

UACM

Universidad Autónoma
de la Ciudad de México

Nada humano me es ajeno

COLEGIO DE CIENCIA Y TECNOLOGÍA

LICENCIATURA EN INGENIERÍA EN SISTEMAS ELECTRÓNICOS
Y DE TELECOMUNICACIONES

**Diseño de cobertura para una red WLAN
basada en el estándar IEEE 802.11**

TRABAJO RECEPTACIONAL
QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
LICENCIADO EN INGENIERÍA EN SISTEMAS
ELECTRÓNICOS Y DE TELECOMUNICACIONES

PRESENTA

OSCAR ABRAHAM OCAMPO ROJAS

Director del trabajo recepcional

M. en C. Jaime Pedro Abarca Reyna

Codirectora del trabajo recepcional

M. en I. Patricia Hong Cirión

Ciudad de México, marzo de 2017.

SISTEMA BIBLIOTECARIO DE INFORMACIÓN Y DOCUMENTACIÓN



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE LA CIUDAD DE MÉXICO COORDINACIÓN ACADÉMICA

RESTRICCIONES DE USO PARA LAS TESIS DIGITALES

DERECHOS RESERVADOS[©]

La presente obra y cada uno de sus elementos está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor; por la Ley de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México, así como lo dispuesto por el Estatuto General Orgánico de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México; del mismo modo por lo establecido en el Acuerdo por el cual se aprueba la Norma mediante la que se Modifican, Adicionan y Derogan Diversas Disposiciones del Estatuto Orgánico de la Universidad de la Ciudad de México, aprobado por el Consejo de Gobierno el 29 de enero de 2002, con el objeto de definir las atribuciones de las diferentes unidades que forman la estructura de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México como organismo público autónomo y lo establecido en el Reglamento de Titulación de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México.

Por lo que el uso de su contenido, así como cada una de las partes que lo integran y que están bajo la tutela de la Ley Federal de Derecho de Autor, obliga a quien haga uso de la presente obra a considerar que solo lo realizará si es para fines educativos, académicos, de investigación o informativos y se compromete a citar esta fuente, así como a su autor ó autores. Por lo tanto, queda prohibida su reproducción total o parcial y cualquier uso diferente a los ya mencionados, los cuales serán reclamados por el titular de los derechos y sancionados conforme a la legislación aplicable.

AGRADECIMIENTOS

Agradecimientos.

A Dios a mis padres y a mis hermanos, en especial a Rocio, por ser esa persona que me ha dado apoyo, motivación y palabras de ánimo en todo momento, gracias hermana.

A la Universidad Autónoma de la Ciudad de México por permitirme la oportunidad de realizar mis estudios profesionales y por las facilidades proporcionadas durante mis estudios y para el desarrollo de este proyecto.

Al maestro Jorge Mendoza por sus consejos, apoyo, enseñanzas y por su acompañamiento a lo largo de toda mi trayectoria escolar.

Al maestro Enrique Aranda por su apoyo y enseñanzas.

Al maestro Oscar Valdez por sus, enseñanzas, apoyo y asesoramiento.

A la maestra Patricia Hong por las enseñanzas, por participar como asesora en este proyecto, por sus consejos, por su asesoramiento y apoyo muchas gracias.

Al maestro Pedro Abarca muy en especial por ser parte esencial en el desarrollo de este trabajo, por enseñarme, por asesorarme, por orientarme, por todos aquellos conocimientos que me transmitió muchas gracias.

A Paul, Ivan y Fabian por ser mis compañeros y amigos a largo de mis estudios y por compartir tantas cosas.

A Janette Figueroa por ser parte de este trabajo, por su apoyo por escuchar por aportar por todo los ánimos por los consejos por siempre estar ahí acompañando y escuchando gracias por ser mi amiga.

Oscar A. Ocampo Rojas

INTRODUCCIÓN

Introducción.

Los sistemas de comunicación inalámbricos basados en la propagación de ondas electromagnéticas a través del aire han visto un importante auge en su implementación en la telefonía celular y más recientemente en la transmisión de datos a través de la tecnología Wi-Fi. Debido al incremento del uso de estas tecnologías, se han dedicado múltiples estudios para el desarrollo y optimización de ambos sistemas de comunicación.

Uno de los principales aspectos estudiados en la transmisión de información a través de los sistemas inalámbricos han sido las pérdidas experimentadas en la potencia de la señal transmitida a lo largo de la trayectoria establecida entre un transmisor (Tx) y un receptor (Rx), dicho incremento de pérdidas está relacionado principalmente a dos aspectos que son la distancia y los obstáculos existentes entre Tx y Rx.

En el presente trabajo se ha realizado la documentación acerca de los modelos de cobertura para exteriores utilizados principalmente para los sistemas de telefonía celular y posteriormente se han documentado los modelos de cobertura para interiores enfocándonos más en estos segundos debido a que la herramienta de software que se realizó es implementada en ambientes interiores utilizando la tecnología de transmisión inalámbrica de datos Wi-Fi.

Teniendo en cuenta la importancia en el estudio que se deriva de la cada vez mayor cantidad de sistemas inalámbricos que utilizan la tecnología Wi-Fi, se plantea la creación de una herramienta de software que permita agilizar y optimizar la implementación de estos sistemas en cuanto a la cobertura en un espacio específico utilizando las características estructurales de éste, es decir, la mencionada herramienta de software está orientada a utilizar los modelos de sitio específico con la posibilidad de ser utilizada en diferentes entornos estructurales. El presente trabajo está estructurado de la forma que se describe a continuación.

En el capítulo 1 se presenta el proceso desarrollado para la aparición de los sistemas inalámbricos basados en las ondas electromagnéticas describiendo las características de los modos y los mecanismos de propagación. Posteriormente se presentan las cuestiones relacionadas a las adversidades que se presentan en el medio de transmisión de las ondas electromagnéticas, concluyendo con los modelos de propagación tanto para exteriores como para interiores utilizados en la predicción de pérdidas.

En el capítulo 2 se presenta el estándar IEEE 802.11 para redes WLAN (*Wireless Local Area Network*), con las diferentes versiones de la evolución de dicho estándar, además de incluir de forma general sus características principales de operatividad.

En el capítulo 3 se describe a detalle la realización de una herramienta de software para el diseño y análisis de cobertura de redes WLAN basadas en el estándar IEEE 802.11 revisando, valorando, y seleccionando los modelos de predicción para pérdidas en interiores, además de considerar los factores de pérdidas propuestos por estos modelos y se realiza la evaluación de los modelos mediante un ambiente de oficinas propuesto con la finalidad de caracterizar gráficamente su comportamiento.

En el capítulo 4 se retoma el análisis gráfico de la evaluación obtenida en el capítulo 3 realizada con la utilización de los modelos seleccionados, posteriormente se describen las características estructurales generales del plantel Iztapalapa Casa-Libertad de la UACM, plantel en el cual se ha llevado a cabo el desarrollo de este trabajo, describiendo puntualmente el área morada la cual se ha tomado para ejemplificar el proceso de digitalización de las mediciones del plantel Casa-Libertad. Presentándose el diseño de cobertura obtenido mediante la herramienta de software. Dentro del mismo capítulo 4 se incluye la metodología para la realización de las mediciones, incluyendo las características tanto del equipo utilizado como de la herramienta de software usada para la simulación. Se procede entonces al análisis y descripción de los resultados obtenidos. Finalmente se presentan las conclusiones obtenidas en el desarrollo de este trabajo.

De lo mencionado acerca del desarrollo de este trabajo se contempla entonces generar una aplicación de software que será utilizada como una herramienta utilizada en el diseño de cobertura en interiores con características estructurales específicas del área en la que se desea realizar dicha cobertura.

El punto de partida es realizando pruebas dentro del plantel Casa Libertad de la UACM revisando, utilizando y analizando tanto sus características estructurales como los lugares en los que operan los dispositivos que proporcionan el servicio de Wi-Fi. Esto con la finalidad de tomarlo como punto de inicial para establecer una propuesta basada en la herramienta de cobertura.

CONTENIDO

Agradecimientos.	III
Introducción.	VII
Contenido.	XI
Índice de figuras y tablas.	XVII

Capítulo 1.

PROPAGACIÓN DE ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS EN LAS BANDAS DE FRECUENCIA VHF Y UHF

1.1. Introducción.	3
1.2. Modos de Propagación de las Ondas Electromagnéticas	5
1.3. Mecanismos de Propagación	7
1.3.1. Reflexión	8
1.3.1.1. Reflexión en Dieléctricos	8
1.3.1.2. Ángulo de Brewster	12
1.3.1.3. Reflexión en Conductores Perfectos	13
1.3.2. Difracción	14
1.3.2.1. La Zona de Fresnel	15
1.3.3. Dispersión	17
1.3.4. Refracción	19
1.4. Adversidades del Canal	22
1.4.1. <i>PathLoss</i>	23
1.4.2. <i>Slow Fading</i>	25
1.4.2.1. Bases Físicas	25
1.4.3. <i>Fast Fading</i>	27
1.4.3.1. La Distribución de Rayleigh	28
1.4.3.2. La Distribución de Rice	29
1.4.3.3. Distribución Nakagami-m	30
1.5. Modelos de Predicción	30
1.5.1 Modelos de Predicción Matemáticos	31
1.5.2. Modelos de Predicción Empíricos	32
1.5.3. Modelos de Predicción Estadísticos	32
1.6. Modelos de Predicción para Exteriores	33

1.6.1. Espacio Libre	33
1.6.2. Tierra Plana	35
1.6.3. Okumura	41
1.6.4. Formulación de Hata	44
1.6.5. COST 231	46
1.6.6. Walfisch-Ikegami	48
1.6.7. IMT-2000 para Ambiente Vehicular	52
1.7. Modelos de Predicción para Interiores	52
1.7.1. Log-distancia	53
1.7.2. Ericsson	54
1.7.3. Tuan	55
1.7.4. Factor de Atenuación	57
1.7.5. 1SM (<i>OneSlopeModel</i>)	59
1.7.6. COST 231 MWM (<i>Multi Wall Model</i>)	60
1.7.7. LAM (<i>Linear AttenuationModel</i>)	62
1.7.8. IMT-2000 <i>Indoor</i>	63
1.7.9. Motley-Keenan	63
Referencias	65

Capítulo 2

IEEE 802.11 ESTÁNDAR PARA REDES WLAN

2.1. Introducción	71
2.2. Versiones IEEE 802.11	71
2.3. Frecuencia de Operación IEEE 802.11	73
2.3.1. Especificaciones de Canales	74
2.4. Arquitecturas de Red	74
2.4.1. Ad Hoc	75
2.4.2. Infraestructura	76
2.4.3. Sistema de distribución (DS) y Conjunto de Servicio Extendido (ESS)	77
2.5. Modelo de Referencia IEEE 802.11	78
Referencias	80

Capítulo 3

PROPAGACIÓN EN INTERIORES

3.1. Motivación	85
3.2. Selección de Modelos de Predicción para Interiores	87
3.2.1. Factores de Atenuación	89
3.3. Evaluación de Modelos de Predicción para Interiores	92
3.4. Resultados	96
Referencias	117

Capítulo 4

DISEÑO DE COBERTURA

4.1. Introducción	121
4.2. Plantel Casa-Libertad	121
4.2.1. Área Morada del plantel Casa-Libertad de la UACM	122
4.3. Diseño de Cobertura Mediante el Software de Simulación	124
4.4. Mediciones	128
4.4.1. Metodología de las Mediciones	128
4.4.2. Equipo de Mediciones	129
4.4.2.1. Descripción General del Analizador de Espectros <i>Anritsu Spectrum Master MS2712E</i>	129
4.4.2.2. Características del Analizador de Espectros <i>Anritsu Spectrum Master MS2712E</i>	130
4.5. Resultados	131
Referencias	139
Conclusiones	141
Siglas y acrónimos	145
Anexo	149

ÍNDICE DE FIGURAS Y TABLAS

Índice de figuras.

Capítulo 1. PROPAGACIÓN DE ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS EN LAS BANDAS DE FRECUENCIA VHF Y UHF.

Figura 1.1. Campo eléctrico E y el campo magnético H de una onda electromagnética OEM.	3
Figura 1.2. Capas de la atmósfera.	4
Figura 1.3. Modos de propagación.	6
Figura 1.4. Plano de incidencia para la reflexión de una OEM.	8
Figura 1.5. Principio de Huygens.	15
Figura 1.6. Geometría de Fresnel.	15
Figura 1.7. Dispersión de una OEM.	17
Figura 1.8. Refracción de una OEM en la atmósfera.	20
Figura 1.9. Elementos básicos de un sistema de comunicaciones inalámbricas.	23
Figura 1.10. Elementos básicos de un sistema comunicaciones inalámbricas.	34
Figura 1.11. Propagación sobre un plano de tierra.	35
Figura 1.12. Media de la atenuación relativa al espacio libre ($A_{mu}(f, d)$), sobre un terreno cuasi-plano.	42
Figura 1.13. Factor de corrección, G_{AREA} , para diferentes tipos de terreno.	42

Capítulo 2. IEEE 802.11 ESTÁNDAR PARA REDES WLAN.

Figura 2.1. Esquema de canalización IEE 802.11 para la banda de frecuencia de 2.4 GHz.	74
Figura 2.2. Red <i>ad hoc</i> IBSS.	75
Figura 2.3. Red infraestructura BSS y formación de un ESS (<i>Extended Service Set</i> , Conjunto de servicio extendido) vía DS (<i>Distribution System</i> , Sistema de Distribución).	76
Figura 2.4. Modelo de referencia de IEEE 802.11.	78

Capítulo 3. PROPAGACIÓN EN INTERIORES.

Figura 3.1. Arquitectura de ocho oficinas en un solo nivel.	92
Figura 3.2. Caso 1, antena Tx dentro de oficina 1 y antenas de recepción dentro de las oficinas 4, 6 y 8.	92
Figura 3.3. Caso 2, antena Tx en el pasillo y antenas de recepción Rx en las oficinas 4, 6 y 8.	93
Figura 3.4. Caso 3, antena Tx en el pasillo y antenas de recepción Rx en las oficinas 4, 6 y 8.	94
Figura 3.5. Proceso de la herramienta de evaluación de los modelos de pérdidas por la trayectoria en interiores.	95
Figura 3.6. Caso 1, trayectoria A1 antena Tx en la oficina 1 y antena Rx en la oficina 4.	97
Figura 3.7. Caso 1 trayectoria A2 antena Tx en oficina 1 y antena Rx en la oficina 5.	100
Figura 3.8. Caso 1, trayectoria A3 antena Tx en oficina 1 y antena Rx en oficina 8.	103
Figura 3.9. Caso 2, trayectoria B1 antena Tx en el pasillo y antena Rx en oficina 4.	105
Figura 3.10. Caso 2, trayectoria B2 antena Tx en el pasillo y antena Rx en oficina 6.	107
Figura 3.11. Caso 2, trayectoria B3 antena de Tx en el pasillo antena Rx en oficina 8.	109

Figura 3.12. Caso 3, trayectoria C1 con la antena Tx en el pasillo y la antena Rx en oficina 4.	110
Figura 3.13. Caso 3, trayectoria C2 con la antena Tx en el pasillo y la antena de Rx en oficina 6.	112
Figura 3.14. Caso 3, trayectoria C3 con la antena de Tx en el pasillo y la antena de Rx en oficina 8.	114
Capítulo 4.DISEÑO DE COBERTURA.	
Figura 4.1. Área café del plantel Casa-Libertad.	121
Figura 4.2. Auditorio 2 y jardín cultural del plantel Casa-Libertad.	122
Figura 4.3. Plano de área morada.	123
Figura 4.4. Representación de divisiones de pared del área morada.	124
Figura 4.5. Proceso de la herramienta software para el diseño y análisis de cobertura en interiores.	125
Figura 4.6. Cobertura con el AP ubicado en el cubículo 107 M.	126
Figura 4.7. Mapa de cobertura con el AP ubicado en el cubículo 106 M.	126
Figura 4.8. Mapa de cobertura con el AP ubicado en el cubículo 114 M.	127
Figura 4.9. Mapa de cobertura con el AP ubicado en la cabina a un costado del cubículo 114 M.	128
Figura 4.10. Ubicación del AP en el cubículo 107 M.	129
Figura 4.11. Analizador de espectros <i>Anritsu Spectrum Master MS2712E</i> .	130
Figura 4.12. Disposición de botones de operación del analizador de espectros <i>Anritsu Spectrum Master MS2712E</i> .	131
Figura 4.13. Resultados de las mediciones y valores de simulación para el cubículo 101 M.	132
Figura 4.14. Valores en los puntos de prueba dentro del área morada.	133
Figura 4.15. Promedio de factor de pérdidas por cada espacio del área morada.	134
Figura 4.16. Valores en los puntos de prueba considerando el factor promedio de pérdidas para cada uno de los espacios del área morada del plantel Casa-Libertad.	135
Figura 4.17. Factor promedio de pérdidas general para el área morada.	136
Figura 4.18. Valores en los puntos de prueba considerando el factor promedio general de pérdidas del área morada del plantel Casa-Libertad.	137

Índice de tablas.**Capítulo 1. PROPAGACIÓN DE ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS EN LAS BANDAS DE FRECUENCIA VHF Y UHF.**

Tabla 1.1. Designación de bandas de frecuencia.	5
Tabla 1.2. Modelo Ericsson para una frecuencia de 900 [MHz].	54
Tabla 1.3. Modelo Ericsson para una frecuencia de 1800 [MHz].	55
Tabla 1.4. Factores de pérdidas del modelo 1SM.	60
Tabla 1.5. Tipos de pared para el modelo MWM (<i>Multi-Wall Model</i>).	61
Tabla 1.6. Factor de pérdidas α , para el modelo LAM	62
Tabla 1.7. Factores de pérdidas por paredes y pisos, para el modelo Motley-Keenan.	64

Capítulo 2. IEEE 802.11 ESTÁNDAR PARA REDES WLAN.

Tabla 2.1 Estándares IEEE 802.11	73
----------------------------------	----

Capítulo 3. PROPAGACIÓN EN INTERIORES.

Tabla 3.1. Factor de decaimiento n_{1SM} , para el modelo 1SM.	90
Tabla 3.2. Factor de atenuación α , para el modelo LAM.	90
Tabla 3.3. Factores de pérdidas para el modelo MWM.	91
Tabla 3.4. Factores de atenuación del modelo Motley-Keenan.	91
Tabla 3.5. Ubicación de la antena Tx y las antenas Rx para el caso 1 del modelo de 8 oficinas.	93
Tabla 3.6. Ubicación de la antena Tx y las antenas Rx para el caso 2 del modelo de 8 oficinas.	93
Tabla 3.7. Ubicación de la antena Tx y las antenas Rx para el caso 3 del modelo de 8 oficinas.	94
Tabla 3.8. Resultados obtenidos de la evaluación de la trayectoria A1 presentada en la figura 3.6.	99
Tabla 3.9. Resultados obtenidos de la evaluación de la trayectoria A2 presentada en la figura 3.7.	101
Tabla 3.10. Resultados obtenidos de la evaluación de la trayectoria A2 presentada en la figura 3.8.	103
Tabla 3.11. Resultados obtenidos de la evaluación de la trayectoria B1 presentada en la figura 3.9.	106
Tabla 3.12. Resultados obtenidos de la evaluación de la trayectoria B2 presentada en la figura 3.10.	108
Tabla 3.13. Resultados obtenidos de la evaluación de la trayectoria B3 presentada en la figura 3.11.	109
Tabla 3.14. Resultados obtenidos de la evaluación de la trayectoria C1 presentada en la figura 3.12.	111
Tabla 3.15. Resultados obtenidos de la evaluación de la trayectoria C2 presentada en la figura 3.13.	113
Tabla 3.16. Resultados obtenidos de la evaluación de la trayectoria C3 presentada en la figura 3.14.	114

CAPÍTULO 1

**PROPAGACIÓN DE ONDAS
ELECTROMAGNÉTICAS EN LAS BANDAS
DE FRECUENCIA
VHF Y UHF**

1.1. Introducción.

Los sistemas de comunicación inalámbricos se basan en la propagación de ondas electromagnéticas (OEM) a través del aire, las cuales, como su nombre lo indica, se forman con campos eléctricos y magnéticos. Ambos campos, eléctrico y magnético, varían sinusoidalmente con el tiempo, los dos campos existen siempre juntos debido a que un cambio en un campo eléctrico genera un campo magnético y un cambio en el campo magnético genera un campo eléctrico, lo que implica un flujo de energía de un campo al otro. Las ondas electromagnéticas se propagan a través del espacio transversalmente, esto significa que el campo eléctrico, el campo magnético y la dirección de desplazamiento de la onda son mutuamente perpendiculares. La representación de estos campos se presenta en la figura 1.1, donde E representa el campo eléctrico y H al magnético. La velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas en el espacio libre es la misma que la de la luz, que es de aproximadamente 3×10^8 [m/s] [1, 2, 3].

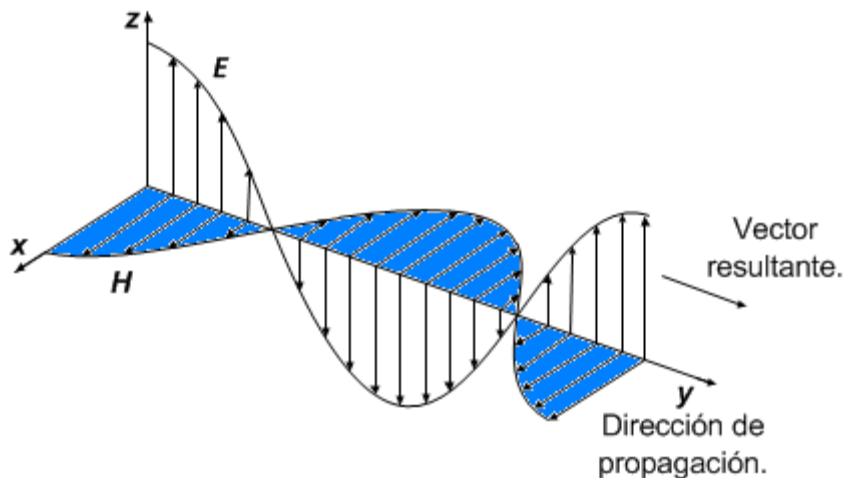


Figura 1.1. Campo eléctrico E y el campo magnético H de una onda electromagnética OEM.

El origen del estudio y la comprensión de las ondas electromagnéticas propagándose en el aire para su utilización en las comunicaciones inalámbricas entre dos puntos tuvo lugar en 1864, año en el que James Clark Maxwell formuló la teoría de la propagación electromagnética publicando en 1873 el tratado sobre electromagnetismo y posteriormente al trabajo experimental desarrollado en laboratorio en 1887 por Heinrich Hertz, quien realizó la primera comunicación inalámbrica utilizando ondas electromagnéticas y demostrando de esta manera la existencia de las mismas, aunque apuntando, que éstas no tenían un uso práctico, ya que consideró que debido a que las frecuencias de audio son bajas, en lugares en donde la propagación fuera pobre, las ondas electromagnéticas no podrían portar la voz.

El trabajo de James Clark Maxwell y Heinrich Hertz representó el punto de partida en el campo de las comunicaciones inalámbricas y varios investigadores se interesaron en trabajar en el desarrollo del campo de las comunicaciones inalámbricas. En 1894 Oliver Lodge utilizó estos principios para construir el primer sistema de comunicación inalámbrico, logrando una distancia de transmisión limitada a 150 metros. En 1897 Guglielmo Marconi, quien trabajaba en Inglaterra consiguió una comunicación inalámbrica a través de una distancia de 16 km, y en 1901 el sistema inalámbrico de Marconi logró atravesar el Océano Atlántico. En 1906, Reginald Fessenden, trabajando en Estados Unidos realizó la primera transmisión de voz y música, utilizando una forma de modulación de amplitud, la cual evitó las limitaciones de propagación en frecuencias bajas observadas por Hertz mediante la traslación de las señales a una frecuencia más alta, como lo hacen todos los sistemas de comunicación inalámbricos actualmente [4, 5, 6, 7, 8].

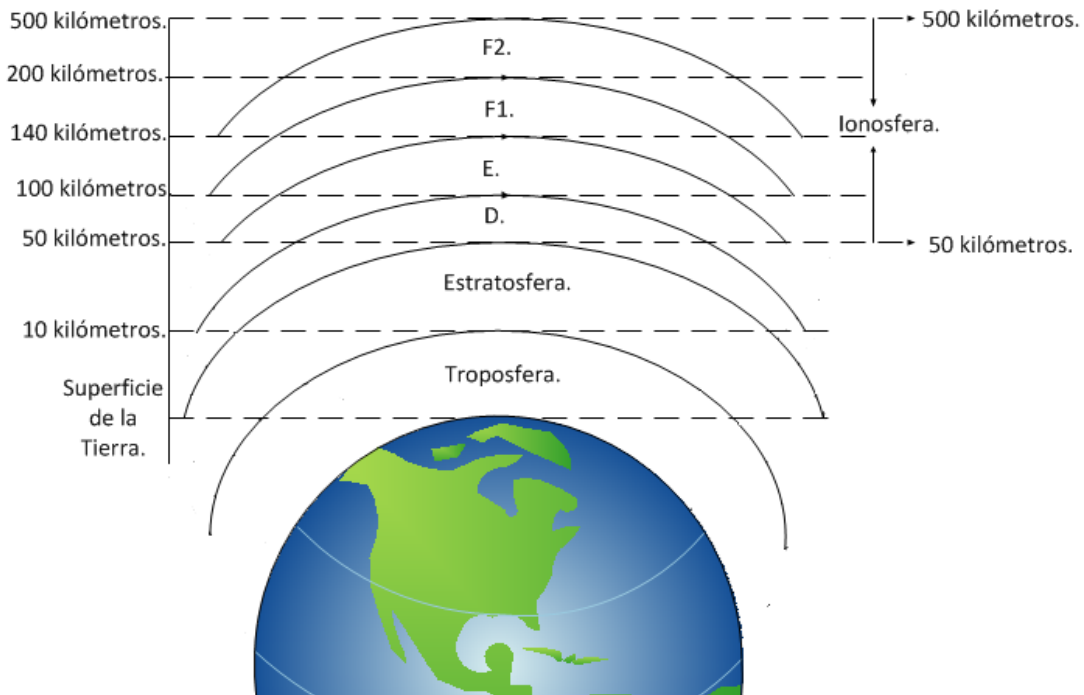


Figura 1.2. Capas de la atmósfera.

