueden sufrir los fenómenos de reflexión, transmisión y difracción cuando interaccionan en una superficie. Esto dependerá de la geometría de dicha superficie y de sus parámetros eléctricos, así el nivel de señal en un punto determinado se obtiene mediante la suma de los componentes de todos los caminos posibles existentes entre transmisor y receptor. Además de las pérdidas de propagación, mediante estos algoritmos se pueden predecir de manera fiable la dispersión en el tiempo de la señal [34] [35].

El trazado de rayos puede ser trabajado tanto bidimensional como tridimensionalmente. En el primer caso se trazan los rayos sobre un plano, por lo que no todos los caminos hacia el receptor se consideran. En el modelo de tres dimensiones se trazan todos los rayos que van

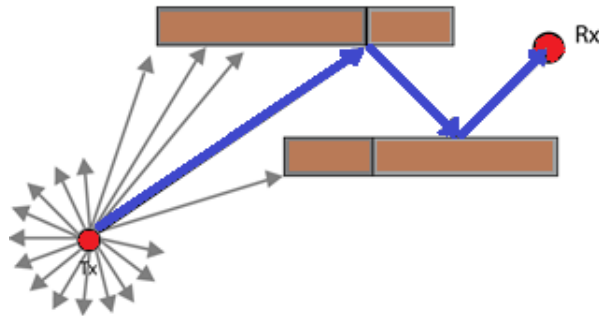
hacia el receptor incluidas las reflexiones en techos y pisos, requiriéndose de un tiempo mayor de cómputo que en el modelo de dos dimensiones [38].

La mayor precisión de la técnica de trazado de rayos se alcanza cuando el punto de observación está a muchas longitudes de onda del obstáculo más cercano. Asumiendo además que todos estos son mucho más grandes que la longitud de onda de trabajo.

A continuación, se establece una clasificación de los algoritmos empleados en la técnica de trazado de rayos.

- Método de Disparo y Rebote de Rayos, SBR.

También conocido como método de fuerza bruta, consiste en lanzar múltiples rayos con una separación angular constante desde la antena transmisora, trazando los rayos con el fin de detectar si este incide sobre algún objeto o es recibido por la antena receptora, si el rayo incide sobre un objeto, se produce reflexión, refracción, dispersión o difracción, dependiendo de las propiedades geométricas del objeto. Los caminos que efectivamente llegan al terminal receptor son determinados probando cada trayectoria y el campo eléctrico asociado a dicho rayo es calculado acorde a la GO y a la UTD, en la Figura 1.10 se muestra la representación gráfica de este método [35] [39].



*Figura 1.10 Representación del método de disparo y rebote de rayos [39].*

El número de rayos considerados y la distancia entre el transmisor y el receptor determinan la resolución espacial disponible y, por lo tanto, la exactitud del modelo. El procedimiento consiste en determinar una cantidad finita de las posibles direcciones de propagación desde la fuente, normalmente con una separación angular constante. Si un rayo intercepta una pared en forma de cuña, entonces se genera un rayo reflejado y otro refractado. Si un rayo intercepta una cuña, entonces se genera una familia de rayos difractados. Para la recepción se suelen determinar esferas si se trabaja en 3D, o círculos si es 2D [32].

Este método es muy útil en escenarios complejos, como los escenarios de interiores, debido a que permite un fácil seguimiento de las reflexiones, pero en la localización de los terminales receptores resulta complejo ya que existe una gran dificultad para determinar si un rayo

alcanza o no un objeto puntual, debido al número de rayos lanzados. Este método requiere unos recursos computacionales superiores a la de otros métodos.

- Método de Imágenes

Este método basado en la generación de imágenes a partir de las posibles reflexiones que puedan producirse en un entorno, consiste en analizar objetos de gran tamaño, los cuales se encuentran próximos al terminal receptor, y suelen ser las paredes, el piso y el techo de los escenarios, utiliza el concepto de fuentes virtuales, llamadas imágenes, el cual representa un sistema equivalente del rayo reflejado tal como se muestra en la Figura 1.11.

En la práctica el obstáculo que comúnmente se analiza siempre es el suelo, parte de la energía dirigida hacia éste se transmite mediante la reflexión, siendo la cantidad de energía reflejada dependiente de la geometría y parámetros del suelo. Normalmente el suelo es un medio con pérdidas ( $\sigma$  distinto de cero) cuya conductividad efectiva crece con la frecuencia. Por lo tanto, es normal esperar que actúe como un buen conductor por encima de una cierta frecuencia, en función de su contenido de humedad. Por simplicidad para el análisis se asume que el suelo es un conductor eléctrico perfecto, orientado horizontalmente e infinito en extensión. Para analizar el comportamiento de un elemento radiante próximo a un plano conductor infinito se introducirán fuentes virtuales, llamadas imágenes que tendrán efecto para la reflexión [32].

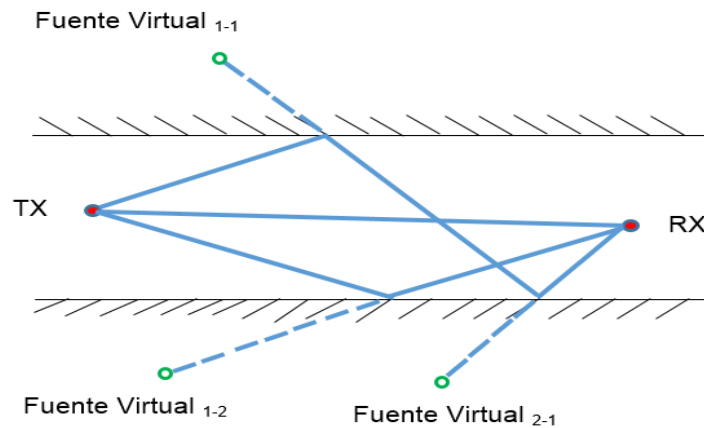


Figura 1.11 Representación del método de imágenes.

Se generan las imágenes de la fuente en los  $N$  planos que pudiera tener el sistema, dichas imágenes sirven como fuentes secundarias para los subsecuentes puntos de reflexión obteniendo de esta forma  $N$  imágenes de primer orden de la fuente,  $N(N - 1)$  imágenes de segundo orden,  $N(N - 1)(N - 1)$  de tercer orden y así sucesivamente. La energía alcanzará el punto de destino a través de las múltiples reflexiones y se puede calcular mediante éstas. Una vez que el rayo ha sido descrito mediante las reflexiones que sufre, se procede a calcular la atenuación asociada a cada trayectoria del rayo sobre el plano de orden que alcanza al terminal receptor, teniendo en cuenta que la cantidad de energía reflejada en los planos de orden inferior depende de los parámetros del medio sobre el que incide la señal radioeléctrica.

Finalmente se considera la validez o no de la imagen, entendiendo como tal la existencia de una reflexión ligada a dicha imagen [35].

En este primer capítulo, se expuso el concepto de 5G dentro del cual se presentan las mmWave como banda de frecuencias objetivo de este estudio; también se definen las características y los fundamentos de propagación en dicha banda, apreciándose las ventajas de trabajar en estos rangos de frecuencias. Además, se hace un repaso por los modelos de propagación más relevantes del caso, de lo cual se identifica la falta de un modelo específico y disponible para los sistemas en mmWave en *indoor*. Se finaliza este capítulo con el trazado de rayos, técnica de predicción de campo eléctrico utilizada por la herramienta software de este trabajo. Herramienta que se trata en el siguiente capítulo, correspondiente a la metodología de desarrollo.

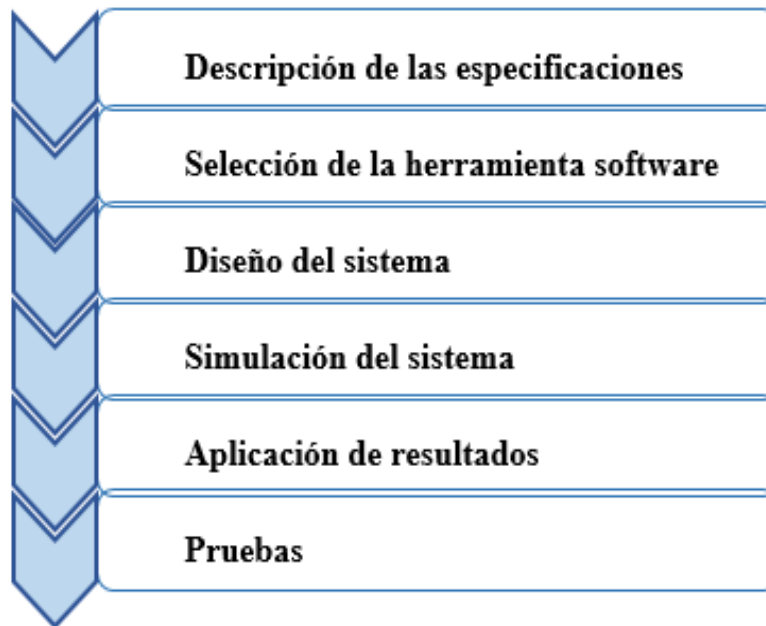


## CAPITULO 2

### METODOLOGÍA DE DESARROLLO

Para este trabajo de grado se empleó una metodología de desarrollo, basada en el modelo de Bob Zeiman [40], Figura 2.1, la cual consta de seis fases brevemente definidas a continuación:

- **Descripción de las especificaciones:** planteamiento del problema de estudio, formulación de la pregunta de investigación y de los objetivos; además de los requerimientos y las limitaciones del trabajo.
- **Selección de la herramienta software:** búsqueda en la bibliografía académica disponible en medios virtuales, para la selección del software.
- **Diseño del sistema:** identificación y descripción del sistema de simulación con sus respectivos elementos.
- **Simulación del sistema:** definición de los casos de simulación.
- **Aplicación de resultados:** generación de los escenarios de aplicación de los resultados obtenidos.
- **Pruebas:** definición del plan de evaluación y pruebas.



*Figura 2.1 Metodología de desarrollo*

## **2.1 DESCRIPCIÓN DE LAS ESPECIFICACIONES**

### **2.1.1 Problema de estudio**

Los avances tecnológicos y el aumento de requisitos para los sistemas móviles, llevan a que 5G se encuentre dentro de los planes de la ITU, de los operadores e investigadores en este ámbito; dicha generación tiene como una de sus bases la tecnología basada en mmWave, por sus beneficios en ancho de banda, ubicación en el espectro y velocidad de transmisión de datos. Por lo anterior, se espera que los dispositivos de usuario y de operadores de sistemas móviles trabajen en éstas frecuencias.

Al respecto conviene decir que la propagación de mmWave ha sido un tema de investigación desarrollado varias décadas atrás; sin embargo, no se han realizado investigaciones en los modelos de propagación específicos en la banda de 38 GHz en entornos *indoor* y cuya utilización no esté restringida al uso de una herramienta software.

Ahora bien, los modelos de propagación tienen como objetivo estimar la potencia en recepción, a partir de los valores de potencia de transmisión, ganancia de las antenas, pérdidas por trayecto y algunas veces parámetros empíricos. Los fenómenos físicos de propagación son factores que afectan las pérdidas por trayecto, de lo anterior surge la necesidad de estudiar el efecto de dichos fenómenos en las pérdidas por trayecto presentes en la banda de frecuencias de 38 GHz en entornos *indoor*, a partir de la generación de curvas basadas en simulación y de esta manera generar un aporte a un futuro modelo de propagación.

### 2.1.2 Pregunta y objetivos

- Pregunta de Investigación

¿Cuál es el aporte que se puede realizar a un modelo de propagación de una señal mmWave, en un entorno *indoor* en la banda de 38 GHz, basado en simulación?

- Objetivo General

Generar un aporte<sup>2</sup> para un modelo de propagación de una señal mmWave, en un entorno *indoor* en la banda de 38 GHz, utilizando la herramienta de simulación Wireless InSite.

- Objetivos Específicos

1. Determinar el efecto de los fenómenos físicos sobre la pérdida por trayecto de una señal mmWave, en un entorno *indoor* usando la herramienta de simulación Wireless InSite.
2. Analizar las pérdidas por trayecto de una señal mmWave en un entorno *indoor* en la banda de 38 GHz, usando la herramienta de simulación Wireless InSite.
3. Evaluar las pérdidas por trayecto de una señal mmWave en un entorno *indoor* en la banda de 38 GHz, bajo un escenario definido usando la herramienta de simulación Wireless InSite.

### 2.1.3 Requerimientos

Se numeran los requerimientos planteados para alcanzar el objetivo general de este trabajo de grado:

1. Identificar los parámetros de influencia en cada fenómeno de propagación.
2. Determinar la configuración del sistema de simulación, a partir de sus parámetros fijos y variables.
3. Definir los casos de simulación.
4. Definir los rangos de los parámetros de variación para los casos de simulación.
5. Determinar las pérdidas debidas a cada fenómeno de propagación para las diferentes configuraciones.

---

<sup>2</sup> El aporte está enmarcado en el análisis y evaluación de las pérdidas de trayecto, basado en simulación, con el fin de definir algunos parámetros que podrían ser parte de un modelo de propagación de una señal mmWave en un entorno *indoor* en la banda de 38 GHz.



6. Presentar resultados de las pérdidas por los fenómenos de propagación.
7. Analizar las pérdidas por los fenómenos de propagación.
8. Aplicar los resultados en dos escenarios, abstraídos de entornos *indoor* reales.
9. Presentar conclusiones en base al análisis.

#### 2.1.4 Limitaciones

A continuación, se listan las limitaciones del presente trabajo de grado:

- Wireless InSite no modela la dispersión, fenómeno físico importante en la propagación de mmWave [9].
- No se cuenta con los equipos necesarios para comparar resultados con un sistema real.

## 2.2 SELECCIÓN DE HERRAMIENTA SOFTWARE

En esta sección se mencionan algunas de las herramientas software, encontradas en la bibliografía académica disponible en medios virtuales con sus respectivas características:

**MATLAB:** herramienta software de gran poder para aplicaciones numéricas, simbólicas y gráficas, aplicable en ciencias e ingeniería, con un lenguaje de alto nivel y un entorno interactivo de uso general, que permite hacer cálculos numéricos, analizar y visualizar datos, programar y desarrollar algoritmos, crear interfaces de usuario y permitir la comunicación con programas de diferentes lenguajes y otros dispositivos hardware; además cuenta con la herramienta Simulink, para el diseño de sistemas de comunicaciones. Está disponible para plataformas Windows, Mac OS, Unix, GNU/Linux [41].

**MiniNet:** se utiliza para la creación de redes virtuales, útil para la creación de bancos de pruebas de Redes Definidas por Software (SDN, *Software-Defined Networking*), es un emulador de red que crea una red de máquinas virtuales, interruptores, controladores y enlaces. Las máquinas MiniNet ejecutan el software de red estándar de Linux, y sus switches soportan flujo abierto para enrutamiento personalizado altamente flexible y SDN. Apoya la investigación, desarrollo, aprendizaje, prototipos, pruebas, depuración, y cualesquiera otras tareas que podrían beneficiarse de tener una red experimental completa en un computador. Proporciona una manera fácil de obtener el comportamiento correcto del sistema y experimentar con topologías [42].

**Ns-3:** simulador de redes de eventos discretos dirigidos principalmente a la investigación, de uso educativo y código abierto, ha sido desarrollado para proporcionar una plataforma de simulación de red, abierta, extensible y sólida. Además, está bien documentado, es de fácil uso y depuración, y abastece a las necesidades de todo el flujo de trabajo de simulación, como

la configuración y análisis, además puede ser utilizado como un emulador de la red en tiempo real y permite muchas implementaciones de protocolos para ser reutilizado, así mismo estudiar el comportamiento y funcionamiento de sistemas inalámbricos en un entorno altamente reproducible y controlado. Trabaja en la línea de comandos con los lenguajes C++ y Python. Se utiliza en los sistemas Linux, aunque existe soporte para Windows [42].

**Wireless InSite:** software que permite el modelado de ondas electromagnéticas, para predecir los efectos del medio en la propagación de éstas, además modela las características físicas del entorno, realiza los cálculos electromagnéticos y evalúa las características de propagación de la señal. Los entornos, transmisores y receptores pueden crearse con las opciones del software o pueden ser importados de archivos externos. Esta herramienta hace los cálculos basada en el trazado de rayos desde los transmisores y la propagación en entornos definidos, donde los rayos tienen interacciones como transmisión a través de un muro, reflexión y difracción. Entre los resultados que permite obtener están los trayectos de propagación, las pérdidas por trayecto, la ganancia de trayecto, la dispersión del retardo, la potencia en recepción, además de gráficas y videos de algunos resultados como la evaluación del campo eléctrico en el dominio del tiempo. Las frecuencias en las cuales provee resultados precisos están entre 50 MHz y 40 GHz, esto se detalla en el Anexo A.

Wireless InSite ofrece cuatro modelos de propagación basados en teoría de rayos: Urban Canyon, Fast 3D Urban, Full 3D y Vertical Plane; estos modelos combinan algoritmos de trazado de rayos con TUD. El procedimiento de trazado de rayos se utiliza para encontrar las trayectorias de propagación a cada punto receptor. La TUD se utiliza para evaluar el campo eléctrico complejo asociado con cada trayectoria del rayo. Los resultados de simulación son los valores de potencia recibida y pérdidas por trayecto que se calculan a partir de los campos eléctricos y trayectorias de propagación. Además de los modelos basados en teoría de rayos, dispone de otros tres modelos de propagación: Free Space, Hata y COST-Hata [43].

De lo anterior, la herramienta MATLAB se descartó, debido a que no dispone los módulos necesarios para entornos *indoor* y la propagación de mmWave. Por otro lado, las herramientas MiniNet y Ns-3, propuestas en [42] para la investigación de 5G, a pesar de ser de código abierto, se desenvuelven a nivel de arquitectura de red, por lo cual no es posible realizar un estudio de propagación en éstas herramientas.

En consecuencia, la herramienta de simulación seleccionada para el desarrollo del presente trabajo de grado es Wireless InSite, dado que proporciona resultados precisos para un extenso rango de frecuencias, dentro de estas la banda de 38 GHz. Las interacciones con las que trabaja Wireless InSite son los fenómenos físicos de reflexión, difracción y transmisión en objetos que son de interés en este estudio. Además, cuenta con una interfaz agradable de fácil adaptabilidad y acceso. La Universidad del Cauca dispone de una licencia de este software.

## 2.3 DISEÑO DEL SISTEMA

### 2.3.1 Identificación del sistema de simulación

El sistema de simulación es una abstracción de un sistema de telecomunicaciones en *indoor*; consiste en un enlace punto a punto, como se muestra en la Figura 2.2, el cual mediante Wireless InSite se modela con los siguientes elementos: entorno *indoor*, materiales, antenas, forma de onda, transmisor, receptor y área de estudio.

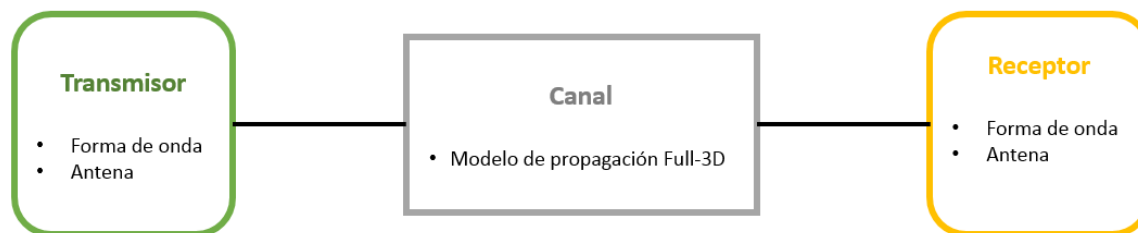


Figura 2.2 Diagrama general del sistema

La configuración de los parámetros de cada elemento se establece a continuación:

- **Materiales**

En Wireless InSite, los materiales de los *Floor plan* tienen las características de permitividad relativa, conductividad y grosor, definidas:

- Grosor: dimensión física que determina el espesor del material, en la herramienta se debe ingresar el grosor en unidades de metros.
- Permitividad relativa: constante física adimensional, que describe cómo un campo eléctrico afecta y es afectado por un medio. En la herramienta de simulación se puede definir este valor.
- Conductividad: propiedad física que indica la capacidad de un material para permitir el paso de corriente eléctrica a través de él. Se define como el inverso de la resistividad y es especificado en la herramienta en unidades de Siemens por metro (S/m).

En este trabajo de grado, se utilizan los materiales madera, ladrillo, concreto, vidrio y panel yeso, materiales comunes de los entornos *indoor*.

- **Entorno *indoor***

Según las características de propagación de mmWave, estas presentan altas pérdidas en el espacio libre, aquello significa que entre mayor sea el nivel de potencia en recepción que se busque, menor debe ser la distancia del enlace. Un entorno *indoor* tiene asociada una separación entre receptor y transmisor menor que un entorno *outdoor*, por lo anterior, presenta mejores condiciones de propagación para las mmWave y es seleccionado como el entorno objetivo en este trabajo de grado.

Wireless InSite permite el diseño de un entorno *indoor* a través de la creación de un plano denominado *Floor plan*, el cual consta de parámetros como: paredes, puertas, ventanas, piso, techo, objetos de diversos materiales y dimensiones. Para la simulación y obtención de resultados, se utiliza una configuración de entorno *indoor* básica que mediante la inserción de un obstáculo artificial hace posible los fenómenos físicos entre transmisor y receptor. Por lo cual, se listan los detalles de este *Floor plan* que deben ser identificados para su construcción:

- Material de la obstrucción artificial: concreto, ladrillo, vidrio, madera y panel yeso.
- Dimensiones de la obstrucción artificial: 5 m de alto y 5 m de ancho, con grosor variable.

- **Forma de onda**

La banda de 38 GHz se elige debido a que el software Wireless InSite ofrece resultados confiables para frecuencias hasta 40 GHz; sin embargo, se desea utilizar una frecuencia que permita una alta tasa de datos, pero dejando un rango prudente entre la banda seleccionada y el límite propio de la herramienta.

En consecuencia, se fija la frecuencia de portadora en 38248 MHz, que corresponde a la frecuencia central de la banda de 38 GHz con un ancho de banda de 50 MHz, según [12]. Cabe anotar que el valor del ancho de banda no influye en este estudio. Por su parte, el tipo de onda es sinusoidal, con fase inicial de 0°, ya que no interesa el efecto del desfase inicial en las pérdidas por trayecto. Los parámetros de esta forma de onda, identificada como Onda del Sistema, se definen en la Tabla 2.1.

*Tabla 2.1 Parámetros de la forma de onda*

<b>Parámetro</b>	<b>Valores</b>
Nombre	Onda del Sistema
Tipo de onda	Sinusoidal
Frecuencia de portadora (MHz)	38248
Ancho de banda efectivo (MHz)	50
Fase (°)	0

- **Antena**

La antena utilizada tanto en transmisión como en recepción, se denomina Antena del Sistema; corresponde a una antena omnidireccional que trabaja en la banda de 38 GHz, con polarización vertical u horizontal, acorde a las características que ofrece el fabricante MI-WAVE en [44]. Las ganancias máximas  $G_{TX}$  y  $G_{RX}$  se fijan en 0 dBi; las pérdidas por línea de transmisión en 0 dB; el valor de la Relación Onda Estacionaria Voltaje (VSWR, *Voltage Standing Wave Relation*) en 1 y la temperatura de antena en 293°K, porque únicamente interesa la estimación de las pérdidas por trayecto, sin considerar la contribución de las ganancias y pérdidas por las antenas y líneas de transmisión. Las características de la antena se muestran en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2 Parámetros de antena

Parámetro	Valores
Nombre	Antena del Sistema
Tipo de antena	Dipolo elemental
Forma de onda	Onda del Sistema
Ganancia máxima (dBi)	0
Polarización	Vertical, horizontal
Umbral de potencia de recepción (dBm)	-63,5
Pérdidas por línea de transmisión (dB)	0
VSWR	1
Temperatura (°K)	293

Cabe aclarar, que la polarización de antenas definida en esta sección difiere del concepto de polarización del campo eléctrico para la definición de los coeficientes de Fresnel indicados en el capítulo 1. De lo anterior, se relaciona la polarización vertical de antenas con los coeficientes de Fresnel para la polarización paralela, en el caso de la polarización horizontal de antenas, la polarización del campo eléctrico con respecto al plano de incidencia es perpendicular.