La propagación de las ondas electromagnéticas utilizadas en comunicaciones inalámbricas tiene lugar en la atmósfera que rodea la Tierra, la cual está dividida en varias capas como se observa en la figura 1.2. La primera de estas capas es la llamada troposfera, la cual comienza en la superficie de la Tierra y se extiende hasta una altura de alrededor de 10 km. La segunda capa es la estratosfera, la cual se encuentra dentro de un intervalo de altitud que se extiende desde alrededor de 10 km hasta 50 km. La siguiente capa es la ionosfera la cual comienza alrededor de 50 km y se extiende hasta una altura de alrededor de 500 km.

La ionosfera tiene cuatro capas distintas que se observan en la figura 1.2. Ordenadas por el incremento de sus alturas y en el decremento de sus densidades moleculares estas capas son D, E, F1 y F2. Durante el día, cuando los rayos del sol están dirigidos hacia la porción de la atmosfera, las cuatro capas pueden estar presentes. Por la noche, las capas F1 y F2 se fusionan en una sola capa F y las capas D y E se desvanecen. El número de capas, su altura por encima de la Tierra y su relativa intensidad de ionización varían constantemente.

La capa D está ubicada aproximadamente a 50 km por encima de la Tierra existe únicamente durante el día y tiene poco efecto en la curvatura de las trayectorias de las ondas electromagnéticas. La capa E está ubicada aproximadamente a 100 km por encima de la Tierra. Por la noche la intensidad de la capa E decrece y esta se vuelve inútil para la transmisión de radio. La capa F existe en alturas de 140 km por encima de la Tierra [4].

1.2. Modos de Propagación de las Ondas Electromagnéticas.

Las ondas electromagnéticas están clasificadas en diferentes frecuencias dentro del espectro electromagnético, el cual debido a acuerdos internacionales se divide en intervalos conocidos como bandas de frecuencia, las cuales tienen una designación específica como se presenta en la tabla 1.1 [4].

Banda de Frecuencia	Intervalo de Frecuencia
ELF(<i>Extremely Low Frequency</i>)	<3 [KHz]
VLF(<i>Very Low Frequency</i>)	3 [Hz]-30 [KHz]
LF(<i>Low Frequency</i>)	30 [KHz]-300 [KHz]
MF(<i>Medium Frequency</i>)	300 [KHz]-3 [MHz]
HF(<i>High Frequency</i>)	3 [MHz]-30 [MHz]
VHF(<i>Very High Frequency</i>)	30 [MHz]-300 [MHz]
UHF(<i>Ultra High Frequency</i>)	300 [MHz]-3 [GHz]
SHF(<i>Super High Frequency</i>)	3 [GHz]-30 [GHz]
EHF(<i>Extra High Frequency</i>)	30 [GHz]-300 [GHz]

Tabla 1.1. Designación de bandas de frecuencia.

Existen varios modos en los cuales las ondas electromagnéticas se propagan. El modo de propagación depende de la banda de frecuencia. En la figura 1.3, se muestran estos modos de propagación.

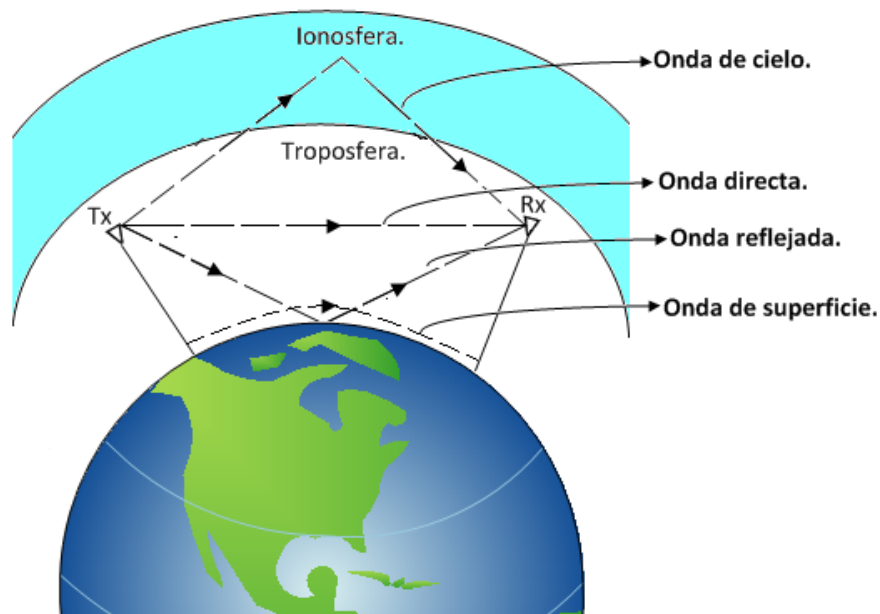


Figura 1.3. Modos de propagación.

Ondas de cielo. Las ondas de cielo se conocen también como ondas ionosféricas, debido a que los sistemas de comunicaciones inalámbricos que usan la propagación de onda de cielo dependen de la ionosfera para proporcionar la trayectoria de la señal entre las antenas de transmisión y recepción. La distancia desde la antena de transmisión al lugar donde las ondas de cielo regresan a la Tierra se conoce como distancia de rebote. La distancia de rebote depende del ángulo de incidencia, la frecuencia de operación, de la altura y densidad de la ionosfera. La altura de la antena, en relación a la frecuencia de operación, afecta el ángulo en el que las ondas de radio transmitidas llegan y atraviesan la ionosfera y luego regresan a la Tierra. Este ángulo de incidencia puede ser controlado para obtener el área de cobertura deseada. La reducción de la altura de la antena incrementa el ángulo de transmisión y proporciona patrones de señal amplios y uniformes en un área grande.

Onda de tierra. Las comunicaciones inalámbricas que se realizan mediante la propagación de las ondas de tierra no utilizan o dependen de las ondas de cielo refractadas desde la ionosfera. La propagación de las ondas de tierra es afectada por las características eléctricas de la Tierra y por la cantidad de difracción de las ondas a lo largo de la curvatura de la Tierra. La intensidad de las ondas de tierra en el receptor depende de la frecuencia y de la potencia de salida en la antena de transmisión Tx, la conductividad y la forma de la Tierra a lo largo de la trayectoria de transmisión y las condiciones meteorológicas locales. La onda de tierra incluye tres componentes: la onda directa, la onda reflejada en la tierra y la onda de superficie.

Onda directa. La onda directa se propaga mediante la trayectoria directa que va desde la antena de transmisión Tx, hasta la antena de recepción Rx. Por lo tanto, la onda directa está limitada a la distancia con línea de vista LOS (*Line Of Sight*) entre la antena de transmisión y la antena de recepción. La distancia con línea de vista puede aumentarse mediante el incremento de la altura de la antena de transmisión Tx, de la antena de recepción Rx, o de ambas, con la finalidad de evitar obstáculos.

Onda Reflejada en la tierra. La onda reflejada de tierra llega a la antena de recepción después de haber sido reflejada desde la superficie de la tierra. La cancelación de la señal de la OEM puede ocurrir cuando la componente reflejada de la tierra y la onda directa llegan a la antena de recepción al mismo tiempo y están fuera de fase 180° una de la otra.

Onda de Superficie. La onda de superficie se propaga siguiendo la curvatura de la Tierra. Esta es afectada por la conductividad y la constante dieléctrica de la misma.

1.3. Mecanismos de Propagación.

Los mecanismos de propagación son los fenómenos físicos a los que están sujetas las OEM cuando viajan a través de la trayectoria entre una antena de transmisión Tx y una antena de recepción Rx. Mediante los mecanismos de propagación se pueden interpretar las interacciones de las OEM con el medio circundante alrededor de la trayectoria de propagación. Estas interacciones se deben al hecho de que la llegada de una OEM no se realiza a través de una trayectoria directa entre la antena de transmisión y la antena de recepción, ya que en la trayectoria la OEM transmitida puede incidir sobre objetos como la superficie de la Tierra o sobre superficies que obstaculizan la trayectoria, en el caso de ambientes exteriores. Otro caso de interacción de las OEM ocurre cuando inciden sobre bordes puntiagudos lo que genera ondas secundarias resultantes del borde, y en donde las ondas secundarias estarán presentes alrededor del borde e incluso detrás del obstáculo, lo que implica la curvatura de las OEM. Otra de las interacciones comunes de las OEM es cuando, éstas inciden sobre objetos que presentan pequeñas irregularidades lo cual genera dispersión entre las ondas generadas de la incidencia y la onda sobre este tipo de superficies [1, 8, 9].

Las múltiples interacciones mencionadas de las OEM sobre diversos objetos, produce que viajen a lo largo de diferentes trayectorias para llegar desde la antena de transmisión Tx hasta la antena de recepción Rx. Estas diferentes trayectorias producen que la señal recibida sea una suma de varias contribuciones provenientes de diferentes direcciones. Los principales mecanismos de propagación son la reflexión, la difracción, la dispersión y la refracción, los cuales se presentarán a continuación.

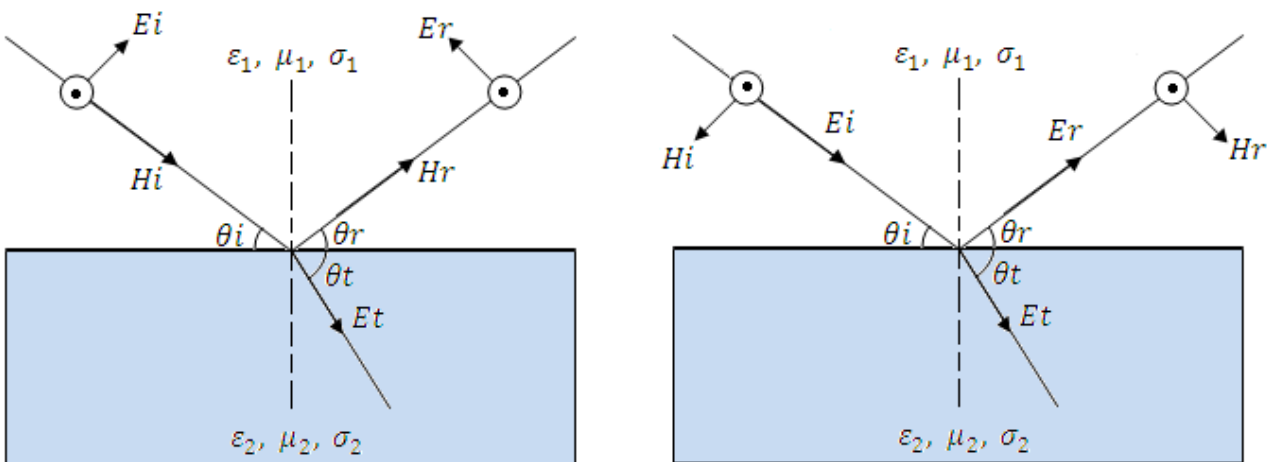
1.3.1. Reflexión.

La reflexión es el mecanismo de propagación en el que una OEM propagándose dentro de un medio incide en un segundo medio con diferentes propiedades electromagnéticas. En esta interacción, si el segundo medio sobre el que incide la OEM es un dieléctrico perfecto, parte de la energía de la OEM se transmite dentro del segundo medio y parte de la energía de la OEM se refleja de nueva cuenta en el primer medio, y no hay pérdida de energía por absorción. Pero si el segundo medio es un conductor perfecto, toda la energía de la OEM que incide en el segundo medio se refleja de vuelta dentro del primer medio sin pérdida de energía en la OEM. La intensidad de campo eléctrico de las OEM reflejadas y transmitidas se relacionan con la onda incidente en el medio de origen mediante el coeficiente de reflexión de Fresnel (Γ), el cual es una función de las propiedades del material y depende de la polarización, ángulo de incidencia, y frecuencia de propagación de la OEM [1, 4, 8, 9].

La polarización de las OEM, significa que tienen componentes de campo eléctrico instantáneos en direcciones ortogonales en el espacio. Una onda polarizada se representa matemáticamente como la suma de dos componentes ortogonales en el espacio, tanto vertical como horizontal. Para una polarización arbitraria, se usa la superposición para calcular los campos reflejados de la reflexión en una superficie [1, 8, 9].

1.3.1.1. Reflexión en Dieléctricos.

En la reflexión entre dos medios dieléctricos parte de la energía de la OEM original es reflejada de nueva cuenta en el primer medio y parte de la energía de la OEM es transmitida dentro del segundo medio como se muestra en la figura 1.4.



a) Campo eléctrico E paralelo al plano de incidencia.

b) Campo eléctrico E normal al plano de incidencia.

Figura 1.4. Plano de incidencia para la reflexión de una OEM.

En la figura 1.4 el campo eléctrico incidente E_i y el campo magnético incidente H_i son los campos componentes de la OEM que incide sobre el segundo medio el cual tiene un ángulo de incidencia θ_i . El campo eléctrico reflejado E_r y el campo magnético H_r son los campos componentes de la OEM que es reflejada de regreso al primer medio con un ángulo de reflexión de vuelta hacia el primer medio θ_r y el campo eléctrico transmitido E_t representa la parte de la energía de la OEM que es transmitida dentro del segundo medio con un ángulo de transmisión dentro del segundo medio θ_t . La reflexión presenta variaciones causadas por la dirección de polarización del campo eléctrico. El comportamiento para direcciones arbitrarias de polarización se estudia mediante la consideración de los dos casos presentados en el plano de incidencia de reflexión de una OEM en la figura 1.4. El plano de incidencia, se define como el plano que contiene, la incidencia, reflexión, y transmisión de los rayos [10].

En el caso que se presenta en la figura 1.4a) la polarización del campo eléctrico es paralela con el plano de incidencia, es decir, el campo eléctrico tiene una polarización vertical, o componente normal, con respecto a la superficie de reflexión, mientras que en el segundo caso que se presenta en la figura 1.4b), la polarización del campo eléctrico es perpendicular al plano de incidencia, lo que implica que el campo apunta hacia fuera de la página, es decir es perpendicular a la página y paralelo a la superficie de reflexión. En la figura 1.4, la permitividad ϵ_1 , la permeabilidad μ_1 y la conductancia σ_1 , son los parámetros correspondientes al primer medio, mientras la permitividad ϵ_2 , permeabilidad μ_2 y la conductancia σ_2 son los parámetros correspondientes al segundo medio. Un medio sin pérdidas, es decir un dieléctrico perfecto, tiene una constante dieléctrica relacionada a un valor relativo de permitividad, ϵ_r , definido mediante la ecuación (1.1),

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r \quad (1.1)$$

donde:

$\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12}$ [F/m], es una constante

ϵ_r = Permitividad relativa del material

De otro modo si se trata de un material dieléctrico con pérdidas, este absorberá potencia y se describe mediante la constante dieléctrica compleja dada por la ecuación (1.2),

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r - j\epsilon' \quad (1.2)$$

donde:

ϵ' = Componente compleja de permitividad relativa del material

La componente compleja de permitividad relativa ϵ_r , se obtiene mediante la ecuación (1.3),

$$\varepsilon' = \frac{\sigma}{2\pi f} \quad (1.3)$$

donde:

σ = Conductividad del material [S/m]

f = Frecuencia de transmisión [Hertz]

Utilizando la superposición es posible considerar únicamente dos polarizaciones ortogonales para resolver los problemas de reflexión de forma general. Los coeficientes de reflexión para los dos casos de polarización del campo eléctrico paralelo y perpendicular en el límite entre dos dieléctricos se obtienen mediante la ecuación (1.4) y la ecuación (1.5),

- Para el caso en que el campo eléctrico es paralelo al plano de incidencia

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{Er}{Ei} = \frac{\eta_2 \sin \theta t - \eta_1 \sin \theta i}{\eta_2 \sin \theta t + \eta_1 \sin \theta i} \quad (1.4)$$

donde:

Γ_{\parallel} = Coeficiente de reflexión para el campo eléctrico incidente paralelo al plano de incidencia

Er = Campo eléctrico reflejado

Ei = Campo eléctrico incidente

η_1 = Impedancia intrínseca del primer medio

η_2 = Impedancia intrínseca del segundo medio

θi = Ángulo de incidencia

θt = Ángulo del campo transmitido en el segundo medio

- Para el caso en el campo eléctrico es perpendicular al plano de incidencia

$$\Gamma_{\perp} = \frac{Er}{Ei} = \frac{\eta_2 \sin \theta i - \eta_1 \sin \theta t}{\eta_2 \sin \theta i + \eta_1 \sin \theta t} \quad (1.5)$$

donde:

Γ_{\perp} = Coeficiente de reflexión para el campo eléctrico incidente perpendicular al plano de incidencia

Er = Campo eléctrico reflejado

Ei = Campo eléctrico incidente

η_1 = Impedancia intrínseca del primer medio

η_2 = Impedancia intrínseca del segundo medio

θi = Ángulo de incidencia

θt = Ángulo del campo transmitido en el segundo medio

La impedancia intrínseca del medio η_i , se obtiene mediante la ecuación (1.6),

$$\eta_i = \sqrt{\frac{\mu_i}{\varepsilon_i}} \quad (1.6)$$

donde:

η_i = Impedancia intrínseca del medio

μ_i = Permeabilidad del medio

ε_i = Permitividad del medio

Las condiciones en el límite de la superficie de incidencia obedecen a la ley de Snell presentada en la figura 1.4 la cual está dada por la ecuación (1.7),

$$\sqrt{\mu_1 \varepsilon_1} \sin(90 - \theta_i) = \sqrt{\mu_2 \varepsilon_2} \sin(90 - \theta_t) \quad (1.7)$$

donde:

μ_1 = Permeabilidad del primer medio

ε_1 = Permitividad del primer medio

θ_i = Ángulo de incidencia

μ_2 = Permeabilidad del segundo medio

ε_2 = Permitividad del segundo medio

θ_t = Ángulo del campo transmitido en el segundo medio

Considerando la relación entre el ángulo de incidencia θ_i y el ángulo reflejado θ_r de la ecuación (1.8), se obtiene el campo reflejado de regreso en el primer medio relacionado al coeficiente de reflexión y al campo incidente mediante la ecuación (1.9) y el campo transmitido en el segundo medio relacionado al coeficiente de reflexión y el campo incidente mediante la ecuación (1.10),

$$\theta_i = \theta_r \quad (1.8)$$

donde:

θ_i = Ángulo de incidencia

θ_r = Ángulo del campo reflejado de regreso en el primer medio

$$E_r = \Gamma E_i \quad (1.9)$$

donde:

E_r = Campo eléctrico reflejado

Γ = Coeficiente de reflexión paralelo o perpendicular, dependiendo si el campo eléctrico es paralelo o perpendicular al plano de incidencia

E_i = Campo eléctrico incidente

$$E_t = (1 + \Gamma) E_i \quad (1.10)$$

donde:

E_t = Campo eléctrico transmitido en el segundo medio

Γ = Coeficiente de reflexión paralelo o perpendicular, dependiendo si el campo eléctrico es paralelo o perpendicular al plano de incidencia

E_i = Campo eléctrico incidente

Para los sistemas de comunicaciones inalámbricas en donde el primer medio es el espacio libre y $\mu_1 = \mu_2$, los coeficientes de reflexión para los dos casos de polarización paralela y perpendicular se simplifican y se obtiene la ecuación (1.11) y la ecuación (1.12) [1, 8, 9].

- Para el caso en que el campo eléctrico es paralelo al plano de incidencia

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{-\varepsilon_r \sin \theta_i + \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \theta_i}}{\varepsilon_r \sin \theta_i + \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \theta_i}} \quad (1.11)$$

donde:

Γ_{\parallel} = Coeficiente de reflexión para el campo eléctrico incidente paralelo al plano de incidencia

ε_r = Permitividad relativa del medio

θ_i = Ángulo de incidencia

- Para el caso en el campo eléctrico es perpendicular al plano de incidencia

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\sin \theta_i - \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \theta_i}}{\sin \theta_i + \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \theta_i}} \quad (1.12)$$

donde:

Γ_{\perp} = Coeficiente de reflexión para el campo eléctrico incidente perpendicular al plano de incidencia

ε_r = Permitividad relativa del medio

θ_i = Ángulo de incidencia

1.3.1.2. Ángulo de Brewster.

El ángulo de Brewster es el ángulo en el cual no ocurre reflexión en el medio de origen, lo cual sucede cuando el ángulo incidente llamado en este caso el ángulo de Brewster θ_B es tal que el coeficiente de reflexión Γ_{\parallel} es igual a cero. El ángulo de Brewster está dado por el valor de θ_B el cual cumple con la ecuación (1.13),

$$\sin(\theta_B) = \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_1 + \epsilon_2}} \quad (1.13)$$

donde:

θ_B = Ángulo de Brewster

ϵ_1 = Permitividad del primer medio

ϵ_2 = Permitividad del segundo medio

Para las comunicaciones inalámbricas en donde el primer medio es el espacio libre y el segundo medio tiene una permitividad relativa ϵ_r , la ecuación (1.13) es expresada ahora mediante la ecuación (1.14),

$$\sin(\theta_B) = \sqrt{\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2 - 1}} \quad (1.14)$$

donde:

θ_B = Ángulo de Brewster

ϵ_r = Permitividad relativa

El ángulo de Brewster ocurre únicamente para la polarización paralela [1].

1.3.1.3. Reflexión en Conductores Perfectos.

En la reflexión en conductores perfectos cuando la onda incide sobre un conductor toda su energía es reflejada, debido a que la energía electromagnética no puede pasar a través de un conductor perfecto. Como el campo eléctrico de la superficie del conductor es igual a cero y siempre obedece las ecuaciones de Maxwell, la onda reflejada tiene la misma magnitud que la onda incidente. Por lo tanto, cuando la polarización del campo eléctrico se encuentra en el plano de incidencia, las condiciones en los límites requieren que el ángulo de incidencia sea igual al ángulo de reflexión [10], es decir, se cumple la relación de la ecuación (1.15),

$$\theta_i = \theta_r \quad (1.15)$$

donde:

θ_i = Ángulo incidente

θ_r = Ángulo de reflexión

Por lo tanto, con el campo eléctrico en el plano de incidencia se cumple la relación de la ecuación (1.16),

$$E_i = E_r \quad (1.16)$$

donde:

E_i = Campo incidente

E_r = Campo reflejado

De forma similar, para el campo eléctrico polarizado horizontalmente, las condiciones de los límites requieren que se cumpla la relación (1.17),

$$\theta_i = \theta_r \quad (1.17)$$

donde:

θ_i = Ángulo incidente

θ_r = Ángulo de reflexión

Por lo tanto, con el campo eléctrico polarizado horizontalmente se cumple la ecuación (1.18),

$$E_i = -E_r \quad (1.18)$$

donde:

E_i = Campo incidente

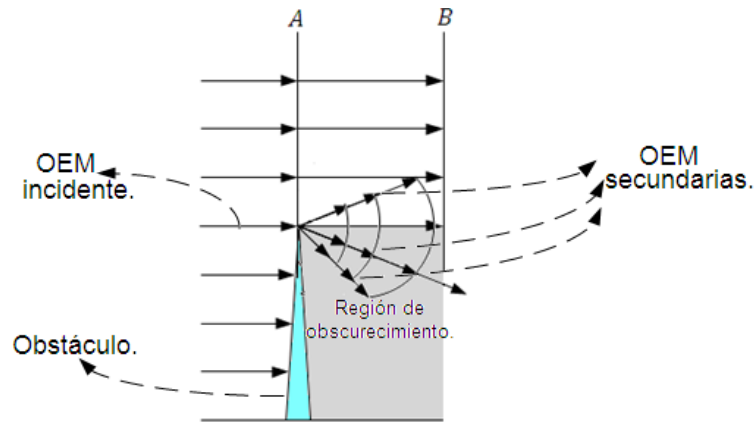
E_r = Campo reflejado

En las ecuaciones (1.15) a (1.18), para un conductor perfecto, los coeficientes de reflexión $\Gamma_{||} = 1$ y $\Gamma_{\perp} = -1$, son independientes del ángulo de incidencia [1, 4, 8, 9].

1.3.2. Difracción.

La difracción es el mecanismo mediante el cual las OEM de las señales de comunicaciones inalámbricas pueden propagarse cuando en la trayectoria de la onda existen obstrucciones con bordes puntiagudos, de modo que las OEM se propaguen detrás de estas obstrucciones.

El mecanismo de la difracción puede ser explicado mediante el principio de Huygens presentado en la figura 1.5, el cual establece que todos los puntos en un frente de una OEM pueden ser considerados como fuentes puntuales para la producción de pequeñas OEM secundarias, las cuales se combinan para producir un nuevo frente de OEM en la dirección de propagación. Mediante la difracción se genera la propagación de pequeñas ondas secundarias incluso detrás de la región de la obstrucción la cual es llamada la región obscurecimiento. La intensidad del campo de una onda difractada en la región de obscurecimiento es el vector suma de los componentes del campo eléctrico de todas las pequeñas ondas secundarias generadas en el espacio alrededor del obstáculo [1, 4, 8, 9].



1.5. Principio de Huygens.

1.3.2.1. La Zona de Fresnel.

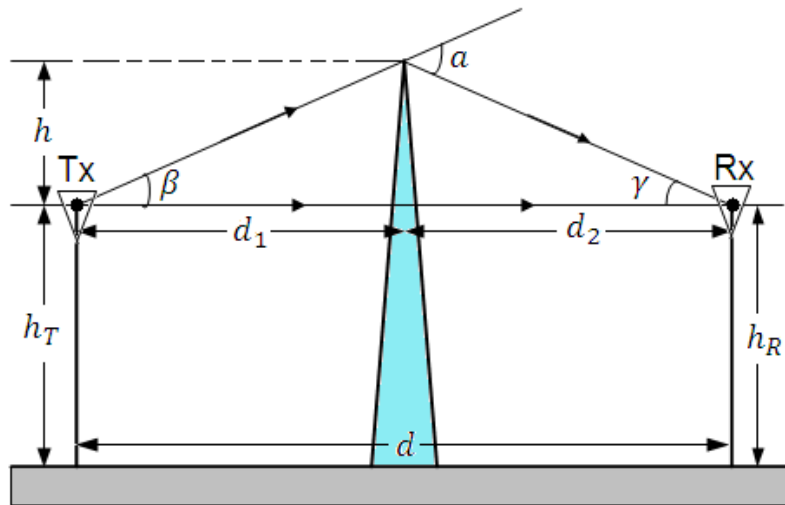


Figura 1.6. Geometría de Fresnel.

La difracción puede ser explicada mediante la geometría de la zona de Fresnel, la cual se presenta en la figura 1.6, en donde se observa una antena de transmisión Tx, y una antena de recepción Rx separadas por una distancia d , con un objeto que obstruye la trayectoria directa de transmisión ubicado a una distancia d_1 con respecto de la antena Tx, y una distancia d_2 con respecto a la antena Rx. Se observa en la figura 1.6 una altura h la cual define la altura que va desde el punto donde se traza una trayectoria directa hasta el punto donde termina el borde superior del obstáculo. Se observa también que la OEM transmitida se propaga por encima de la parte superior del obstáculo lo que implica que la OEM viaja una distancia mayor que si lo hiciera mediante una trayectoria directa en el caso de que existiera línea de vista. La utilización de la geometría de la zona de Fresnel establece que la altura h debe ser mucho más pequeña que las distancias d_1 y d_2 , también que h debe ser mucho más grande que la longitud de onda λ .

Establecidas las consideraciones mencionadas la diferencia entre la trayectoria directa y la trayectoria difractada, conocida como exceso de longitud de trayectoria Δ de la geometría de la zona de Fresnel presentada en la figura 1.6, se obtiene mediante la ecuación (1.19),

$$\Delta \approx \frac{h^2 (d_1 + d_2)}{2 d_1 d_2} \quad (1.19)$$

donde:

Δ = Exceso de longitud de trayectoria, existente entre la trayectoria directa y la trayectoria difractada

h = Altura desde el trazo de trayectoria directa hasta el borde superior del obstáculo

d_1 = Distancia entre el obstáculo y la antena de transmisión Tx

d_2 = Distancia entre el obstáculo y la antena de recepción Rx

La diferencia de fase entre la trayectoria directa y la trayectoria difractada de la geometría de la zona de Fresnel, presentada en la figura 1.6 se obtiene mediante la ecuación (1.20),

$$\phi = \frac{2\pi\Delta}{\lambda} \approx \frac{2\pi}{\lambda} \frac{h^2 (d_1 + d_2)}{2 d_1 d_2} \quad (1.20)$$

donde:

ϕ = Diferencia de fase, existente entre la trayectoria directa y la trayectoria difractada

Δ = Exceso de longitud de trayectoria, existente entre la trayectoria directa y la trayectoria difractada

λ = Longitud de onda, de la OEM transmitida

h = Altura desde el trazo de la trayectoria directa hasta el borde superior del obstáculo

d_1 = Distancia entre el obstáculo y la antena de transmisión Tx

d_2 = Distancia entre el obstáculo y la antena de recepción Rx

La fase entre una trayectoria directa con línea de vista y una trayectoria difractada está en función de la altura y la posición de la obstrucción, así como de la ubicación del transmisor y el receptor. En problemas prácticos de difracción, en los que generalmente la antena Tx y la antena Rx no tienen la misma altura es útil simplificar la geometría a una forma similar a la geometría presentada en la figura 1.6, estableciendo tanto la trayectoria directa como la difractada, de manera que los valores de los ángulos no sean modificados [1, 4, 8, 9].

1.3.3. Dispersión.

La dispersión es el mecanismo de propagación en el que cuando una onda de radio incide sobre una superficie con irregularidades, la energía reflejada es difundida en todas direcciones.

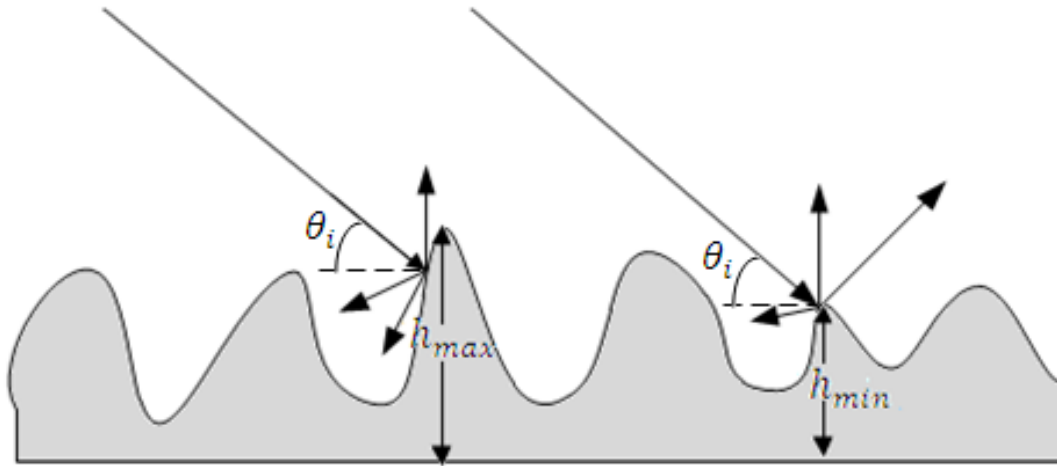


Figura 1.7. Dispersión de una OEM.

En general una superficie sobre la cual incide una OEM es considerada como reflectante si sus dimensiones son mucho más grandes que la de la longitud de onda. Sin embargo una superficie que presenta irregularidades puede llegar a producir efectos de dispersión como se observa en la figura 1.7. Por lo tanto, una prueba para considerar si una superficie que presenta irregularidades producirá el efecto de dispersión en la onda que incide se realiza mediante el uso del criterio de Rayleigh, el cual define una altura crítica h_c de las irregularidades superficiales relacionada al ángulo de incidencia θ_i de la OEM mediante la ecuación (1.21),

$$h_c = \frac{\lambda}{8 \sin \theta_i} \quad (1.21)$$

donde:

h_c = Altura crítica

λ = Longitud de onda de la OEM

θ_i = Ángulo de incidencia de la OEM

Utilizando la ecuación (1.21), se puede establecer que una superficie se considera lisa, si desde la altura mínima hasta la altura máxima de las irregularidades de la superficie son menores a la altura crítica h_c , y por el contrario se considera una superficie irregular si las irregularidades son más grandes que la altura crítica h_c .

Para superficies irregulares, el coeficiente de reflexión de superficie lisa debe ser multiplicado por un factor de pérdidas por dispersión ρ_s , para considerar la atenuación del campo reflejado. W. S.

Ament [11] consideró que la altura h de las protuberancias de las superficies irregulares es una variable aleatoria con distribución Gaussiana con una media local y estableció que el factor de pérdidas por dispersión ρ_s que se obtiene mediante la ecuación (1.22),

$$\rho_s = e^{\left[-8 \left(\frac{\pi \sigma_h \sin \theta_i}{\lambda} \right)^2 \right]} \quad (1.22)$$

donde:

ρ_s = Factor de pérdidas por dispersión

σ_s = Desviación estándar de la altura de la protuberancia alrededor de la media de las protuberancias de la superficie

θ_i = Ángulo de incidencia de la OEM

λ = Longitud de onda de la OEM

El factor de pérdidas de dispersión ρ_s derivado por W. S. Ament, fue modificado por L. Boithias [12] para dar una mejor concordancia con resultados medidos y lo expresó mediante la ecuación (1.23),

$$\rho_s = e^{\left[-8 \left(\frac{\pi \sigma_h \sin \theta_i}{\lambda} \right)^2 \right]} I_0 \left[8 \left(\frac{\pi \sigma_h \sin \theta_i}{\lambda} \right)^2 \right] \quad (1.23)$$

donde:

ρ_s = Factor de pérdidas por dispersión

σ_s = Desviación estándar de la altura de la protuberancia alrededor de la media de las protuberancias de la superficie

θ_i = Ángulo de incidencia de la OEM

I_0 = Coeficiente de Bessel del primer tipo y orden cero

Los campos E reflejados para los casos en que la altura de las protuberancias h es mayor que la altura crítica h_c , pueden ser resueltos para superficies usando un coeficiente de reflexión modificado dado por la ecuación (1.24) [1],

$$\Gamma_{irr} = \rho_s \Gamma \quad (1.24)$$

donde:

Γ_{irr} = Coeficiente de reflexión para superficies irregulares

ρ_s = Factor de pérdidas por dispersión

Γ = Coeficiente de reflexión

1.3.4. Refracción.

La refracción atmosférica es el mecanismo de propagación en el que la dirección de una OEM se curva a medida que esta se propaga a través de la atmosfera de la Tierra. En sistemas de comunicación inalámbricas con una antena de transmisión Tx y una antena de recepción Rx en la superficie de la Tierra la refracción de las OEM se propagan a través de la capa baja de la atmosfera llamada troposfera la cual se extiende desde la superficie de la Tierra hasta una altura de aproximadamente 15 [km] como se observa en la figura 1.8.

El índice de refracción de la atmósfera de la Tierra tiene un valor típico en la superficie de alrededor de 1.0003, el cual es ligeramente mayor que el valor del espacio libre el cual tiene un valor de refracción de 1. Dado que el valor es tan cercano a 1, es común expresar el índice de refracción en unidades N mediante la ecuación (1.25),

$$N = (n - 1) \times 10^6 \quad (1.25)$$

donde:

N = Valor de refracción de la atmosfera

$n = 1.0003$, índice de refractividad de la atmosfera de la Tierra

El valor de N varía con la presión, con la temperatura y con la presión del vapor de agua de la atmosfera, debido a la ubicación y la altura. La variación dominante es vertical con la altura por encima de la superficie de la Tierra, con el valor de N acercándose a cero lo que implica que el valor de n se acerca a 1, a medida que la altura se incrementa. La variación es aproximadamente exponencial dentro de pocas decenas de kilómetros de la atmósfera de la Tierra en la tropósfera, mediante la ecuación (1.26),

$$N = N_s e^{\left(-\frac{h}{H}\right)} \quad (1.26)$$

donde:

N = Valor de refractividad en la atmósfera

$N_s = 315$, valor de refracción en la superficie

h = Altura propuesta por encima de la superficie de la Tierra

$H = 7.35$ [km], altura de referencia

Los valores de N_s y H , son valores de referencia estándar [13], de modo que la ecuación (1.26) es utilizada como la aproximación de una atmósfera estándar.

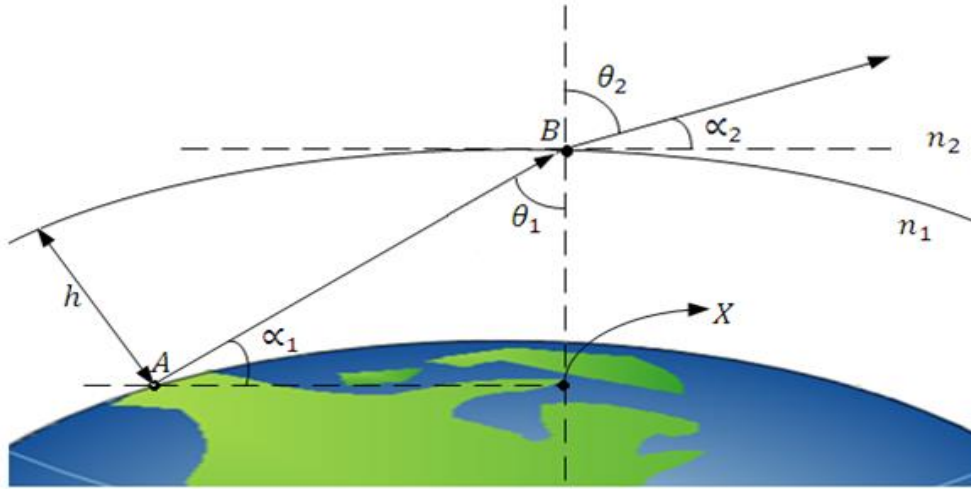


Figura 1.8. Refracción de una OEM en la atmósfera.

La variación del índice de refracción debido a la altura es la causa de que la velocidad del cambio de fase de las OEM sea ligeramente más lenta cerca de la superficie de la Tierra, de tal manera que las trayectorias de radio no son rectas pero tienden a curvarse ligeramente hacia la Tierra como se observa en la figura 1.8, en donde se define la geometría de un caso simplificado. La atmósfera está dividida en dos capas con índices de refracción diferentes, la transición de $n = n_1$ a $n = n_2$ ocurre en una altura h por encima de la superficie de la Tierra. Se observa el trazo de la OEM con un ángulo α que parte de la superficie de la Tierra y ángulo de incidencia θ_1 entre capas.

Considerando que la refracción ocurre con la OEM y la interfaz ubicadas en un plano, la curvatura de la OEM puede ser calculada utilizando la ley de refracción de Snell mediante la ecuación (1.27),

$$\frac{\text{sen}\theta_1}{\text{sen}\theta_2} = \frac{n_2}{n_1} \quad (1.27)$$

donde:

θ_1 = Ángulo de incidencia de la OEM sobre la interfaz con respecto al plano

θ_2 = Ángulo de la OEM resultante sobre la interfaz con respecto al plano

n_1 = Índice de refracción por debajo de la interfaz

n_2 = Índice de refracción por encima de la interfaz

Todo lo anterior con respecto a la figura 1.8, en el triángulo ABX, donde X está referenciado al centro de la Tierra, los ángulos y las longitudes de los lados pueden relacionarse usando la ley de senos expresada en la ecuación (1.28),

$$\frac{R+h}{\text{sen}\left(\alpha_1 + \frac{\pi}{2}\right)} = \frac{R}{\text{sen}\theta_1} \quad (1.28)$$

donde:

α_1 = Ángulo de la OEM con respecto a la Tierra

$R = 6375$ [km], radio estándar de la Tierra

h = Altura entre la Tierra y la interfaz

θ_1 = Ángulo de incidencia de la OEM sobre la interfaz con respecto al plano

De nuevo todo lo anterior es con referencia a la figura 1.8. Substituyendo la ecuación (1.28) en la ecuación (1.27) se obtiene la ecuación (1.29),

$$\frac{\cos \alpha_1}{\text{sen}\theta_2} = \frac{R+h}{R} \left(\frac{n_2}{n_1} \right) = \frac{\cos \alpha_1}{\cos \alpha_2} \quad (1.29)$$

donde:

α_1 = Ángulo de la OEM con respecto a la Tierra

α_2 = Ángulo de la OEM resultante con respecto a la interfaz

θ_2 = Ángulo de la onda resultante sobre la interfaz con respecto al plano

$R = 6375$ [km], radio estándar de la Tierra

h = Altura entre la Tierra y la interfaz

n_1 = Índice de refracción por debajo de la interfaz

n_2 = Índice de refracción por encima de la interfaz

θ_1 = Ángulo de incidencia de la OEM sobre la interfaz con respecto al plano

La ecuación (1.29) es conocida como la ley de Bourger y puede ser aplicada para trazar las OEM generadas en la refracción aproximadas a través de regiones con cualquier perfil de índice de refracción. La curvatura de la OEM resultante se ilustra en la figura 1.8. Para pequeñas alturas, la atmósfera estándar, de la ecuación (1.26) puede ser aproximada linealmente, utilizando la ecuación (1.30),

$$N \approx N_s - \frac{N_s}{H} h \quad (1.30)$$

donde:

N = Valor de refractividad en la atmósfera

$N_s = 315$, valor de refracción en la superficie

h = Altura propuesta por encima de la superficie de la tierra

$H = 7.35$ [km], altura de referencia

El índice de refracción cerca de la tierra tiene un gradiente casi constante de alrededor de -39 N unidades por kilómetro. En este caso, cuando el ángulo de elevación de la OEM es cercano a cero, la curvatura de la OEM resultante es constante, por lo que la trayectoria del rayo es el arco de un círculo. El radio de este círculo puede ser calculado mediante la ecuación (1.31) [4, 8, 9],

$$k = \frac{1}{1 + R(dn / dh)} \quad (1.31)$$

donde:

k = Radio efectivo de la Tierra relacionado a la OEM generada

R = 6735 kilómetros [km], valor estándar del radio real de la Tierra

$\frac{dn}{dh}$ = -39 N unidades por kilómetro [unidades/km], gradiente de refracción de una atmosfera estándar

1.4 Adversidades del canal.

Las adversidades del canal son aquellos aspectos que afectan la propagación de las OEM y debido a los cuales parte de la energía de las OEM que es radiada por la antena de transmisión llega a la de recepción, atenuada por las pérdidas en la trayectoria o mediante la propagación a través de diferentes trayectorias.

El estudio de tales aspectos tiene una gran relevancia como consecuencia directa de la implementación de un número cada vez mayor de sistemas de comunicaciones inalámbricas. De tal modo que diversos estudios están principalmente dirigidos a los aspectos que afectan la trayectoria de propagación de las OEM en ambientes como áreas abiertas, ambientes urbanos y suburbanos. Se estudian también otros tipos de ambientes dentro de áreas como túneles, pasajes subterráneos y en ambientes interiores en edificios [2, 14].

Las adversidades del canal que afectan a las OEM a lo largo de las trayectorias de propagación, son causadas por las interacciones de las OEM dentro del ambiente de propagación, dichas interacciones son principalmente la reflexión, la difracción, la dispersión y la refracción, llamadas en conjunto mecanismos de propagación y presentadas en secciones anteriores [1, 4, 8, 9].

Las adversidades del canal existentes en la trayectoria de propagación de las OEM son utilizadas tanto para la obtención de las pérdidas en la trayectoria como para la obtención de las fluctuaciones en la amplitud de las OEM que se propagan. Las fluctuaciones de las señales transmitidas se conocen como desvanecimientos que a su vez se dividen en desvanecimientos lentos y desvanecimientos rápidos. El cálculo de pérdidas en la trayectoria, desvanecimientos lentos y desvanecimientos rápidos, así como su definición se presenta a continuación.

1.4.1. PathLoss.

Las pérdidas en la trayectoria (*PathLoss*), se definen como la atenuación que produce la disminución de la potencia de la señal a medida que ésta se propaga a lo largo de la trayectoria establecida entre la antena de transmisión Tx y la antena de recepción Rx. El cálculo de pérdidas en la trayectoria incluye todos los elementos posibles de pérdidas asociados con las interacciones entre la onda que se propaga y cualquier objeto entre las antenas de transmisión y recepción. La distancia es considerada el factor crítico que afecta a las pérdidas en la trayectoria, de tal modo que en general las pérdidas en la trayectoria se pueden calcular en función de la distancia entre las antenas Tx y Rx mediante la consideración inicial de que las pérdidas en la señal son idénticas en cada incremento de una distancia determinada. Es decir, que la potencia de la señal decrece a medida que la distancia se incrementa.

Las pérdidas en la trayectoria presentan cierto grado de complejidad para medirse directamente, debido a que varias pérdidas y ganancias del sistema de comunicaciones inalámbricas deben ser consideradas. Con el fin de definir las pérdidas apropiadamente, tanto estas como las ganancias y las potencias de la antena Tx y Rx deben de ser consideradas en el sistema. Los elementos básicos de un sistema de comunicación inalámbrico se presentan en la figura 1.9.

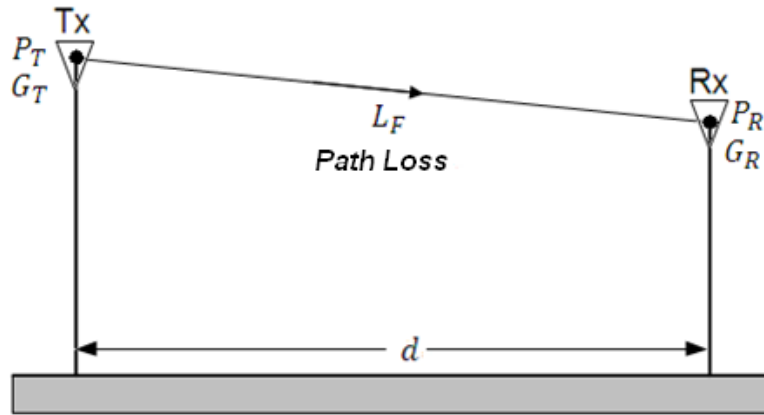


Figura 1.9. Elementos básicos de un sistema de comunicaciones inalámbricas.

Harald T. Friis [15], formuló la relación para la obtención de pérdidas en la trayectoria en el espacio libre para el sistema presentado en la figura 1.9, donde consideró la potencia de transmisión P_T y la ganancia de transmisión G_T de la antena de transmisión Tx, la potencia de recepción P_R y la ganancia de recepción G_R de la antena de recepción Rx, la longitud de la onda de la señal transmitida y la distancia d entre la antena Tx y Rx. Esta formulación es conocida como la fórmula de Friis y se presenta en la ecuación (1.32),

$$L_F = \frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (1.32)$$

donde:

L_F = Pérdidas en la trayectoria en el espacio libre [W]

P_R = Potencia de recepción [W]

P_T = Potencia de transmisión [W]

G_R = Ganancia de recepción [W]

G_T = Ganancia de transmisión [W]

d = Distancia [m]

λ = Longitud de onda de la señal transmitida [m]

La longitud de onda λ , es la relación de la velocidad de la luz en el espacio libre y la frecuencia de la señal transmitida y se obtiene mediante la ecuación (1.33),

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1.33)$$

donde:

λ = Longitud de onda [m]

$c = 3 \times 10^8$, velocidad de la luz [m/s]

f = Frecuencia de la señal [Hz]

De modo que sustituyendo la longitud de onda λ de la ecuación (1.33) en la ecuación (1.32), la ecuación de Friis, puede también quedar expresada mediante la ecuación (1.34),

$$L_F = \frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{c}{4\pi df} \right)^2 \quad (1.34)$$

donde:

L_F = Pérdidas en la trayectoria en el espacio libre [W]

P_R = Potencia de recepción [W]

P_T = Potencia de transmisión [W]

G_R = Ganancia de recepción [W]

G_T = Ganancia de transmisión [W]

d = Distancia [m]

$c = 3 \times 10^8$, velocidad de la luz [m/s]

f = Frecuencia de la señal [Hz]

Las pérdidas en la trayectoria en el espacio libre obtenidas mediante la fórmula de Friis son utilizadas como la consideración inicial para el diseño de un sistema de comunicaciones

inalámbricas estableciendo el valor obtenido mediante este modelo como la cota inferior de pérdidas en la trayectoria [1, 2 4, 8, 9, 15, 16].

1.4.2. *Slow Fading*.

Los desvanecimientos lentos (*slow fading*) son las variaciones alrededor de un valor medio de la potencia de la señal transmitida, variaciones que son causadas por la existencia de obstáculos en distancias de alrededor de un par de kilómetros, en la trayectoria total entre la antena de transmisión Tx y la antena de recepción Rx.

Las variaciones generadas por los desvanecimientos lentos producen que las señales que llegan a la antena de recepción Rx sufran el incremento de pérdidas, mientras que otras tendrán una intensidad de señal incrementada con respecto al valor medio calculado en las pérdidas de propagación, debido a que en la práctica existen múltiples obstáculos a lo largo de la trayectoria en una distancia determinada. Los desvanecimientos lentos son también conocidos como, obscurecimientos (*shadowing*) o desvanecimientos de término largo [2,9].