- **Transmisor y Receptor**

Son elementos del sistema que transmiten y reciben la señal, ubicados en el entorno *indoor* según un sistema de coordenadas con una rotación determinada en cada eje y en el caso del transmisor, con una potencia de entrada o alimentación. Se trabaja con el sistema de coordenadas cartesianas, con rotación de 0° en cada eje y se identifican como TX y RX.

Por su parte, la potencia de entrada del transmisor,  $P_{TX}$ , se calcula según las pérdidas en el espacio libre; el receptor cuya sensibilidad,  $S_{RX}$ , es de -63,5 dBm según [45] y el margen de desvanecimiento,  $MD$ , establecido en 60 dB con el único objetivo de recibir señal en el receptor, inclusive si dicha señal ha sido altamente atenuada debido a la propagación por alguno de los fenómenos físicos. De lo anterior, la potencia de entrada se fija en 72,65 dBm mediante el balance de potencias del enlace mostrado en (2.1).

$$P_{TX} = S_{RX} + L_{bf} - G_{TX} - G_{RX} + MD, \quad (2.1)$$

donde:

$L_{bf}$ : pérdidas en el espacio libre para 38248 MHz y 4 m

$MD = 60 \text{ dB}$

$G_{TX}$  y  $G_{RX}$  se fijan en 0 dBi.

La Tabla 2.3 muestra los parámetros del transmisor anteriormente descritos.

Tabla 2.3 Parámetros de transmisor

Parámetro	Valores
Nombre	TX
Sistema de coordenadas	Cartesiano
Rotación en los ejes (°)	0
Potencia de entrada (dBm)	72,65
Antena	Antena del Sistema
Forma de onda	Onda del Sistema

- **Área de estudio**

El área de estudio es una ventana de opciones en Wireless InSite, que determina la manera en la que se van a desarrollar los cálculos. El modelo de propagación a trabajar es el modelo Full 3D, debido a que es el único modelo que permite el estudio de los tres fenómenos de propagación. Por otro lado, se establece que el trazado de rayos se hará por método SBR, dado que puede trazar rayos con más posibilidades que el método Eigenray [43]. Además, el número de reflexiones, transmisiones y difracciones máximas permitidas, definen el número de interacciones máximas que cada rayo puede tener con las paredes, piso, techo y obstrucciones artificiales del entorno *indoor*, fijándose en 1, ya que se requiere analizar cada fenómeno de propagación de manera individual y con solo una ocurrencia para simplificar el estudio. En la Tabla 2.4 se muestra los valores de los parámetros del área de estudio.

Tabla 2.4 Parámetros del área de estudio

Parámetro	Valores
Modelo de propagación	Full 3D
Método de trazado de rayos	SBR
Número de reflexiones máximas permitidas	1
Número de transmisiones máximas permitidas	1
Número de difracciones máximas permitidas	1

## 2.4 SIMULACIÓN DEL SISTEMA

El sistema en Wireless InSite, consta del *Floor plan* junto a la respectiva configuración de forma de onda, antenas, transmisor, receptor y área de estudio según la sección 2.3. Se determina una configuración básica de simulación que incluye el obstáculo artificial, mostrada en la Tabla 2.5.

Tabla 2.5 Parámetros generales de simulación

Elemento	Parámetro	Valor
Obstáculo artificial	Material	Variable

Área de estudio	Número de interacciones máximas permitidas	1
Antenas	Nombre	Antena del Sistema
Formas de onda	Nombre	Onda del Sistema
Transmisor	Nombre	TX
Receptor	Nombre	RX

En general, se tiene en cuenta que Wireless InSite modela el campo eléctrico, únicamente en la zona lejana de la antena, dicho campo debe cumplir la ecuación (2.2) que está dada en [46].

$$R > 10 \lambda, \quad (2.2)$$

donde  $R$  es la distancia desde la antena del transmisor hasta donde empieza el campo lejano y  $\lambda$  es la longitud de onda de la frecuencia portadora. Para 38248 MHz,  $\lambda = 0,007843 \text{ m}$ , entonces  $R$  debe ser mayor a 8 cm para cumplir con la ecuación (2.2); sin embargo,  $R$  se aproxima a 10 cm debido al ajuste de la cuadrilla con la que Wireless InSite trabaja el diseño del *Floor plan*.

A continuación, se definen tres casos de simulación, cada uno asociado a un fenómeno físico de propagación, considerando cinco tipos de obstrucciones artificiales asociados a un material específico. En todas las simulaciones se parte de la configuración inicial según la Tabla 2.5.

El estudio de los fenómenos de propagación de transmisión a través de una obstrucción, reflexión y difracción presentado en la sección 1.3, permite identificar los siguientes parámetros como influyentes en el comportamiento de los fenómenos físicos y, por consiguiente, se determinan como los parámetros de variación para el presente estudio:

- Material del tipo de obstrucción.
- Polarización de las antenas.
- Ángulos de incidencia y de difracción.
- Grosor de la obstrucción.
- Distancias  $S'$  y  $S$ .

#### 2.4.1 Definición de los casos de simulación

En los tres casos de simulación, se consideran cinco tipos de obstrucciones asociadas a los materiales:

- Tipo de obstrucción - Madera: simula una puerta o división de este material.
- Tipo de obstrucción - Panel yeso: simula una división de cubículos de este material.
- Tipo de obstrucción - Vidrio: simula una ventana, puerta o división de este material.
- Tipo de obstrucción - Muro de ladrillo: simula una pared de este material.

- Tipo de obstrucción - Muro de concreto: simula una pared de este material.

Los parámetros de conductividad y permitividad relativa son fijos para cada material y están definidos en la Tabla 2.6. La conductividad es la capacidad de un material para conducir corriente eléctrica y la permitividad es la manera en que un campo eléctrico afecta y es afectado por un medio. Dado que Wireless InSite considera únicamente materiales no magnéticos, la permeabilidad es iguala a la del espacio libre.

Por otro lado, la polarización (horizontal o vertical) de la antena en transmisión o recepción, es un parámetro de variación y se identifica como:

- PV: polarización vertical de antena.
- PH: polarización horizontal de antena.

También se considera como parámetro variable el grosor de la obstrucción, definido de acuerdo a valores comunes en entornos *indoor* y el ángulo de incidencia que varía en pasos de 5°, dentro del rango de 0° a 85° para la transmisión y de 5° a 85° para la reflexión. Dichas variaciones de ángulos, se logran creando arcos conformados por puntos transmisores y receptores, ubicándolos de forma adecuada con respecto a la obstrucción artificial.

*Tabla 2.6 Parámetros fijos de los materiales*

<b>Material</b>	<b>Conductividad (S/m)</b>	<b>Permitividad</b>
Concreto	0,0015	7
Ladrillo	0,001	4,44
Madera	0	5
Panel yeso	0,001	2,8
Vidrio	0	2,25

#### **2.4.2 Caso de simulación – Fenómeno físico de transmisión**

Para el estudio de la transmisión, se establece en 1 el número de transmisiones máximas permitidas y en 0 el número de reflexiones y difracciones máximas permitidas. Por su parte, las variaciones en la configuración de parámetros están dadas por: el tipo de obstrucción, la polarización de antena, los valores de grosor y el ángulo de incidencia, como se establece en la Tabla 2.7.

*Tabla 2.7 Configuraciones de simulación para el fenómeno de transmisión*

<b>Tipo de obstrucción</b>	<b>Polarización de antena</b>	<b>Grosor</b>	<b>Ángulo de incidencia</b>
Madera	PV		0°, 10°, ..., 85°



	PH	0,5 cm, 1 cm, 4 cm, 5 cm y 6 cm	
Panel yeso	PV	6 mm, 7 mm, 8 mm,	
	PH	9 mm y 10 mm	
Vidrio	PV	4 mm, 6 mm, 8 mm,	
	PH	10 mm y 20 mm	
Muro de ladrillo	PV	1 cm, 6 cm, 9 cm,	
	PH	12 cm y 15 cm	
Muro de concreto	PV	1 cm, 15 cm, 20 cm,	
	PH	25 cm y 30 cm	

### 2.4.3 Caso de simulación – Fenómeno físico de reflexión

Para el estudio de la reflexión, se fija el número de reflexiones máximas permitidas en 1 y en 0 el número de transmisiones y difracciones máximas permitidas. Las variaciones en la configuración de parámetros están dadas por: el tipo de obstrucción, la polarización de antena, los valores de grosor y el ángulo de incidencia, como se establece en la Tabla 2.8.

*Tabla 2.8 Configuraciones de simulación para el fenómeno de reflexión*

Tipo de obstrucción	Polarización de antena	Grosor	Ángulo de incidencia
Madera	PV	0,5 cm, 1 cm, 4 cm, 5 cm y 6 cm	5°, 10°, ..., 85°
	PH		
Panel yeso	PV	6 mm, 7 mm, 8 mm, 9 mm y 10 mm	
	PH		
Vidrio	PV	4 mm, 6 mm, 8 mm, 10 mm y 20 mm	
	PH		
Muro de ladrillo	PV	1 cm, 6 cm, 9 cm, 12 cm y 15 cm	
	PH		
Muro de concreto	PV	1 cm, 15 cm, 20 cm, 25 cm y 30 cm	
	PH		

### 2.4.4 Caso de simulación - Fenómeno físico de difracción

Para este caso, las variaciones en la configuración de parámetros están dadas por: el tipo de obstrucción; la polarización de antena; la suma de distancias entre el transmisor y el punto de difracción  $S'$  y entre el punto de difracción y el receptor  $S$ ; el grosor; el ángulo de incidencia y el ángulo de difracción.

La suma de las distancias  $S' + S$ , toma los valores de 1 m a 10 m; la polarización de las antenas puede ser vertical u horizontal; el ángulo de incidencia  $\Phi'$ , se estudia para 10°, 20°, 30° y 40° y el ángulo de difracción  $\Phi$ , se varía acorde a la región de rayos difractados. El

número de difracciones máximas permitidas es 1 y para los otros fenómenos este número es 0. Las respectivas variaciones se muestran en la Tabla 2.9.

Tabla 2.9 Configuraciones de simulación para el fenómeno de difracción

Tipo de obstrucción	Polarización de antena	S'+S	Grosor	$\Phi'$	$\Phi$
Madera	PV	1 m a 10 m	0,5 cm, 1 cm, 4 cm, 5 cm y 6 cm	10°	195°, ..., 270°
	PH				
Panel yeso	PV		6 mm, 7 mm, 8 mm, 9 mm y 10 mm	20°	205°, ..., 270°
	PH				
Vidrio	PV		4 mm, 6 mm, 8 mm, 10 mm y 20 mm	30°	215°, ..., 270°
	PH				
Muro de ladrillo	PV		4 cm, 6 cm, 9 cm, 12 cm y 15 cm	40°	225°, ..., 270°
	PH				
Muro de concreto	PV		12 cm, 15 cm, 20 cm, 25 cm y 30 cm		
	PH				

## 2.5 APLICACIÓN DE RESULTADOS

Para aplicar los resultados de simulación se definen los escenarios *indoor oficina básica* y *centro comercial básico*, caracterizados a continuación:

### 2.5.1 Escenario de aplicación *indoor oficina básica*

Este escenario se define para aplicar los resultados obtenidos en un entorno más cercano a la realidad física de una oficina, en la cual se presenten los tres fenómenos físicos de propagación. Se ubica un elemento transmisor a una altura de 2,3 m, dos elementos receptores a 1,5 m, altura promedio a la cual se encuentran los dispositivos de usuario y tres a 1 m de altura que corresponde a la altura de dispositivo de usuario que se encuentra sobre un escritorio. La creación de este sistema se detalla en el Anexo B. Este escenario se muestra en la Figura 2.3, los parámetros se establecen en la Tabla 2.10 y las características se listan a continuación: La potencia de entrada del transmisor está calculada según un MD de 12 dB, pérdidas básicas en el espacio libre de 84,68 dB para una distancia máxima entre el transmisor y receptor de aproximadamente 11 m y una frecuencia del sistema de 38248 MHz, y una sensibilidad del receptor de -63,5 dBm.

- Paredes de ladrillo de 2,5 m de alto y 15 cm de grosor.
- Ventanas de vidrio de 1,2 m de alto, 2 m de largo y 6 mm de grosor.
- Puerta de madera de 90 cm de ancho, 2 m de alto y 5 cm de grosor.

- Piso de concreto 30 cm de grosor y techo de concreto de 20 cm de grosor.
- Cinco divisiones de panel yeso de 7 mm de grosor.

Tabla 2.10 Parámetros del escenario indoor oficina básica

Elemento	Parámetro	Valor
Floor plan	Material	Vidrio, ladrillo, concreto, madera, panel yeso
Antenas	Nombre	Antena del Sistema, PV
Formas de onda	Nombre	Onda del Sistema
Transmisor	Potencia de entrada	37,18 dBm

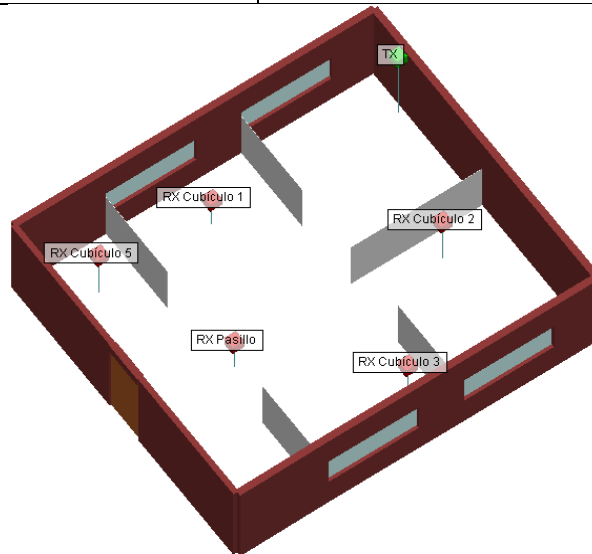


Figura 2.3 Escenario indoor oficina básica

### 2.5.2 Escenario de aplicación indoor centro comercial básico

Este escenario se crea para evaluar los resultados obtenidos en un entorno *indoor* basado en la arquitectura de un centro comercial básico, donde se espera que se presenten los tres fenómenos de propagación. Se ubica un elemento transmisor a una altura de 1,5 m y cinco elementos receptores distribuidos en el entorno *indoor* a 1,5 m, altura promedio a la cual se encuentran los dispositivos de usuario. La potencia de entrada del transmisor está calculada según un MD de 20 dB, pérdidas básicas en el espacio libre de 87, 49 dB para una distancia máxima entre el transmisor y receptor de aproximadamente 16 m y una frecuencia del sistema de 38248 MHz, y una sensibilidad del receptor de -63,5 dBm.

Las características del escenario *indoor centro comercial básico* se listan a continuación:

- Paredes de ladrillo de 2,5 m de alto y 15 cm de grosor.
- Seis locales de 3 m x 3 m, con puerta y ventanas de vidrio de 10 cm de grosor
- Dos locales de 3 m x 5 m.

- Piso de concreto de 30 cm y techo de concreto de 20 cm de grosor.
- Puerta principal de vidrio de 10 cm de grosor y 3 m de largo.

El escenario *indoor centro comercial básico* se muestra en la Figura 2.4 y sus parámetros se establecen en la Tabla 2.11.

Tabla 2.11 Parámetros del escenario indoor centro comercial básico

Elemento	Parámetro	Valor
<i>Floor plan</i>	Material	Vidrio, ladrillo, concreto.
Antenas	Nombre	Antena del Sistema, PH
Formas de onda	Nombre	Onda del Sistema
Transmisor	Potencia de entrada (dBm)	44,67

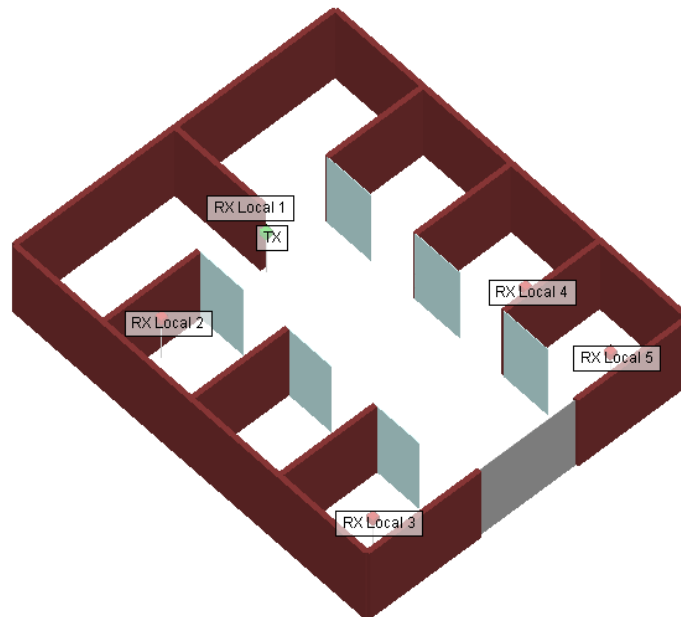


Figura 2.4 Escenario indoor centro comercial básico

## 2.6 PLAN DE PRUEBAS

A continuación, se enumera el plan de evaluación y pruebas para determinar, presentar y analizar el efecto individual de los fenómenos físicos sobre las pérdidas por trayecto de una señal mmWave en un entorno *indoor* basado en simulación, según los casos de estudio planteados anteriormente.

1. Para el estudio de la transmisión, se establece el sistema de simulación y se obtienen las pérdidas por trayecto según: el tipo de obstrucción, la polarización de antena, el grosor y el ángulo de incidencia, acordes al caso de simulación para el fenómeno de transmisión. Teniendo en cuenta que no hay pérdidas adicionales a las de espacio libre, se determinan las pérdidas debidas únicamente a la transmisión. Seguidamente se verifica que cada

configuración de este caso tenga efecto en las pérdidas por transmisión, de ser así, se presentan y se analizan.

2. En el estudio de la reflexión, se configura el sistema de simulación y se obtienen las pérdidas por trayecto según: el tipo de obstrucción, la polarización de antena, el grosor y el ángulo de incidencia, acordes al caso de simulación para el fenómeno de reflexión. Teniendo en cuenta que no hay pérdidas adicionales a las de espacio libre, se determinan las pérdidas debidas únicamente a la reflexión, verificando que cada configuración de este caso tenga efecto en las pérdidas por reflexión, de ser así, se presentan y se analizan.
3. Para el estudio de la difracción, se establece el sistema de simulación y se obtienen las pérdidas por trayecto según: el tipo de obstrucción, la polarización de antena, la suma de distancias  $S + S'$ , el grosor, el ángulo de incidencia y el ángulo de difracción, según el caso de simulación para el fenómeno de difracción. Teniendo en cuenta que no hay pérdidas adicionales a las de espacio libre, se determinan las pérdidas debidas únicamente a la difracción. Seguidamente se verifica que cada configuración tenga efecto en las pérdidas por difracción, de ser así, se presentan y se analizan.

El plan de evaluación y pruebas explicado anteriormente, se resume en el diagrama de la Figura 2.5. En general, este plan no es secuencial sino iterativo, plantea el proceso de simulación a seguir para cada una de las configuraciones de los casos de estudio y se desarrolla en el capítulo siguiente.

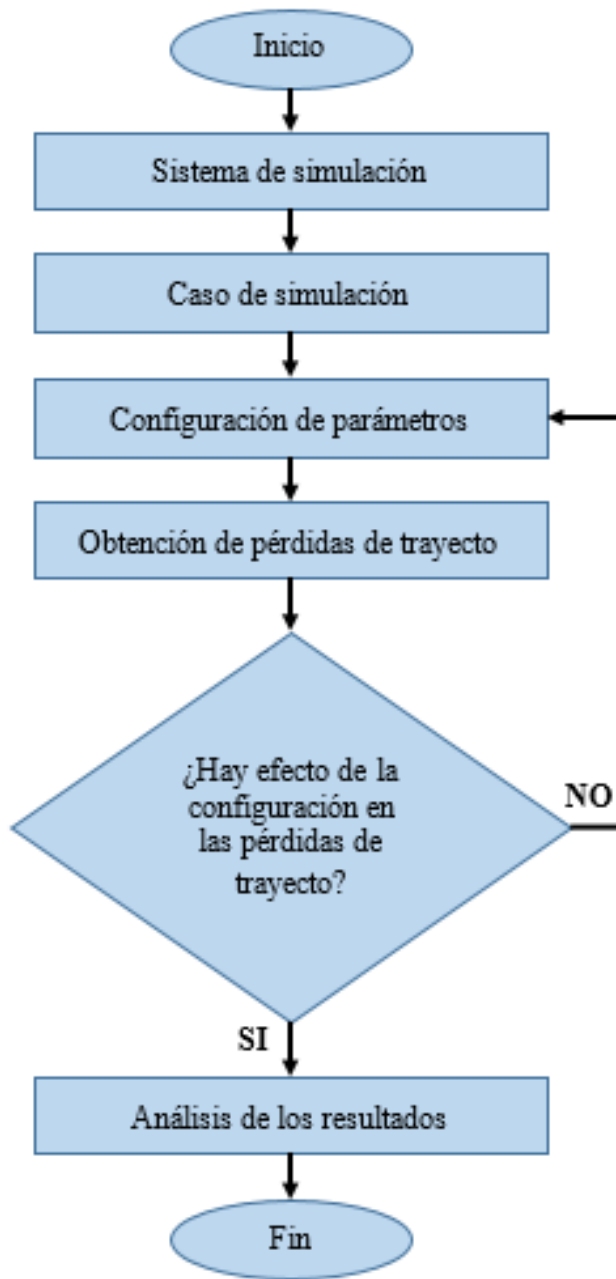


Figura 2.5 Plan de evaluación y pruebas



## CAPITULO 3

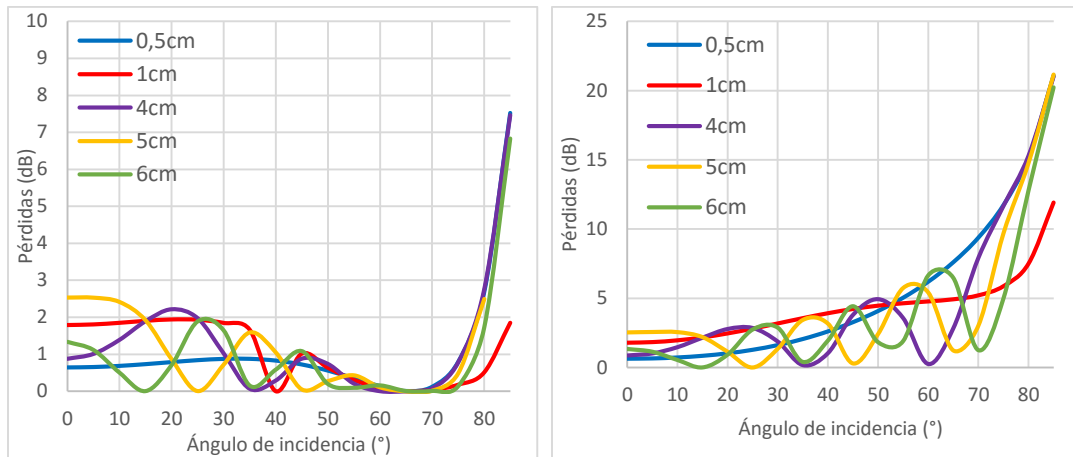
### ANÁLISIS DE RESULTADOS

En este capítulo, se exponen los resultados de pérdidas obtenidos de los casos de simulación y los escenarios de prueba definidos en la sección 2.4. Para cada caso de simulación, se muestran mediante curvas los resultados de pérdidas para cada tipo de material, se describen los parámetros y condiciones de dichas curvas y se plantea un análisis de los resultados obtenidos.

#### 3.1 CASO DE SIMULACIÓN – FENÓMENO DE TRANSMISIÓN

##### 3.1.1 Tipo de obstrucción - Madera

En la Figura 3.1 (a) y Figura 3.1 (b) se presentan las curvas de pérdidas por transmisión a través de una obstrucción de madera, en función del ángulo de incidencia para las polarizaciones vertical y horizontal de antenas, respectivamente. Se consideran cinco grosores entre 0,5 cm y 6 cm y el ángulo de incidencia varía de 0° a 85°.



(a) Polarización vertical

(b) Polarización horizontal

Figura 3.1 Pérdidas por transmisión – Obs. Madera

En la Figura 3.1 (a) se puede observar que las pérdidas por transmisión a través de obstáculos de madera en el caso de polarización vertical de antenas, son de hasta 3 dB hasta el ángulo de incidencia de 80° después del cual incrementan notoriamente. En la Figura 3.1 (b) para la polarización horizontal de antenas, pueden observarse pérdidas de hasta 4 dB por transmisión a través de obstrucciones de madera como es el caso de puertas o divisiones de este material. Así mismo se observa que las pérdidas se incrementan notoriamente para ángulos superiores al ángulo de 40°, después del cual ya no es observable el fenómeno de transmisión del rayo



incidente. De la comparación de la Figura 3.1 (a) y Figura 3.1 (b), se puede observar que la polarización vertical de antenas introduce menores pérdidas por transmisión que la polarización horizontal de antenas.

A continuación se presenta el análisis de las figuras de pérdidas por transmisión en una obstrucción de madera, según el ángulo de Brewster, ángulos de incidencia y crítico, grosor de la obstrucción, y polarización de antenas:

- El ángulo de incidencia de aproximadamente  $65^\circ$  para el cual las pérdidas por transmisión son nulas, observado en la Figura 3.1 (a) corresponde al ángulo de Brewster, cuyo cálculo teórico es indicado a continuación según la ecuación de  $\theta_B$  indicada en (1.20) :

$$\text{sen}^{-1} \left( \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1 + \epsilon_2}} \right) = \theta_i = \theta_B, \quad (3.1)$$

en este caso  $\epsilon_2 = 5 \epsilon_0$  y  $\epsilon_1 = \epsilon_0$ , por lo que:

$$\text{sen}^{-1} \left( \sqrt{\frac{5}{6}} \right) = 65,91^\circ = \theta_B. \quad (3.2)$$

El anterior resultado indica que el ángulo de Brewster observado en la figura de pérdidas por transmisión para la polarización vertical de antenas en madera, es similar al ángulo de Brewster calculado teóricamente. Además de las Figura 3.1 (a) y (b) se observa que para la polarización horizontal de antenas no existe un nulo de pérdidas por transmisión, dado que para este caso en el cual la polarización del campo eléctrico es perpendicular al plano de incidencia, el ángulo de Brewster no existe. Lo anterior indica que los resultados de simulación de este caso son acordes al estudio indicado en el capítulo 1, en el cual se establece que el coeficiente de reflexión de Fresnel para la polarización paralela del campo eléctrico con respecto al plano de incidencia es nulo en el ángulo de Brewster y por consiguiente el coeficiente de reflexión en una sección dieléctrica también es nulo, obteniéndose así la transmisión total de la onda. Lo anterior está demostrado con las pérdidas por transmisión de 0 dB observadas en la Figura 3.1 (a) en el ángulo de  $65,9^\circ$ .

- Para el ángulo crítico la condición de las permitividades relativas de los medios que permite su existencia está dada en (1.23), para este caso se establece  $\epsilon_{r \text{ madera}}$  como la permitividad relativa de la madera según la sección de diseño y  $\epsilon_{r \text{ vacío}}$  como la permitividad relativa del vacío, y se tiene:

$$\epsilon_{r \text{ madera}} \epsilon_0 \leq \epsilon_{r \text{ vacio}} \epsilon_0. \quad (3.3)$$

$$5 \leq 1$$

Dado que la anterior expresión es una imposibilidad matemática, no es posible determinar un ángulo crítico en un obstáculo de madera para el cual el coeficiente de reflexión de Fresnel sea 1, es decir, sea posible la reflexión total. Sin embargo, el crecimiento crítico de las pérdidas por transmisión a partir de un ángulo determinado, se puede deducir del estudio de los coeficientes de transmisión a través de una sección dieléctrica y coeficientes de transmisión de Fresnel para las polarizaciones paralela y perpendicular, los cuales tienden a cero a medida que el ángulo de incidencia tiende a 90°, tal como se muestra a continuación.

Se tiene que los coeficientes de transmisión a través de una sección dieléctrica, en este caso madera, está dado para ambas polarizaciones del campo eléctrico de la siguiente manera:

$$T_{\parallel} = \frac{\tau_{1\parallel}^b \tau_{2\parallel}^b (1 - e^{-j 2\delta_1})}{1 + \rho_{1\parallel}^b \rho_{2\parallel}^b e^{-j 2\delta_1}} \quad (3.4)$$

y

$$T_{\perp} = \frac{\tau_{1\perp}^b \tau_{2\perp}^b (1 - e^{-j 2\delta_1})}{1 + \rho_{1\perp}^b \rho_{2\perp}^b e^{-j 2\delta_1}}. \quad (3.5)$$

$T_{\parallel}$  y  $T_{\perp}$  son nulos cuando su numerador es nulo, es decir:

$$(1 - e^{-j 2\delta_1}) = 0 \quad (3.6)$$

$$e^{-j 2\delta_1} = 1$$

$$-j 2\delta_1 = 0$$

$$\delta_1 = \frac{\omega}{c} \sqrt{5} l \cos(\theta_1), = 0$$

Lo cual se cumple para  $\theta_1 = 90^\circ$ , sin embargo, según las leyes de Snell aplicadas a este caso, no es posible alcanzar un ángulo de refracción  $\theta_1$  dentro de la sección dieléctrica de madera, por lo cual esta condición para que  $T_{\parallel}$  y  $T_{\perp}$  sean nulos es descartada.

Se continúa con el estudio de las condiciones para que  $T_{\parallel}$  y  $T_{\perp}$  sean nulos, lo cual es:

$$\tau_{1\parallel}^b = \frac{2 \sqrt{\frac{1}{5}} \cos(\theta_i)}{\cos(\theta_i) + \sqrt{\frac{1}{5}} \sqrt{1 - \left(\frac{1}{5}\right) \text{sen}^2 \theta_i}} = 0 \quad (3.7)$$

o

$$\tau_{2\parallel}^b = \frac{2 \sqrt{5} \cos(\theta_i)}{\cos(\theta_i) + \sqrt{5} \sqrt{1 - (5) \text{sen}^2 \theta_i}} = 0 \quad (3.8)$$

o

$$\tau_{1\perp}^b = \frac{2 \cos(\theta_i)}{\cos(\theta_i) + \sqrt{5} \sqrt{1 - (5) \text{sen}^2 \theta_i}} = 0 \quad (3.9)$$

o

$$\tau_{2\perp}^b = \frac{2 \cos(\theta_i)}{\cos(\theta_i) + \sqrt{\frac{1}{5}} \sqrt{1 - \left(\frac{1}{5}\right) \text{sen}^2 \theta_i}} = 0 \quad (3.10)$$

Lo anterior se cumple cuando  $\cos(\theta_i) = 0$ , es decir, cuando  $\theta_i$  es  $90^\circ$ .

De lo anterior se demuestra que a medida que el ángulo de incidencia se acerca a  $90^\circ$ , los coeficientes de transmisión de Fresnel tienden a cero, por consiguiente, los coeficientes de transmisión a través de una sección dieléctrica tienden a cero, resultando en pérdidas por transmisión que tienden a crecer notablemente. Conceptualmente esto se debe a que según las condiciones de frontera que deben cumplir los campos, en las cuales se basan los coeficientes de Fresnel, el campo reflejado en ángulos de incidencia cercanos a  $90^\circ$  es muy similar al campo incidente, esto lleva a que el campo transmitido cerca a los  $90^\circ$  de incidencia sea casi nulo.

- Por su parte, el comportamiento ondulatorio que se observa en las pérdidas por transmisión en función del incremento del ángulo de incidencia y en función del grosor de la obstrucción puede ser explicado utilizando el concepto de interferencia. El fenómeno físico de interferencia es en el cual dos o más ondas se superponen causando el aumento o disminución de la amplitud de la onda resultante según el principio de superposición de ondas [47]. Este principio indica que cuando dos o más ondas del mismo tipo inciden en el mismo punto, la amplitud resultante en dicho punto es igual al vector suma de las amplitudes de las ondas individuales. En este sentido, la interferencia es constructiva cuando la cresta de una onda se encuentra con la cresta de otra onda en el mismo punto, haciendo que la amplitud resultante sea la suma de las amplitudes individuales. Por el contrario, la interferencia es destructiva si la cresta de una onda se encuentra con una amplitud menor a la de la cresta de otra

onda, estableciendo que la amplitud resultante será igual a la diferencia entre las amplitudes individuales.

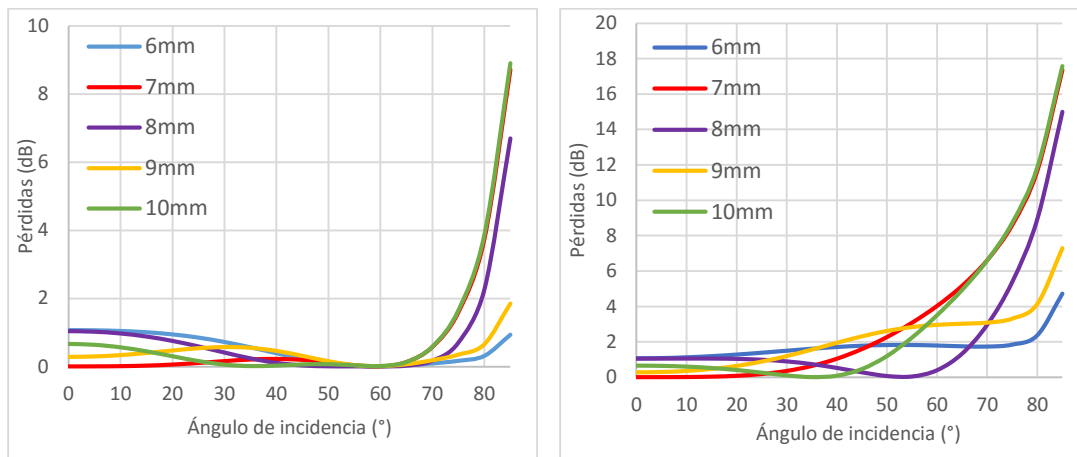
En este caso la onda que incide inicialmente en una de las caras de la obstrucción y se transmite hacia el interior del obstáculo, incide sobre la segunda cara del mismo en la cual se refleja dando como resultado la existencia de reflexiones internas dentro de la madera antes de transmitirse hacia fuera de dicha obstrucción. Entonces el aumento o disminución de la amplitud de la onda que se transite a través de la madera depende de las amplitudes de las ondas producto de la reflexión interna dentro de la obstrucción. Dichas amplitudes dependen de la distancia que la onda reflejada internamente haya recorrido antes de llegar al punto de superposición, es decir, la relación de la longitud de onda con el grosor de la obstrucción. Esta última relación está determinada en el grosor de fase del coeficiente de transmisión para una sección de madera dado por:

$$\delta_1 = \frac{2 \pi f}{c} \sqrt{5} l \cos(\theta_1) = \frac{l}{\lambda} \frac{2 \pi}{c} \sqrt{5} \cos(\theta_1) \quad (3.11)$$

- El análisis de los resultados para las pérdidas por transmisión en madera finaliza con el estudio según la polarización de antenas. La razón por la cual la polarización vertical de antenas introduce en general menores pérdidas comparadas con la polarización horizontal es la existencia del ángulo de Brewster en el caso de la polarización paralela del campo, lo cual indica que toda la energía del rayo incidente atraviesa una obstrucción de madera, haciendo que las pérdidas por transmisión tiendan a cero alrededor de dicho ángulo para la polarización vertical de antenas a diferencia del comportamiento observado para la polarización horizontal. En este caso, se considera ventajoso polarizar las antenas del sistema verticalmente.

### 3.1.2 Tipo de obstrucción - Panel yeso

En la Figura 3.2 (a) y Figura 3.2 (b) se presentan las curvas de pérdidas por transmisión a través de una obstrucción de panel yeso, en función del ángulo de incidencia para las polarizaciones vertical y horizontal, respectivamente. Se consideran cinco grosores entre 6 mm y 10 mm y el ángulo de incidencia varía entre 0° y 85°.



(a) Polarización vertical

(b) Polarización horizontal

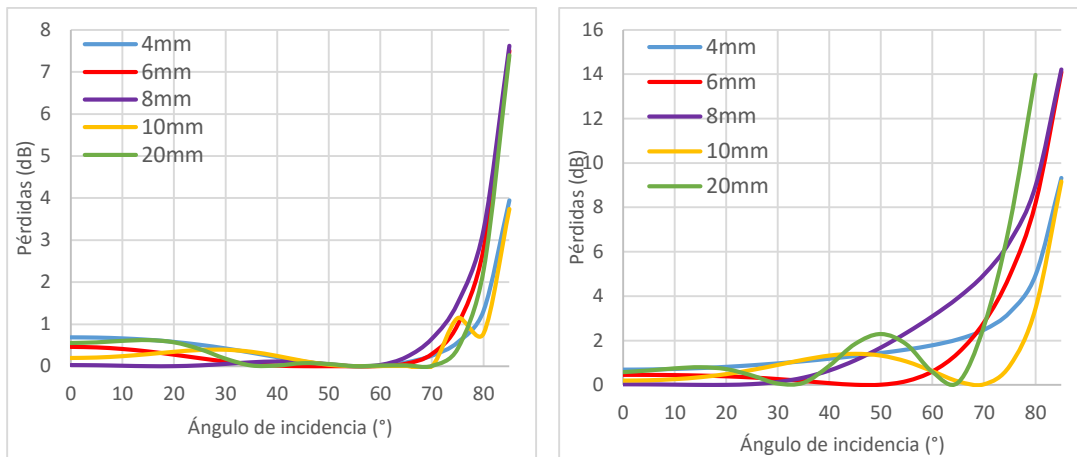
Figura 3.2 Pérdidas por transmisión – Obs. Panel yeso

En la Figura 3.2 (a) se puede observar que las pérdidas por transmisión a través de obstrucciones tales como divisiones de panel yeso en la polarización vertical de antenas son máximo de 2 dB hasta el ángulo de incidencia de 75°. En la Figura 3.2 (b) para la polarización horizontal de antenas, se observan pérdidas de máximo 4 dB por transmisión a través de obstáculos de panel yeso. Así mismo se observa que las pérdidas se incrementan notoriamente para ángulos superiores al ángulo de 60°, después del cual la propagación por transmisión es mínima. Las pérdidas por transmisión en este material son menores para la polarización vertical de antenas que para la horizontal.

El ángulo de Brewster calculado teóricamente es  $\theta_B = 59,14^\circ$  según (1.20) es similar al ángulo de incidencia observado cerca de 60° en la Figura 3.2 (a), para el cual las pérdidas por transmisión son nulas lo cual indica que toda la energía del rayo incidente es transmitida. En panel yeso, la condición para la determinación de un ángulo crítico lleva a que  $2,8 \leq 1$ , lo cual no es posible. Sin embargo, el crecimiento crítico está dado por la relación del ángulo de incidencia con el coeficiente de transmisión en una sección dieléctrica, tal como se indicó previamente en el caso de la madera.

### 3.1.3 Tipo de obstrucción - Vidrio

En la Figura 3.3 (a) y Figura 3.3 (b) se presentan las curvas de pérdidas por transmisión a través de una obstrucción de vidrio, en función del ángulo de incidencia para las polarizaciones vertical y horizontal, respectivamente. Se consideran cinco grosores entre 4 mm y 20 mm y varía entre 0° y 85° el ángulo de incidencia.



(a) *Polarización vertical*

(b) *Polarización horizontal*

*Figura 3.3 Pérdidas por transmisión – Obs. Vidrio*

La Figura 3.3 (a) para la polarización vertical muestra las pérdidas por transmisión a través de obstáculos de vidrio, las cuales son de máximo 1 dB hasta el ángulo de incidencia de 70°, por lo que la transmisión a través de un obstáculo de este material es un fenómeno físico que permite la propagación de un rayo introduciendo una baja atenuación en la potencia del mismo, esto se da hasta antes de la incidencia con 70°. Para la polarización horizontal, en la Figura 3.3 (b) se observan pérdidas de máximo 3 dB por transmisión a través de obstrucciones de vidrio tales como ventanas o divisiones. También se observa que las pérdidas se incrementan notoriamente para ángulos superiores al ángulo de 60°, después del cual el fenómeno de transmisión llega a ser inapreciable.

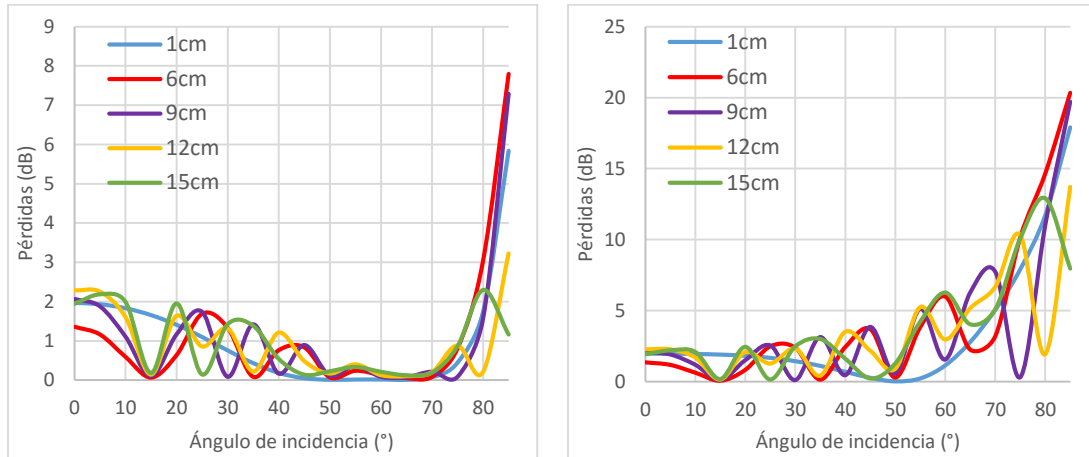
El cálculo del ángulo de Brewster indica que  $\theta_B = 56,31^\circ$  según (1.20), este valor es similar al ángulo de incidencia observado aproximado de 55° en la Figura 3.3 (a) y es el ángulo de incidencia el cual las pérdidas por transmisión son nulas. En este material, la condición para encontrar el ángulo crítico lleva a que  $2,25 \leq 1$ , lo cual es una imposibilidad. A pesar de no existir un ángulo crítico como tal, el crecimiento crítico de pérdidas por transmisión observado en las figuras está dado porque a medida que el ángulo de incidencia se acerca a 90°, los coeficientes de transmisión de Fresnel tienden a cero, por lo tanto el coeficiente de transmisión a través de una obstrucción de panel yeso tiende a cero.

### 3.1.4 Tipo de obstrucción – Muro de ladrillo

En las figuras 3.4 (a) y 3.4 (b) se presentan las curvas de pérdidas por transmisión a través de muro de ladrillo, en función del ángulo de incidencia para las polarizaciones vertical y horizontal, respectivamente. Se consideran cinco grosores entre 1 cm y 15 cm y el ángulo de incidencia varía entre 0° y 85°.

La Figura 3.4 (a) indica las pérdidas por transmisión a través de un muro de ladrillo para la polarización vertical, lo cual indica pérdidas de menos de 3 dB hasta la incidencia con un

ángulo de 80°. La Figura 3.4 (b) muestra que la transmisión a través de un obstáculo de ladrillo para polarización horizontal de antenas, introduce pérdidas de hasta 5 dB para ángulos de incidencia menores o iguales al ángulo aproximado de 50°, haciendo que las pérdidas por transmisión a través de un muro de este material para polarización horizontal de antenas sean mayores con respecto a las pérdidas para polarización vertical.



(a) Polarización vertical

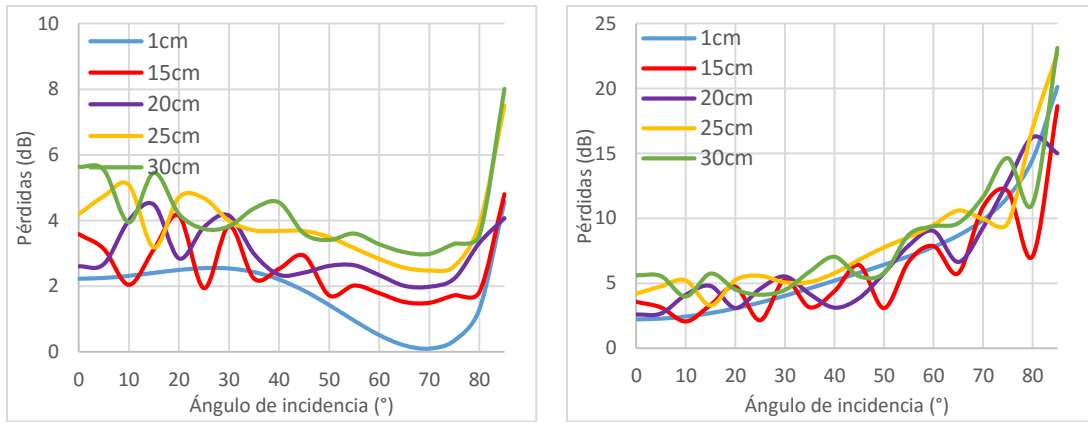
(b) Polarización horizontal

Figura 3.4 Pérdidas por transmisión – Obs. Ladrillo

En este caso, el cálculo del ángulo de Brewster resulta en  $\theta_B = 64,61^\circ$  según (1.20), este valor es similar al ángulo de incidencia observado en la Figura 3.4 (a) de aproximadamente  $65^\circ$  en el cual las pérdidas por transmisión son nulas. En vidrio a pesar de no existir un ángulo crítico, el crecimiento notable de pérdidas por transmisión observado en las figuras está dado por la relación de los ángulos de incidencia cercanos a  $90^\circ$  con el coeficiente de transmisión a través de una sección de este material dieléctrico.

### 3.1.5 Tipo de obstrucción – Muro de concreto

En las figuras 3.5 (a) y 3.5 (b) se presentan las curvas de pérdidas por transmisión al atravesar un muro de concreto en función del ángulo de incidencia para las polarizaciones vertical y horizontal, respectivamente. Se consideran cinco grosores entre 1 cm y 30 cm y varía el ángulo de incidencia entre  $0^\circ$  y  $85^\circ$ .



(a) Polarización vertical

(b) Polarización horizontal

Figura 3.5 Pérdidas por transmisión – Obs. Concreto

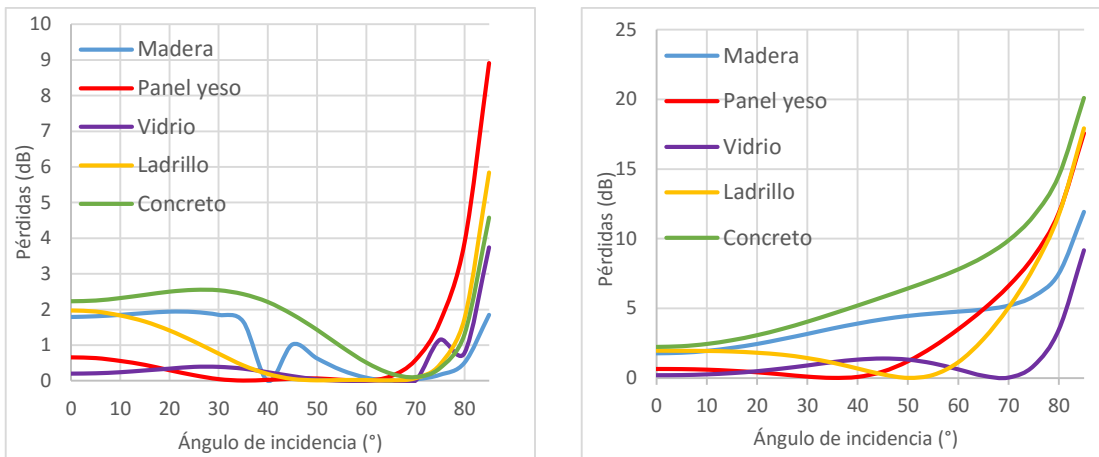
La Figura 3.5 (a) indica para la polarización vertical de antenas, las pérdidas por transmisión a través de un muro de concreto, que son de hasta 5 dB para ángulos de incidencia menores o iguales al ángulo de 80°. La Figura 3.5 (b) muestra que la transmisión a través de un obstáculo de concreto para polarización horizontal, resulta en pérdidas de menos de 10 dB hasta la incidencia con un ángulo de 60°, indicando que son menores con respecto a las pérdidas para polarización horizontal.