1.4.2.1. Bases Físicas.

Para la obtención de desvanecimientos lentos se considera que las contribuciones a la atenuación de la señal a lo largo de la trayectoria de propagación actúan independientemente, de tal modo que la atenuación total A es una relación de potencia, generada por N contribuciones individuales, que se obtiene mediante el producto de estas contribuciones como se presenta en la ecuación (1.35),

$$A = A_1 \times A_2 \times \dots \times A_N \quad (1.35)$$

donde:

A = Atenuación total

$A_{1,\dots,N}$ = Contribuciones de atenuaciones individuales

Si esto se expresa en decibeles, el resultado es la suma de las pérdidas individuales en decibeles expresado mediante la ecuación (1.36)

$$L = L_1 + L_2 + \dots + L_N \quad (1.36)$$

Mediante el teorema del límite central se establece que si todas las contribuciones L_N son consideradas variables aleatorias, las pérdidas L son una variable aleatoria Gaussiana. Por lo tanto, A debe ser log-normal [17, 18]. De donde resulta que si los desvanecimientos lentos son

incluidos, las pérdidas en la trayectoria se convierten en una variable aleatoria dada por la ecuación (1.37),

$$L_D = L_{50} + L_s \quad (1.37)$$

donde:

L_D = Pérdidas en la trayectoria incluyendo pérdidas de desvanecimiento

L_{50} = Pérdidas en el 50%, de las ubicaciones en una distancia determinada que no exceden la mediana local de las pérdidas calculadas en la trayectoria

L_s = Componente de desvanecimientos lentos

L_s , tiene una componente aleatoria Gaussiana con media cero y una desviación estándar σ_L . La función de densidad de probabilidad PDF (*Probability Distribution Function*) de L_s está dada por la fórmula Gaussiana estándar, ecuación (1.38) [9],

$$p(L_s) = \frac{1}{\sigma_L} e^{\left[-L_s^2 / 2\sigma_L^2\right]} \quad (1.38)$$

donde:

$p(L_s)$ = Función de distribución de probabilidad de L_s

L_s = Componente de desvanecimientos lentos

σ_L = Desviación estándar

Con el fin de proporcionar comunicaciones confiables en una determinada distancia, un margen de desvanecimiento z en decibeles [dB] se agrega de acuerdo con la confiabilidad requerida del sistema. Mediante la adición del margen de desvanecimiento la cobertura puede verse disminuida pero la confiabilidad se incrementa en gran medida como una proporción mucho menor de puntos, excediendo las pérdidas máximas aceptables en la trayectoria.

La probabilidad de que los desvanecimientos lentos incrementen las pérdidas en la trayectoria media al menos z [dB] está dada entonces por la ecuación (1.39),

$$\text{Pr}[L_s > z] = \int_{L_s=z}^{\infty} p(L_s) dL_s = \int_{L_s=z}^{\infty} \frac{1}{\sigma_L \sqrt{2\pi}} e^{\left[-L_s^2 / 2\sigma_L^2\right]} dL_s \quad (1.39)$$

donde:

L_s = Componente de desvanecimientos lentos

z = Margen de desvanecimiento

σ_L = Desviación estándar

Es entonces conveniente normalizar la variable z por la variabilidad de ubicación y se obtiene la ecuación (1.40),

$$\Pr[L_S > z] = \int_{x=z/\sigma_L}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{[-x^2/2]} dx = Q\left(\frac{z}{\sigma_L}\right) \quad (1.40)$$

donde:

L_S = Componente de desvanecimientos lentos

z = Margen de desvanecimiento

σ_L = Desviación estándar

Q = Distribución acumulativa complementaria

Los valores de Q pueden ser calculados mediante la función $erfc$, que se presenta en la ecuación (1.41),

$$Q(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{x=t}^{\infty} e^{(-x^2/2)} dx = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{t}{\sqrt{2}}\right) \quad (1.41)$$

donde:

$Q(t)$ = Distribución acumulativa complementaria

L_S = Componente de desvanecimientos lentos

z = Margen de desvanecimiento

σ_L = Desviación estándar

t = Ubicación de variabilidad en función de z y σ_L

La función Q puede ser usada para evaluar el margen de desvanecimiento necesario para cualquier ubicación de variabilidad en concordancia con la ecuación (1.41) utilizando $t = z/\sigma_L$ [2, 9].

1.4.3. Fast Fading.

Los desvanecimientos rápidos (*Fast Fading*), son las variaciones rápidas que se presentan alrededor de un valor medio de la potencia de la señal transmitida, variaciones que son causadas por la existencia de obstáculos en distancias de alrededor de unos pocos de cientos de metros en la trayectoria total entre la antena de transmisión Tx y la antena de recepción Rx, como es el caso de transmisiones de señal en exteriores y que se ven aún más incrementadas en interiores en donde existe una mayor cantidad de obstáculos en distancias más cortas. Los desvanecimientos rápidos son también conocidos como desvanecimientos de término corto [2,9].

Los desvanecimientos rápidos son resultado de la propagación de una señal mediante múltiples trayectorias, debido a pequeños movimientos del transmisor, el receptor e incluso de los objetos circundantes que obstaculizan la señal. El cálculo de desvanecimientos rápidos mediante sus propiedades estadísticas se realiza con la consideración de los tres siguientes casos:

- NLOS (*Non Line Of Sight*). No existe línea de vista entre la antena de transmisión Tx y la antena de recepción Rx, es decir no existe una trayectoria dominante. Este caso se puede modelar con una variable aleatoria de Rayleigh.
- LOS (*Line of Sight*). Existe línea de vista entre la antena de transmisión Tx y la antena de recepción Rx, es decir existe una trayectoria dominante. Este caso se puede modelar con una distribución de Rice.
- El tercer caso considera que existe más de una trayectoria dominante y se modela mediante la distribución Nakagami-m.

1.4.3.1. La Distribución de Rayleigh.

El teorema del límite central establece que, bajo ciertas condiciones, la suma de suficientes variables aleatorias independientes se aproxima de forma muy cercana a una distribución normal. En el caso NLOS, de los desvanecimientos rápidos las partes real e imaginaria de las componentes multitrayectoria cumplen estas condiciones debido a que se componen de la suma de un gran número de ondas, la suma de estas componentes se presenta en la ecuación (1.42),

$$\alpha = x + jy \quad (1.42)$$

donde:

α = Variable aleatoria Gaussiana

x = Componente real variable Gaussiana

y = Componente imaginaria variable Gaussiana

Las componentes de la onda α son variables aleatorias Gaussianas, por tanto, la variable α es una variable aleatoria Gaussiana compleja. La función de densidad de probabilidad PDF de la distancia de cada punto desde el origen es obtenida mediante la ecuación (1.43),

$$r = |\alpha| = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (1.43)$$

donde:

r = Mediana de la función de distribución de probabilidad

α = Variable aleatoria Gaussiana

x = Componente real variable Gaussiana

y = Componente imaginaria variable Gaussiana

La función de distribución de probabilidad del vector r es una distribución de Rayleigh y se expresa mediante la ecuación (1.44) [2, 8, 9],

$$p_R(r) = \left(\frac{r}{\sigma^2} \right) e^{(-r^2/2\sigma^2)} \quad (1.44)$$

donde:

p_R = Distribución de probabilidad de Rayleigh

r = Mediana de la función de distribución de probabilidad

σ^2 = Varianza de las variables real e imaginaria

1.4.3.2. La Distribución de Rice.

En el caso en el que existe una trayectoria con línea de vista LOS, es decir una trayectoria dominante con una intensidad constante que es sumada con un número de ondas de señales aleatorias multitrayectoria más débiles, la distribución de tal suma se describe mediante la distribución de Rice expresada mediante la ecuación (1.45) [19],

$$p_{Ri}(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-(r^2 + A_c^2)/2\sigma^2} I_0\left(\frac{rA_c}{\sigma^2}\right) \quad (1.45)$$

donde:

p_{Ri} = Distribución de probabilidad de Rice

r = Mediana de la función de distribución de probabilidad

A_c = Amplitud constante de la señal predominante

σ^2 = Varianza de las variables real y compleja de las señales aleatorias

I_0 = Función de Bessel modificada del tipo uno y orden cero

Cuando A_c es cero, la ecuación (1.45) se convierte en una distribución de Rayleigh, por lo tanto ésta puede ser vista como un caso especial de la distribución de Rice [2, 8, 9, 19].

1.4.3.3. Distribución Nakagami-m.

Para la mayoría de los propósitos los casos Rayleigh y Rice son suficientes para caracterizar el rendimiento de los sistemas en los canales móviles. Sin embargo, algunas transmisiones no son ni Rice ni Rayleigh. Si, por ejemplo, dos trayectorias son comparables en potencia y son dominantes sobre el resto de las trayectorias, las estadísticas de la señal no podrán ser bien aproximadas mediante una distribución de Rice.

Una distribución alternativa, para tales casos, conocida como la distribución Nakagami-m es utilizada [20]. La distribución Nakagami-m considera que la señal recibida es una suma de vectores con magnitudes aleatorias y fases aleatorias, conduciendo a una mayor flexibilidad y mayor exactitud en la adecuación de los datos experimentales que el uso de distribuciones de Rayleigh o Rice [21].

La PDF de la distribución Nakagami-m, con $r \geq 0$ esta dada por la ecuación (1.46),

$$p_{N-m}(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m r^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega}r^2} \quad (1.46)$$

donde:

p_{N-m} = Distribución de probabilidad Nakagami-m

$\Gamma(m)$ = Función gamma en función de la profundidad de desvanecimiento del factor m

m = Profundidad del desvanecimiento

r = Mediana de la función de distribución de probabilidad

La distribución Nakagami-m ha sido usada extensamente en la literatura para modelar los efectos de desvanecimientos complicados [22]. Esta es algunas veces menos atractiva que las distribuciones Rayleigh o Rice, al tener una menor interpretación física [8, 9].

1.5 Modelos de Predicción.

Los modelos de predicción son el conjunto de algoritmos y métodos empleados para pronosticar el nivel de pérdidas que afectarán a una señal a lo largo de la trayectoria que va desde una antena de transmisión Tx hasta una antena de recepción Rx. Estos modelos incluyen en algunos casos la utilización de descripciones estadísticas de los niveles de variabilidad de la intensidad de la señal a lo largo de la trayectoria de transmisión, conocidos como desvanecimientos. De tal modo que los modelos de predicción se usan para vaticinar de la forma más adecuada posible el rendimiento de los sistemas de comunicación inalámbricos.

Los modelos de predicción son una herramienta fundamental para el diseño de cualquier sistema de comunicación inalámbrica. Debido a que el principio elemental de los modelos de predicción es pronosticar con antelación el comportamiento de la señal mientras ésta viaja a lo largo de la trayectoria que va desde la antena de transmisión Tx hasta la de recepción Rx, en donde la señal en general será atenuada y en situaciones específicas que dependen del ambiente en el que la señal se propaga, esta se verá distorsionada. Es entonces que el diseño mediante los modelos de predicción proporcionará un pronóstico del desempeño de un sistema de comunicaciones inalámbricas, contemplando las atenuaciones y distorsiones que podría presentar la señal. De tal modo que si el diseño del sistema presenta un comportamiento inadecuado que no cumpla los objetivos de recepción de la señal, el diseño sea modificado antes de que el sistema de comunicación inalámbrico sea implementado.

Un modelo de predicción se desarrolla con la finalidad de que proporcione adecuadamente la información necesaria del rendimiento de un sistema de comunicación inalámbrica que se desee diseñar; por lo cual, una de las tareas más importantes en el diseño de sistemas de comunicación inalámbricas es la elección apropiada de un modelo de predicción.

Debido a la importancia de los modelos de predicción en el diseño e implementación de sistemas de comunicación inalámbricos que proporcionen un rendimiento apropiado, una considerable cantidad de esfuerzos por parte de investigadores han sido dedicados en el desarrollo de estos modelos. Los modelos de predicción pueden clasificarse en tres categorías principales:

- Modelos de Predicción Teóricos.
- Modelos de Predicción Empíricos.
- Modelos de Predicción Estadísticos.

Las características por las cuales cada uno de los modelos se considera dentro de una de las tres clasificaciones se revisan a continuación.

1.5.1 Modelos de Predicción Matemáticos.

Los modelos de predicción matemáticos de pérdidas en la trayectoria, están basados en consideraciones relacionadas al ambiente de propagación que dan lugar a formulaciones matemáticamente manejables. Los modelos de predicción matemáticos no usan directamente información proveniente de un ambiente de propagación en específico, aunque las consideraciones pueden basarse en datos de mediciones o en leyes físicas. También son útiles en estudios analíticos del comportamiento de los sistemas de comunicación inalámbricos bajo una amplia variedad de circunstancias, pero debido a que éstos no tratan con alguna información de

propagación específica, no son adecuados para la planeación de sistemas de comunicaciones inalámbricas de un área en particular. Sin embargo son utilizados para analizar las consideraciones iniciales en el diseño de sistemas de comunicaciones inalámbricos [2, 7, 8, 9, 14].

1.5.2. Modelos de Predicción Empíricos.

Los modelos de predicción de pérdidas en la trayectoria empíricos son modelos que utilizan datos basados en mediciones experimentales en ambientes reales mediante los cuales se deduce una relación entre las circunstancias de propagación y la intensidad de la señal recibida en los sistemas de comunicación inalámbricos.

Para crear un modelo de predicción empírico es necesario realizar un amplio conjunto de mediciones reales de pérdidas en la trayectoria con la finalidad de obtener una función apropiada que se ajuste a las mediciones con parámetros derivados para el ambiente en particular con el fin de minimizar el error entre el modelo y las mediciones. Los parámetros conocidos como predictores en la teoría general de modelado estadístico, son obtenidos a través de análisis estadístico y están correlacionados a los valores que se van a predecir.

La exactitud y utilidad de los modelos empíricos depende del ambiente en el cual los datos originales para la construcción del modelo fueron tomados y cuanto puede ser universalmente aplicable este ambiente. Por lo cual es muy importante clasificar correctamente el ambiente en el cual se implementará un modelo de predicción empírico en el diseño de un sistema de comunicaciones inalámbricas debido a que es un problema común tratar de usar los modelos empíricos en áreas donde el ambiente de propagación es ampliamente diferente del ambiente en el cual los datos fueron recolectados. En los modelos de predicción empíricos, cada nueva categoría de información representa otro conjunto de mediciones a realizarse.

Los modelos empíricos son ampliamente utilizados en sistemas de comunicaciones inalámbricos, de hecho, algunos operadores de estos sistemas realizan mediciones continuas o programas de manejo de pruebas que recogen mediciones de los niveles de señal, calidad y rendimiento del sistema de comunicación inalámbrico, las cuales son usadas para refinar los modelos de predicción empíricos usados como herramienta de diseño del sistema [2, 7, 8, 9, 14].

1.5.3. Modelos de Predicción Estadísticos.

Los modelos de predicción de pérdidas en la trayectoria estadísticos están basados en datos de mediciones reales llevadas a cabo en áreas específicas, proporcionando estadísticas para las amplitudes, retardos y fases de las trayectorias de las señales que llegan a la antena de recepción Rx, provenientes de una antena de transmisión Tx.

Los modelos de predicción estadísticos son utilizados en ambientes de propagación que presentan una mayor complejidad y variabilidad debido a obstrucciones que producen atenuación en las señales, caracterizando además, la interferencia constructiva y destructiva generada por el gran número de componentes multitrayectoria.

Los modelos de predicción estadísticos proporcionan una representación explícita de las estadísticas del canal en términos de distribuciones paramétricas que son una mezcla de componentes log-normal, Rayleigh y Rice, de tal forma que los modelos de predicción estadísticos usan la teoría estadística para derivar una forma analítica razonable para la distribución de desvanecimientos de la señal y utilizan las mediciones para encontrar valores apropiados de los parámetros en la distribución [2, 7, 8, 9, 14].

1.6. Modelos de Predicción para Exteriores.

Los modelos de predicción para exteriores son modelos de predicción de pérdidas en la trayectoria que analizan las características de propagación en sistemas de comunicación inalámbricos utilizados en ambientes exteriores, establecidos en categorías como áreas abiertas, ambientes urbanos y ambientes suburbanos, que abarcan áreas de grandes extensiones.

En general la transmisión de señales en los sistemas de comunicaciones inalámbricos se realiza en ambientes de propagación con terrenos irregulares, como áreas abiertas que están libres de obstáculos pero pueden variar desde la curvatura de la tierra hasta ambientes altamente montañosos, y aunque en general están libres de obstáculos debe de tratar con la propagación sobre la tierra y el agua de modo que al menos involucra una onda reflejada. Mientras que en áreas urbanas y suburbanas la propagación de las señales en los sistemas de comunicación inalámbricos se vuelve más compleja debido a que esta consiste de señales con un mayor número de reflexiones, difracciones y dispersiones producidas por la existencia de edificios casas árboles y vehículos que deben ser tomadas en cuenta [1, 2, 14, 23].

1.6.1. Espacio Libre.

El modelo de predicción de pérdidas en el espacio libre considera que no existe ningún obstáculo por la cual establece una trayectoria directa para la señal que va de la antena de transmisión Tx a la antena de recepción Rx como se muestra en la figura 1.10.

El modelo de predicción de pérdidas en el espacio libre utiliza la fórmula de Friis realizada por Harald T. Friis [15], presentada en la ecuación (1.32) en la definición de pérdidas por la trayectoria y presentada ahora en la ecuación (1.47),

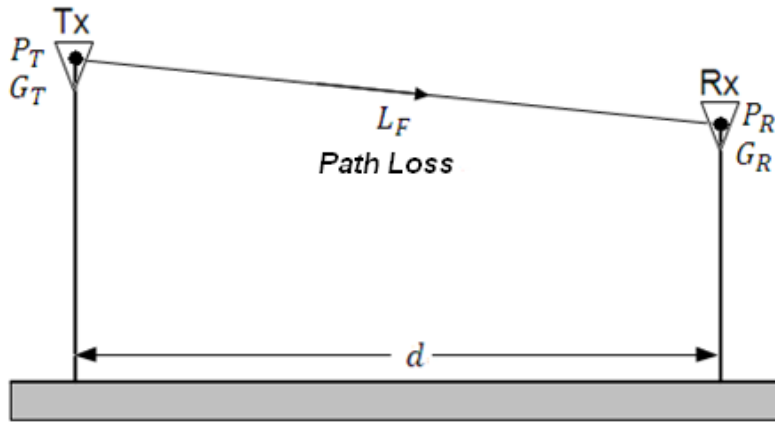


Figura 1.10. Elementos básicos de un sistema comunicaciones inalámbricas.

$$L_F = \frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (1.47)$$

donde:

L_F = Pérdidas en la trayectoria en el espacio libre [W]

P_R = Potencia de recepción [W]

P_T = Potencia de transmisión [W]

G_R = Ganancia de recepción [W]

G_T = Ganancia de transmisión [W]

d = Distancia entre Tx y Rx [m]

λ = Longitud de onda [m]

La fórmula de Friis en la ecuación (1.47) es expresada mediante el modelo de pérdidas en la trayectoria en el espacio libre en decibeles, la cual, conserva su denominación de ecuación de Friis y se expresa mediante la ecuación (1.48),

$$L_F = -32.4 + 10 \log_{10}(G_T) + 10 \log_{10}(G_R) - 20 \log_{10}(f) - 20 \log_{10}(d) \quad (1.48)$$

donde:

L_F = Pérdidas en el espacio libre [dB]

G_T = Ganancia de la antena de transmisión [dB]

G_R = Ganancia de la antena de recepción [dB]

f = Frecuencia [MHz]

d = Distancia en kilómetros [km]

Mediante el uso de la ecuación de Friis para la predicción de pérdidas, se observará en los cálculos que las pérdidas se incrementan en 6 [dB] cada vez que el valor de la frecuencia o la

distancia se duplican. Además, se observará que las pérdidas se incrementarán en 20 [dB] si el valor de la distancia o el de la frecuencia se incrementan en una década. Las pérdidas en la trayectoria en el espacio libre obtenidas mediante el modelo de espacio libre son utilizadas como la consideración inicial para el diseño de un sistema de comunicaciones inalámbricas estableciendo el valor obtenido mediante este modelo como la cota inferior de pérdidas en la trayectoria [1, 2, 4, 8, 9, 15, 16].

1.6.2. Tierra Plana

El modelo de predicción sobre tierra plana, obtiene el pronóstico de pérdidas en la trayectoria considerando que la propagación de la señal entre la antena de transmisión y la antena de recepción, se encuentra elevada por encima de un plano de tierra reflectante y tiene línea de vista como se muestra en la figura (1.11).

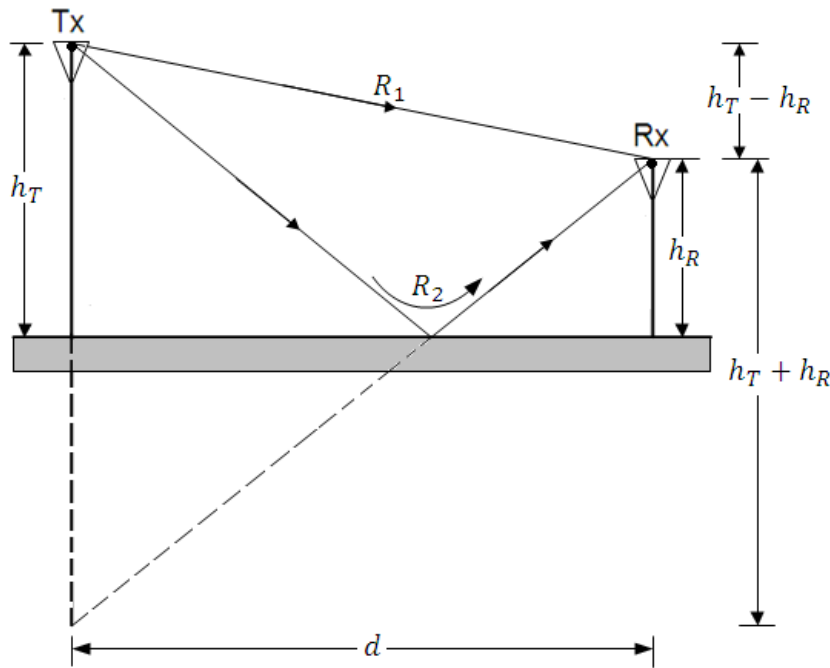


Figura 1.11. Propagación sobre un plano de tierra.

Como se observa en la figura 1.11, la antena de transmisión Tx tiene una altura h_T , la antena de recepción Rx una altura h_R , están separadas una distancia d , la propagación se realiza mediante una trayectoria directa R_1 y una trayectoria reflejada sobre la tierra R_2 . Estas dos trayectorias se suman en la antena de recepción con una diferencia de fase relacionada a la diferencia en longitud entre las dos trayectorias. Para obtener ambas trayectorias se utiliza la teoría de la imagen, considerando que la señal que incide se refleja sobre el plano de tierra de tal modo que ésta proviene desde la tierra. Una vez establecido esto es posible encontrar la longitud de las trayectorias R_1 y R_2 mediante la ecuación (1.49) y la ecuación (1.50),

$$R_1 = \sqrt{(h_T - h_R)^2 + d^2} = d \left[1 + \left(\frac{h_T - h_R}{d} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.49)$$

donde:

R_1 = Longitud de la trayectoria directa [m]

h_T = Altura de la antena de transmisión [m]

h_R = Altura de la antena de recepción [m]

d = Distancia en [m]

$$R_2 = \sqrt{(h_T + h_R)^2 + d^2} = d \left[1 + \left(\frac{h_T + h_R}{d} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.50)$$

donde:

R_1 = Longitud de la trayectoria directa [m]

h_T = Altura de la antena de transmisión [m]

h_R = Altura de la antena de recepción [m]

d = Distancia [m]

Utilizando el teorema de expansión binomial truncado en la ecuación (1.49) y en la ecuación (1.50) se obtienen las ecuación (1.51) y la ecuación (1.52),

$$R_1 = d \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{h_T - h_R}{d} \right)^2 \right] \quad (1.51)$$

$$R_2 = d \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{h_T + h_R}{d} \right)^2 \right] \quad (1.52)$$

Ahora se obtiene la diferencia de longitud entre las trayectorias en la ecuación (1.53),

$$\Delta R = R_2 - R_1 \quad (1.53)$$

donde:

ΔR = Diferencia de longitud entre la trayectoria reflejada y la trayectoria directa [m]

R_2 = Trayectoria reflejada [m]

R_1 = Trayectoria directa [m]

$$\Delta R = d \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{h_T + h_R}{d} \right)^2 \right] - d \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{h_T - h_R}{d} \right)^2 \right] \quad (1.54)$$

$$\Delta R = \frac{d}{2} \left\{ \left[\left(\frac{h_T + h_R}{d} \right)^2 \right] - \left[\left(\frac{h_T - h_R}{d} \right)^2 \right] \right\} \quad (1.55)$$

$$\Delta R = \frac{1}{2d} \left[(h_T^2 + 2h_T h_R + h_R^2) - (h_T^2 - 2h_T h_R + h_R^2) \right] \quad (1.56)$$

$$\Delta R = \left(\frac{2h_T h_R}{d} \right) \quad (1.57)$$

Una vez obtenida la diferencia de longitud entre las trayectorias ΔR , es pertinente señalar que el modelo de tierra plana considera que las alturas de las antenas h_T y h_R son pequeñas comparadas con la distancia de separación d , y la superficie de tierra reflectante es plana. La diferencia de fase entre la trayectoria directa y la trayectoria reflejada se obtiene utilizando la ecuación (1.58),

$$\Delta \phi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R \quad (1.58)$$

donde:

$\Delta \phi$ = Diferencia de fase entre la trayectoria directa y la trayectoria reflejada.

λ = Longitud de onda [m]

ΔR = Diferencia de longitud entre la trayectoria directa y la trayectoria reflejada [m]

Sustituyendo el valor de ΔR , de la ecuación (1.57) en la ecuación (1.58) se obtiene la ecuación (1.59),

$$\Delta \phi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R = \frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{2h_T h_R}{d} \right) = \left(\frac{4\pi h_T h_R}{\lambda d} \right) \quad (1.59)$$

La intensidad del campo eléctrico que llega a la antena de recepción es la suma del campo eléctrico tanto de la onda directa como de la onda reflejada, como se expresa en la ecuación (1.60), en donde además se presenta el campo eléctrico de la onda reflejada representado en función del campo eléctrico de la onda directa,

$$E = E_d + E_r = E_d + E_d \rho e^{j\Delta \phi} \quad (1.60)$$

donde:

E = Campo eléctrico recibido total

E_d = Campo eléctrico de la onda directa

E_d = Campo eléctrico de la onda reflejada

ρ = Coeficiente de reflexión

$\Delta \phi$ = Diferencia de fase entre la trayectoria directa y la trayectoria reflejada

El coeficiente de reflexión es $\rho = -1$, para sistemas de comunicaciones inalámbricas De modo que el campo eléctrico recibido total se expresa mediante la ecuación (1.61),

$$E = E_d \left[1 - e^{j\Delta\phi} \right] \quad (1.61)$$

aplicando la relación de Euler,

$$E = E_d \left[1 - \cos(\Delta\phi) - j\text{sen}(\Delta\phi) \right] \quad (1.62)$$

obteniendo la magnitud del campo eléctrico total,

$$|E| = |E_d| \sqrt{(1 - \cos \Delta\phi)^2 + (\text{sen} \Delta\phi)^2} = \sqrt{1 - 2 \cos \Delta\phi + \text{sen}^2(\Delta\phi) + \cos^2(\Delta\phi)} \quad (1.63)$$

$$|E| = |E_d| \sqrt{(2 - 2 \cos \Delta\phi)} = |E_d| \sqrt{4 \frac{1}{2} (1 - \cos \Delta\phi)} \quad (1.64)$$

$$|E| = |E_d| \sqrt{4 \text{sen}^2 \left(\frac{\Delta\phi}{2} \right)} = |E_d| 2 \text{sen} \left(\frac{\Delta\phi}{2} \right) \quad (1.65)$$

Sustituyendo la diferencia de fase obtenida en la ecuación (1.59) en la ecuación (1.65) se obtiene la ecuación (1.66),

$$|E| = |E_d| 2 \text{sen} \left(\frac{4\pi h_T h_R}{\lambda d} \right) = |E_d| 2 \text{sen} \left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d} \right) \quad (1.66)$$

Una vez encontrado el campo eléctrico total que llega a la antena de recepción, y utilizando las siguientes relaciones,

$$A_e = \frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} \quad (1.67)$$

donde:

A_e = Área efectiva de la antena de recepción

λ = Longitud de onda [m].

G_R = Ganancia de la antena de recepción [W]

Si la antena de transmisión Tx está elevada sobre la superficie de la tierra libre de obstrucciones, esta tendrá una densidad de potencia expresada en la ecuación (1.68),

$$W = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \quad (1.68)$$

donde:

W = Densidad de potencia.

P_T = Potencia de la antena de transmisión [W]

G_T = Ganancia de la antena de transmisión [W]

La densidad de potencia, también puede ser expresada mediante la ecuación (1.69),

$$W = \frac{E^2}{\eta} \quad (1.69)$$

donde:

W = Densidad de potencia

E = Campo eléctrico total

$\eta = 120\pi$, Impedancia característica de la onda en el espacio libre

De modo que igualando las ecuaciones (1.68) y (1.69) se obtiene la ecuación (1.70),

$$\frac{E^2}{120\pi} = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \quad (1.70)$$

La potencia recibida se obtiene mediante la ecuación (1.71),

$$P_R = WAe = \frac{E^2}{120\pi} \left(\frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} \right) \quad (1.71)$$

Sustituyendo el campo eléctrico E obtenido en la ecuación (1.66) se obtiene la ecuación (1.72),

$$P_R = \frac{|E_d|}{120\pi} 4 \text{sen}^2 \left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d} \right) \left(\frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} \right) \quad (1.72)$$

Con el campo eléctrico de la onda de trayectoria directa en el espacio libre E_d y sustituyendo en la ecuación (1.72) se obtiene la ecuación (1.73),

$$P_R = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} 4 \text{sen}^2 \left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d} \right) \left(\frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} \right) \quad (1.73)$$

Y debido a que mediante la relación de la potencia recibida P_R entre la P_T se expresan las pérdidas en la trayectoria mediante la ecuación (1.74),

$$L_{PTE} = \frac{P_R}{P_T} = 4G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \text{sen}^2 \left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d} \right) \quad (1.74)$$

La ecuación (1.74), es conocida como la ecuación de predicción de pérdidas en la trayectoria de plano de tierra exacta L_{PTE} . Mediante la consideración de que la distancia entre las antenas de transmisión y recepción es mucho más grande que las alturas h_T y h_R de la antena de transmisión y recepción respectivamente, y si se cumplen las condiciones de la ecuación (1.75) y la ecuación (1.76) que se presentan a continuación,

$$\text{sen}\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \approx \frac{\Delta\phi}{2} \quad (1.75)$$

$$\frac{\Delta\phi}{2} \leq \frac{\pi}{8} \quad (1.76)$$

Se tendrá entonces que la ecuación (1.74) que define las pérdidas en la trayectoria en un plano de tierra exacta L_{PTE} se convierte en la ecuación (1.77),

$$L_{PTA} = \frac{P_R}{P_T} = 4G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d}\right)^2 \quad (1.77)$$

Haciendo la reducción correspondiente de términos resulta la ecuación (1.78),

$$L_{PTA} = \frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{h_T h_R}{d^2}\right)^2 \quad (1.78)$$

La expresión (1.78) es la ecuación de pérdidas en la trayectoria en un plano de tierra aproximada L_{PTA} , de tal modo que el modelo de pérdidas por la trayectoria en un plano de tierra establece una distancia crítica para el uso de la ecuación de plano de tierra exacta L_{PTE} o la ecuación de plano de tierra aproximada L_{PTA} , mediante la valoración de una distancia crítica d_c expresada en la ecuación (1.79),

$$d_c \geq \frac{8.41 h_T h_R}{\lambda} \quad (1.79)$$

donde:

d_c = Distancia crítica [m]

h_T = Altura de la antena de transmisión [m]

h_R = Altura de la antena de recepción [m]

λ = Longitud de onda [m]

De modo que, si la distancia crítica es menor, se usa la ecuación exacta dada por la ecuación (1.74), y si se cumple la ecuación (1.79) se utiliza la ecuación aproximada de la ecuación (1.78) que se reescribe en la ecuación (1.80),

$$L_{PTA} = \frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{h_T h_R}{d^2} \right)^2 = G_T G_R \left(\frac{(h_T h_R)^2}{d^2} \right) \quad (1.80)$$

Escribiendo la ecuación (1.80) para expresarla en decibeles [dB] se obtiene la ecuación (1.81),

$$L_{PTA} = 10 \log_{10} (G_T) + 10 \log_{10} (G_R) + 20 \log_{10} (h_T) + 20 \log_{10} (h_R) - 40 \log_{10} (d) \quad (1.81)$$

donde:

L_{PTA} = Ecuación aproximada de pérdidas en la trayectoria en un plano de tierra [dB]

G_T = Ganancia de la antena de transmisión [dB]

G_R = Ganancia de la antena de recepción [dB]

h_T = Altura de la antena de transmisión [m]

h_R = Altura de la antena de recepción [m]

d = Distancia [m].

Como se observa en la ecuación (1.80) y en la ecuación (1.81) en grandes distancias la potencia recibida y las pérdidas en la trayectoria serán independientes del valor de la frecuencia y las pérdidas siguen una ley inversa de la cuarta potencia d^{-4} , de tal modo que las pérdidas en la trayectoria tendrán un decremento de 12 [dB] cada que se duplica la distancia y de 40 [dB] cada que la distancia se incrementa en una década [1, 2, 4, 9].

1.6.3. Okumura.

Yoshihisa Okumura [24] publicó en 1968 el artículo llamado a "*Field Strength and Its Variability in VHF and UHF Land-Mobile Radio Service*" (Intensidad del campo y su variabilidad en el servicio de radio móvil en tierra en VHF y UHF), trabajo sobre la realización de un modelo empírico para la predicción de pérdidas en la trayectoria conocido como el modelo Okumura basado en el análisis de una extensa cantidad de mediciones realizadas en la ciudad de Tokio, Japón.

Las curvas generadas de las extensas mediciones realizadas por el modelo de Okumura para área urbana fueron realizadas bajo condiciones de un terreno cuasi-plano, utilizando una antena de transmisión con una altura h_T de 3 [m] y una antena de recepción con una altura h_R de 200 [m]. La gráfica para área urbana del modelo de Okumura se presenta en la figura 1.12, donde se observa en la parte interior izquierda y en la parte derecha de la gráfica la distancia d medida en kilómetros utilizando un intervalo de distancias desde 1 [km] hasta 100 [km]. En la parte inferior de la gráfica

en la figura 1.12, se observa la frecuencia f en MegaHertz los valores en el exterior de lado izquierdo de la gráfica representan la atenuación como una función de la frecuencia y la distancia $A(f, d)$ en decibeles.

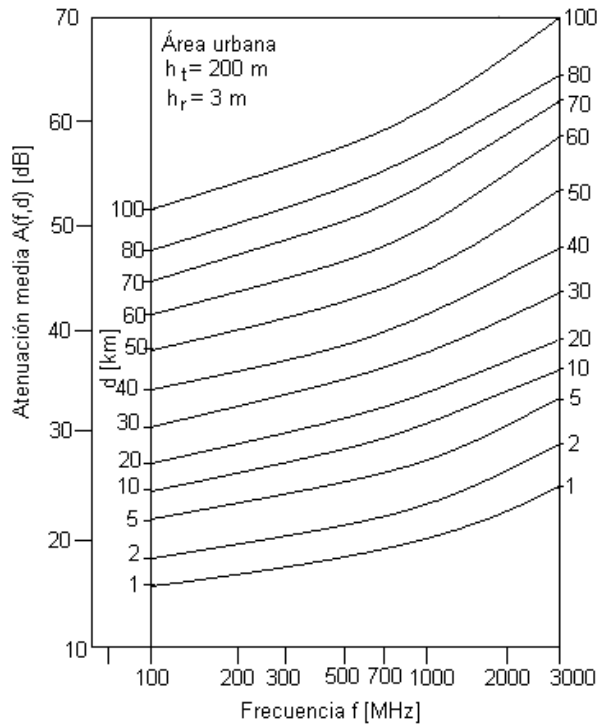


Figura 1.12. Media de la atenuación relativa al espacio libre ($A_{mu}(f, d)$), sobre un terreno cuasi-plano.

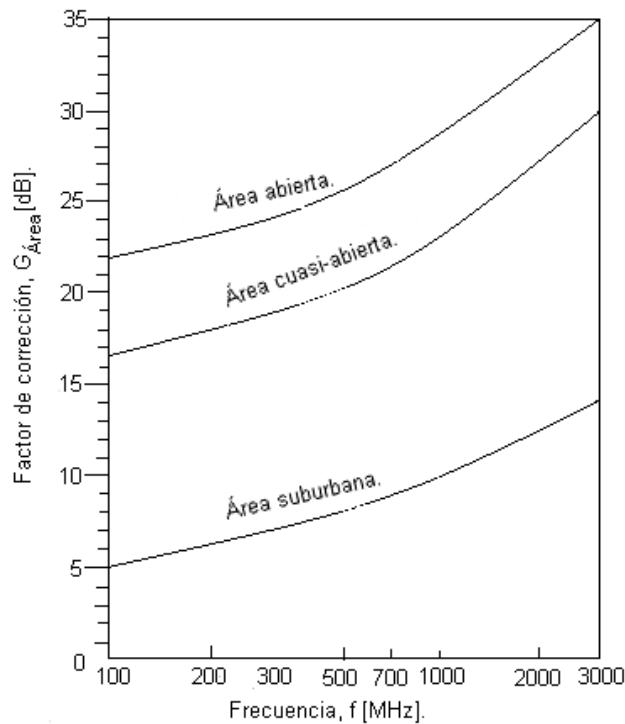


Figura 1.13. Factor de corrección, $G_{\text{ÁREA}}$, para diferentes tipos de terreno.

Yoshihisa Okumura basado en las mediciones en áreas urbanas derivó factores de corrección para su conversión a otras clasificaciones de área realizando otro conjunto de curvas, el cual se presenta en la figura 1.13.

Para obtener las pérdidas en la trayectoria mediante el modelo de Okumura, en primera instancia se obtiene el valor de las pérdidas en la trayectoria en el espacio libre L_F dadas por la ecuación (1.48) entre la antena de transmisión Tx y la de recepción Rx, a las cuales se agrega el valor de atenuación en función de la frecuencia y la distancia $A(f, d)$ obtenido de la lectura en la figura 1.12 y los factores de corrección propios del área en la que se está realizando la propagación. Este proceso es expresado en la ecuación (1.82),

$$L_{Oku} = L_F + A(f, d) - G_T(h_T) - G_R(h_R) - G_{Área} \quad (1.82)$$

donde:

L_{Oku} = Mediana del valor de las pérdidas en la trayectoria del modelo Okumura [dB]

L_F = Perdidas en el espacio libre [dB], dadas por la ecuación (1.48)

$A(f, d)$ = Mediana de la atenuación del modelo Okumura

f = Frecuencia [MHz]

d = Distancia [km]

G_T = Factor de ganancia de la antena de transmisión [dB]

h_T = Altura de la antena de transmisión [m]

G_R = Factor de ganancia de la antena de recepción [dB]

h_R = Altura de la antena de recepción [m]

$G_{Área}$ = Factor de ganancia del ambiente de propagación [dB]

Los factores de ganancia en función de la altura de la antena de transmisión h_T y de la altura de la antena de recepción del modelo de Okumura en la ecuación (1.83) se obtienen considerando los siguientes intervalos y ecuaciones,

$$G_T(h_T) = 20 \log_{10} \left(\frac{h_T}{200} \right) \quad 30 \leq h_T \leq 1000 \quad (1.83)$$

donde:

G_T = Factor de ganancia de la antena de transmisión [dB]

h_T = Altura de la antena de transmisión [m]

$$G_R(h_R) = 10 \log_{10} \left(\frac{h_R}{3} \right) \quad h_R \leq 3 \quad (1.84)$$

$$G_R(h_R) = 20 \log_{10} \left(\frac{h_R}{3} \right) \quad 3 \leq h_R \leq 10 \quad (1.85)$$

donde:

G_R = Factor de ganancia de la antena de recepción [dB]

h_R = Altura de la antena de recepción [m]

El intervalo de parámetros para los cuales el modelo Okumura es válido, son los siguientes:

$$100 [MHz] \leq f \leq 3000 [MHz]$$

$$1 [km] \leq d \leq 100 [km]$$

$$30 [m] \leq h_T \leq 1000 [m]$$

Y dadas las condiciones de las ecuaciones (1.85) y(1.86) la altura de la antena de recepción se considera en los dos siguientes intervalos,

$$3 [m] \leq h_R \leq 10 [m]$$

$$h_R \leq 3 [m]$$

En el modelo de Okumura, los valores de desviación estándar comunes entre las pérdidas de la trayectoria calculados y los valores medidos se encuentran entre 10 [dB] y 14[dB] [1, 2, 4, 7, 8, 9, 24].

1.6.4. Formulación de Hata.

Masaharu Hata [25] publica en 1980 el artículo llamado “*Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services*” (Fórmula empírica para las pérdidas en la propagación en servicios de radio móvil en tierra), trabajo en el cual realizó la formulación de relaciones matemáticas conocidas como la formulación de Hata las cuales obtuvo del análisis de la información proporcionada por las gráficas de las curvas realizadas por Yoshihisa Okumura [24].

La formulación de Hata establece una clasificación de los ambientes de propagación en tres categorías: área urbana, área suburbana y área abierta. Además, realizó una relación matemática para cada clasificación de ambiente las cuales se presentan a continuación.

1. Área urbana. Categoría que incluye grandes ciudades con una amplia existencia de edificios altos y casas de dos o más pisos y se incluyen ciudades de pequeñas a medianas con un gran número de casas muy cercanas entre sí, además de una densa cantidad de árboles. La

formulación de Hata para la obtención de las pérdidas en este tipo de áreas se realiza mediante la ecuación (1.86),

$$L_{H-Urb} = 69.55 + 26.16 \cdot \log_{10}(f) + [44.9 - 6.55 \cdot \log_{10}(h_T)] \log_{10}(d) - 13.82 \cdot \log_{10}(h_T) - a(h_R) \quad (1.86)$$

donde:

L_{H-Urb} = Pérdidas en la trayectoria de la formulación Hata, para áreas urbanas [dB].

f = Frecuencia [MHz]

d = Distancia entre transmisor y receptor [km]

h_T = Altura de la antena de transmisión [m]

h_R = Altura de la antena de recepción [m]

$a(h_R)$ = Factor de corrección para la altura de la antena de recepción [dB]

El factor de corrección $a(h_R)$, para la altura de la antena de recepción esta en función del tamaño de la ciudad y es el siguiente.

- Para ciudades grandes,

$$a(h_R) = 8.29 [\log_{10}(1.54h_R)]^2 - 1.1 \quad f \leq 300 [MHz] \quad (1.87)$$

$$a(h_R) = 3.2 [\log_{10}(11.75h_R)]^2 - 4.97 \quad f \geq 300 [MHz] \quad (1.88)$$

donde:

$a(h_R)$ = Factor de corrección para la altura de la antena de recepción [dB]

h_R = Altura de la antena de recepción [m]

f = Frecuencia [MHz]

- Para ciudades de tamaño pequeñas y medianas,

$$a(h_R) = (1.1 \cdot \log_{10}(f) - 0.7)h_R - (1.56 \cdot \log_{10}(f) - 0.8) \quad (1.89)$$

donde:

$a(h_R)$ = Factor de corrección para la altura de la antena de recepción [dB]

h_R = Altura de la antena de recepción [m]

f = Frecuencia [MHz]

2. Área suburbana. Categoría que incluye ciudades y carreteras, considera obstáculos como árboles y casas y algunos objetos cercanos a la antena de recepción, pero que son ambientes no

muy congestionados. Para obtener las pérdidas en la trayectoria en un área suburbana la formulación de Hata se presenta en la ecuación (1.90),

$$L_{H-Sub} = L_{H-Urb} - 2 \left[\log_{10} \left(\frac{f}{28} \right) \right]^2 - 5.4 \quad (1.90)$$

donde:

L_{H-Sub} = Pérdidas en la trayectoria de la formulación Hata, para áreas suburbanas [dB]

L_{H-Urb} = Pérdidas en la trayectoria de la formulación Hata, para áreas urbanas [dB]

f = Frecuencia [MHz]

3. Área abierta. Esta categoría incluye a los espacios abiertos en los cuales no existen árboles o edificios de gran altura que obstruyan la trayectoria y se define mediante la ecuación (1.91),

$$L_{H-A} = L_{H-Urb} - 4.78 \left[\log_{10} (f) \right]^2 - 18.33 \cdot \log_{10} (f) - 40.94 \quad (1.91)$$

donde:

L_{H-Sub} = Pérdidas en la trayectoria de la formulación Hata, para áreas suburbanas [dB]

L_{H-A} = Pérdidas en la trayectoria de la formulación Hata, para áreas abiertas [dB]

f = Frecuencia [MHz]

El intervalo de parámetros para los cuales el modelo Hata es válido, son los siguientes [1, 2, 4, 7, 8, 9, 23, 24, 25].

$$150 [MHz] \leq f \leq 1500 [MHz]$$

$$1 [km] \leq d \leq 20 [km]$$

$$30 [m] \leq h_r \leq 200 [m]$$

$$1 [m] \leq h_R \leq 10 [m]$$

1.6.5. COST 231.

La cooperativa europea para investigación científica y técnica (EURO-COST, *European Cooperative for Scientific and Technical*) [26], formó el comité de trabajo COST 231 para desarrollar una versión extendida de la formulación de Hata y la publicó en 1991 en el “*Urban Transmission Loss Models For Mobile Radio in the 900 and 1800 MHz Bands*” (Modelos de pérdidas para transmisión urbana para radio móvil en las bandas de 900 y 1800 MHz). El modelo de pérdidas en la trayectoria propuesto por el COST 231 se presenta en la ecuación (1.92),

$$L_{C231-Urb} = 46.33 + 33.9 \cdot \log_{10}(f) - 13.82 \cdot \log_{10}(h_T) - a(h_R) + [44.9 - 6.55 \cdot \log_{10}(h_T)] \log_{10}(d) + C_M \quad (1.92)$$

donde:

$L_{C231-Urb}$ = Pérdidas en la trayectoria del modelo COST 231, para áreas urbanas [dB]

f = Frecuencia [MHz]

d = Distancia entre transmisor y receptor [km]

h_T = Altura de la antena de transmisión [m]

h_R = Altura de la antena de recepción [m]

$a(h_R)$ = Factor de corrección para la altura de la antena de recepción [dB]

C_M = Factor de corrección establecido en el modelo COST 231 [dB]

El factor de corrección $a(h_R)$, para la altura de la antena de recepción está en función del tamaño de la ciudad y es el siguiente:

- Para ciudades grandes,

$$a(h_R) = 8.29 [\log_{10}(1.54h_R)]^2 - 1.1 \quad f \leq 300 [MHz] \quad (1.93)$$

$$a(h_R) = 3.2 [\log_{10}(11.75h_R)]^2 - 4.97 \quad f \geq 300 [MHz] \quad (1.94)$$

donde:

$a(h_R)$ = Factor de corrección para la altura de la antena de recepción [dB]

h_R = Altura de la antena de recepción [m]

f = Frecuencia en [MHz]

- Para ciudades de tamaño pequeñas y medianas,

$$a(h_R) = (1.1 \cdot \log_{10}(f) - 0.7)h_R - (1.56 \cdot \log_{10}(f) - 0.8) \quad (1.95)$$

donde:

$a(h_R)$ = Factor de corrección para la altura de la antena de recepción [dB]

h_R = Altura de la antena de recepción [m]

f = Frecuencia [MHz]

El factor de corrección C_M en la ecuación (1.92) está en función del tamaño de la ciudad y es el siguiente:

- Para ciudades de tamaño mediano y áreas suburbanas,

$$C_M = 0$$

- Para áreas metropolitanas,

$$C_M = 3$$

El intervalo de parámetros para los cuales el modelo COST 231 es válido, son los siguientes [1, 4, 7, 8, 9, 26],

$$1500 [MHz] \leq f \leq 2000 [MHz]$$

$$1 [km] \leq d \leq 20 [km]$$

$$30 [m] \leq h_r \leq 200 [m]$$

$$1 [m] \leq h_R \leq 10 [m]$$

1.6.6. Walfisch-Ikegami.

El modelo Walfisch-Ikegami [14] publicado en 1999, es una propuesta del subgrupo de trabajo en el COST 231 sobre modelos de predicción de pérdidas en la trayectoria formulado con base en la combinación del modelo realizado por F. Ikegami [27], publicado en 1991 conocido como el modelo Ikegami y el trabajo realizado por J. Walfisch y H.L. Bertoni [28], publicado en 1998, en el artículo llamado “*A Theoretical Model of UHF Propagation in Urban Environments*” (Un modelo teórico de propagación UHF en ambientes urbanos) en el cual presentaron el modelo conocido como Walfisch-Bertoni. El modelo Walfisch-Ikegami, considera el impacto de los techos de edificios altos que producen pérdidas por la difracción con la finalidad de predecir la intensidad de la señal recibida a nivel de calle.

La obtención de pérdidas en la trayectoria mediante el modelo Walfisch-Ikegami se realiza por medio de la ecuación (1.96),

$$L_{W-I} = L_F + L_D + L_{MD} \quad (1.96)$$

donde:

L_{W-I} = Pérdidas en la trayectoria del modelo Walfisch-Ikegami [dB]

L_F = Pérdidas en el espacio libre [dB], dadas por la ecuación (1.48)

L_D = Pérdidas generadas por dispersión y difracción desde los techos hacia las calles [dB]

L_{MD} = Pérdidas generadas por multidispersión [dB]

El primer término de la ecuación (1.96), correspondiente a las pérdidas en el espacio libre L_F está dado por la ecuación (1.48), mientras que las pérdidas generadas por dispersión y difracción L_D , desde los techos hacia las calles correspondientes al segundo término en la ecuación (1.96) se obtienen mediante la ecuación (1.97),

$$L_D = -16.9 - 10 \cdot \log_{10}(w) + 10 \cdot \log_{10}(f) + 20 \cdot \log_{10}(\Delta h_R) + L_{Ori} \quad (1.97)$$

donde:

L_D = Pérdidas generadas por dispersión y difracción desde las azoteas hacia las calles [dB]

w = Ancho de la calle [m]

f = Frecuencia de transmisión [MHz]

Δh_R = Diferencia de altura entre el edificio y la antena de recepción [m]

L_{Ori} = Orientación de la calle en un ángulo ϕ [°]

La diferencia de altura en entre la azotea del edificio y la antena Δh_R está dado por la ecuación (1.98),

$$\Delta h_R = h_E - h_R \quad (1.98)$$

donde:

h_E = Altura respecto al techo del edificio [m]

h_R = Altura de la antena de recepción [m]

El valor del edificio respecto al techo h_E se obtiene mediante la ecuación (1.99),

$$h_E = 3 [m] \times (\text{número de pisos}) + \text{altura del techo} \quad (1.99)$$

Y el valor de la altura del techo está definido para las siguientes consideraciones.