En este caso, el cálculo del ángulo de Brewster resulta de  $\theta_B = 69.29^\circ$  según (1.20), este valor es similar al ángulo de incidencia observado en la Figura 3.5 (a) de aproximadamente 70° en el cual las pérdidas por transmisión en concreto son nulas. El crecimiento notable de pérdidas por transmisión observado en las figuras está dado por la relación de los ángulos de incidencia cercanos a 90° con el coeficiente de transmisión a través de una sección dieléctrica.

Las pérdidas por transmisión para todos los tipos de obstrucción no incrementan a medida que el grosor aumenta, en cambio se aprecia un comportamiento ondulatorio para grosores mayores a la longitud de onda. Lo anterior es causado porque la relación del grosor con respecto a la longitud de onda afecta los términos del coeficiente de transmisión según [47].

En la Figura 3.6 (a) y Figura 3.6 (b) se comparan las curvas de pérdidas por transmisión al atravesar un obstáculo de los distintos materiales, en función del ángulo de incidencia para las polarizaciones vertical y horizontal, respectivamente. Se considera únicamente el grosor de 1 cm y el ángulo de incidencia varía entre 0° y 85°.





(a) Polarización vertical

(b) Polarización horizontal

Figura 3.6 Pérdidas por transmisión para los diferentes tipos de materiales

En la Figura 3.6 (a) se observa que las curvas de pérdidas por transmisión a través de un obstáculo de madera, panel yeso, vidrio, ladrillo y concreto tienen un comportamiento similar con un ángulo de incidencia específico, después del cual las pérdidas crecen de forma considerable. Para la polarización horizontal, la Figura 3.6 (b) indica el mismo comportamiento de las pérdidas por transmisión en estos materiales. También, se observa que la curva de pérdidas por transmisión a través de un muro de concreto de 1 cm tiene los mayores valores en todos los ángulos de incidencia para la polarización horizontal, por ello se puede decir que la obstrucción de dicho material es la que mayores pérdidas por transmisión introduce a un rayo que se propaga con este fenómeno. Esto dado a que el concreto es el material que mayor valor de permitividad tiene y ésta caracteriza la respuesta del concreto al polarizarse bajo la acción del campo eléctrico y como tiene una conductividad no nula, presenta cierta resistencia, lo que lleva a valores altos de pérdidas por transmisión.

A continuación se presenta el análisis general de las figuras de pérdidas por transmisión, según el ángulo de Brewster, ángulos de incidencia y crítico, grosor de la obstrucción, y polarización de antenas:

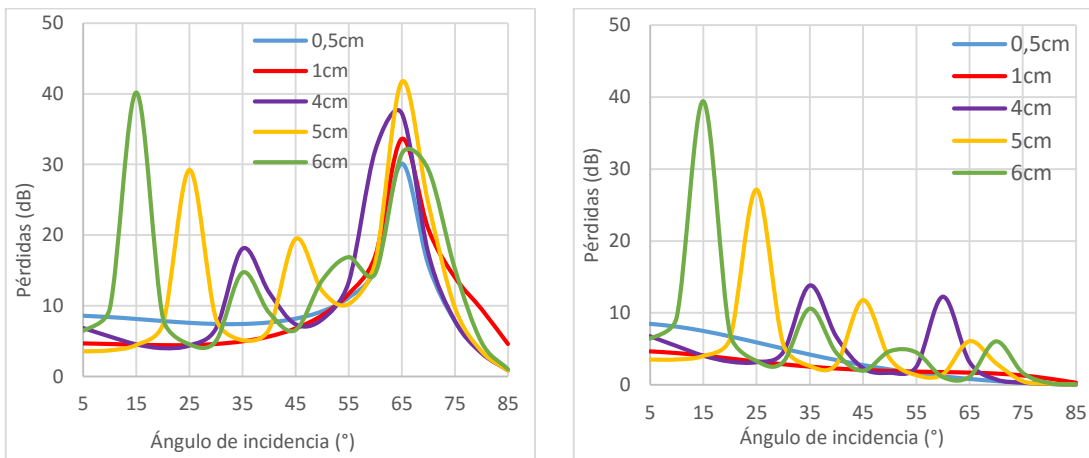
- Se comprobó la similitud entre el ángulo de Brewster teórico y el arrojado por la simulación. La incidencia con dicho ángulo introduce pérdidas por transmisión nulas para la polarización vertical de antenas o polarización paralela del campo eléctrico con respecto al plano de incidencia. Esto indica transmisión total de la onda incidente.
- No existe ángulo crítico en ningún tipo de obstrucción. Sin embargo, existe un crecimiento crítico de las pérdidas por transmisión a medida que el ángulo de incidencia se acerca  $90^\circ$ . Esto es debido a que por las condiciones de frontera en las que se basan los coeficientes de Fresnel, el campo reflejado en ángulos de incidencia cercanos a  $90^\circ$  es muy similar al campo incidente y el campo transmitido cerca a los  $90^\circ$  de incidencia sea casi nulo.

- El comportamiento ondulatorio que se observa en las pérdidas por transmisión en función del incremento del ángulo de incidencia y en función del grosor de la obstrucción, es debido al fenómeno físico de interferencia es contractiva o destructiva según la relación de la longitud de onda con el grosor de la obstrucción.
- La polarización vertical de antenas introduce en general menores pérdidas comparadas con la polarización horizontal debido a la existencia del ángulo de Brewster en el caso de la polarización paralela del campo. En este sentido, se considera ventajoso polarizar las antenas del sistema verticalmente.
- El material que mayores pérdidas por transmisión introduce es el concreto, debido a su alto valor de permitividad y se valor no nulo de conductividad, los cuales establecen la menor resistencia a la polarización del campo anulando parcialmente el campo eléctrico dentro de sí mismo.

### 3.2 CASO DE SIMULACIÓN – FENÓMENO DE REFLEXIÓN

#### 3.2.1 Tipo de obstrucción - Madera

En la Figura 3.7 (a) y Figura 3.7 (b) se presentan las curvas de pérdidas por reflexión en un obstáculo de madera en función del ángulo de incidencia para las polarizaciones vertical y horizontal, respectivamente. Se consideran los ángulos de incidencia entre  $0^\circ$  y  $85^\circ$ , además de cinco grosores entre 0,5 cm y 6 cm.



(a) Polarización vertical

(b) Polarización horizontal

Figura 3.7 Pérdidas por reflexión – Obs. Madera

La Figura 3.7 (a) muestra que la reflexión en un obstáculo de madera para polarización horizontal, resulta en pérdidas de menos de 10 dB hasta la incidencia con un ángulo de  $10^\circ$

y desde ángulos mayores a  $80^\circ$ . Entre los ángulos de  $10^\circ$  y  $80^\circ$ , las pérdidas por reflexión tienen un comportamiento ondulatorio, cuyo valor máximo está alrededor de  $65^\circ$  de incidencia. La Figura 3.7 (b) indica para la polarización vertical, las pérdidas por reflexión en un obstáculo de madera, las cuales presentan un comportamiento general decreciente y ondulatorio, introduciendo máximos de pérdidas de hasta 40 dB para el grosor de 6 cm alrededor de  $15^\circ$  de incidencia, así como pérdidas por reflexión aproximadamente nulas entre los ángulos de incidencia de  $75^\circ$  y  $85^\circ$ .

A continuación se presenta el análisis de las figuras de pérdidas por reflexión en madera según el ángulo de Brewster, ángulos de incidencia y crítico, grosor de la obstrucción, y polarización de antenas:

- De (3.2) se tiene que  $\theta_B = 65,91^\circ$  en el caso de la madera, lo que indica que el coeficiente de reflexión de Fresnel para la polarización paralela del campo es nulo en dicho ángulo de Brewster. Esto se puede observar en el máximo de pérdidas observado cerca de los  $65^\circ$  en la Figura 3.7 (a) de pérdidas por reflexión en el caso de la polarización vertical de antenas.
- En este caso no existe un ángulo crítico para el cual las pérdidas por reflexión sean nulas, sin embargo, la tendencia a cero observada cerca a los  $85^\circ$  se basa en el estudio de los coeficientes de reflexión en una sección dieléctrica y coeficientes de reflexión de Fresnel para las polarizaciones paralela y perpendicular, los cuales tienden a uno a medida que el ángulo de incidencia tiende a  $90^\circ$ , tal como se muestra a continuación.

Se tiene que los coeficientes de reflexión en una sección dieléctrica, en este caso madera, está dado para ambas polarizaciones de la siguiente manera:

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{\rho_{1\parallel}^b (1 - e^{-j2\delta_1})}{1 - \rho_{1\parallel}^b e^{-j2\delta_1}}, \quad (3.12)$$

y

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\rho_{1\perp}^b (1 - e^{-j2\delta_1})}{1 - \rho_{1\perp}^b e^{-j2\delta_1}}. \quad (3.13)$$

$\Gamma_{\perp}$  y  $\Gamma_{\parallel}$  son la unidad cuando su numerador es igual al denominador, es decir:

$$\rho_{1\parallel}^b (1 - e^{-j2\delta_1}) = 1 - \rho_{1\parallel}^b e^{-j2\delta_1}, \quad (3.14)$$

o

$$\rho_{1\perp}^b (1 - e^{-j2\delta_1}) = 1 - \rho_{1\perp}^b e^{-j2\delta_1}, \quad (3.15)$$

Lo anterior se cumple cuando  $\rho_{1\parallel}^b = 1$  y  $\rho_{1\perp}^b = 1$ . Mediante el uso de iteraciones se determina que a medida que el ángulo de incidencia tiende a  $90^\circ$ , se cumple que  $\rho_{1\parallel}^b$  y

$\rho_{11}^b$  tienden a la unidad. De lo anterior se tiene que a medida que el ángulo de incidencia se acerca a  $90^\circ$ , los coeficientes de reflexión de Fresnel tienden a uno, por consiguiente, los coeficientes de reflexión en una sección dieléctrica tienden a uno, resultando en pérdidas por reflexión que tienden al valor nulo para dichos ángulos de incidencia. Esto es debido a que por las condiciones de frontera en las que se basan los coeficientes de Fresnel, el campo reflejado en ángulos de incidencia cercanos a  $90^\circ$  es muy similar al campo incidente y el campo transmitido cerca a los  $90^\circ$  de incidencia sea casi nulo.

- El comportamiento ondulatorio que se observa en las pérdidas por reflexión en función del incremento del ángulo de incidencia y en función del grosor de la obstrucción es debido al fenómeno físico de interferencia es contractiva o destructiva según la relación de la longitud de onda con el grosor de la obstrucción en el punto de reflexión en una sección de madera.

### 3.2.2 Tipo de obstrucción - Panel yeso

En la Figura 3.8 (a) y (b) se presentan las curvas de pérdidas por reflexión en un obstáculo de panel yeso para las polarizaciones vertical y horizontal, respectivamente. Se consideran cinco grosores entre 6 mm y 10 mm, variando el ángulo de incidencia de  $5^\circ$  a  $85^\circ$ .

La Figura 3.8 (a) muestra que la reflexión en un obstáculo de panel yeso para polarización horizontal, resulta en pérdidas de menos de 10 dB entre  $80^\circ$  y  $85^\circ$  de incidencia. Se observa que la reflexión es un fenómeno que absorbe la energía de un rayo incidente en la mayor parte del rango de ángulos de incidencia. La Figura 3.8 (b) indica para la polarización vertical, las pérdidas por reflexión en un obstáculo de panel yeso, cuyo comportamiento general es decreciente. Para ángulos de incidencia mayores a  $60^\circ$  aproximadamente, las pérdidas estarán por debajo de 5 dB.

En este caso el ángulo de Brewster teórico está dado por  $\theta_B = 59,14^\circ$ , se observa que coincide con el máximo de pérdidas por reflexión observado en la Figura 3.8 (a) cerca de  $60^\circ$ . La introducción de pérdidas por reflexión nulas para ángulos cercanos a  $90^\circ$  está basado tal como en el caso de la madera. Esto significa que los coeficientes de reflexión de Fresnel y los correspondientes en una sección dieléctrica para ambas polarizaciones tienden a la unidad, lo cual conceptualmente significa que la energía de la onda que incide sobre una sección de panel yeso cerca a  $90^\circ$  de incidencia, es reflejada casi en su totalidad.

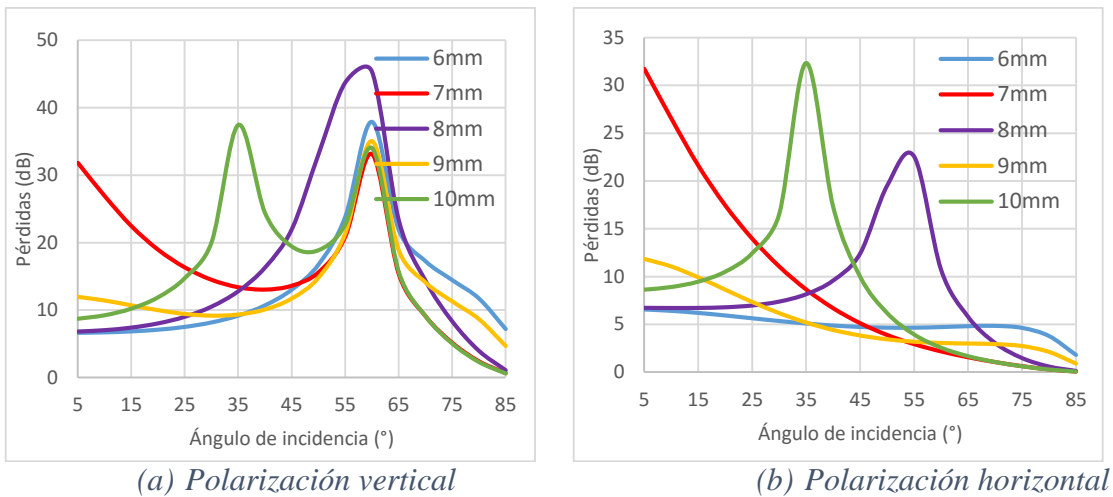


Figura 3.8 Pérdidas por reflexión – Obs. Panel yeso

### 3.2.3 Tipo de obstrucción - Vidrio

En la Figura 3.9 (a) y Figura 3.9 (b) se presentan las curvas de pérdidas por reflexión en un obstáculo de vidrio en función del ángulo de incidencia para las polarizaciones vertical y horizontal, respectivamente. Se consideran cinco grosores entre 4 mm y 20 mm, variando el ángulo de incidencia de  $5^\circ$  a  $85^\circ$ .

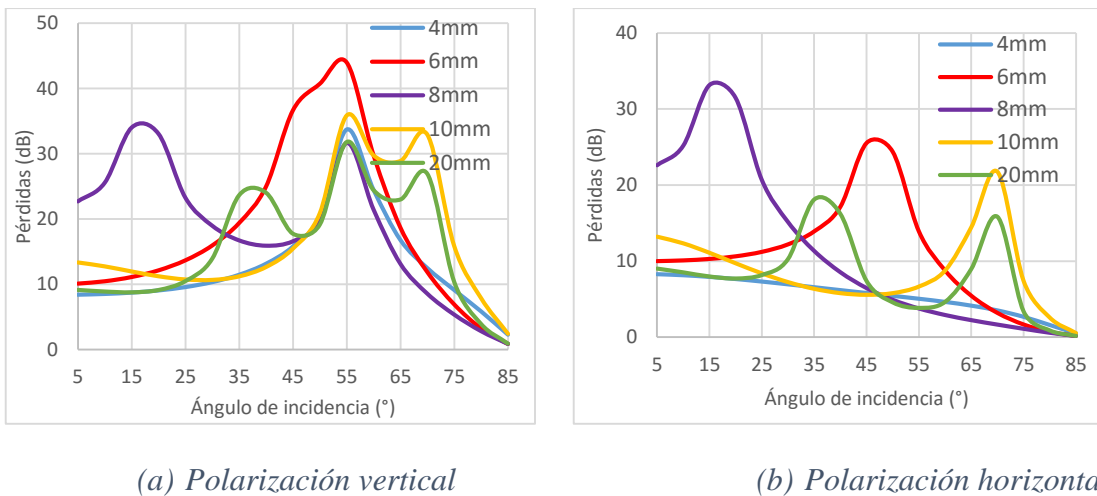


Figura 3.9 Pérdidas por reflexión – Obs. Vidrio

La Figura 3.9 (a) indica que para la polarización vertical se introducen pérdidas menores a 10 dB después de incidir con un ángulo de  $80^\circ$ . La Figura 3.9 (b) muestra que las pérdidas por reflexión en un obstáculo de vidrio para polarización horizontal tienen tendencia a decrecer con respecto al incremento del ángulo de incidencia, introduciendo pérdidas de menos de 5 dB desde el ángulo de  $80^\circ$ .

El ángulo de Brewster teórico en este caso está dado por  $\theta_B = 56,31^\circ$ , se observa que coincide con el máximo de pérdidas por reflexión observado en la Figura 3.9 (a) alrededor de  $55^\circ$ . Por su parte, se puede decir que la energía de la onda que incide sobre una sección de vidrio cerca a  $90^\circ$  de incidencia, es reflejada casi en su totalidad ya los coeficientes de reflexión de Fresnel y los correspondientes en una sección dieléctrica para ambas polarizaciones tienden a la unidad, esto está reflejado en las pérdidas por reflexión tan cercanas a cero que se observa en las anteriores figuras.

### 3.2.4 Tipo de obstrucción – Muro de ladrillo

En la Figura 3.10 (a) y Figura 3.10 (b) se presentan las curvas de pérdidas por reflexión en un muro de ladrillo en función del ángulo de incidencia para las polarizaciones vertical y horizontal, respectivamente. Variando el ángulo de incidencia entre  $5^\circ$  y  $85^\circ$ , además se consideran cinco grosores entre 1 cm y 15 cm.

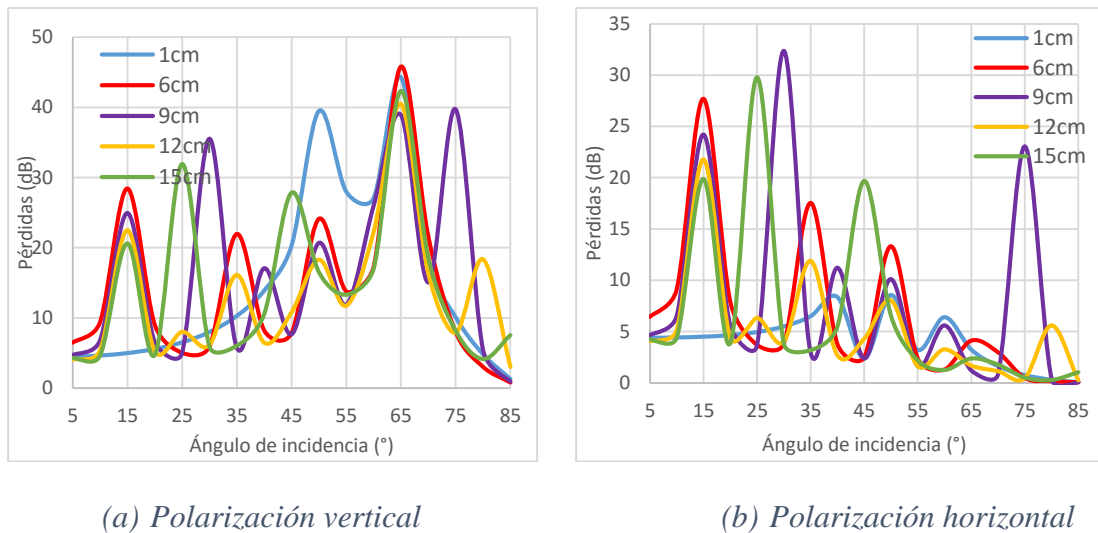


Figura 3.10 Pérdidas por reflexión – Obs. Ladrillo

La Figura 3.10 (a) muestra que la reflexión en un obstáculo de este material para polarización vertical, introduce pérdidas de menos de 10 dB en los ángulos de incidencia entre  $5^\circ$  y  $10^\circ$ . La Figura 3.10 (b) indica que para la polarización horizontal, las pérdidas por reflexión en un obstáculo de ladrillo, menores a 5 dB desde el ángulo de  $80^\circ$ . Generalmente el comportamiento de estas pérdidas es ondulatorio.

El ángulo de Brewster calculado teóricamente para el ladrillo es  $\theta_B = 64,61^\circ$ , este valor es similar al ángulo de incidencia de aproximadamente  $65^\circ$  para el cual se observa el máximo de pérdidas por reflexión observado en la Figura 3.9 (a). Por su parte, se puede decir que la energía de la onda que incide sobre un muro de ladrillo cerca a  $90^\circ$  de incidencia, es reflejada casi en su totalidad ya los coeficientes de reflexión de Fresnel y los correspondientes en una

sección dieléctrica para ambas polarizaciones tienden a la unidad, esto está reflejado en las pérdidas por reflexión tan cercanas a cero observadas.

### 3.2.5 Tipo de obstrucción – Muro de concreto

En la Figura 3.11 (a) y Figura 3.11 (b) se presentan las curvas de pérdidas por reflexión en un muro de concreto en función del ángulo de incidencia para las polarizaciones vertical y horizontal, respectivamente. Se consideran cinco grosores entre 1 cm y 30 cm, variando el ángulo de incidencia entre 5° y 85°.

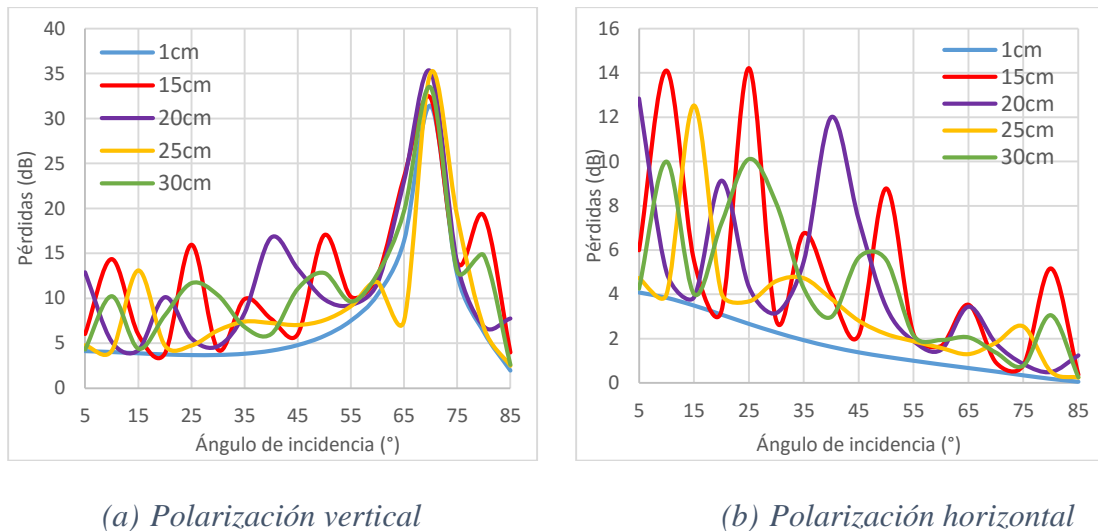


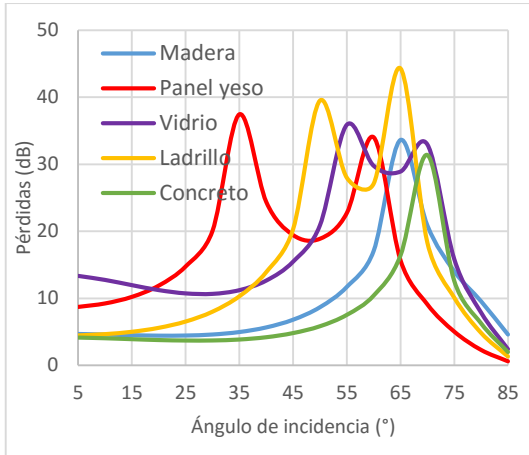
Figura 3.11 Pérdidas por reflexión – Obs. Concreto

La Figura 3.11 (a) para polarización vertical, presenta pérdidas por reflexión superiores a 3 dB para todos los ángulos de incidencia. La Figura 3.11 (b) indica que para la polarización horizontal, las pérdidas por reflexión en un obstáculo de concreto, son menores a 5 dB a partir del ángulo de incidencia de 55°

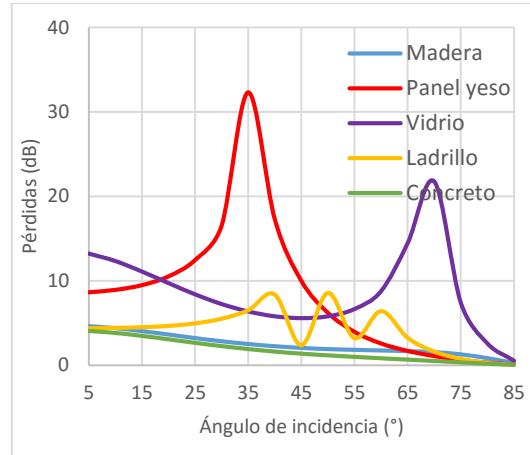
El ángulo de Brewster teórico en este caso está dado por  $\theta_B = 69,29^\circ$ , se observa que coincide con el máximo de pérdidas por reflexión observado en la Figura 3.9 (a) alrededor de 70°. Por su parte, se puede decir que la energía de la onda que incide sobre un muro de concreto cerca a 90° de incidencia, es reflejada casi en su totalidad ya los coeficientes de reflexión de Fresnel y los correspondientes en una sección dieléctrica para ambas polarizaciones tienden a la unidad, esto está reflejado en las pérdidas por reflexión tan cercanas a cero observadas.