- Techos planos, altura del techo = 0[m]
- Techos inclinados, altura del techo = 3[m]

Y el valor de orientación de la calle L_{Ori} , se obtiene mediante las siguientes ecuaciones para intervalos del ángulo de incidencia ϕ ,

$$L_{Ori} = -10 + 0.354\phi \quad 0^\circ \leq \phi \leq 35^\circ \quad (1.99)$$

$$L_{Ori} = 2.5 + 0.075(\phi - 35) \quad 35^\circ \leq \phi \leq 55^\circ \quad (1.100)$$

$$L_{Ori} = 4 + 0.114(\phi - 55) \quad 55^\circ \leq \phi \leq 90^\circ \quad (1.101)$$

El tercer término en la ecuación (1.96) correspondiente a las pérdidas de multidispersión se obtiene mediante la ecuación (1.102),

$$L_{MD} = L_{bt} + k_a + k_d \cdot \log_{10}(d) + k_f \log_{10}(f) - 9 \cdot \log_{10}(b) \quad (1.102)$$

donde:

L_{MD} = Pérdidas generadas multidispersión [dB]

L_{bt} = Pérdidas generadas por debajo de la altura del techo del edificio [dB]

k_a = Factor de pérdidas que depende de si la antena de transmisión se encuentra por debajo o por encima de la altura del techo

k_d = Factor de pérdidas dependientes a la difracción

d = Distancia entre transmisor y receptor en [km]

k_f = Factor de pérdidas dependiente de la frecuencia

f = Frecuencia de transmisión [MHz]

b = Distancia entre edificios a lo largo de la trayectoria de transmisión [m]

El valor de pérdidas generadas por debajo de la altura del techo del edificio L_{bt} , se obtiene mediante las siguientes ecuaciones,

$$L_{bt} = -18 \cdot \log [1 + (h_T - h_E)] \quad h_T > h_E \quad (1.103)$$

$$L_{bt} = 0 \quad h_T \leq h_E \quad (1.104)$$

donde:

L_{bt} = Pérdidas generadas por debajo de la altura del techo del edificio [dB]

h_E = Altura respecto a la azotea del edificio [m]

h_T = Altura de la antena de transmisión [m]

El valor de k_a se obtiene mediante dentro de los intervalos y ecuaciones siguientes,

$$k_a = 54 \quad h_T > h_E \quad (1.105)$$

$$k_a = 54 - 0.8(h_T - h_E) \quad h_T \leq h_E \quad d \geq 0.5 \quad (1.106)$$

$$k_a = 54 - 0.8(h_T - h_E) \frac{d}{0.5} \quad h_T \leq h_E \quad d < 0.5 \quad (1.107)$$

donde:

k_a = Factor de pérdidas que depende de si la antena de transmisión se encuentra por debajo o por encima de la altura del techo

h_E = Altura respecto a la azotea del edificio [m]

h_T = Altura de la antena de transmisión [m]

d = Distancia entre el transmisor y el receptor [km]

El valor de k_d se obtiene mediante las ecuaciones siguientes,

$$k_d = 18 \quad h_T > h_E \quad (1.108)$$

$$k_d = 18 - 15 \frac{(h_T - h_E)}{h_E} \quad h_T \leq h_E \quad (1.109)$$

donde:

k_d = Factor de pérdidas dependiente la difracción en función de la altura del edificio y de la altura de la antena de transmisión

h_E = Altura respecto a la azotea del edificio [m]

h_T = Altura de la antena de transmisión [m]

El valor del factor de pérdidas k_f , en función de la frecuencia de transmisión, se obtiene mediante las siguientes ecuaciones

- Ciudades de tamaño mediano y centros suburbanos con una densidad media de árboles,

$$k_f = -4 + 0.7 \left(\frac{f}{925} - 1 \right) \quad (1.110)$$

- Para centros metropolitanos,

$$k_f = -4 + 1.5 \left(\frac{f}{925} - 1 \right) \quad (1.111)$$

donde:

k_f = Factor de pérdidas k_f , en función de la frecuencia de transmisión

h_E = Altura respecto a la azotea del edificio [m]

h_T = Altura de la antena de transmisión [m]

El intervalo de parámetros para los cuales el modelo Walfisch-Ikegami es válido, son los siguientes [1, 2, 4,9, 14, 23, 27, 28],

$$800 [MHz] \leq f \leq 2000 [MHz]$$

$$0.02 [km] \leq d \leq 5 [km]$$

$$4 [m] \leq h_T \leq 50 [m]$$

$$1 [m] \leq h_R \leq 3 [m]$$

1.6.7. IMT-2000 para Ambiente Vehicular.

El modelo IMT-2000 para ambiente vehicular [29] publicado en 1999, forma parte de los estándares del IMT-2000 (*International Mobile Telecommunications-2000*, Telecomunicaciones Móviles Internacionales-2000) desarrollado por la ITU (*International Telecommunication Union*, Unión Internacional de Telecomunicaciones) para sistemas de comunicaciones inalámbricas.

El modelo IMT-2000 para ambiente vehicular considera ambientes urbanos y suburbanos con edificios de gran altura, que frecuentemente tienen una altura similar entre sí.

Las pérdidas en la trayectoria en el modelo IMT-2000 para ambiente vehicular se obtienen mediante la ecuación (1.112),

$$L_{IMT-2000(V)} = 40(1 - 4 \times 10^{-3} \Delta h_T) \log_{10}(d) - 18 \cdot \log_{10}(\Delta h_T) + 21 \cdot \log_{10}(f) + 80 \quad (1.112)$$

donde:

$L_{IMT-2000(V)}$ = Pérdidas en la trayectoria del modelo IMT-2000 para ambiente vehicular [dB]

Δh_T = Altura de antena de transmisión medida desde el techo del edificio [m]

d = Distancia entre la antena de transmisión y la antena de recepción [km]

f = Frecuencia de transmisión [MHz]

El intervalo de parámetros para los cuales el modelo IMT-2000 para ambiente vehicular es válido, son los siguientes [2, 29],

$$f = 2000 [MHz]$$

$$d \leq 12.5 [km]$$

$$0 [m] \leq \Delta h_T \leq 50 [m]$$

1.7. Modelos de Predicción para Interiores.

Los modelos de predicción para interiores son los modelos para pronosticar pérdidas en la trayectoria en sistemas de comunicación inalámbricos en ambientes como oficinas, túneles, pasajes subterráneos, plazas públicas e instalaciones de escuelas, ambientes que se caracterizan por tener estructuras más complicadas, con un mayor número de obstrucciones en distancias más cortas dentro de la trayectoria de propagación.

Particularmente la propagación dentro de edificios es fuertemente influenciada por características especiales como la disposición estructural del edificio, los materiales de construcción y el tipo de edificio. La propagación en interiores (*indoor*) está dominada por los mismos mecanismos que en

exteriores (*outdoor*): reflexión, difracción y dispersión (*scattering*). Sin embargo, las condiciones son mucho más variables.

El campo de propagación de radio en interiores (*indoor*) ha generado un amplio interés en la investigación para su caracterización cuidadosa de las pérdidas en la trayectoria en interiores. [30, 31], en y alrededor de un gran número de casas y edificios de oficinas [1, 2, 32, 33].

1.7.1. Log-distancia.

J. B. Andersen [34] publicó en 1992, en el artículo "*Propagation Measurements and Models for Wireless Communication Channels*" (Mediciones de propagación y modelos para canales de comunicación inalámbricos), resultados del modelo Log-distancia basado en mediciones realizadas en varios ambientes de propagación en el interior de diferentes edificios bajo la consideración de que el promedio de la señal recibida decrece logarítmicamente en función de la distancia, de tal modo que las pérdidas en la trayectoria en el modelo log-distancia se obtienen mediante la ecuación (1.113),

$$L_{\log-d} = L(d_0) + 10n \log_{10}(d) + X_{\sigma} \quad (1.113)$$

donde:

$L_{\log-d}$ = Pérdidas en la trayectoria del modelo Log-distancia [dB]

$L(d_0)$ = Constante de pérdidas en el espacio libre [dB] a una distancia d_0

d_0 = Distancia de referencia cercana al transmisor [m]

d = Distancia entre la antena de transmisión y la antena de recepción [m]

n = Factor de pérdidas que depende del entorno y del tipo de edificio

X_{σ} = Variable aleatoria normal [dB], con una desviación estándar σ [dB]

En el modelo Log-distancia el valor de pérdidas $L(d_0)$, está basado en mediciones realizadas físicamente considerando una trayectoria con línea de vista en una distancia de referencia d_0 , la cual siempre debe ser cercana a la antena de transmisión. Este valor puede ser calculado de otro modo mediante la ecuación (1.48) de pérdidas en la trayectoria en el espacio libre L_F .

El modelo Log-distancia basado en las mediciones realizadas establece valores para el factor de pérdidas n , en función del ambiente de propagación específico en el que se trabaja e indica la razón en la que las pérdidas se incrementarán con la distancia de modo que n , está definido dentro de los siguientes intervalos.

- Línea de vista dentro de edificios. $1.6 \leq n \leq 1.8$
- Línea de vista obstruida dentro de edificios. $4 \leq n \leq 6$
- Línea de vista obstruida dentro de fábricas. $2 \leq n \leq 3$

El modelo Log-distancia en las mediciones realizadas reportó valores de desviación estándar $n = \sigma$, dentro del siguiente intervalo,

$$3[dB] \leq \sigma \leq 14[dB]$$

El intervalo de distancia para el cual el modelo Log-distancia es válido, es el siguiente,

$$1[m] \leq d \leq 100[m]$$

Y las mediciones fueron realizadas dentro del siguiente intervalo de frecuencias [1, 4, 34],

$$914[MHz] \leq f \leq 4000[MHz]$$

1.7.2. Ericsson.

D. Akerberg [35] publicó en 1988, en el artículo titulado “*Properties of a TDMA picocellular office communication system*” (Propiedades de un sistema de comunicaciones de oficina de picocelda TDMA), el modelo Ericsson que fue obtenido mediante extensas mediciones en edificios de oficinas con múltiples pisos.

Basado en las mediciones realizadas, el modelo de Ericsson establece un límite superior y uno inferior para la obtención de pérdidas en la trayectoria en determinados intervalos de distancia y considera la existencia de 30 [dB] de atenuación en una distancia de d_0 de 1 [m]. Las mediciones fueron realizadas utilizando una frecuencia de 900 [MHz] y los resultados y la relación de límites superiores e inferiores de pérdidas en la trayectoria se presentan en la tabla (1.2).

Distancia.	L_{Ei-900}	L_{Es-900}	
$1 \leq d \leq 10$	$30 + 20 \cdot \log_{10}(d)$	$30 + 40 \cdot \log_{10}(d)$	(1.114)
$10 \leq d \leq 20$	$20 + 30 \cdot \log_{10}(d)$	$40 + 30 \cdot \log_{10}(d)$	(1.115)
$20 \leq d \leq 40$	$-19 + 60 \cdot \log_{10}(d)$	$1 + 60 \cdot \log_{10}(d)$	(1.116)
$40 \leq d$	$-115 + 120 \cdot \log_{10}(d)$	$-95 + 120 \cdot \log_{10}(d)$	(1.117)

donde:

d = Distancia entre la antena de transmisión y la antena de recepción [m]

L_{Ei-900} = Límite inferior de pérdidas en la trayectoria del modelo Ericsson [dB]

L_{Es-900} = Límite superior de pérdidas en la trayectoria del modelo Ericsson [dB]

Tabla 1.2. Modelo Ericsson para una frecuencia de 900 [MHz].

El modelo de Ericsson establece una extensión en una frecuencia de 1800 [MHz] adicionando a las relaciones establecidas para las ecuaciones en una frecuencia de 900 [MHz] un factor de 8.5 [dB] de modo que las relaciones y los resultados de límites superiores e inferiores de pérdidas en la trayectoria se presentan en la tabla (1.3) [1, 9, 35].

Distancia.	$L_{Ei-1800}$	$L_{ES-1800}$	
$1 \leq d \leq 10$	$30 + 20 \cdot \log_{10}(d) + L_{1800}$	$30 + 40 \cdot \log_{10}(d) + L_{1800}$	(1.118)
$10 \leq d \leq 20$	$20 + 30 \cdot \log_{10}(d) + L_{1800}$	$40 + 30 \cdot \log_{10}(d) + L_{1800}$	(1.119)
$20 \leq d \leq 40$	$-19 + 60 \cdot \log_{10}(d) + L_{1800}$	$1 + 60 \cdot \log_{10}(d) + L_{1800}$	(1.120)
$40 \leq d$	$-115 + 120 \cdot \log_{10}(d) + L_{1800}$	$-95 + 120 \cdot \log_{10}(d) + L_{1800}$	(1.121)

donde:

d = Distancia entre la antena de transmisión y la antena de recepción [m]

$L_{Ei-1800}$ = Límite inferior de pérdidas en la trayectoria del modelo Ericsson [dB]

$L_{ES-1800}$ = Límite superior de pérdidas en la trayectoria del modelo Ericsson [dB]

L_{1800} = 8.5 decibeles [dB]. Factor de pérdidas en una frecuencia de 1800 [MHz]

Tabla 1.3. Modelo Ericsson para una frecuencia de 1800 [MHz].

1.7.3. Tuan.

Shih-Chung Tuan [36] publicó en 2003 el artículo llamado “*Optimization of Propagation Models for the Radio Performance Evaluation Of Wireless Local Area Network*” (Optimización de modelos de propagación para la evaluación del rendimiento de radio de redes inalámbricas de área local), trabajo en el cual presentó el modelo conocido como modelo Tuan, basado en mediciones realizadas en un edificio de la Universidad de Yuan-Zue, en Taiwan. La formulación general del modelo de Tuan se presenta en la ecuación (1.122),

$$L_T = k_1 + G_T + k_2 \log_{10}(f) + k_3 \log_{10}(d) + n_w (k_4 P_1 + k_5 P_2) + k_6 n_f \quad (1.122)$$

donde:

L_T = Pérdidas en la trayectoria dadas por el modelo Tuan [dB]

k_i = Factores de pérdidas obtenidos mediante mediciones

$i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$

G_T = Ganancia de la antena de transmisión [dB]

f = Frecuencia de transmisión [GHz]

d = Distancia entre antena de transmisión y antena de recepción [m]

P_1 = Factor relacionado al ángulo de incidencia θ [°] sobre la pared

P_2 = Factor relacionado al ángulo de incidencia θ [°] sobre la pared

n_w = Número de paredes atravesadas en la trayectoria

n_f = Número de pisos atravesados en la trayectoria

Los factores k_1, k_2, k_3, k_4, k_5 y k_6 , en la ecuación (1.122) son calculados mediante regresiones lineales de los datos obtenidos en las mediciones. Mientras que para los factores P_1 y P_2 , Tuan propuso cuatro relaciones que se presentan a continuación,

$$(P_1, P_2) = [\cos \theta, 1 - \cos \theta] \quad (1.123)$$

$$(P_1, P_2) = [\cos^2 \theta, (1 - \cos \theta)^2] \quad (1.124)$$

$$(P_1, P_2) = [\sin^2 \theta, (1 - \sin \theta)^2] \quad (1.125)$$

$$(P_1, P_2) = [\sin \theta, 1 - \sin \theta] \quad (1.126)$$

Las relaciones de las ecuaciones (1.123), (1.124), (1.125) y (1.126) son utilizadas en la ecuación (1.122) y basado en los datos obtenidos en las mediciones Shih-Chung Tuan, formuló las siguientes ecuaciones,

$$L_T = 20.42 + 36.3 \cdot \log_{10}(f) + 18.9 \cdot \log_{10}(d) + n_w [10.22 \cos \theta + 27.21(1 - \cos \theta)] + 5.88m_f \quad (1.127)$$

$$L_T = 30.1 + 36.3 \cdot \log_{10}(f) + 20.2 \cdot \log_{10}(d) + n_w [1.16 \cos^2 \theta + 27.25(1 - \cos \theta)^2] + 2.2m_f \quad (1.128)$$

$$L_T = 27.91 + 36.3 \cdot \log_{10}(f) + 19.35 \cdot \log_{10}(d) + n_w [14.73 \sin^2 \theta + 3.02(1 - \sin \theta)^2] + 7.4m_f \quad (1.129)$$

$$L_T = 19.07 + 36.3 \cdot \log_{10}(f) + 18.3 \cdot \log_{10}(d) + n_w [21 \sin \theta + 12.2(1 - \sin \theta)] + 8.6m_f \quad (1.130)$$

donde:

L_T = Pérdidas en la trayectoria dadas por el modelo Tuan [dB]

f = Frecuencia de transmisión [GHz]

d = Distancia entre antena de transmisión y antena de recepción [m]

n_w = Número de paredes atravesadas en la trayectoria

n_f = Número de pisos atravesados en la trayectoria.

Shih-Chung Tuan reportó de la aplicación de las ecuaciones, valores de desviación estándar dentro del siguiente intervalo,

$$5.42[dB] \leq \sigma \leq 6.89[dB]$$

El intervalo de parámetros para el cual el modelo de Tuan es válido es,

$$900 [MHz] \leq f \leq 5700 [MHz]$$

Shih-Chung Tuan señaló con base a las mediciones realizadas que las señales transmitidas no son capaces de atravesar más de cuatro pisos y que a medida que la frecuencia se incrementa las áreas de cobertura se ven reducidas [9, 36]

1.7.4. Factor de Atenuación.

S. Y. Seidel [37] publicó en 1992, en el artículo titulado “*Path Loss Prediction Models for Indoor Wireless Communications in Multifloored Buildings*” (Modelos de predicción de pérdidas en la trayectoria para comunicaciones inalámbricas en edificios con múltiples pisos), el modelo para la predicción de pérdidas dentro de edificios conocido como modelo de factor de atenuación, basado en múltiples mediciones realizadas en diversos ambientes de propagación dentro de diferentes edificios. Derivado de las extensas mediciones realizadas S. Y. Seidel consideró en la inclusión de los efectos del edificio así como las variaciones causadas por los obstáculos existentes en la trayectoria de propagación.

La obtención de las pérdidas en la trayectoria utilizando el modelo de factor de atenuación se realiza mediante la ecuación (1.131),

$$L_{FA-sp} = L(d_0) + 10n_{sp} \log_{10}(d) + FAF \quad (1.131)$$

donde:

L_{FA-P} = Pérdidas en la trayectoria para un solo piso del modelo factor de atenuación [dB]

$L(d_0)$ = Constante de pérdidas en el espacio libre [dB] a una distancia d_0

d_0 = Distancia de referencia cercana al transmisor en [m]

d = Distancia entra la antena de transmisión y la antena de recepción [m]

n_{sp} = Factor de pérdidas obtenido de mediciones a lo largo de un solo piso

FAF = Factor de atenuación de piso (*Factor Attenuation Floor*) [dB]

El valor de FAF es agregado por cada piso que se atraviesa en la trayectoria de transmisión. En el modelo de factor de atenuación el valor de pérdidas $L(d_0)$ en la ecuación (1.131), está basado en mediciones realizadas físicamente considerando una trayectoria con línea de vista en una distancia de referencia d_0 , la cual siempre debe ser cercana a la antena de transmisión. Este valor puede ser calculado de otro modo mediante la ecuación (1.48) de pérdidas en la trayectoria en el espacio libre L_F .

El modelo de factor de atenuación, establece valores para el factor de pérdidas en un solo piso n_{sp} , retomado de las mediciones realizadas por J. B. Andersen [34], de modo que n_{sp} , está definido dentro de los siguientes intervalos:

- Línea de vista dentro de edificios,

$$1.6 \leq n_{sp} \leq 1.8$$

- Línea de vista obstruida dentro de edificios,

$$4 \leq n_{sp} \leq 6$$

- Línea de vista obstruida dentro de fábricas,

$$2 \leq n_{sp} \leq 3$$

El modelo de factor de atenuación, en las mediciones realizadas en un solo piso reportó valores de desviación estándar σ , dentro del siguiente intervalo,

$$2.9[dB] \leq \sigma \leq 12.9[dB]$$

El intervalo de distancia para el cual el modelo Log-distancia es válido, es el siguiente,

$$1[m] \leq d \leq 100[m]$$

Y las mediciones fueron realizadas para los siguientes valores de frecuencias,

$$f = 915[MHz] \quad 13.2[dB] \leq FAF \leq 39.6[dB]$$

$$f = 1900[MHz] \quad 26.2[dB] \leq FAF \leq 35.6[dB]$$

Si el modelo de factor de atenuación es utilizado en la predicción de pérdidas en la trayectoria en múltiples pisos, el valor de FAF es reemplazado por un factor de pérdidas en múltiples pisos n_{mp} , que ya incluye los efectos de múltiples pisos de separación, el factor de atenuación se escribe como se presenta en la ecuación (1.132),

$$L_{FA-mp} = L(d_0) + 10n_{mp} \log_{10}(d) \quad (1.132)$$

donde:

L_{FA-P} = Pérdidas en la trayectoria para un solo piso del modelo factor de atenuación [dB]

$L(d_0)$ = Constante de pérdidas en el espacio libre [dB] a una distancia d_0

d_0 = Distancia de referencia cercana al transmisor [m]

d = Distancia entra la antena de transmisión y la antena de recepción [m]

n_{mp} = Factor de pérdidas obtenido de mediciones a través de varios pisos

El modelo de factor de atenuación el valor de pérdidas $L(d_0)$ está basado en mediciones realizadas físicamente considerando una trayectoria con línea de vista en una distancia de referencia d_0 , la cual siempre debe ser cercana a la antena de transmisión. Este valor puede ser calculado de otro modo mediante la ecuación de pérdidas en la trayectoria en el espacio libre L_F , dada por la ecuación 1.48.

El modelo de factor de atenuación basado en mediciones realizadas a lo largo de múltiples pisos, reporta valores para el factor n_{mp} , definido dentro del siguiente intervalo,

$$1.81 \leq n_{mp} \leq 5.22$$

El modelo de factor de atenuación de pérdidas a través de múltiples pisos, reporta valores de desviación estándar σ dentro del siguiente intervalo,

$$4.3[dB] \leq \sigma \leq 16.3[dB]$$

Los valores para los cuales el modelo de factor de atenuación en múltiples pisos fue validado, son [1, 4, 37],

$$1[m] \leq d \leq 100[m]$$

$$f = 914[MHz]$$

1.7.5. 1SM (One Slope Model).

El modelo de una sola pendiente (1SM, *One Slope Model*) [14] publicado en 1999 en el COST 231 “*Final Report, Digital Mobile Radio Towards Future Generation Systems*” (Reporte final, radio móvil digital hacia sistemas de generación futura), considera una dependencia lineal entre las pérdidas en la trayectoria y el logaritmo de la distancia entre las antenas de transmisión y de recepción, es decir las pérdidas en la trayectoria son determinadas mediante el logaritmo de la distancia d y un índice de incremento de pérdidas en la trayectoria n_{1SM} . El modelo 1SM se define mediante la ecuación (1.133),

$$L_{1SM} = L_0 + 10n_{1SM} \log_{10}(d) \quad (1.133)$$

donde:

L_{1SM} = Pérdidas en la trayectoria para el modelo 1SM [dB]

L_0 = Pérdidas en la trayectoria a una distancia de 1 metro, dadas por la ecuación (1.48)

n_{1SM} = Factor de pérdidas en la trayectoria para el modelo 1SM

d = Distancia entre transmisor y receptor [m]

El valor de pérdidas en la trayectoria L_0 en una distancia de 1 [m] en la ecuación (1.133) se obtiene de las mediciones realizadas dentro del ambiente de propagación, de otro modo este se calcula mediante la ecuación de pérdidas en el espacio libre dadas por la ecuación (1.48). El modelo 1SM utilizado en mediciones en múltiples edificios en el COST 231 reporta los siguientes valores para L_0 y para el factor de pérdidas en la trayectoria n_{1SM} , y se presentan en la tabla (1.4).

Ambiente.	L_0	n_{1SM}
Un piso	33.3	4
Dos pisos.	21.9	5.2
Tres Pisos.	44.9	5.4

donde:

L_0 = Pérdidas en la trayectoria a una distancia de 1 metro [dB].

n_{1SM} = Factor de pérdidas en la trayectoria para el modelo 1SM.

Tabla 1.4. Factores de pérdidas del modelo 1SM.