Las pérdidas por reflexión para los cinco tipos de obstrucción no aumentan a medida que el grosor incrementa, en general tienen comportamiento ondulatorio cuya causa es similar a la presentada en el fenómeno de transmisión.

En la Figura 3.12 (a) y Figura 3.12 (b) se comparan las curvas de pérdidas por reflexión de un rayo que incide en un obstáculo para las polarizaciones vertical y horizontal, respectivamente. Se considera el grosor de 1 cm y el ángulo de incidencia varía de  $5^\circ$  a  $85^\circ$ .



(c) Polarización vertical



(d) Polarización horizontal

Figura 3.12 Pérdidas por reflexión para los diferentes tipos de materiales

En la Figura 3.12 (a) y (b) se observa que las curvas de pérdidas por reflexión en un obstáculo de 1 cm de los materiales madera, panel yeso, vidrio, ladrillo y concreto, tienen un comportamiento variable; sin embargo, los materiales de panel yeso y vidrio introducen las mayores pérdidas por reflexión. Esto se puede analizar conceptualmente basándose en las conductividades y permitividades del vidrio y del panel yeso, las cuales son menores comparadas a los valores de los demás materiales, con lo anterior, el rayo que incide en alguno de estos materiales se refleja con mayor potencia en comparación a la madera, concreto y ladrillo.

A continuación se presenta el análisis general de las figuras de pérdidas por reflexión, según el ángulo de Brewster, ángulos de incidencia y crítico, grosor de la obstrucción, polarización de antenas y material:

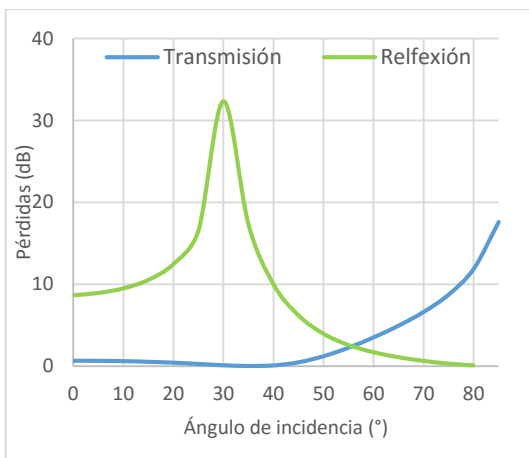
- Se comprobó la similitud entre el ángulo de Brewster teórico y el arrojado por la simulación. La incidencia con dicho ángulo introduce pérdidas por reflexión alta para la polarización vertical de antenas o polarización paralela del campo eléctrico con respecto al plano de incidencia. Esto indica que la reflexión de la onda incidente es casi nula.
- No existe ángulo crítico en ningún tipo de obstrucción. Sin embargo, existe un desvanecimiento crítico de las pérdidas por reflexión a medida que el ángulo de incidencia se acerca  $90^\circ$ . Esto es debido a que por las condiciones de frontera en las que se basan los coeficientes de Fresnel, el campo reflejado en ángulos de incidencia



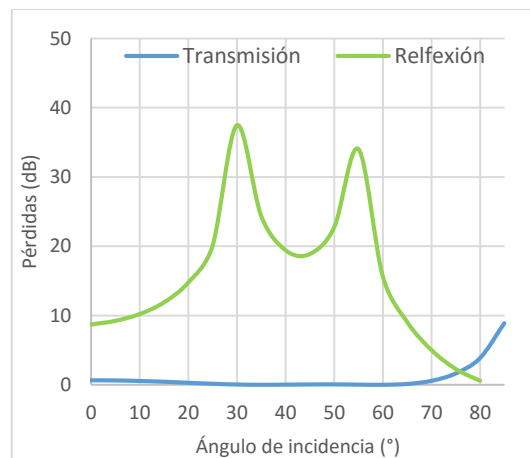
cercanos a  $90^\circ$  es muy similar al campo incidente y el campo transmitido cerca a los  $90^\circ$  de incidencia sea casi nulo.

- El comportamiento ondulatorio que se observa en las pérdidas por reflexión en función del incremento del ángulo de incidencia y en función del grosor de la obstrucción, es debido al fenómeno físico de interferencia es contractiva o destructiva según la relación de la longitud de onda con el grosor de la obstrucción.
- La polarización vertical de antenas introduce en general mayores pérdidas comparadas con la polarización horizontal debido a la existencia del ángulo de Brewster en el caso de la polarización paralela del campo. En este sentido, se considera ventajoso polarizar las antenas del sistema horizontalmente.
- El material que menores pérdidas por reflexión introduce es el concreto, debido a su alto valor de permitividad y su valor no nulo de conductividad, los cuales establecen la menor resistencia a la polarización del campo anulando parcialmente el campo eléctrico dentro de sí mismo, lo que lleva a que una mayor fracción del rayo incidente sea reflejada.

La Figura 3.13 (a) y la Figura 3.13 (b) muestran la comparación de las curvas de pérdidas por transmisión y reflexión para una obstrucción de panel yeso de 1 cm de grosor, en función del ángulo de incidencia para la polarización vertical y horizontal, respectivamente. Esta comparación muestra que el rayo incidente se propaga a través del obstáculo con bajas pérdidas por transmisión hasta cierto ángulo, después del cual la propagación por transmisión ya no es observable y en su lugar el rayo reflejado contiene la mayor cantidad de potencia del rayo incidente.



(a) Polarización vertical



(b) Polarización horizontal

Figura 3.13 Pérdidas por transmisión y reflexión – Obs. Panel yeso

### 3.3 CASO DE SIMULACIÓN – FENÓMENO DE DIFRACCIÓN

El estudio de pérdidas obtenidas para diferentes valores de la suma de distancias, desde el transmisor hasta el punto de difracción ( $S'$ ) y desde el punto de difracción hasta el receptor ( $S$ ) en todos los tipos de obstrucciones, se presenta a manera de ejemplo en la Figura 3.14, donde se muestran las pérdidas por difracción en función del incremento de la suma de distancias, en el caso de un muro de concreto de 30 cm para el ángulo de incidencia  $\Phi'=10^\circ$  y algunos de difracción.

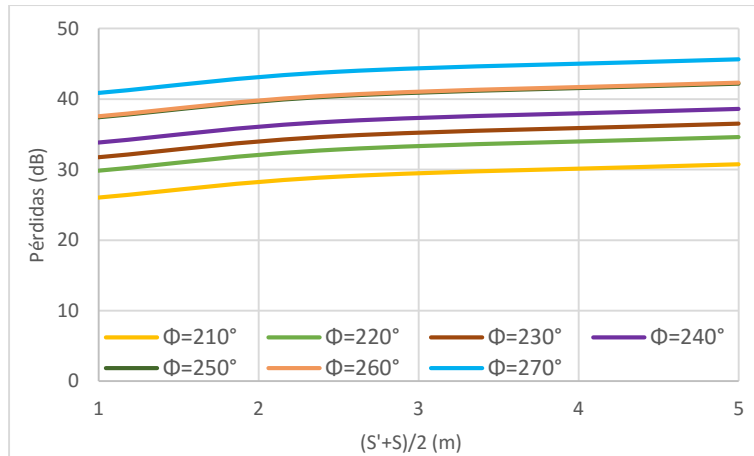


Figura 3.14 Pérdidas por difracción para distancias  $S'$  y  $S$

En las anteriores curvas, se puede apreciar un comportamiento de proporcionalidad de las pérdidas por difracción con la suma de distancias. Dicho comportamiento se presentó para los diferentes ángulos de difracción  $\Phi$ , en los cuatro valores de  $\Phi'$  de todos los grosores, para ambas polarizaciones en los cinco tipos de obstrucción, para la suma de distancias  $S' + S$  entre 1 m y 10 m, valores típicos de un entorno *indoor*. Un comportamiento de proporcionalidad entre las pérdidas por difracción y las distancias  $S'$  y  $S$  es el esperado según la configuración de la ecuación de campo eléctrico para el rayo difractado indicada en (1.42).

Utilizando la técnica de regresión lineal, se encontraron las ecuaciones de las líneas de tendencia que modelan la dependencia de las pérdidas por difracción con  $S'+S$  con las pendientes y puntos de corte de cada caso. De lo anterior, se observó la similitud entre los valores de las pendientes de los casos, por lo que se optó por trabajar con un valor de pendiente promedio. El valor de corte es específico para cada tipo de obstrucción, polarización, grosor, ángulo de incidencia y de difracción, presentado más adelante en esta sección.

Entonces, las pérdidas por difracción en función de la suma de distancias  $S'+S$  en el rango de 1 m a 10 m, se aproximan mediante la ecuación:

$$L_D(dB) \approx 2,36 \left( \frac{dB}{m} \right) \left( \frac{S' + S}{2} \right) (m) + L_{DCorte}(dB), \quad (3.16)$$

donde:

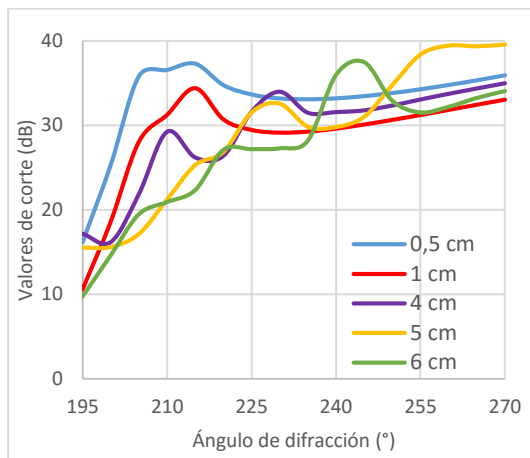
$L_{DCorte}(dB)$ : valor de corte para las pérdidas por difracción que depende de cada caso.

Es importante aclarar que si entre el punto de difracción y el transmisor o entre el punto de difracción y el receptor, hay obstáculos, entonces las distancias que se deben identificar son las distancias máximas libres de obstrucciones.

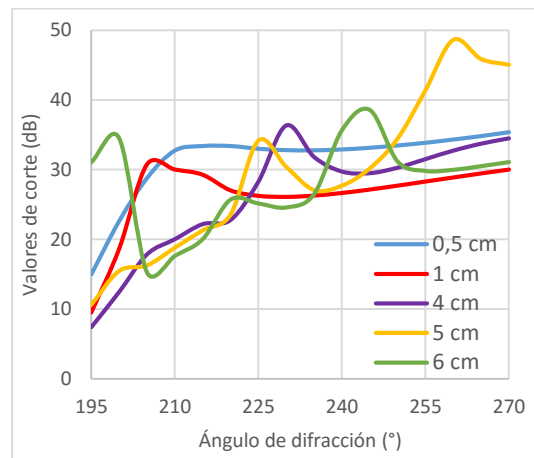
Los valores de corte  $L_{DCorte}$ , se presentan en las secciones 3.3.1 a 3.3.5.

### 3.3.1 Tipo de obstrucción - Madera

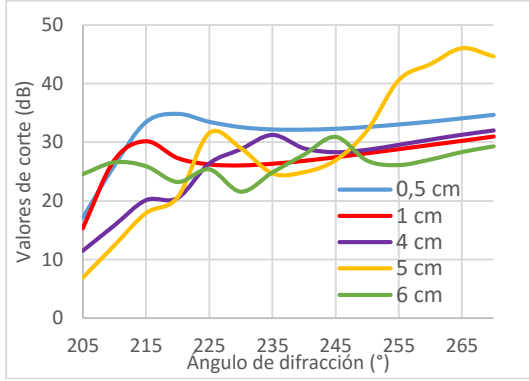
En la Figura 3.15 (a), Figura 3.15 (b), Figura 3.15 (c), Figura 3.15 (d), Figura 3.15 (e), Figura 3.15 (f), Figura 3.15 (g) y Figura 3.15 (h) se presentan las curvas de valores de corte de la ecuación para pérdidas por difracción en un obstáculo de madera en función del ángulo de difracción, para las polarizaciones vertical y horizontal en los ángulos de incidencia ( $\Phi'$ ) de  $10^\circ$ ,  $20^\circ$ ,  $30^\circ$  y  $40^\circ$ . Se consideran los grosores de 0,5 cm, 1 cm, 4 cm, 5 cm y 6 cm, variando el ángulo de difracción hasta  $270^\circ$ .



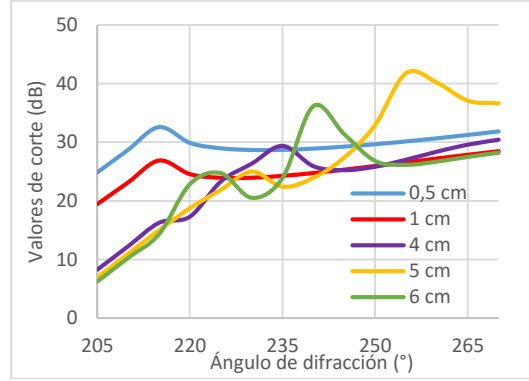
(a) Ángulo de incidencia  $\Phi' = 10^\circ$  -  
PV



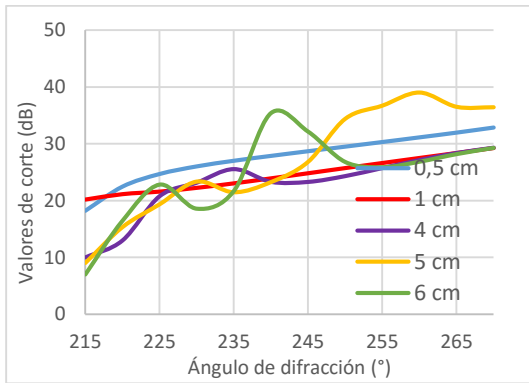
(b) Ángulo de incidencia  $\Phi' = 10^\circ$  -  
PH



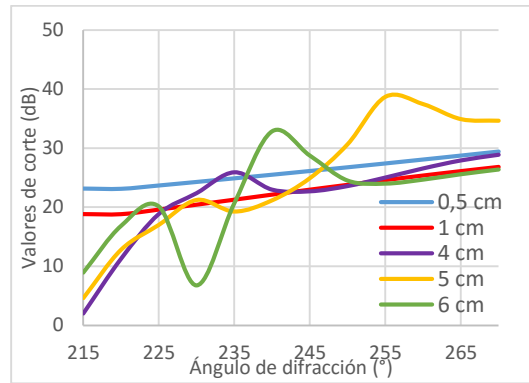
(c) *Ángulo de incidencia  $\Phi' = 20^\circ$  - PV*



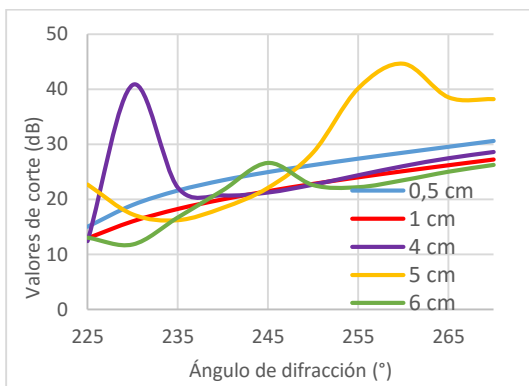
(d) *Ángulo de incidencia  $\Phi' = 20^\circ$  - PH*



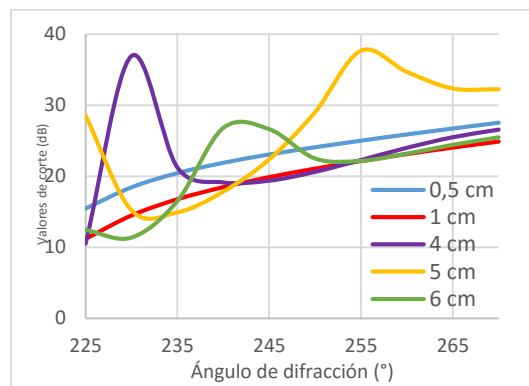
(e) *Ángulo de incidencia  $\Phi' = 30^\circ$  - PV*



(f) *Ángulo de incidencia  $\Phi' = 30^\circ$  - PH*



(g) *Ángulo de incidencia  $\Phi' = 40^\circ$  - PV*



(h) *Ángulo de incidencia  $\Phi' = 40^\circ$  - PH*

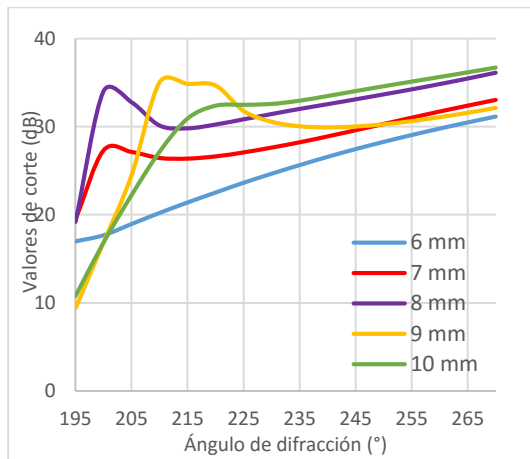
Figura 3.15 Valores de corte para las pérdidas por difracción – Obs. Madera

Las curvas mostradas en la Figura 3.15, indican que los valores de corte para las pérdidas por difracción en un obstáculo de madera tienen un comportamiento estable para los grosores de 0,5 cm y 1 cm, contrario a las curvas onduladas que representan los valores de corte de los grosores de 4 cm, 5 cm y 6 cm. En general, los valores de corte para las pérdidas por difracción en una obstrucción de madera superan los 5 dB, exceptuando los valores de ángulo de difracción de 215° para la polarización horizontal de los grosores 4 cm, 5 cm y 6 cm.

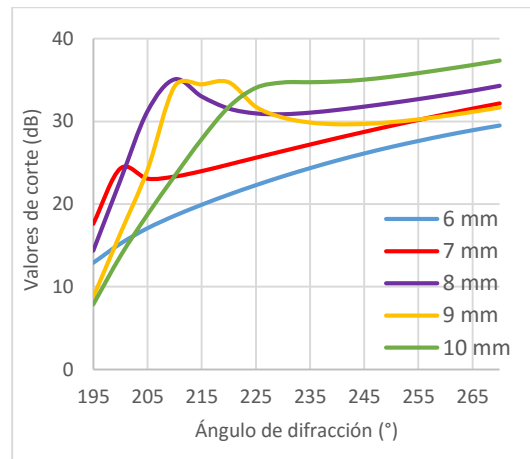
Las pérdidas por difracción por una obstrucción de madera tienen un comportamiento creciente con el incremento del ángulo de difracción lo que indica que la potencia de la señal empieza a disminuir desde el ángulo de difracción en el borde de sombra geométrica en un factor considerablemente alto en relación a lo que se observaría en ausencia de la obstrucción, es decir, en línea de vista, a medida que se va desde la fuente a la región de sombra, se atenúa una más la potencia de la onda.

### 3.3.2 Tipo de obstrucción - Panel yeso

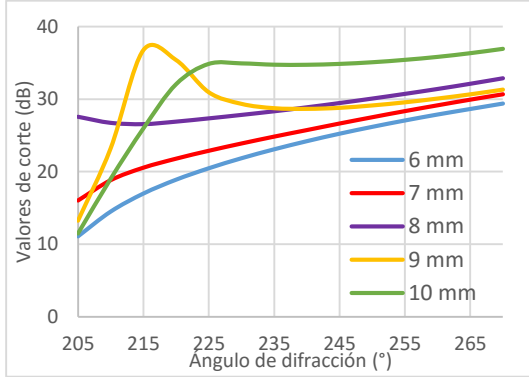
En la Figura 3.16 (a), Figura 3.16 (b), Figura 3.16 (c), Figura 3.16 (d), Figura 3.16 (e), Figura 3.16 (f), Figura 3.16 (g) y Figura 3.16 (h) se presentan las curvas de valores de corte de la ecuación para pérdidas por difracción en un obstáculo de panel yeso en función del ángulo de difracción, para las polarizaciones vertical y horizontal en los ángulos de incidencia ( $\Phi'$ ) de 10°, 20°, 30° y 40°. Se consideran cinco grosores entre 6 mm y 10 mm, variando el ángulo de difracción



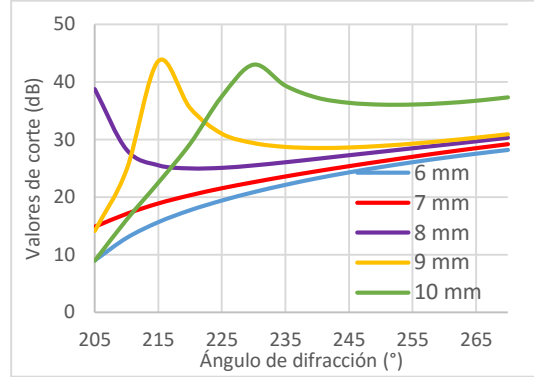
(a) Ángulo de incidencia  $\Phi' = 10^\circ$  - PV



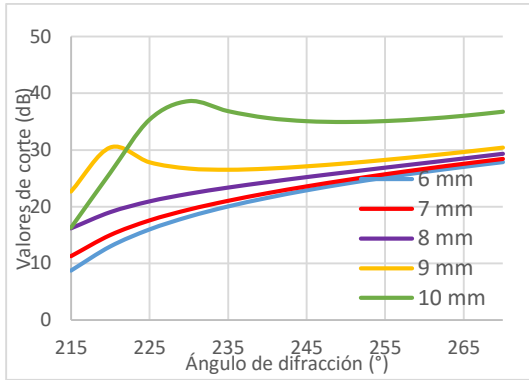
(b) Ángulo de incidencia  $\Phi' = 10^\circ$  - PH



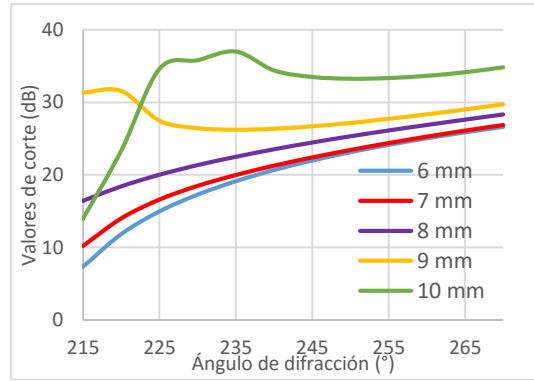
(c) *Ángulo de incidencia  $\Phi' = 20^\circ$  - PV*



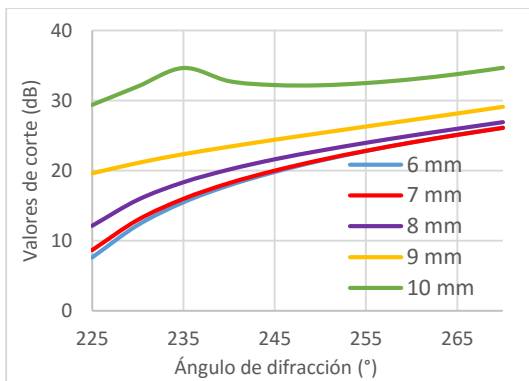
(d) *Ángulo de incidencia  $\Phi' = 20^\circ$  - PH*



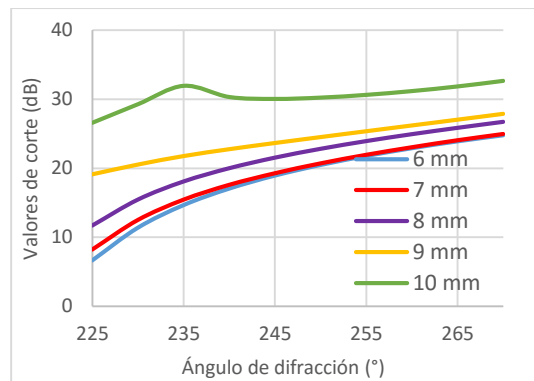
(e) *Ángulo de incidencia  $\Phi' = 30^\circ$  - PV*



(f) *Ángulo de incidencia  $\Phi' = 30^\circ$  - PH*



(g) *Ángulo de incidencia  $\Phi' = 40^\circ$  - PV*



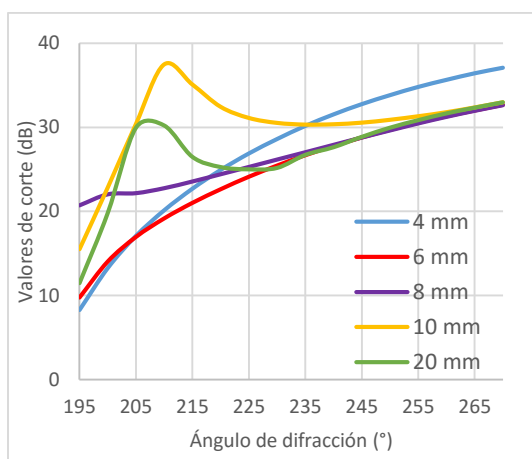
(h) *Ángulo de incidencia  $\Phi' = 40^\circ$  - PH*

Figura 3.16 Valores de corte para las pérdidas por difracción – Obs. Panel yeso

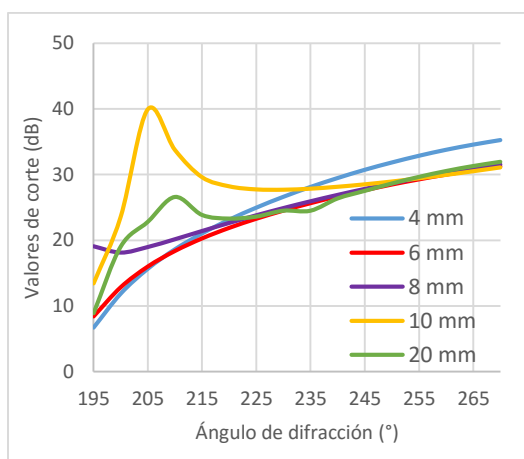
Las curvas mostradas en la Figura 3.16, indican que los valores de corte de la ecuación de pérdidas por difracción en un obstáculo de panel yeso tienen un comportamiento estable después de que la diferencia entre el ángulo de difracción y el de incidencia sea de  $210^\circ$ . Estos valores de corte superan los 5 dB para todos los grosores del obstáculo de este material y ambas polarizaciones.

### 3.3.3 Tipo de obstrucción – Vidrio

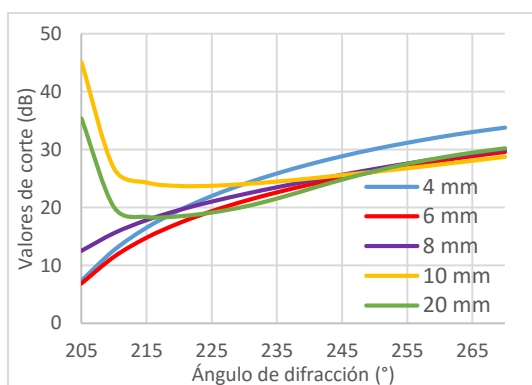
En la Figura 3.17 (a), Figura 3.17 (b), Figura 3.17 (c), Figura 3.17 (d), Figura 3.17 (e), Figura 3.17 (f), Figura 3.17 (g) y Figura 3.17 (h) se presentan las curvas de valores de corte de la ecuación de pérdidas por difracción en un obstáculo de vidrio en función del ángulo de difracción, para las polarizaciones vertical y horizontal en los ángulos de incidencia ( $\Phi'$ ) de  $10^\circ$ ,  $20^\circ$ ,  $30^\circ$  y  $40^\circ$ . Se consideran los grosores de 4 mm, 6 mm, 8 mm, 10 mm y 20 mm, variando el ángulo de difracción hasta  $270^\circ$ .



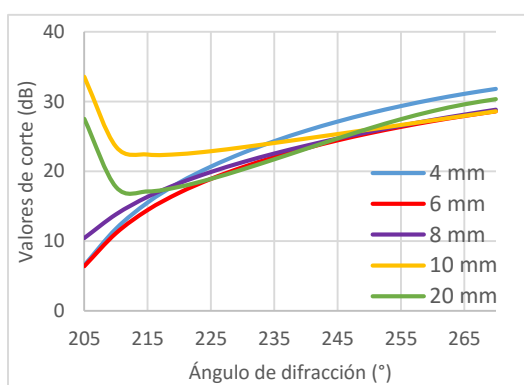
(a) Ángulo de incidencia  $\Phi' = 10^\circ$  - PV



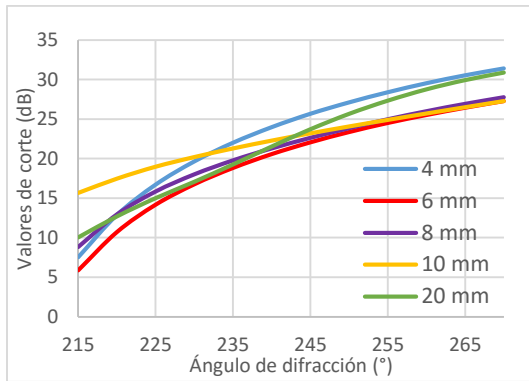
(b) Ángulo de incidencia  $\Phi' = 10^\circ$  - PH



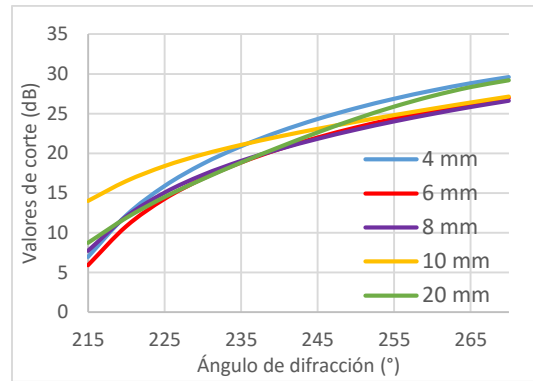
(c) Ángulo de incidencia  $\Phi' = 20^\circ$  - PV



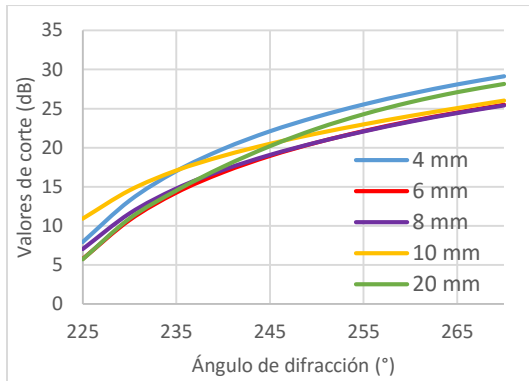
(d) Ángulo de incidencia  $\Phi' = 20^\circ$  - PH



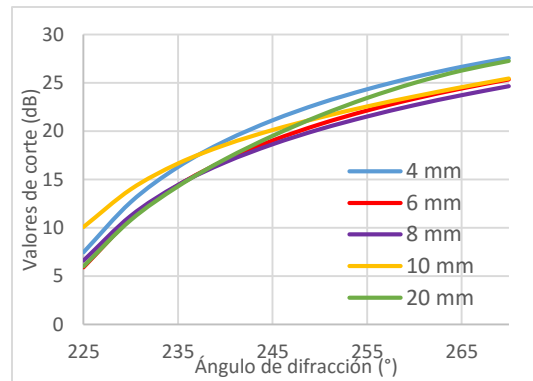
(e) Ángulo de incidencia  $\Phi' = 30^\circ$  -  
PV



(f) Ángulo de incidencia  $\Phi' = 30^\circ$  -  
PH



(g) Ángulo de incidencia  $\Phi' = 40^\circ$  -  
PV



(h) Ángulo de incidencia  $\Phi' = 40^\circ$  -  
PH

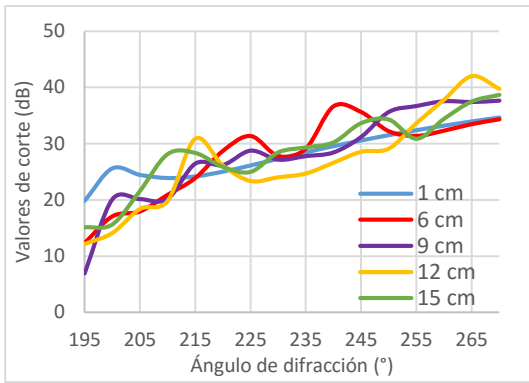
Figura 3.17 Valores de corte para las pérdidas por difracción – Obs. Vidrio

Las curvas mostradas en la Figura 3.17, indican que los valores de corte de la ecuación de pérdidas por difracción en un obstáculo de vidrio tienen un comportamiento creciente, pero con picos de valores máximos encontrados en los ángulos de incidencia de  $10^\circ$  y  $20^\circ$  y antes de  $215^\circ$  de ángulo de difracción. Todos los valores de corte de la ecuación de pérdidas por difracción sobrepasan los 5 dB.

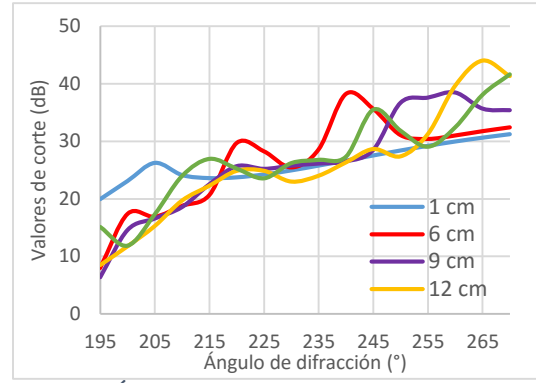
### 3.3.4 Tipo de obstrucción – Muro de ladrillo

En la Figura 3.18 (a), Figura 3.18 (b), Figura 3.18 (c), Figura 3.18 (d), Figura 3.18 (e), Figura 3.18 (f) y Figura 3.18 (h) se presentan las curvas de valores de corte de la ecuación de pérdidas por difracción en un muro de ladrillo en función del ángulo de difracción, para las polarizaciones vertical y horizontal en los ángulos de incidencia ( $\Phi'$ ) de  $10^\circ$ ,  $20^\circ$ ,  $30^\circ$  y  $40^\circ$ . Varía el ángulo de difracción hasta  $270^\circ$  y se consideran los grosores de 1 cm, 6 cm, 9 cm, 12 cm y 15 cm.

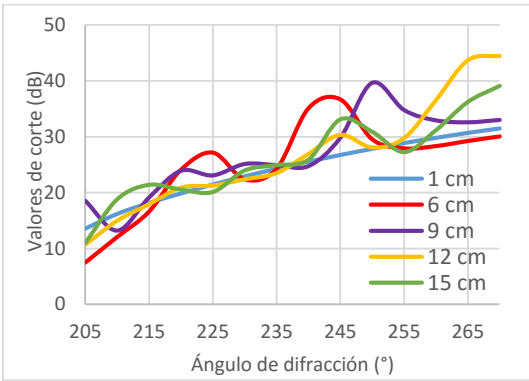




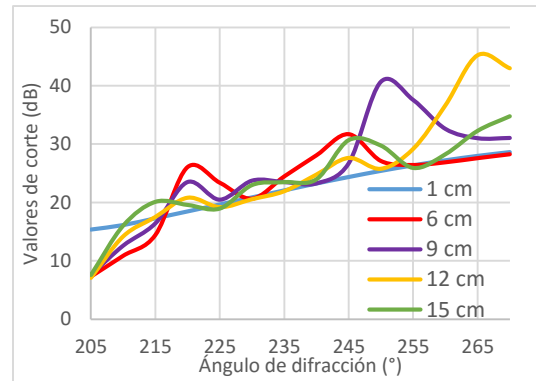
(a) Ángulo de incidencia  $\Phi' = 10^\circ$  - PV



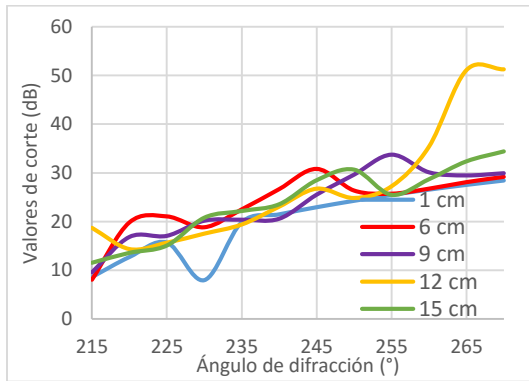
(b) Ángulo de incidencia  $\Phi' = 10^\circ$  - PH



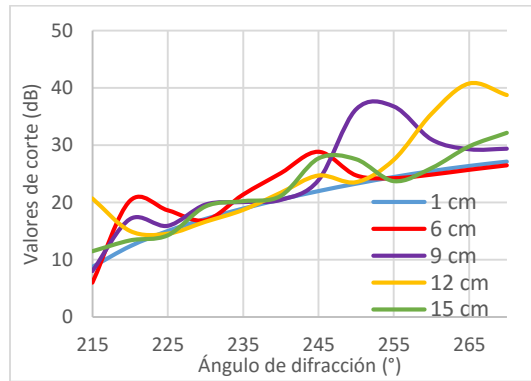
(c) Ángulo de incidencia  $\Phi' = 20^\circ$  - PV



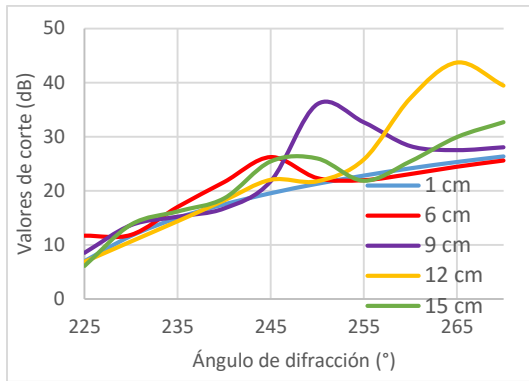
(d) Ángulo de incidencia  $\Phi' = 20^\circ$  - PH



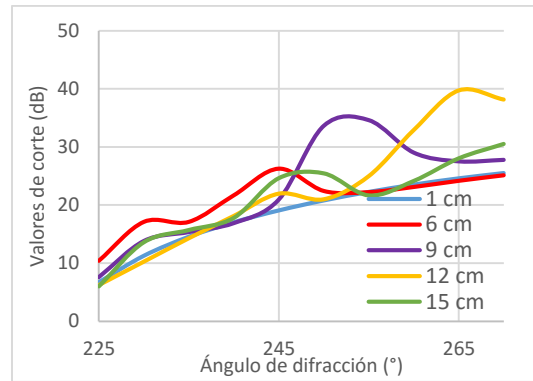
(e) Ángulo de incidencia  $\Phi' = 30^\circ$  - PV



(f) Ángulo de incidencia  $\Phi' = 30^\circ$  - PH



(g) *Ángulo de incidencia  $\Phi'=40^\circ$  - PV*



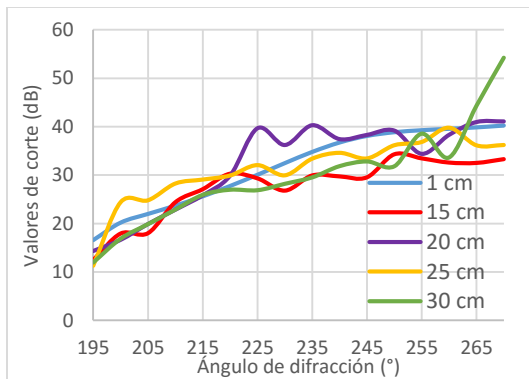
(h) *Ángulo de incidencia  $\Phi'=40^\circ$  - PH*

*Figura 3.18 Valores de corte para las pérdidas por difracción – Obs. Ladrillo*

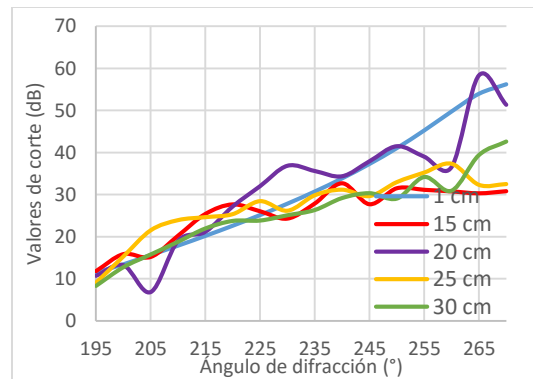
Las curvas mostradas en la Figura 3.18, indican que los valores de corte de la ecuación de pérdidas por difracción en un obstáculo de ladrillo, en general son de comportamiento ondulatorio creciente en función del ángulo de difracción y se encuentran entre 5 dB y 55 dB.

### 3.3.5 Tipo de obstrucción – Muro de concreto

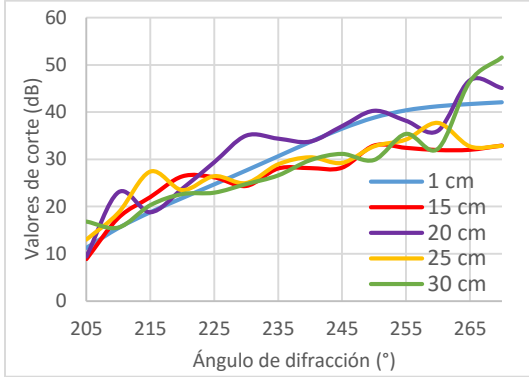
En la Figura 3.19 (a), Figura 3.19 (b), Figura 3.19 (c), Figura 3.19 (d), Figura 3.19 (e), Figura 3.19 (f) y Figura 3.19 (h) se presentan las curvas de valores de corte de la ecuación de pérdidas por difracción en un muro de concreto en función del ángulo de difracción, para las polarizaciones vertical y horizontal en los ángulos de incidencia ( $\Phi'$ ) de  $10^\circ$ ,  $20^\circ$ ,  $30^\circ$  y  $40^\circ$ . El ángulo de difracción varía hasta  $270^\circ$ , se consideran los grosores de 1 cm, 15 cm, 20 cm, 25 cm y 30 cm.



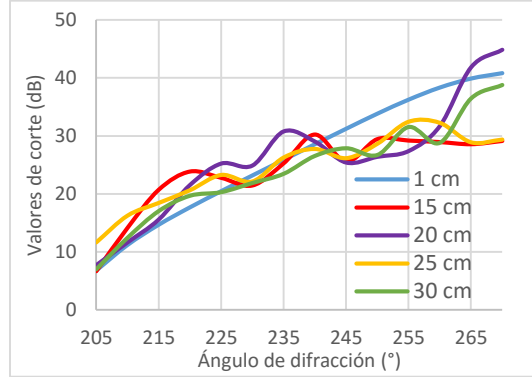
(a) *Ángulo de incidencia  $\Phi'=10^\circ$  - PV*



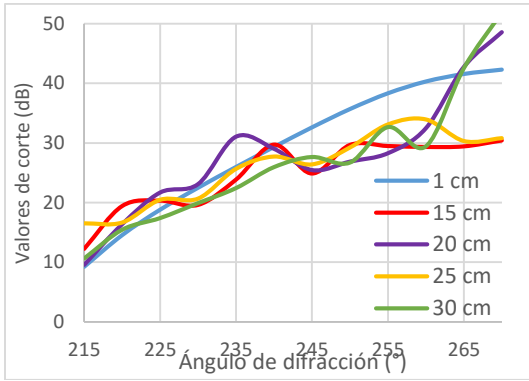
(b) *Ángulo de incidencia  $\Phi'=10^\circ$  - PH*



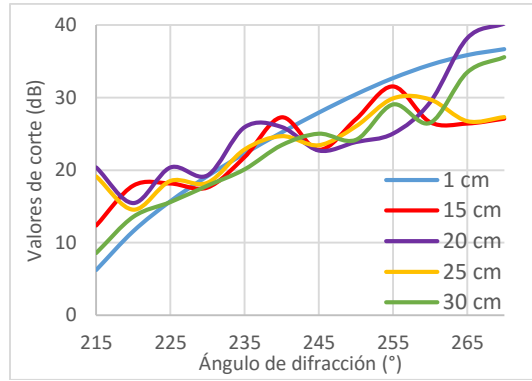
(c) *Ángulo de incidencia  $\Phi' = 20^\circ$  - PV*



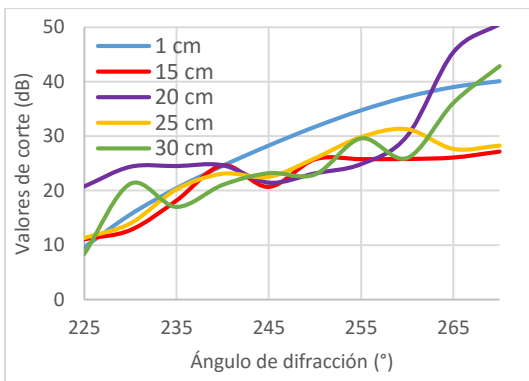
(d) *Ángulo de incidencia  $\Phi' = 20^\circ$  - PH*



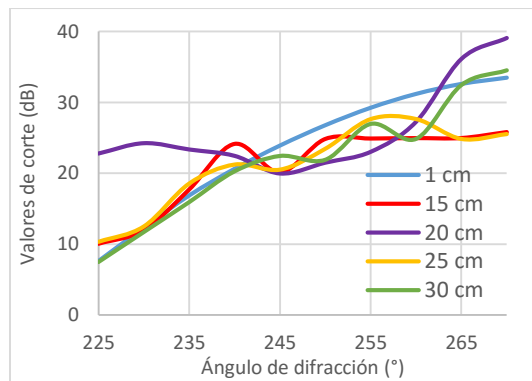
(e) *Ángulo de incidencia  $\Phi' = 30^\circ$  - PV*



(f) *Ángulo de incidencia  $\Phi' = 30^\circ$  - PH*



(g) *Ángulo de incidencia  $\Phi' = 40^\circ$  - PV*



(h) *Ángulo de incidencia  $\Phi' = 40^\circ$  - PH*

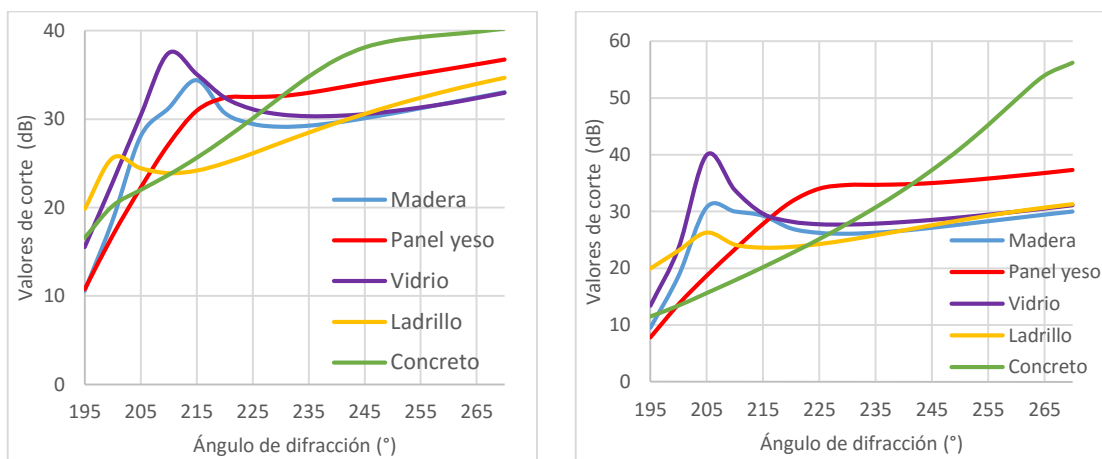
Figura 3.19 Valores de corte para las pérdidas por difracción – Obs. Concreto

Las curvas mostradas en la Figura 3.19, indican que los valores de corte de la ecuación de pérdidas por difracción en una obstrucción de concreto se comportan de manera similar a la obstrucción de ladrillo, ondulando de forma creciente con respecto al ángulo de difracción. El mayor valor de corte está cercano a 60 dB, dado en el caso de ángulo de incidencia de  $10^\circ$  con el ángulo de difracción de  $265^\circ$  y el grosor de 20 cm.