Los valores para los cuales el modelo de 1SM fue validado mediante mediciones en múltiples edificios, son los siguientes [14, 22],

$$1[m] \leq d \leq 100[m]$$

$$900[MHz] \leq f \leq 1800[MHz]$$

1.7.6. COST 231 MWM (*Multi Wall Model*).

El modelo MWM (*Multi Wall Model*) [14], para propagación en ambientes interiores de edificios fue publicado en 1999, en el COST 231 en el reporte “*Digital Mobile Radio Towards Future Generation Systems*” (Reporte final, radio móvil digital hacia sistemas de generación futura). Considera una trayectoria directa entre la antena de transmisión Tx y la antena de recepción Rx en su modelo matemático, sumando las pérdidas en la trayectoria en el espacio libre presentadas en la ecuación (1.48), agregando componentes lineales de pérdidas proporcionales al número de paredes atravesadas, y un término complejo relacionado al número de pisos atravesados. El modelo MWM establece que las pérdidas en la trayectoria por los pisos no son una función lineal del número total de pisos atravesados en la trayectoria. Las pérdidas en la trayectoria obtenidas por el modelo MWM se obtienen mediante la ecuación (1.134),

$$L_{MWM} = L_F + L_c + \sum_{i=1}^I k_{wi} L_{wi} + k_f^{[(k_f+2)/(k_f+1)-b]} L_f \quad (1.134)$$

donde:

L_{MWM} = Pérdidas en la trayectoria del modelo MWM [dB].

L_F = Pérdidas en el espacio libre [dB], dadas por la ecuación (1.48).

L_c =Factor de pérdidas derivado empíricamente.

L_{wi} = Perdidas por pared [dB]

k_{wi} = Número de paredes atravesadas en la trayectoria directa del tipo i

L_f = Pérdidas por piso [dB]

k_f = Número de pisos atravesados en la trayectoria directa

b = Parámetro de tipos de pared

Los factores de pérdidas en la ecuación (1.134) no son pérdidas de pared física sino coeficientes del modelo MWM optimizados con datos de pérdidas en la trayectoria medidos en múltiples edificios. Por consiguiente, los factores de pérdidas incluyen implícitamente los efectos en la propagación, tal como el desvanecimiento debido al mobiliario así como el efecto de señales guiadas a través de corredores.

La constante de pérdidas L_c en la ecuación (1.134) es un factor determinado de las mediciones mediante el uso de múltiple regresión lineal que comúnmente es establecido en cero. El modelo MWM basado en mediciones en múltiples edificios en el COST 231 establece factores de pérdidas para la clasificación de dos tipos de pared L_{wi} , un factor de pérdidas de piso L_f y el factor empírico de pérdidas b y se presentan en la tabla 1.5.

Factor	Descripción.	Valor
L_{w1}	Pared que no soporta carga: por ejemplo pared de yeso, o pared de concreto ligero, con un grueso menor a 10 [cm]	3.4[dB]
L_{w2}	Pared de soporte de carga: por ejemplo, pared de ladrillos o de concreto, con un grueso mayor a 10 [cm]	6.9[dB]
L_f	Factor de pérdidas por piso.	18.3[dB]
b	Factor de pérdidas.	0.46

Tabla 1.5. Tipos de pared para el modelo MWM (*Multi-Wall Model*).

Los valores reportados en la tabla 1.5, son válidos para la transmisión de una señal cuando la antena de transmisión y la antena de recepción están colocadas dentro del mismo piso, en dos pisos adyacentes o dentro de dos o más pisos.

Los valores para los cuales el modelo COST 231 MWM fue validado mediante mediciones en múltiples edificios, son los siguientes [9, 14, 38],

$$1[m] \leq d \leq 100[m]$$

$$900[MHz] \leq f \leq 1800[MHz]$$

1.7.7. LAM (*Linear Attenuation Model*).

El modelo de atenuación lineal (LAM, *Linear Attenuation Model*) [14] publicado en 1999, en el COST 231, “*Final Report, Digital Mobile Radio Towards Future Generation Systems*” (Reporte final, radio móvil digital hacia sistemas de generación futura), retoma las pérdidas en la trayectoria en el espacio libre L_F dadas por la ecuación (1.48) y considera un exceso de pérdidas en la trayectoria dependientes de la distancia d , multiplicada por un coeficiente de atenuación α . El modelo LAM se define mediante la ecuación (1.135),

$$L_{LAM} = L_F + \alpha d \quad (1.135)$$

donde:

L_{LAM} = Pérdidas en la trayectoria para el modelo LAM [dB]

L_F = Pérdidas en la trayectoria en el espacio libre dadas por la ecuación (1.48) [dB]

α = Factor de pérdidas en la trayectoria para el modelo LAM [dB/m]

d = Distancia entre transmisor y receptor [m]

El modelo LAM, basado en mediciones realizadas en múltiples edificios reporta en el COST 231 valores para el factor de pérdidas α , que se presentan en la tabla (1.6).

Ambiente.	α
Un piso	0.62
Dos pisos	0.62
Múltiples pisos	2.8

Tabla 1.6. Factor de pérdidas α , para el modelo LAM

En los valores para α presentados en la tabla (1.6) se observa un mismo valor para el caso en el que tanto la antena de transmisión como la de recepción están dentro del mismo piso o dentro de dos pisos adyacentes, y un valor para cuando se encuentran a dos o más pisos.

Los valores para los cuales el modelo de 1SM fue validado mediante mediciones en múltiples edificios, son los siguientes [14],

$$1[m] \leq d \leq 100[m]$$

$$900[MHz] \leq f \leq 1800[MHz]$$

1.7.8. IMT-2000 *Indoor*.

El modelo IMT-2000 *Indoor* [29] de predicción de pérdidas en la trayectoria para ambientes de oficinas publicado en 1999, forma parte de los estándares del IMT-2000 (*International Mobile Telecommunications-2000*, Telecomunicaciones internacionales móviles-2000) desarrollado por la ITU (*International Telecommunication Union*, Union Internacional de Telecomunicaciones) para sistemas de comunicaciones inalámbricas y está basado en el modelo COST 231 MWM. El modelo IMT-2000 *indoor*, se expresa mediante la ecuación (1.136),

$$L_{IMT-2000(i)} = 37 + 30 \cdot \log_{10}(d) + 18.3n^{((n+2) / (n+1)-0.46)} \quad (1.136)$$

donde:

$L_{IMT-2000(i)}$ = Pérdidas en la trayectoria para el modelo IMT-2000 *indoor* [dB].

n =Número de pisos atravesados.

d =Distancia entre transmisor y receptor [m].

El modelo IMT-2000 *indoor*, establece que las pérdidas en la trayectoria varían debido a la dispersión, atenuación por paredes, pisos y estructuras metálicas tales como divisiones de oficina y archiveros. Estos objetos además producen efectos de oscurecimiento. Por lo tanto un oscurecimiento log-normal con una desviación estándar de 12 dB puede esperarse.

Los intervalos de parámetros para los cuales el modelo IMT-2000 para ambiente *indoor* fue validado, son los siguientes [2, 29, 39],

$$f = 2000 [MHz]$$

$$d \leq 100 [m]$$

1.7.9. Motley-Keenan.

A. J. Motley y J.M. Keenan [40], publicaron en 1988, el artículo "*Personal Communication Radio Coverage in Buildings at 900 MHz and 1700 MHz*" (Cobertura de radio de comunicación personal en edificios en 900 MHz y 1700 MHz), en el que presentaron su trabajo acerca de las mediciones obtenidas en ambientes interiores de oficinas con base a las cuales desarrollaron el modelo para pérdidas en la trayectoria en interiores de edificios conocido como modelo Motley-Keenan. El modelo Motley-Keenan considera que las paredes y los pisos existentes en la trayectoria directa de propagación que forman parte de las características estructurales específicas de los edificios son los principales elementos de atenuación, de modo que el cálculo de pérdidas en la trayectoria utilizando el modelo Motley-Keenan retoma las pérdidas en la trayectoria en el espacio libre L_F ,

dadas por la ecuación (1.48) sumándole la atenuación por cada pared o piso que obstruyen la trayectoria directa entre la antena de transmisión y la de recepción como se expresa en la ecuación (1.137),

$$L_{MK} = L_F + (p \times WAF) + (k \times FAF) \quad (1.137)$$

donde:

L_{MK} = Pérdidas en la trayectoria obtenidas por el modelo Motley-Keenan [dB]

L_F = Pérdidas en el espacio libre dadas por la ecuación (1.48) [dB]

p = Número de paredes entre transmisor y receptor

WAF = Factor de atenuación de pared (*Wall Attenuation Factor*)

k = Número de pisos entre transmisor y receptor

FAF = Factor de atenuación de piso (*Floor Attenuation Factor*)

El modelo Motley-Keenan establece que en general, para sistemas de comunicaciones inalámbricos utilizados en interiores, las paredes dentro de los edificios tienen los factores de atenuación presentados en la tabla (1.7).

Factor	Descripción.	Valor
WAF	Paredes de yeso o paredes utilizadas para la división de oficinas	3[dB]
WAF	Paredes de ladrillos	10[dB]
FAF	Factor de pérdidas por piso, varía dependiendo de la construcción	13[dB] a 18.3[dB]

Tabla 1.7. Factores de pérdidas por paredes y pisos, para el modelo Motley-Keenan.

Los valores para los cuales el modelo de Motley-Keenan fue validado mediante mediciones en múltiples edificios son los siguientes,

$$1[m] \leq d \leq 100[m]$$

$$900[MHz] \leq f \leq 1800[MHz]$$

EL modelo Motley-Keenan, mediante su descripción matemática presentada en la ecuación (1.137), permite su aplicación para un amplio rango de frecuencias, aunque originalmente fue probado en frecuencias de 900 y 1700 MHz. Este modelo también ha sido usado en frecuencias desde 800 hasta 2100 MHz, además de que ha sido utilizado ampliamente en un gran número de pruebas en una frecuencia de 2400 MHz [4, 9, 38, 40, 41, 42].

Referencias.

- [1] Theodore S. Rappaport, *Wireless Communications, Principles and Practice*, Prentice Hall, 2002.
- [2] Garg K. Vijay, *Wireless Communication and Networking*, Morgan Kaufmann, 2007.
- [3] Roy Blake, *Wireless Communication Technology*, Delmar, 2000.
- [4] J.D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, John Wiley & Sons, 2000.
- [5] Roger L. Freeman, *Telecommunication System Engineering*, John Wiley & Sons, 2004.
- [6] Kai Chang, *RF and Microwave Wireless Systems*, John Wiley & Sons, 2000.
- [7] Andrea Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [8] Harry R. Anderson, *Fixed Broadband Wireless System Design*, John Wiley & Sons, 2003
- [9] Simon R. Saunders, *Antennas and Propagation for Wireless Communication System*, John Wiley & Sons, 2007.
- [10] S. Ramo et al., *Fields and Waves in Communication Electronics*, John Wiley & Sons, 1965.
- [11] W.S. Ament, *Toward a Theory of Reflection by a Rough Surface*, en *Proceedings of the IRE*, vol. 41, núm. 1, enero de 1953, pp. 142-146.
- [12] L. Boithias, *Radio Wave Propagation*, McGraw Hill, 1987.
- [13] *International Telecommunication Union*, ITU-R-R Recomendación P.453-6, *The radio refractive index: its formula and refractivity data*, 1997a.
- [14] COST 231, *Digital Mobile Radio, Towards Future Generation Systems*, en COST 231 Final Report, *European Commission*, 1999.
- [15] Harald T. Friis, *A note on a Simple Transmission Formula*, en *Proceedings of the IRE*, vol. 34, núm. 5 mayo de 1946, pp. 254-256.
- [16] Byeong Gi Lee, *Broadband Wireless Access and Local Networks Mobile Wi MAX and WiFi*, Artech House, 2008.
- [17] C. Chrysanthou y H. L. Bertoni, *Variability of Sector Averaged Signals for UHF Propagation in Cities*, en *IEEE Transactionson Vehicular Technology*, vol. 39, núm. 4, 1990 pp. 352–358.
- [18] Simon R. Saunders, *Mobile Radio Propagation in built-up Areas: A Numerical Model of Slow Fading*, en *Proceedings of the 41st IEEE Vehicular Technology Society Conference*, 1991, pp. 295-300.
- [19] S.O. Rice, *Statistical Properties of a Sine Wave plus Random Noise*, en *Bell System Technical. Journal*, vol. 27, núm. 1, enero de 1948, pp. 109–127.
- [20] M. Nakagami, *The m-distribution, a General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading*, reimpresso de *Statistical Methods of Radiowave Propagation*, Pergamon Press, 1960.

- [21] U. Charash, *Reception through Nakagami fading Multipath Channels with Random Delays*, en *IEEE Transactions on Communications*, vol. 27 núm. 4, 1979, pp. 657–670.
- [22] Q. T. Zhang, *A Generic Correlated Nakagami Fading Model for Wireless Communications*, en *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, núm.11, 2003, pp. 1745–1748.
- [23] Bernhard H. Walke, *IEEE 802.11 Wireless Systems*, John Wiley & Sons, 2006.
- [24] Yoshihisa Okumura, *Field strength and its variability in VHF and UHF land-mobile radio-service*, en *Review. Electrical. Communications Laboratories*, vol. 16, núm. 9–10, septiembre-octubre de 1968, pp. 825-873.
- [25] Masaharu Hata, *Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services*, en *IEEE Transactionson Vehicular Technology*, vol. VT-29, núm. 3, agosto de1980, pp. 317–325.
- [26] *European Cooperation in the Field of Scientific and Technical Research EURO-COST231, Urban Transmission Loss Models for Mobile Radio in the 900 and 1800 MHz Bands*, Revision 2, septiembre de 1991.
- [27] F. Ikegami, et al, *Theoretical Prediction of Mean Field Strength for Urban Mobile Radio*, en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 39 núm. 3, 1991, 299–302.
- [28] J. Walfisch, y H. L. Bertoni, *A Theoretical Model of UHF Propagation in Urban Environments*, en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 36 núm. 12, octubre de 1988 pp. 1788–1796.
- [29] ITU, *Guidelines for Evaluation of Radio Transmmision Technologies for IMT-2000 ITU-R M.1225*, 1999.
- [30] D. C. Cox, et al., *Measurements of 800 MHz Radio Transmission into Buildings with Metallic Walls*, en *Bell systems Technical Journal*, vol. 62, núm. 9, noviembre de 1983, pp. 2695-2717.
- [31] S.E. Alexander, *Radio Propagation Within Buildings at 900 MHz*, en *Electronics Letters*, vol. 18, núm. 21, 1982, pp. 913-914.
- [32] H. Hashemi, *The Indoor Radio Propagation Channel*, en *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, núm. 7, julio de 1993, pp. 943-968.
- [33] D. Molkdar, *Review on Radio Propagation Into and Within Buildings*, en *IEEE Proceedings*, vol. 138, núm. 1, febrero de 1991, pp. 61-73.
- [34] J. B. Andersen, et al, *Propagation Measurements and Models for Wireless Communication Channels*, en *IEEE Commun*, 1995, pp. 42-49.
- [35] D. Akerberg, *Properties, of a TDMA Picocellular Office Communications System*, *IEEE Globecom*, diciembre de 1988, pp. 1343-1349.
- [36] Tuan Shih-Chung, et al, *Optimization of Propagation Models for the Radio Performance Evaluation of Wireles Local Area Networks*, en *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, 2003, pp146-149.

- [37] S. Y. Seidel, *914 MHz Path Loss Prediction Models for Indoor Wireless Communications in Multifloored Buildings*, en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, febrero de 1992, vol. 40 núm. 2, pp.207-217.
- [38] Maciej J. Nawrocki, *Understanding UMTS Radio Network Modelling, Planning and Automated Optimisation*, John Wiley & Sons, 2006.
- [39] ETSI TR 101 112 v3.2.0, *Universal Mobile Telecommunications Selection procedures for the choice of radio transmission technologies of the UMTS*, 2004.
- [40] A. J. Motley y J. M. Keenan, *Personal Communication Radio coverage in Buildings at 900 MHz and 1700 MHz*, en *Electronic Letters*, vol.24 núm. 12, 1988, pp.763-764.
- [41] A. J. Motley y J. M. Keenan, *Radio Coverage in Buildings*, en *British Telecom Technology Journal*, vol.8 núm.1, enero de 1990, pp.19–24.
- [42] Christophe Chevallier, et al., *WCDMA UMTS, Deployment Handbook, Planning and Optimization Aspects*, John Wiley & Sons, 2006.

CAPÍTULO 2

**IEEE 802.11,
ESTÁNDAR PARA REDES
WLAN**

2.1. Introducción.

Los estándares IEEE 802.11 cuya primera publicación fue en el año de 1997, definen los protocolos para la implementación de redes de área local inalámbricas WLAN (*Wireless Local Area Network*). Desde su introducción y hasta la actualidad, los estándares IEEE 802.11 se han utilizado en la implementación de una gran cantidad de redes WLAN en hogares, oficinas, escuelas y áreas públicas en general, debido a que dispositivos como laptops, impresoras, teléfonos celulares inteligentes, tablets, teléfonos VoIP, reproductores MP3, reproductores de Blu-Ray, consolas de video juego, televisores inteligentes y muchos más dispositivos incorporan la tecnología inalámbrica WLAN basada en los estándares IEEE 802.11.

En la creación inicial de las redes WLAN se consideró que éstas podrían ser incluidas en estándares que ya estaban disponibles. El primer estándar considerado fue el estándar IEEE 802.3 Ethernet, sin embargo se observó que la propagación de las OEM en redes inalámbricas era muy diferente de la propagación mediante cables, debido principalmente a las grandes atenuaciones de las OEM alrededor de distancias cortas. En un segundo intento se trató de utilizar el estándar IEEE 802.4, el cual define el acceso coordinado al medio y el *token bus* por lo cual las redes WLAN fueron inicialmente definidas en el estándar IEEE 802.4L, sin embargo se observó que el manejo de *token* en una red inalámbrica presentaba dificultades [1, 2].

Derivado de las complicaciones presentadas, el organismo de estandarización IEEE decidió crear un estándar específico de comunicaciones inalámbricas aprobando el 21 de marzo de 1991 el proyecto IEEE 802.11, para lo cual formó el grupo de trabajo WG (*Working Group*), el cual como se mencionó, publicó en 1997 el primer estándar IEEE 802.11. Sin embargo de la primera publicación de dicho estándar el WG recibió retroalimentación relacionada a la incompatibilidad de los dispositivos de diferentes fabricantes que integraban esta tecnología. Esto generó la necesidad de un programa de certificación y derivó en la fundación de la alianza de compatibilidad de Ethernet inalámbrico WECA (*Wireless Ethernet Compatibility Alliance*) en 1999, renombrada como alianza Wi-Fi (WFA, *Wi-Fi Alliance*) en 2003 [1, 2].

2.2. Versiones IEEE 802.11.

La certificación Wi-Fi ha llegado a ser un programa de certificación ampliamente conocido. Las deficiencias observadas en el estándar inicial IEEE 802.11 proporcionó una base que impulsó un programa de enmiendas con la finalidad de realizar mejoras, ajustes y extensiones, generando múltiples versiones del estándar IEEE 802.11 [1]. Se presentan a continuación en la tabla 2.1, la descripción resumida de los estándares IEEE 802.11 [1,3, 4, 5, 6].

Estándar	Fecha de aprobación del proyecto	Fecha final de liberación	Título del estándar	Características
IEEE 802.11-1997	21-03-1991	26-06-1997	Estándar IEEE para redes <i>Wireless</i> LAN, especificaciones de la capa MAC y de la capa PHY.	Estándar inicial con una velocidad de 1 a 2 Mbps.
IEEE 802.11-1999	12-09-1997	18-03-1999	Parte 11: <i>Wireless</i> LAN especificaciones de la capa MAC y la capa PHY.	Sustituido por ISO/IEC 8802.11:1999. Publicado en 30-09 2005 y es el estándar internacional.
IEEE 802.11^a	16-09-1997	16-09-1999	Mayor velocidad en la capa PHY en la banda de 5 GHz.	54 Mbps, OFDM, PHY en 5 GHz, ancho de banda del canal de 20 MHz. Enmienda 1 a IEEE 802.11-1999.
IEEE 802.11b	09-12-1997	16-09-1999	Mayor velocidad en la capa PHY. Extensión en la banda de 2.4 GHz	11 Mbps, DSSS, PHY en 2.4 GHz, ancho de la banda del canal de 20 MHz. Enmienda 2 a IEEE 802.11-1999.
IEEE 802.11d	26-06-1999	14-06-2001	Operación en los dominios reguladores adicionales.	Permite a los dispositivos cumplir con los requerimientos regionales. Enmienda 3 a IEEE 802.11-1999.
IEEE 802.11e	30-03-2000	22-09-2005	Mejoras en la capa MAC	Soporte de la calidad de servicio QoS. Enmienda 8 a IEEE 802.11-1999.
IEEE 802.11f	30-03-2000	12-06-2003	Protocolo entre el punto de acceso a través de los sistemas de distribución para el funcionamiento y soporte de IEEE 802.11.	Publicado como 802.11.1 y retirado administrativamente por el consejo del estándar IEEE SA en 03-02-2006.
IEEE 802.11g	21-09-2000	12-06-2003	Mayor velocidad de datos en la banda de 2.4 GHz.	54 Mbps, OFDM, PHY en 2.4 GHz, ancho de banda del canal de 20 MHz. Enmienda 4 a IEEE 802.11-1999.
IEEE 802.11h	07-12-2000	11-09-2003	Extensiones de administración del espectro y la potencia de transmisión en la banda de 5 GHz en Europa.	En Europa los dispositivos deben implementar el estándar IEEE 802.11h en la banda de 5 GHz. Enmienda 5 a IEEE 802.11-1999.
IEEE 802.11i	30-05-2001	24-06-2004	Mejoras en la seguridad en la capa MAC.	Mejoras en la seguridad de la capa MAC, conocidas como WPA y WPA2 de <i>Wi-Fi Alliance</i> . Enmienda 7 a IEEE 802.11-1999.
IEEE 802.11j	11-12-2002	23-09-2004	Operación en las bandas 4.9 y 5 GHz en Japón.	Conformidad con la regulación del espectro japonés en la banda de 5 GHz. Enmienda 6 a IEEE

				802.11-1999.
IEEE 802.11ma	20-03-2003	08-03-2007	Revisión y mantenimiento del estándar 802.11	Prepara el estándar 802.11-2007 para reemplazar el estándar 802.11 1999.
IEEE 802.11t	12-08-2004	31-12-2009	Recomendación de prácticas para la evaluación del desempeño de las redes inalámbricas IEEE 802.11.	Grupo de trabajo dirigido a desarrollar el 802.11.2 y retirado administrativamente en 03-02-2006 por IEEE-SA.
IEEE 802.11-2007	20-03-2003	08-03-2007	Parte 11: <i>Wireless</i> LAN, especificaciones de la capa MAC y de la capa PHY.	802.11-2007 reemplaza el 802.11-1999, incorpora mejoras en los estándares a, b, d, e y g-j.
IEEE 802.11c	09-12-1997	16-09-1998	Puentes para la capa MAC, complementos para el soporte del IEEE 802.11.	Parte del puente del estándar IEEE 802.1D-2004
IEEE 802.11k	11-12-2002	31-03-2008	Administración de recursos de radio.	Mediciones del canal inalámbrico.
IEEE 802.11n	11-09-2003	11-09-2009	Mejoras para un mayor rendimiento.	600 Mbps MIMO en la capa PHY en la banda de 2.4 GHz con un ancho de canal de 20 MHz y en la banda de 5 GHz con un ancho de canal de 40 MHz
IEEE 802.11r	13-05-2004	30-09-2009	Roaming rápido.	<i>Hand-off</i> rápido para los dispositivos en movimiento.
IEEE 802.11w	03-03-2005	30-03-2009	Protección de las tramas de administración.	Seguridad para las tramas de administración.
IEEE 802.11y	16-03-2006	30-06-2008	Operación en las bandas de frecuencia 3650-3700 MHz en Estados Unidos.	Protocolo basados en la contención en la banda 3.65 GHz FCC en Estados Unidos.

Tabla 2.1 Estándares IEEE 802.11

2.3. Frecuencia de Operación IEEE 802.11.

La gran cantidad de dispositivos que utilizan la tecnología inalámbrica basada en el estándar IEEE 802.11 en entornos corporativos, académicos así como un uso extendido en el hogar está conduciendo en la actualidad a un uso cada vez más exigente de la banda de frecuencia de 2.4GHz ISM (*Industrial Scientific Medical*), dividida en 11 canales, por lo cual se requiere un uso apropiado de esta banda para optimizar el funcionamiento de los dispositivos que integran el estándar IEEE 802.11. Las características de estos canales se presentan a continuación [1, 7].

2.3.1. Especificaciones de Canales.

El estándar IEEE 802.11 establece varios requerimientos para las características de transmisión los cuales incluyen el esquema de canalización de la banda de 2.4 GHz que se divide en 11 canales establecidos por la FCC (*Federal Communications Commission*) para el dominio de Norte América esquema que es utilizado también en México y una división de 13 canales establecidos por el ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) para el dominio de Europa.