Las pérdidas por difracción para los tipos de obstrucción cuyo grosor es del orden de los centímetros presentan comportamiento ondulatorio como en los anteriores fenómenos.

En la Figura 3.20 (a) y Figura 3.20 (b) se comparan los valores de corte de la ecuación de pérdidas por difracción de un rayo que incide en un obstáculo en función del ángulo de difracción para las polarizaciones vertical y horizontal, respectivamente. Se considera el grosor de 1 cm, el ángulo de incidencia  $\Phi'$  de  $10^\circ$  y el de difracción varía hasta  $270^\circ$ .

Se puede observar que las curvas de valores de corte de la ecuación de pérdidas por difracción en un obstáculo de 1 cm, tienen comportamiento creciente, en su mayoría son valores superiores a 9 dB. El tipo de obstrucción que mayores pérdidas por difracción introduce es el muro de concreto para valores de ángulo de difracción superiores a  $240^\circ$ .



(a) Polarización vertical

(b) Polarización horizontal

Figura 3.20 Valores de corte para los diferentes tipos de materiales

Las pérdidas por difracción para los tipos de obstrucción cuyo grosor es del orden de los centímetros presentan comportamiento variable de manera similar a lo que ocurre con las pérdidas por reflexión y transmisión, lo anterior es causado porque la relación del grosor con respecto a la longitud de onda afecta los términos del coeficiente de reflexión implícito en el coeficiente de difracción, específicamente el grosor de fase  $\delta_1$  causante de la interferencia constructiva o destructiva a partir de las distancias recorridas al interior del obstáculo.

En conclusión, las pérdidas por difracción, arrojan valores de mayor atenuación en la potencia del rayo difractado en comparación a los fenómenos de transmisión y reflexión, lo que dificulta la propagación por este fenómeno.

El comportamiento de las pérdidas de trayectoria debida a los fenómenos físicos, presentado anteriormente es similar para el rango de frecuencias de 32 GHz a 40 GHz, donde 38248 MHz es el caso especial de trabajo para el proyecto de grado, dado que es la frecuencia central de la banda de 38 GHz de acuerdo al plan de distribución de canales de la ITU.

### **3.4 PROCEDIMIENTO DE ESTIMACIÓN DE PÉRDIDAS DE TRAYECTO**

En las secciones 3.1 y 3.2 se indicaron los valores de pérdidas por transmisión y reflexión respectivamente, en la sección 3.3 se indicó una ecuación de pérdidas por difracción junto a los respectivos valores de corte. Dichos resultados son pérdidas adicionales a las pérdidas en el espacio libre. En consecuencia, para determinar la pérdida de trayecto que sufre un rayo que parte desde un transmisor hacia un receptor y que en el trayecto experimenta uno o varios de estos fenómenos físicos de propagación, se define un procedimiento de cinco pasos:

1. Obtener un plano 3D del entorno y determinar la ubicación del transmisor y receptor.
2. Trazar el rayo deseado entre el transmisor y receptor, determinar la distancia  $d$  del recorrido que hace el rayo.
3. Calcular la pérdida de espacio libre para la distancia  $d$  y para la frecuencia de 38248 MHz como se indica en (3.17). Además, calcular la ganancia del patrón de cada antena de acuerdo a la Figura 3.21 y las ecuaciones (3.18) y (3.20).

$$L_{bf} = 32,45 + 20\log_{10}(f[\text{MHz}]) + 20\log_{10}(d[\text{km}]) \quad (3.17)$$

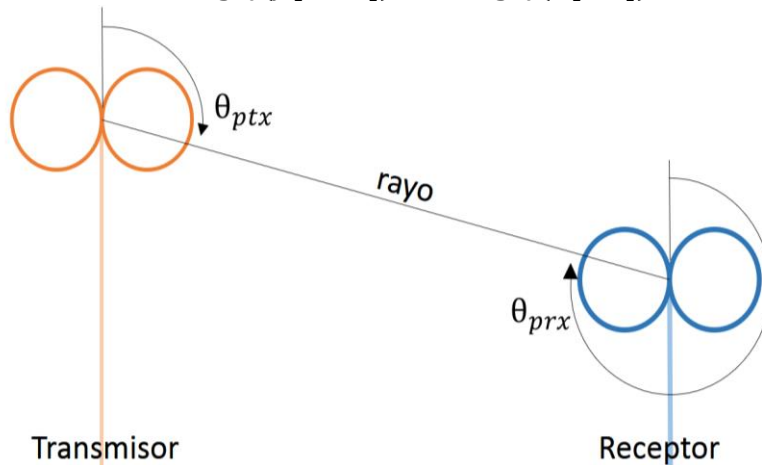


Figura 3.21 Ángulos  $\theta_{ptx}$  y  $\theta_{prx}$

Considerando una antena de tipo dipolo elemental, el patrón de campo de antena está dado por

$$F(\theta_p, \varphi) = |\text{sen}(\theta_p)|, \quad (3.18)$$

donde,

$\theta_p$ : ángulo del patrón de antena por donde el rayo sale o llega. Para el transmisor se denomina  $\theta_{ptx}$  y  $\theta_{prx}$  para el receptor. Por su parte, el patrón de potencia de un dipolo elemental está dado por

$$F^2(\theta_p) = \text{sen}^2(\theta_p), \quad (3.19)$$

Una vez determinado  $F^2(\theta_p)$  se utiliza (3.20) para obtener la ganancia directiva dada por el patrón de la antena  $G_d(\theta_p)$ . Se debe determinar  $G_p(\theta_p)$  tanto para transmisor como para receptor, éstas se denominarán  $G_{dtx}(\theta_p)$  y  $G_{drx}(\theta_p)$  respectivamente

$$G_d(\theta_p) = D \text{sen}^2(\theta_p) e_r, \quad (3.20)$$

donde,

$D$  es la directividad de la antena que se define como la máxima ganancia directiva y  $e_r$  es la eficiencia de radiación. La directividad está dada por

$$D = \text{máx} \{G_d(\theta_p)\} = \frac{4\pi}{\Omega_A}, \quad (3.21)$$

donde,

$\Omega_A$  es el ángulo sólido de la antena que corresponde a la cobertura direccional promedio de la misma y en el caso del dipolo elemental es  $\frac{8\pi}{3}$  srad. Por lo tanto

$$D = 1,5 \quad (3.22)$$

Por su parte,  $e_r$  se establece en 1 ya que en este caso se considera que la antena radia toda la potencia de entrada. Finalmente, se tiene que

$$G_d(\theta_p) = 1,5 \text{sen}^2(\theta_p), \quad (3.23)$$

y en unidades de dB

$$G_d(\theta_p)[dB] = 10 \log (1,5 \text{sen}^2(\theta_p)). \quad (3.24)$$

4. Identificar el o los fenómenos que haya sufrido el rayo y considerar: el material del obstáculo (madera, panel yeso, vidrio, ladrillo o concreto); la polarización de las antenas (PH o PV); el ángulo de incidencia del rayo con el obstáculo (para transmisión y reflexión,  $\theta$  puede estar entre  $0^\circ$  y  $185^\circ$  y para difracción,  $\phi'$  puede ser  $10^\circ$ ,  $20^\circ$ ,  $30^\circ$  o  $40^\circ$ ); para difracción, el ángulo de difracción  $\phi$  ( $\phi$  está entre  $\phi'+185^\circ$  y  $270^\circ$ ); para difracción se debe identificar las distancias entre transmisor y punto de difracción  $S'$  y desde el punto de difracción hasta el receptor  $S$ . Después de identificar los anteriores parámetros se procede a encontrar el valor de pérdidas como sigue:

- Para las pérdidas por transmisión se debe remitir a las curvas mostradas en la Figura 3.1, Figura 3.2, Figura 3.3, Figura 3.4 y Figura 3.5 como corresponda.
- Para las pérdidas por reflexión se debe remitir a las curvas mostradas en la Figura 3.7 a Figura 3.11 según el tipo de obstrucción.
- Para las pérdidas por difracción se debe hacer uso de la ecuación (3.16) y para el valor de corte  $L_{DCorte}$  (dB) se debe remitir a las curvas mostradas en la Figura 3.15, Figura 3.16, Figura 3.17, Figura 3.18 y Figura 3.19 según se requiera.

La suma de las pérdidas por fenómenos será conocida como  $L_{fenómenos}$ .

5. Adicionar las pérdidas por los fenómenos y sustraer las ganancias por patrones de antena a las pérdidas en el espacio libre para determinar la pérdida de trayecto del rayo, como se indica en la siguiente ecuación

$$L_{trayecto} = L_{bf} - G_{dtx} - G_{drx} + L_{fenómenos} \cdot \quad (3.25)$$

### 3.5 ESCENARIO DE APLICACIÓN INDOOR OFICINA BÁSICA

Este escenario de aplicación de resultados corresponde a un sistema punto a multipunto conformado por un TX y varios RX en una oficina. Los parámetros de los elementos del sistema se definieron en la Tabla 2.10. Las ubicaciones de los elementos se definen de acuerdo a algunas ubicaciones comunes dentro de una oficina y la polarización de las antenas es vertical.

El propósito del estudio en este escenario es confirmar que los valores de pérdidas asociada a cada fenómeno adquiridos y expuestos previamente, se cumplen en un entorno más cercano a la realidad y determinar según dichas pérdidas si cada receptor de la oficina tiene cobertura.

Para lo anterior se debe seguir el procedimiento manual de estimación de pérdidas por trayecto de cinco pasos indicado anteriormente. En esta sección, se ejemplificará dicho procedimiento.

1. Se obtiene el plano del entorno y se determina la ubicación del transmisor TX y de los receptores RX. En la Figura 3.22 se muestra dicho plano junto a la ubicación de los elementos.



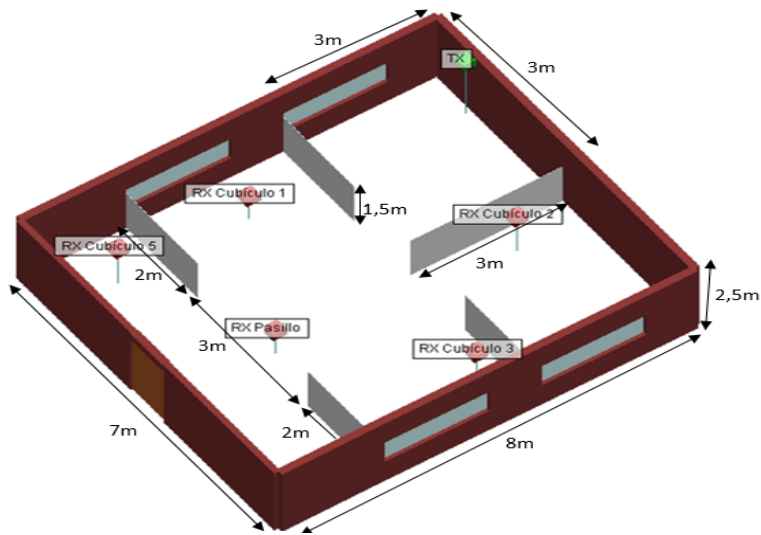


Figura 3.22 Plano y ubicación de los elementos de la oficina básica

2. Se traza el rayo deseado entre el transmisor y el receptor y se determina la distancia  $d$  del recorrido que hace el rayo. Los rayos entre TX y cada uno de los RX se indican en la Figura 3.23; sin embargo para efectos de ejemplificación, se trabajará con el rayo entre TX y RX Cubículo 1. En la Figura 3.24 se indica la distancia  $d$  del rayo TX-RX Cubículo 1.

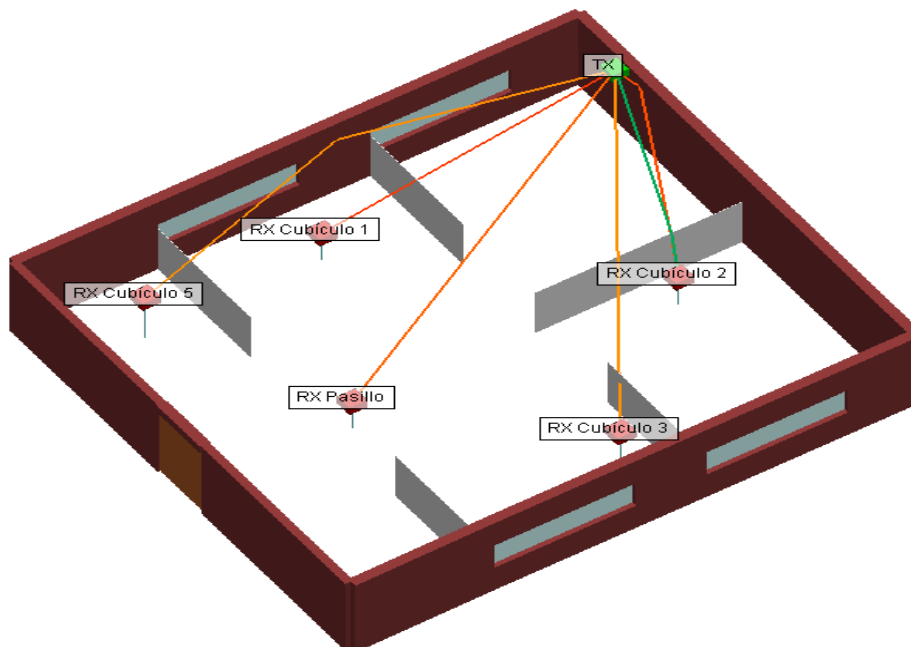


Figura 3.23 Rayos deseados entre transmisor y receptores para la oficina básica

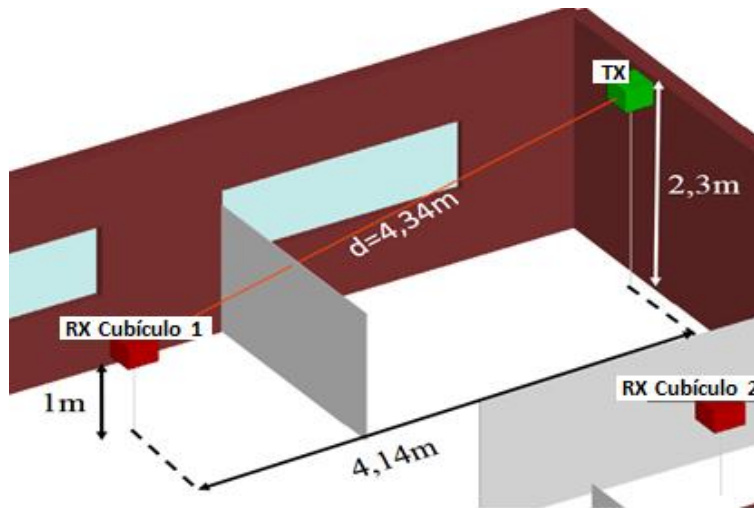


Figura 3.24 Rayo TX-RX Cubículo 1

- Se calcula la pérdida de espacio libre, para la distancia  $d=4,23$  m y para la frecuencia de 38248 MHz y se obtiene un valor de  $L_{bf} = 76,85$  dB. Luego se calcula la ganancia del patrón de cada antena para una diferencia de alturas de 1,3 m, una separación entre elementos de 4,14 m y  $\theta = 17,44^\circ$ . Luego se obtiene  $\theta_{prx} = 287,44^\circ$ .

Como se trata de antenas omnidireccionales, el patrón de antena en  $\theta_{prx}$  para el receptor está dado por

$$F^2(\theta_{prx}) = \text{sen}^2(\theta_{prx}) = 0,91 . \quad (3.26)$$

Y la ganancia directiva de la antena,  $G_{drx}(\theta_{prx})$  en dBi es

$$G_{drx} = 10 \log_{10} ( 1,5 \text{sen}^2(\theta_p) ) = 1,35 \text{ dBi} . \quad (3.27)$$

Se realiza un proceso similar para encontrar  $G_{ptx} = 1,35$  dBi cuyo  $\theta_{ptx}$  es de  $107,44^\circ$ .

- En la Figura 3.25 se identifica el fenómeno que sufrió el rayo y los parámetros.

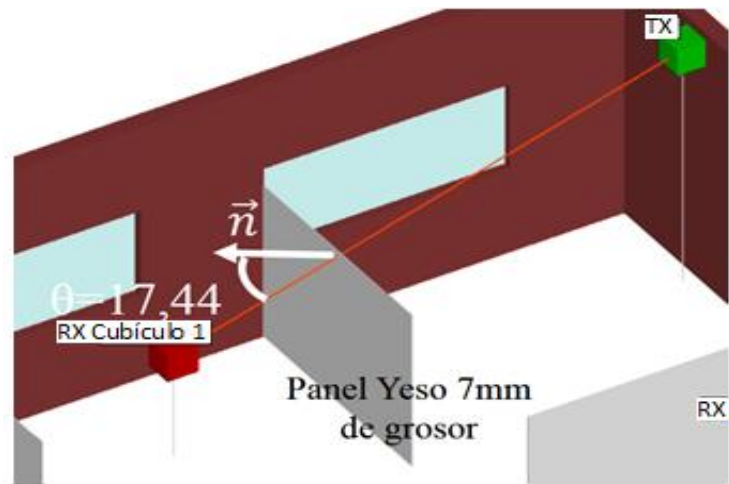


Figura 3.25 Fenómeno y parámetros del rayo TX - RX Cubículo 1

Se recurre a la Figura 3.2 (a) para determinar la pérdida por transmisión en un obstáculo de panel yeso de 7 mm de grosor. Para  $\theta = 17,44^\circ$  se estiman las pérdidas  $L_{fenómeno}$  de 0 dB.

En este caso el rayo sufre una vez el fenómeno de transmisión, no se presentan otros fenómenos.

- Se adiciona las pérdidas por los fenómenos y se sustraen las ganancias por patrones a las pérdidas en el espacio libre para determinar las pérdidas por trayecto del rayo

$$L_{trayecto} = L_{bf} - G_{dtx} - G_{drx} + L_{fenómenos} = 74,97 \text{dB.} \quad (3.28)$$

Para cada uno de los receptores se repite el anterior proceso desde el numeral 3 para los rayos indicados en la Figura 3.23 y se resumen los resultados en la Tabla 3.1, en la cual se denotan los fenómenos físicos de la siguiente manera T: Transmisión, R: Reflexión, D: Difracción y los parámetros de los fenómenos G: Grosor. Además se comparan los resultados obtenidos con los resultados de simulación arrojados por Wireless InSite en la Tabla 3.2.

Tabla 3.1 Fenómenos, parámetros, pérdidas y ganancias de la oficina básica

Rayo	Tipo de obstrucción	G	Ángulos $\theta, \Phi', \Phi(^{\circ})$	S' (m)	S (m)	d (m)	$L_{fenómenos}$ (dB)	$G_{dtx}$ (dBi)	$G_{drx}$ (dBi)	$L_{bf}$ (dB)
TX-T-RX Cubículo 1	Panel yeso	7 mm	$\theta=17,40$	-	-	4,34	0	1,35	1,35	77,67
TX-R-RX	Ladrillo	15 cm	$\theta=73,93$	-	-	6,94	1,50	2,55	2,15	80,94

Cubículo 5										
TX-RX Pasillo	-	-	-	-	-	6,32	-	1,57	1,57	80,11
TX-R-T-RX Cubículo 2	Ladrillo	15 cm	$\theta=75,01$				0,50			
	Panel yeso	7 mm	$\theta=44,65$	-	-	3,54	1,5	1,06	1,04	75,09
TX-T-RX Cubículo 3	Panel yeso	7 mm	$\theta=56,37$	-	-	6,05	3,4	1,56	1,56	79,74
TX-D-RX Cubículo 2	Panel yeso	7 mm	$\Phi'=16,91$ $\Phi=220,42$	2,63	0,58	3,58	25,5	1,37	-0,59	75,03

Tabla 3.2 Resultados de pérdidas de la oficina básica

Rayo	Pérdidas por trayecto estimadas (dB)	Pérdidas por trayecto simuladas (dB)	Variación (dB)
TX-T-RX Cubículo 1	74,97	74,93	0,04
TX-R-RX Cubículo 5	77,77	77,6	0,17
TX-RX Pasillo	76,97	79,97	0,00
TX-R-T-RX Cubículo 2	74,99	75,87	0,88
TX-T-RX Cubículo 3	80,02	80,01	0,01
TX-D-RX Cubículo 2	99,75	98,47	1,28

En general los resultados de pérdidas por trayecto obtenidos a través del procedimiento manual planteado son confiables, teniendo una variación entre 0 dB y 1,28 dB con respecto al valor arrojado por simulación.

Los niveles de señal de cada elemento receptor se calculan según la potencia de transmisión de 37,18 dBm y se exponen en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3 Niveles de señal de la oficina básica

Rayo	Pérdidas por trayecto estimadas (dB)	Potencia en recepción (dBm)
TX-T-RX Cubículo 1	74,97	-37,79
TX-R-RX Cubículo 5	77,77	-40,59
TX-RX Pasillo	76,97	-39,79
TX-R-T-RX Cubículo 2	74,99	-42,81
TX-T-RX Cubículo 3	80,02	-42,84
TX-D-RX Cubículo 2	99,75	-62,57

La Tabla 3.3 muestra que los niveles de señal de cada receptor obtenidos a partir del procedimiento planteado, están por encima del nivel mínimo de sensibilidad y por lo tanto, todos los elementos del sistema del escenario de simulación *indoor oficina básica* tienen

cobertura. Cabe anotar que el rayo TX-D-RX Cubículo 2 no es el rayo de mayor potencia de dicho receptor, únicamente se añadió al proceso de aplicación para estudiar el caso de un rayo con difracción. Por su parte si la mejor señal de RX Cubículo 2 llegara por dicho rayo, este receptor no sería capaz de captar señal con la configuración planteada.

*Tabla 3.4 Resultados de potencia de la oficina básica*

Rayo	Potencia en recepción estimada (dBm)	Potencia en recepción simulada (dBm)	Variación (dB)
TX-T-RX Cubículo 1	-37,79	-37,87	0,04
TX-R-RX Cubículo 5	-40,59	-40,76	0,17
TX-RX Pasillo	-39,79	-39,79	0,00
TX-R-T-RX Cubículo 2	-42,81	-41,93	0,88
TX-T-RX Cubículo 3	-42,84	-42,85	0,01
TX-D-RX Cubículo 2	-62,57	-63,85	1,28

La anterior tabla indica que los resultados de potencia en recepción estimados son confiables con respecto a las potencias en recepción arrojadas por la herramienta.

### **3.6 ESCENARIO DE APLICACIÓN INDOOR CENTRO COMERCIAL BÁSICO**

En el escenario de aplicación *indoor centro comercial básico*, se pretende hacer el estudio de las pérdidas por trayecto en un sistema punto a multipunto, conformado por un TX y varios RX dentro de un centro comercial de manera manual basada en la teoría y en las curvas de pérdidas debidas a los fenómenos físicos presentadas anteriormente. Los parámetros de los elementos del sistema se definieron en la Tabla 2.11. Las ubicaciones de los elementos se determinaron teniendo en cuenta las locaciones comunes en un centro comercial y las antenas están polarizadas horizontalmente.

Al igual que con el escenario de aplicación *indoor oficina básica* el propósito de este estudio es comparar los valores de pérdidas asociada a cada fenómeno con los valores arrojados por la simulación en este tipo de entorno más cercano a la realidad, además según dichas pérdidas verificar que los receptores tengan cobertura.

Se siguen los pasos del procedimiento, como se muestra a continuación:

1. Se obtiene el plano 3D del entorno y se determinar la ubicación del transmisor y de los receptores como muestra la Figura 3.26.

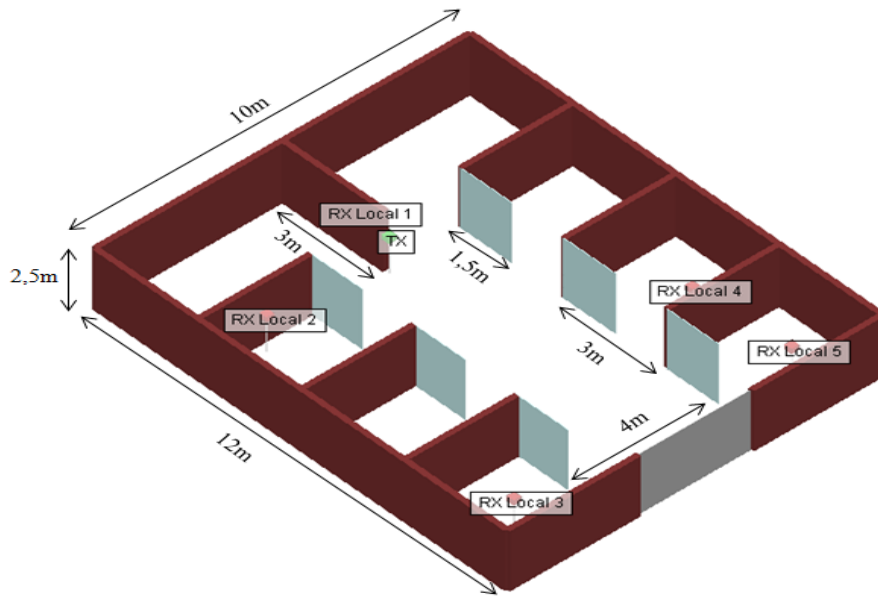


Figura 3.26 Plano 3D del centro comercial básico

2. Se trazan los rayos deseados entre el transmisor y los receptores como se muestra en la Figura 3.27. A manera de ejemplo se realiza el procedimiento con el rayo entre TX y RX Local 5, y se determina la distancia  $d$  del recorrido que hace este rayo.

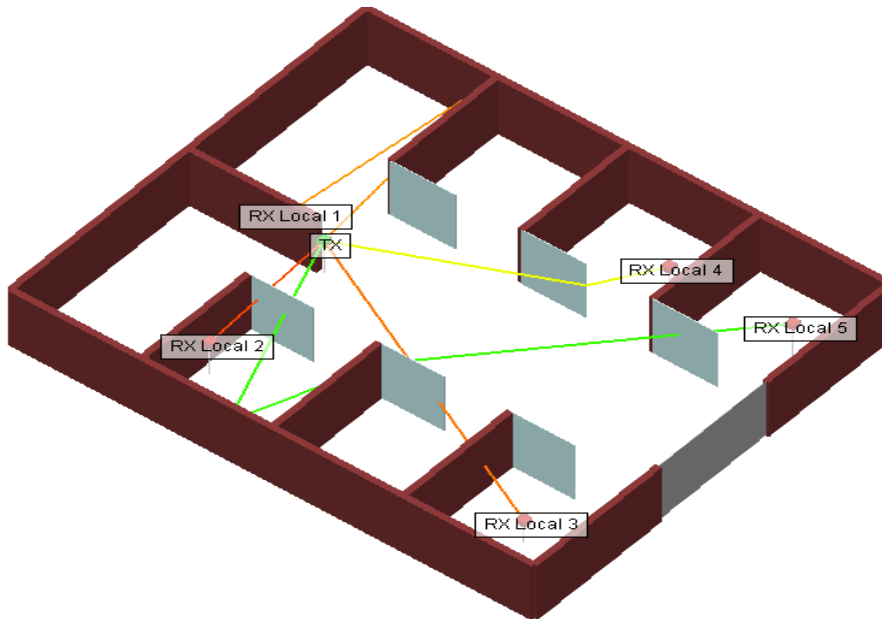


Figura 3.27 Rayos deseados entre transmisor y receptores para el centro comercial básico

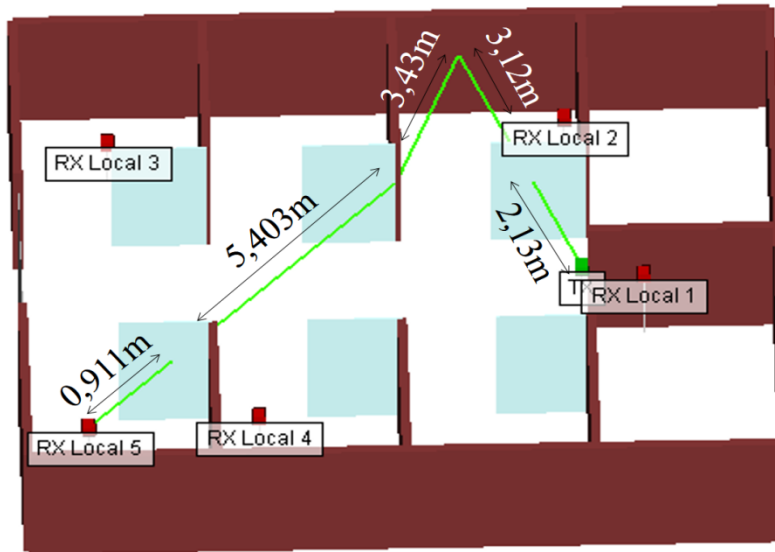


Figura 3.28 Fenómenos y parámetros del rayo TX - RX Local 5

En la Figura 3.28 se visualiza el recorrido del rayo con distancia  $d = 15,80 \text{ m}$

3. La pérdida de espacio libre para la distancia  $d$  y para la frecuencia de 38248 MHz es  $L_{bf} = 88,08 \text{ dB}$ . Además la ganancia del patrón de cada antena se calcula de acuerdo a las ecuaciones (3.18) y (3.20). Dado que los elementos están a la misma altura el rayo sale y llega con los  $\theta_{dtx} = 90^\circ$  y  $\theta_{drx} = 270^\circ$ , obteniéndose ganancias  $G_{dtx} = G_{drx} = 0 \text{ dBi}$ .
4. Para el rayo entre TX y RX Local 5 se identifican cuatro fenómenos cuyas características se listan a continuación:
  - Transmisión en obstrucción de vidrio de 20 mm con  $\theta=20,13^\circ$ . De la Figura 3.3 (b) se obtiene  $L_{fenómeno}$  de 0,5 dB.
  - Reflexión en muro de ladrillo de 15 cm con  $\theta=20,23^\circ$ , cuya  $L_{fenómeno}$  es de 5 dB según la Figura 3.10 (b).
  - Difracción en muro de ladrillo de 15 cm con  $\phi'=29,28^\circ$ ,  $\phi = 222,25^\circ$ ,  $S'=3,430 \text{ m}$  y  $S=5,40 \text{ m}$ . Se encuentra el punto de corte en la Figura 3.18 (e)  $L_{D \text{ Corte}} = 18,3 \text{ dB}$ .

Finalmente, haciendo uso de (3.16) se calculan las pérdidas por difracción y se obtiene  $L_D(\text{dB}) \approx 28,72 \text{ dB}$ .

- Transmisión en obstrucción de vidrio de 20 mm con  $\theta=42,25^\circ$ . De la Figura 3.3 (b) se obtiene  $L_{fenómeno} = 0,2 \text{ dB}$ .

La suma de las pérdidas por fenómenos es  $L_{fenómenos} \approx 33,72$  dB.

- Se adicionan las pérdidas por los fenómenos y se sustraen las ganancias por patrones de antena a las pérdidas en el espacio libre, para determinar las pérdidas por trayecto del rayo. Como se indica en (3.29)

$$L_{trayecto} = 88,08 \text{ dB} - 0 \text{ dBi} - 0 \text{ dBi} + 34,72 \text{ dB} = 122,8 \text{ dB} \quad (3.29)$$

Para cada uno de los receptores cuyos rayos han sido indicados en la Figura 3.27, se repite el anterior proceso desde el paso 3. Los fenómenos y parámetros se resumen en la Tabla 3.5. Más adelante en la Tabla 3.6 se comparan los resultados obtenidos manualmente con los resultados de simulación arrojados por Wireless InSite.

*Tabla 3.5 Fenómenos, parámetros, pérdidas y ganancias del centro comercial básico*

Rayo	Tipo de obstrucción	G	Ángulos $\theta, \Phi', \Phi$ (°)	S' (m)	S (m)	D (m)	$L_{fenómeno}$ (dB)	$G_{dtx}$ (dBi)	$G_{drr}$ (dBi)	$L_{bf}$ (dB)
TX-R-RX Local 1	Ladrillo	15 cm	$\theta=5,77$	-	-	9,70	4,5	0	0	83,82
TX-T-RX Local 2	Vidrio	20 mm	$\theta=3,40$	-	-	3,44	0,5	0	0	74,85
TX-T-T-RX Local 3	Vidrio	20 mm	$\theta=64,93$	-	-	6,95	0,0	1,66	1,67	82,40
	Ladrillo	15 cm	$\theta=25,85$			8,22	0,5			
TX-D-RX Local 4	Vidrio	20 mm	$\Phi'=24,44$ $\Phi=244,88$	4,83	2,54		28	0	0	80,19
TX-T-R-D-T-RX Local 5	Vidrio	20 mm	$\theta=20,13$	-	-	15,8	0,5	0	0	88,08
	Ladrillo	15 cm	$\theta=20,23$	-	-		5			
	Ladrillo	15 cm	$\Phi'=29,29$ $\Phi=222,25$	3,43	5,40		28,72			
	Vidrio	20 mm	$\theta=42,25$	-	-		0,0			

*Tabla 3.6 Resultados de pérdidas de trayecto del centro comercial básico*

Rayo	Pérdidas por trayecto estimadas (dB)	Pérdidas por trayecto simuladas (dB)	Diferencia (dB)
TX-R-RX Local 1	88,32	88,17	0,15
TX-T-RX Local 2	75,35	75,40	0,05
TX-T-T-RX Local 3	94,73	94,61	0,12
TX-D-RX Local 4	108,19	107,97	0,22
TX-T-D-R-T-RX Local 5	122,3	123,64	1,34



De la anterior tabla se observa que los resultados de pérdidas por trayecto obtenidos a través del procedimiento son muy cercanos a los arrojados por el simulador con una variación entre 0,05 dB y 1,34 dB.

Ahora se calculan los niveles de señal de cada elemento receptor según la potencia de transmisor de 44,67dBm y se exponen en la Tabla 3.7.

*Tabla 3.7 Niveles de señal del centro comercial básico*

Rayo	Pérdidas por trayecto estimadas (dB)	Potencia en recepción (dBm)
TX-R-RX Local 1	88,32	-43,65
TX-T-RX Local 2	75,35	-30,68
TX-T-T-RX Local 3	94,73	-50,06
TX-D-RX Local 4	108,19	-63,52
TX-D-R-T-RX Local 5	122,3	-77,63

Los anteriores resultados muestran que los niveles de señal de los receptores exceptuando RX Local 5, están por encima del valor de sensibilidad, por lo tanto con la configuración de este sistema el receptor RX Local 5 no tendría cobertura.

*Tabla 3.8 Resultados de potencia del centro comercial básico*

Rayo	Potencia en recepción estimada (dBm)	Potencia en recepción simulada (dBm)	Variación (dB)
TX-R-RX Local 1	-43,65	-43,5	0,15
TX-T-RX Local 2	-30,68	-30,73	0,05
TX-T-T-RX Local 3	-50,06	-49,94	0,12
TX-D-RX Local 4	-63,52	-63,3	0,22
TX-D-R-T-RX Local 5	-77,63	-78,97	1,34

La anterior tabla indica que las potencias estimadas son similares a las potencias esperadas en simulación.

# CAPITULO 4

## CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

### 4.1 CONCLUSIONES

- Una señal mmWave en la banda de 38 GHz que se transmite a través de una obstrucción tiene una atenuación superable antes de la incidencia con un ángulo específico, a partir del cual la atenuación se incrementa críticamente. Por su parte, las pérdidas por reflexión de esta señal pueden ser compensadas cuando el ángulo de incidencia es próximo al plano de la obstrucción. Además, las pérdidas por difracción dificultan la propagación de la señal debido a que son considerablemente altas y se incrementan a medida que aumenta el ángulo de difracción y las distancias.
- El estudio del fenómeno físico de transmisión a través de un obstáculo de una señal mmWave en la banda de 38 GHz indica que la polarización vertical de antenas introduce menores pérdidas en comparación con la polarización horizontal. En el caso de la reflexión la comparación de polarizaciones indica ventaja de la polarización horizontal de antenas sobre la vertical. Adicionalmente para el fenómeno físico de difracción los dos tipos de polarizaciones de antenas introducen pérdidas significativamente similares.
- Una señal mmWave en la banda de 38 GHz experimenta mayores pérdidas por transmisión y menores pérdidas por reflexión cuando incide en una obstrucción de concreto que en comparación con los demás materiales del mismo grosor. Por su parte, el panel yeso y vidrio son los tipos de obstrucción que producen mayores pérdidas por reflexión y menores pérdidas por transmisión. Por otro lado, en la difracción se identifican pérdidas similares en los cinco tipos de obstrucción.
- Las pérdidas debidas a los fenómenos físicos de transmisión a través de una obstrucción, reflexión y difracción de una señal mmWave en la banda de 38 GHz tienen un comportamiento variable con respecto al incremento del ángulo de incidencia y difracción que depende del grosor de fase.
- Las pérdidas de trayecto estimadas en los escenarios de aplicación indican que los resultados de pérdidas debidas a los fenómenos físicos obtenidas en este trabajo de grado, pueden ser utilizadas para el diseño de un sistema de una señal mmWave en la banda de 38 GHz en *indoor*, aún sin disponer del software Wireless InSite. Las curvas de pérdidas debidas a los fenómenos físicos de transmisión a través de una obstrucción, reflexión y difracción y su respectivo análisis según diversos parámetros constituyen un aporte para un modelo de propagación.

## 4.2 TRABAJOS FUTUROS

- Realizar el análisis de la propagación de señales mmWave en entornos *indoor* en otros rangos de frecuencia propios de 5G.
- Incluir pérdidas debidas al cuerpo humano y objetos propios de los entornos indoor en el análisis de las pérdidas de trayecto de señales mmWave.
- Analizar de la propagación de una señal mmWave que tenga en cuenta la movilidad de usuarios.
- Estudiar la propagación de una señal en la banda mmWave en 38 GHz en entornos *outdoor* para sistemas móviles.
- Implementar el sistema de comunicación real en la banda de 38 GHz en entornos *indoor* que permita complementar los resultados obtenidos en este trabajo de grado.

## REFERENCIAS

- [1] ITU-R, «IMT Vision – Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond,» Electronic Publication, Geneva, 2015.
- [2] D. W. Tong y D. P. Zhu, «5G: A technology vision,» *Win Win*, pp. 17-21, 2014.
- [3] B. Woods, «"5G in the UK and beyond: What we know so far",» 25 06 2014. [En línea]. Available: <http://thenextweb.com/mobile/2014/06/25/5g-uk-beyond-know-far/>. [Último acceso: 27 05 2015].
- [4] E. Hardouin, Escritor, *5G an operator view*. [Performance]. Orange Labs Networks, 2014.
- [5] R. Knopp, Escritor, *Coding and Multiple-Access for Sporadic and Small-Payload Traffic Sources*. [Performance]. Mobile Communications Department, EURECOM, Sophia Antipolis, 2014.
- [6] J. G. Andrews y e. al., «What Will 5G Be?,» de *IEEE JSAC SPECIAL ISSUE ON 5G WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS*, 2014.
- [7] P. SEHIER y A. URIE, Escritores, *All About the Fifth G*. [Performance]. Alcatel-Lucent, 2014.
- [8] e. a. Petar Popovski, «Scenarios, requirements and KPIs for 5G mobile and wireless system,» 2013.
- [9] METIS, «METIS Channel Models,» 2015.
- [10] «ITU, “Nomenclature of the Frequency and Wavelength Bands Used in Telecommunications” Rec. ITU-R V.431-7, pp. 1, 2005.».
- [11] «K. Huang and H. Wang, “Millimeter Wave Communication Systems”».
- [12] ITU-R, «Disposición de radiocanales para sistemas del servicio fijo que funcionan en subbandas de la banda 36-40,5 GHz, Recomendación UIT-R F.749-3,» Ginebra, 2012.
- [13] E. E. Theodore S. Rappaport, «Millimeter Wave Cellular Wireless Networks: Potentials and Challenges,» *IEEE*.
- [14] NOKIA, «5G ultra-wideband enhanced local area systems at millimeter wave - See more at: <http://networks.nokia.com/ru/news-events/insight-newsletter/articles/5g->

- ultra-wideband-enhanced-local-area-systems-at-millimeter-wave#sthash.YToSjGzj.dpuf,» 3 9 2013. [En línea]. Available: <http://networks.nokia.com/ru/news-events/insight-newsletter/articles/5g-ultra-wideband-enhanced-local-area-systems-at-millimeter-wave>. [Último acceso: 17 10 2015].
- [15] «Millimeter Wave Propagation: Spectrum Management Implications,» Federal Communications Commission Office of Engineering and Technology, Washington, DC 20554..
- [16] E. e. a. Dahlman, «5G radio access,» *Ericsson Review*, vol. 91, pp. 2-4, 2014.
- [17] METIS, «The METIS 2020 Project,» [En línea]. Available: <https://www.metis2020.com/>. [Último acceso: 16 05 2015].
- [18] ITU, «World Radiocommunication Conference 2015,» [En línea]. Available: <http://www.itu.int/en/ITU-R/conferences/wrc/2015/Pages/default.aspx>. [Último acceso: 16 05 2015].
- [19] V. Lyubchenko y e. al., «Low Intensity Millimeter Waves Reduce the Brain Bioelectrical Activity Reactions, Arising from the Mobile Phone EMF,» [En línea]. Available: <http://cemmedeurope.com/uploads/dokument/millimeterWaveTherapy0.pdf>. [Último acceso: 17 05 2015].
- [20] M. Rojavin y M. Ziskin, «Medical application of millimetre waves,» *Q J Med*, vol. 91, pp. 57-66, 1998.
- [21] Eutelsat, «Eutelsat Communications Via Ka Sat: Global Communication Solutions for any Situation,» 2010.
- [22] A. G. D. o. I. &. Transport, «Millimetre-wave Body Scanner Health and Safety Information Sheet,» 2011.
- [23] D. A. C. Velázquez, «Cobertura dentro de construcciones para Comunicaciones Personales Móviles Vía Satélite,» 10 diciembre 2004. [En línea]. Available: [http://catarina.udlap.mx/u\\_dl\\_a/tales/documentos/lem/campos\\_v\\_da/](http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/campos_v_da/). [Último acceso: 19 06 2015].
- [24] C. P. Vega, de *Sistemas de Telecomunicación*, Cantabria , 2007, pp. 117-118.
- [25] C. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, WILEY, 1989.

- [26] S. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas*, Piscataway: Rutgers University, 2008.
- [27] A. Beléndez, *Fundamentos de Óptica para Ingeniería Informática*, Universidad de Alicante, 1996.
- [28] I. P. W. LANs, «Channel Models for 60 GHz WLAN Systems,» 2010.
- [29] e. a. G. R. MacCartney, «Path Loss Models for 5G Millimeter Wave Propagation Channels in Urban Microcells,» *IEEE Global Communications Conference, Exhibition & Industry Forum*, 2013.
- [30] UIT, «Cálculo de la Atenuación en el Espacio Libre,» 1994.
- [31] S. TAPAN K, J. ZHONG, K. KYUNGJUNG, M. ABDELLATIF y M. SALAZAR-PALMA, «A Survey of Various Propagation Models for Mobile Communication,» *IEEE Antenas and propagation magazine*, vol. 45, nº 3, 2013.
- [32] J. L. Camargo Olivares, *Modelo de Cobertura para Redes Inalámbricas de Interiores*, Capítulo 7, Sevilla, 2009.
- [33] J. B. KELLER, «Geometrical theory of diffraction,» *J. Opt. Soc. Amer*, vol. vol. 52, nº 2, p. 116–130, 1962.
- [34] A. BALANIS, «Geometrical Theory of Diffraction' en Advanced Engineering Electromagnetics,» *Advanced Engineering Electromagnetics Ed. John Wiley & Sons*, pp. 743-847, 1989.
- [35] V. C. Torrecillas, «Programación de una herramienta de trazado de rayos 3D basada en GO y UTD,» *Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación Universidad Politécnica de Cartagena*, pp. 14-17, 2008.
- [36] F. L. H. J. A. M. J. Gutiérrez, Tesis Doctoral; “Evaluación de niveles de campo electromagnético en entornos rurales/urbanos mediante técnicas de procesamiento geométrico y método MECA (modified Equivalent Curren Approximation)”, Universidad de Oviedo, 2010.
- [37] M. Hurtado, *Electromagnetismo Computacional Aplicado al Diseño de Antenas de Microtira*, Universidad Nacional de la Plata, Octubre de 2001.
- [38] S. D. M. Nicolás Beltrán M., *Aplicación del Modelo Ray- Tracing para Determinar el Comportamiento de la Propagación al Interior de Edificios*, Universidad de Chile, 2010.

- [39] N. A. E. Gader, Outdoor Propagation Prediction an Measurement Point to Point for Wireless LAN Application, Facultad de Ingeniería Eléctrica Universidad de Malaysia , Junio de 2008.
- [40] B. Zeidman, «The Universal Design Methodology taking hardware from conception through production,» *DesignFeature*, Diciembre, 2002.
- [41] L. R. Ojeda, "MATLAB: Conceptos Básicos y Programación", Guayaquil, Ecuador, 2004.
- [42] e. a. Lauri Suomalainen, *Open Source Platforms, Applications and Tools for Software Defined Networking and 5G Research*, Helsinki: University of Helsinki, Department of Computer Science, 20154.
- [43] R. Inc, *The Wireless InSite User´s Manual*, 2010.
- [44] M. W. P. Inc., «267 Series Onmi-Directional Antennas».
- [45] NERA, «Multi Service Radio Link System, 5-38GHz,» 2006.
- [46] R. Theodore, *Wireless Communications Principles and Practice Second Edition*, Prentice- Hall, 2010.
- [47] G. Williams, *Physical Science*, 1979: McGraw-Hill.
- [48] S. J. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas*, Rutgers University, 2014.
- [49] e. a. S. Wyne, «Beamforming Effects on Measured mm-Wave Channel Characteristics,» *IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS* , vol. 10, n° 11, 2011.
- [50] e. a. J. H. Kim, «The characteristics of millimeter-wave propagation for NLOS in indoor,» Spectrum Engineering Research Team, Daejeon, 2010.
- [51] e. a. R J. C. Bultitude, «Propagation Considerations for the Design of an Indoor Broad-Band Communications System at EHF,» *IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY*, vol. 47, n° 1, pp. 235-246, 1998.
- [52] A. T. H. Holma, *LTE for UMTS OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access*, WILEY, 2009.
- [53] e. a. T. S. Rappaport, «State of the Art in 60-GHz Integrated Circuits and Systems for Wireless Communications,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, n° 8, p. 1390–1436, 2011.

- [54] ITU, «ITU Terms and Definitions,» [En línea]. Available: <http://www.itu.int/ITU-R/asp/terminology-definition.asp?lang=es&rlink={F6D64DFC-FA33-4B06-9899-73495C89D321}>. [Último acceso: 4 6 2015].
- [55] e. a. T. S. Rappaport, «Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!,» NYU WIRELESS, Polytechnic Institute of New York University, Nueva York, 2013.
- [56] L.Barclay y M.Hall, Radiowave propagation, Peter Peregrinus Ltd, 1989.
- [57] N. N. AS, «Multi Service Radio link System 5-40 GHz».