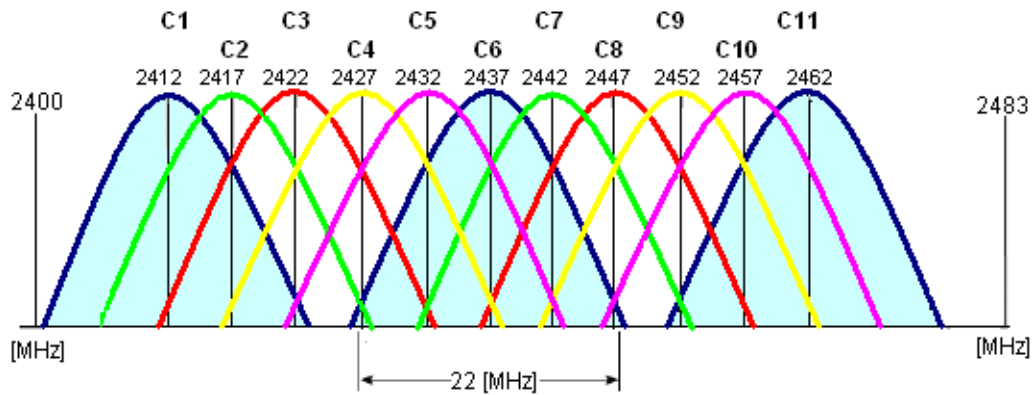


Figura 2.1. Esquema de canalización IEE 802.11 para la banda de frecuencia de 2.4 GHz.

En la figura 2.1, se muestran los canales de la banda de 2.4 GHz definidos por el estándar IEEE 802.11, los cuales tienen una frecuencia central de separación de 5 MHz y un ancho de banda total de 22 MHz. El nivel de energía de las señales que atraviesan entre estos canales determina la interferencia. Los límites no tienen un borde exacto de su canal y la energía se propaga más allá de los bordes de los límites de los canales. Sin embargo, el nivel de energía total disminuye a medida que la señal se propaga más lejos del centro del canal. Un uso apropiado típicamente utiliza solo los tres canales independientes 1, 6 y 11 que no se superponen de 11 disponibles en la banda de 2.4 GHz. Esto es aplicable para los productos 802.11b corriendo a 1, 2, 5.5 o 11 Mbps así como para los productos 802.11g corriendo hasta 54 Mbps y para los productos 802.11n que comprenden la capacidad de alcanzar una velocidad de datos de hasta 600 Mbps, los cuales son los estándares que integran la mayor cantidad de dispositivos disponibles actualmente [1, 5, 7, 8].

2.4. Arquitecturas de Red.

La arquitectura de red de una red WLAN basada en el estándar IEEE 802.11 se define mediante el conjunto de servicio básico BSS (*Basic Service Set*). Existen dos tipos de BSS: el BSS infraestructura y el BSS independiente IBSS (*Independent Basic Service Set*). El BSS infraestructura está compuesto de un punto de acceso AP (*Access Point*), el cual trabaja como la interfaz entre la infraestructura de red alámbrica, el enlace inalámbrico, y un número de estaciones asociadas con el AP. Por otro lado, el BSS independiente, IBSS, se compone de un número de

estaciones, las cuales se comunican directamente una con la otra. IBSS es llamado modo *ad hoc*. Un BSS es reconocido mediante una identificación BSS denominado BSSID (*Basic Service Set Identification*). El BSSID es la dirección MAC del AP en el caso de una BSS infraestructura, mientras que en el caso de la IBSS es una dirección asignada aleatoriamente mediante la inicialización de la estación IBSS [1, 9, 10, 11].

El termino estación base puede ser frecuentemente reemplazado mediante otros términos comúnmente usados como terminal inalámbrica, nodo móvil, estación móvil, entre otros. Sin embargo, este término debe entenderse con más cuidado, ya que específicamente, debe de tenerse en cuenta que un AP es una estación con funcionalidades extras. Por lo tanto, hablando exactamente, una estación que no es un punto de acceso AP debe ser referido como una estación que no es punto de acceso denominada estación no-AP. Sin embargo, cuando la distinción entre una estación AP y una estación *no-AP* es clara, una estación *no-AP* puede ser llamada simplemente estación.

2.4.1. Ad Hoc.

Una red *ad hoc* definida en el IBSS de IEEE 802.11, requiere al menos de un par de estaciones y está basada en la comunicación directa punto a punto como se muestra en la figura 2.2.

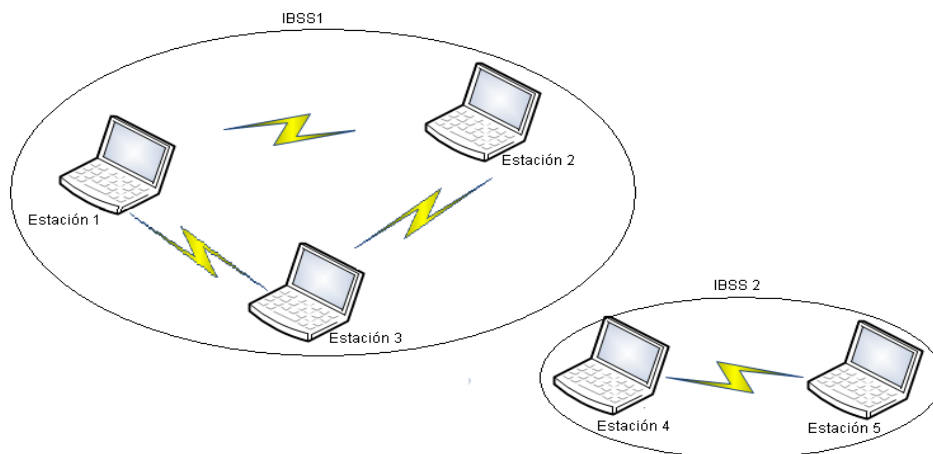


Figura 2.2. Red *ad hoc* IBSS.

La arquitectura IBSS considera que todas las estaciones están dentro de sus rangos de transmisión y por lo tanto, cualquier par de estaciones puede comunicarse directamente una con la otra. En realidad, dos estaciones podrían no estar dentro de sus rangos de comunicación, y éstas tienen que depender de una estación que las conecte y la cual pueda enviar sus tramas entre una y otra estación.

Por definición, un IBSS no implica una infraestructura, la cual podría conectar la WLAN a una red exterior, por ejemplo, la conexión a Internet. Sin embargo, en la conexión de un IBSS con Internet se puede lograr si una estación en un IBSS está conectada a Internet y esta estación ejecuta una conexión de funcionalidad compartida a Internet, la cual emplea un protocolo de enrutamiento de capa 3, la estación puede trabajar como puerta entre el IBSS IEEE 802.11 e Internet sin violar el concepto de arquitectura del 802.11 IBSS, esto debido a que el alcance de los protocolos IEEE 802.11 se limita solo hasta la capa 2 MAC [1, 9, 10, 11].

2.4.2. Infraestructura.

Una red infraestructura definida en el BSS de IEEE 802.11 se compone de una estación que trabaja como AP que tiene asociadas a esta un número de estaciones no-AP, esta relación se observa en la figura 2.3, en donde la estación 1 funciona como AP y tiene asociada la estación 2. De forma similar la estación 3 funciona como AP y tiene asociadas las estaciones 4 y 5.

Una de las funciones extras del AP con las que no cuentan las estaciones no-AP, es la función de puente de comunicación entre una red LAN (*Local Area Network*) y una red WLAN (*Wireless Local Area Network*). El área que contiene a los miembros de un BSS se llama área de servicio básico BSA (*Basic Service Area*), que es el rango de transmisión y recepción del AP en un BSS. Con el propósito de transmitir y recibir tramas de datos en un BSS infraestructura, una estación tiene que asociarse primero con su AP correspondiente mediante el intercambio de tramas de administración, incluyendo las tramas de autenticación y asociación de petición/respuesta. Una estación puede estar asociada con un solo AP en un tiempo dado, lo que implica un soporte discontinuo de transferencia de un AP a otro proceso conocido como *handoff* (transferencia), en redes de múltiples AP.

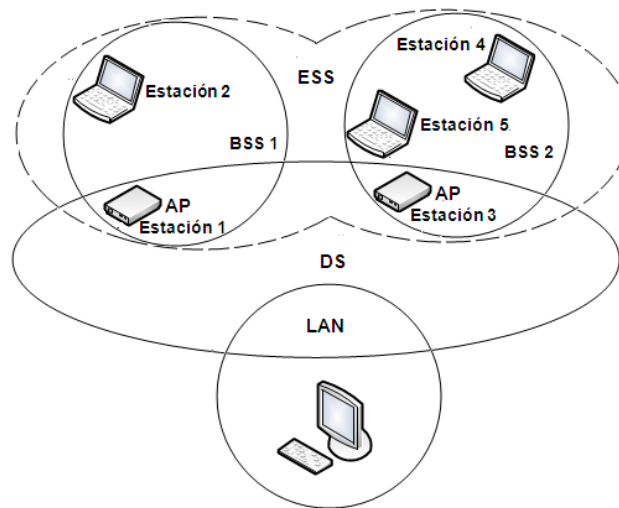


Figura 2.3. Red infraestructura BSS y formación de un ESS (*Extended Service Set*, Conjunto de servicio extendido) vía DS (*Distribution System*, Sistema de Distribución).

Debido a que las estaciones en un BSS se comunican únicamente vía su AP, la estación 4 y la 5 en la figura 2.3, no pueden transmitir o recibir tramas directamente entre ellas aunque sus rangos de transmisión y recepción estén superpuestos, y tienen que hacerlo a través de la estación 3, el cual es el AP al que están asociadas. Dado que la transmisión directa no es posible, una estación no tiene que preocuparse de donde está ubicada la estación destino, o más específicamente, si el destino está o no dentro de su rango de transmisión. Este simplemente necesita enviar alguna trama a su AP, el cual a su vez envía la trama apropiadamente de acuerdo al destino.

Una de las razones principales por las que una transmisión directa no está permitida, está relacionada al soporte de ahorro de energía, ya que una estación *no-AP* tiene la posibilidad de entrar en estado de hibernación, en el cual la estación no está involucrada con la transmisión/recepción de tramas con el propósito de ahorrar su energía y el AP necesita soportar este ahorro de energía de las estaciones mediante el almacenamiento en su memoria de las tramas destinadas a las estaciones que se encuentren en el estado de hibernación y transmitir las tramas almacenadas cuando las estaciones regresen a su estado activo. Esta característica permite que una estación pueda transmitir una trama a otra estación en el BSS sin preocuparse acerca de si la estación destino se encuentra o no en estado de hibernación, dado que la trama primero será transmitida al AP, el cual a su vez envía la trama a la estación de destino en estado de hibernación cuando la estación regrese al estado activo [1, 9, 10, 11].

2.4.3. Sistema de Distribución (DS) y Conjunto de Servicio Extendido (ESS).

Un sistema de distribución DS (*Distribution System*), es un enlace basado en la tecnología de telefonía fija IEEE 802.3 Ethernet, que ha sido implementado para la tecnología de redes inalámbricas WLAN basada en IEEE 802.11. El DS dentro de una WLAN representa un sistema conceptual usado para interconectar un conjunto de varios BSS integrados a una LAN para crear un conjunto de servicio extendido ESS (*Extended Service Set*). De modo que DS y ESS son utilizados en redes que tienen la finalidad de cubrir áreas extensas como empresas, universidades o plazas públicas en las que son utilizados múltiples AP a diferencia de implementaciones de red en hogares o áreas pequeñas en las que es suficiente utilizar pocos AP o incluso un solo AP en una BSA.

Un ejemplo del uso de DS y ESS se presenta en la figura 2.3 en donde una red de área local inalámbrica WLAN con dos AP. Están conectados vía un sistema de distribución DS a una red LAN (*Local Area Network*) para crear un conjunto de servicio extendido ESS.

Un ESS se reconoce mediante un conjunto de identificación de servicio SSID (*Service Set Identification*), el cual es un conjunto de caracteres de hasta 32 octetos. El SSID se conoce como

el nombre de red en dispositivos comerciales WLAN IEEE 802.11. Los AP transmiten periódicamente una trama de administración llamada trama *beacon* (haz), la cual incluye un campo que indican el SSID correspondiente de modo que las estaciones puedan identificar el ESS de los AP. La trama *beacon* incluye campos de información cruciales para las operaciones 802.11 WLAN, tales como el tiempo de sincronización, soporte de ahorro de energía, y *handoff*. Todos los dispositivos dentro de un ESS, incluidas las estaciones AP y no-AP, pertenecen a la misma subred [9, 10, 11,12].

2.5. Modelo de Referencia IEEE 802.11.

El modelo de referencia del estándar IEEE 802.11 se basa en las dos primeras capas del modelo OSI (*Open System Interconnection*); la capa física PHY (*Physical Layer*), la capa de control de acceso al medio MAC (*Medium Access Control*) y en la capa de control de enlace lógico LLC (*Logical Link Control*) definida por IEEE 802.2. Las subcapas y entidades en el modelo de referencia se comunican vía una interfaz, llamada punto de acceso de servicio (SAP, *Service Access Point*). El modelo de referencia de IEEE 802.11 se muestra en la figura 2.4.

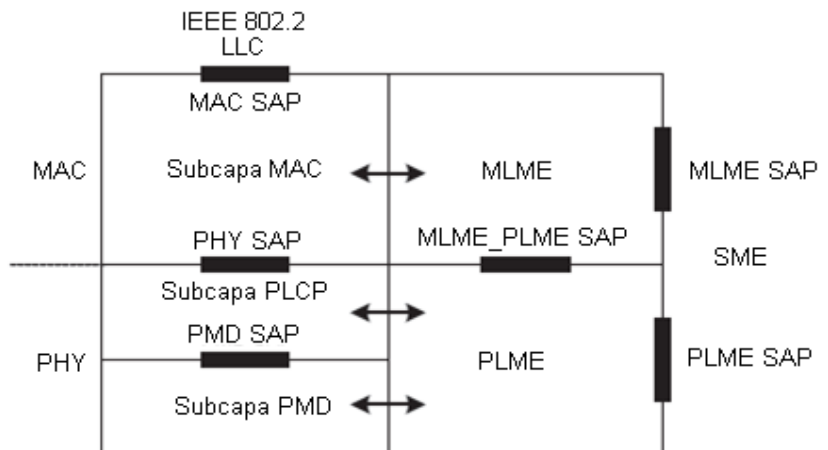


Figura 2.4. Modelo de referencia de IEEE 802.11

La capa LLC puede ser aplicada para sistemas cableados o inalámbricos, la administración y control de funciones para hacer frente a las implicaciones características de los sistemas de comunicaciones inalámbricos son especificados mediante la capa PHY y la capa MAC del modelo de referencia IEEE 802.11 en particular.

En el lado derecho de la figura 2.4, se observa que el modelo de referencia IEEE 802.11 incluye una entidad conceptual llamada entidad de administración de estación SME (*Station Management Entity*), que cruza las capas lo que representa que ésta puede comunicarse internamente con múltiples capas. La SME monitorea y controla las operaciones de un dispositivo IEEE 802.11. Cuando un usuario utiliza un dispositivo IEEE 802.11, puede controlar la operación del dispositivo

en varias formas, por ejemplo, mediante la especificación del número de canal o la clave de seguridad deseados. Además, puede ver el estado actual del dispositivo, tal como el número de canal actual o la intensidad de la señal recibida RSS (*Received Signal Strength*), los cuales son especificados y obtenidos mediante un programa de la capa de aplicación, por ejemplo, una conexión de administrador IEEE 802.11 a través del SME, el cual a su vez se comunica con la subcapa de administración MAC llamada MLME (*MAC Management Layer Entity*) o con la subcapa de administración PHY llamada PLME (*Physical Layer Management Entity*), con la finalidad de realizar lo que se ordena mediante el programa de la capa de aplicación [1, 9, 10, 11].

Referencias.

- [1] Guido R. Hiertz, *et al.*, *IEEE Standards in Communications and Networking: The IEEE 802.11 Universe*, en *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, núm. 1, enero de 2010, pp. 62-70.
- [2] C. A. Rypinsky, *Retrospective on Development of Radio and Wire Data Communication*, en *IEEE 802.15 Wireless Next Generation (WNG) Task Group, Submission 06-0107*, marzo de 2006, <https://mentor.ieee.org/802.15/file/06-15-06-0717-00-wng0-retrospective-radio-wire-data-communications-short.pdf>
- [3] A. Mercier *et al.*, *Adequacy between Multimedia Application Requirements and Wireless Protocols Features*, en *IEEE Wireless Commun*, vol. 9 , núm. 6, diciembre de 2002.
- [4] FCC, *Wireless Operations in the 3650-3700 MHz Band*, en *Rules for Wireless Broadband Services in the 3650-3700 MHz Band*, marzo de 2005.
http://hraunfoss.fcc.gov/edocs_public/attachmatch/FCC-05-56A1.pdf
- [5] Kevin Roebuck, *802.11n. License: Creative Commons Attribution-Share Alike 3.0 Unported*, <http://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/>
- [6] Stefan Mangold *et al.*, *Analysis of IEEE 802.11 for QoS Support in Wireless LANs*, en *IEEE Wireless Commun*, vol. 10, núm. 6, diciembre de 2003.
- [7] Cisco Systems, *Channel Deployment Issues for 2.4-GHz 802.11 WLANs*, Cisco Systems, Inc., 2004. www.cisco.com
- [8] Cisco Systems *802.11n: The next Generation of Wireless Performance*, Cisco Systems, Inc., 2009. www.cisco.com
- [9] Byeong Gi Lee y Choi Sunghyun, *Broadband Wireless Access and Local Networks: Model Wi MAX and WiFi*, Artech House, 2008.
- [10] Bernhard H. Walke, *et al.*, *IEEE 802.11 Wireless Systems*, John Wiley & Sons, 2006.
- [11] Borko Furht y Mohammad Ilyas, *Wireless Internet Handbook; Technologies, standards and applications*, CRC Press LLC, 2003.
- [12] IEEE 802.11-1999, *IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks—Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY)*, en *Specifications, Reference Number ISO/IEC 8802-11:1999(E), IEEE Std 802.11, 1999 edition*, 1999.
- [13] IEEE 802.11-2007, *IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks—Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, IEEE Std 802.11-2007*, en *Revision of IEEE Std 802.11-1999*, junio de 2007.
- [14] G. Bianchi, *Performance Analysis of the IEEE 802.11 Distributed Coordination Function*, en *IEEE Journal on Selected Areas Communications*, vol. 18, núm. 3, 2000, pp. 535–547.

- [15] I. Tinnirello, *et al.*, *Revisit of RTS/CTS Exchange in High-Speed IEEE 802.11 Networks*, en *Proc. IEEE International Symposium on a World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks 2005 (WoWMoM'05)*, Taormina, June de 2005.
- [16] J. Yu, *et al.*, *Enhancement of VoIP over IEEE 802.11 WLAN Via Dual Queue Strategy*, en *Proc. IEEE International Conference on Communications 2004 (ICC'04)*, junio de 2004.
- [17] G. Bianchi, *Performance Analysis of the IEEE 802.11 Distributed Coordination Function*, *IEEE Journal on Selected Areas Communications*, vol. 18, núm. 3, 2000, pp. 535–547.
- [18] F. Cali, *et al.*, *Dynamic Tuning of the IEEE 802.11 Protocol to Achieve a Theoretical Throughput Limit*, en *IEEE/ACM Trans. on Networking*, vol. 8, núm. 6, 2000, pp. 785–799.
- [19] H. Kim y J. C. Hou, *Improving Protocol Capacity with Model-Based Frame Scheduling en IEEE 802.11-Operated WLANs*, *Proc. ACM 9th International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom'03)*, septiembre de 2003, pp.14–19.
- [20] Choi, S., K. Park, and C. Kim, “Performance Impact of Interlayer Dependence in Infrastructure WLANs,” *IEEE Trans. on Mobile Computing*, vol. 5, núm. 7, 2006, pp. 829–845.
- [21] I. Tinnirello, *et al.*, *Revisit of RTS/CTS Exchange in High-Speed IEEE 802.11 Networks*, en *Proc. IEEE International Symposium on a World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks 2005 (WoWMoM'05)*, junio de 2005.

CAPÍTULO 3

PROPAGACIÓN EN INTERIORES

3.1. Motivación.

En la actualidad existe un gran número de dispositivos utilizados en ambientes interiores como el hogar, escuelas, bibliotecas y oficinas, entre otros. Estos dispositivos nos permiten mantener una comunicación inalámbrica con una red para el intercambio de información. Lo anterior, ha permitido el desarrollo de una amplia variedad de aplicaciones, de manera específica la tecnología que ha generado el incremento de dispositivos y la creación de aplicaciones, y de forma directa ha incrementado su popularidad, es el estándar IEEE 802.11, al cual desde su creación y publicación, se le han realizado revisiones, adecuaciones y extensiones con la finalidad de satisfacer los requerimientos de los usuarios, así como de las nuevas tendencias de tecnología. Las redes que operan bajo el estándar IEEE 802.11 son básicamente redes de área local inalámbricas WLAN (*Wireless Local Area Network*). La redes WLAN, de forma general, se definen como redes que permiten a los usuarios conectarse de forma inalámbrica dentro del área de cobertura lo cual incluye interiores de edificios y áreas de tamaños comparables a campus universitarios o empresas [1].

Entre los dispositivos que tienen la posibilidad de conectarse utilizando el estándar IEEE 802.11 se encuentran: televisores inteligentes, conocidos como *Smart TV*, consolas de videojuego, computadoras de escritorio, además, actualmente existe una creciente oferta de teléfonos inteligentes conocidos como *smartphones*, laptops, más recientemente y también con un gran auge, las *tablets*. Para los dispositivos mencionados que han llegado a formar parte de nuestra vida diaria en diferentes aspectos, existen cada día una mayor cantidad de opciones y aplicaciones, en diversas áreas de estudio, trabajo, salud, negocios e investigación entre otros [2].

Con fines educativos, las redes inalámbricas son utilizadas por estudiantes a todos niveles escolares utilizando el acceso a las aplicaciones inalámbricas, siendo una tendencia actual instalar redes WLAN en centros de estudio con la finalidad de que los alumnos tengan un mayor acceso a la información que complementa su formación académica. En el ámbito de los negocios las redes WLAN son implementadas principalmente en aeropuertos y hoteles con la finalidad de solventar las necesidades de comunicación de las empresas, permitiendo a sus empleados tener una mayor movilidad mediante el acceso a redes WLAN. Con fines de entretenimiento y comunicación, múltiples dispositivos como consolas de videojuego integran las capacidades inalámbricas con la finalidad de jugar en línea con múltiples jugadores, televisores con conexión a internet permiten ampliar sus capacidades de acceso a una mayor cantidad de contenidos, los smartphones amplían sus capacidades de comunicación debido a que la gran mayoría de los celulares actuales pueden conectarse a redes WLAN y de esta forma, además del servicio telefónico celular ofrecen el acceso a redes sociales que tienen un gran auge en el ámbito de la comunicación entre los

usuarios. En el área de la investigación existen múltiples estudios dedicados a desarrollar aplicaciones para el uso de redes WLAN en los aspectos mencionados, que de forma directa implica la investigación específica en mejorar las capacidades de las redes de comunicaciones inalámbricas, como la seguridad, la velocidad de datos, y entre las más importantes el diseño de cobertura de las áreas en las que se desean implementar.

De las redes inalámbricas WLAN a las cuales se conectan estos dispositivos se pueden observar varias ventajas en comparación con su contraparte de redes alámbricas. Una de las principales y más importante ventajas de las redes inalámbricas es que la conexión no requiere un espacio físico específico, es decir, la ubicación del dispositivo que se quiere conectar a la red, no está restringida a la disponibilidad de un nodo de acceso o de la utilización de un cable de conexión, como sucede en las redes cableadas, lo que nos permite la reestructuración de los espacios y la reubicación del mobiliario de forma más rápida y libre [1]. Otra ventaja clara de las redes inalámbricas es que las alámbricas requieren de un despliegue de recursos para el diseño del cableado estructurado como son canaletas, cable, nodos de conexión, así como el diseño del cableado estructurado que impacta y a su vez se ve influenciado por las características estructurales de la ubicación en la que se necesita implementar la red, debido a que el diseño de cableado estructurado considera previo a su despliegue la existencia de instalaciones hidráulicas, de luz, así como ductos de ventilación y en algunos casos instalaciones de gas, lo cual refleja la ventaja de las redes inalámbricas en cuanto una implementación más rápida, a un menor costo y que no requiere de la modificación estructural del entorno. Los ejemplos descritos proporcionan las ventajas de las redes inalámbricas, en lo que se refiere a los espacios físicos. Sin embargo, una de las principales desventajas son las pérdidas que se producen por la propagación de las OEM dentro de los edificios [3, 4, 5], hecho que ha sido revisado y tratado en el capítulo 1 del presente trabajo.

En el capítulo 1 se presentó información acerca de la comunicación inalámbrica, como son los mecanismos de propagación [3, 6, 7], los cuales representan una complicación para que las señales transmitidas arriben a su destino de forma adecuada. Además, se presentaron los modelos representativos de la propagación para exteriores e interiores con la finalidad de tener presente las características que cada modelo utiliza para la predicción de pérdidas en la trayectoria y cuáles son las consideraciones que cada modelo toma en cuenta, así como los intervalos de validez para cada uno. Los modelos para la predicción de pérdidas en interiores tienen como finalidad caracterizar la propagación dentro edificios. Aunque las distancias que se cubren son más cortas, presentan mayor atenuación debido a la existencia de una mayor cantidad de obstáculos.

Entre los obstáculos se consideran las paredes y pisos propios de la distribución estructural de los edificios. Es una buena opción contar con una herramienta que nos permita observar de forma gráfica como se distribuye la señal en ambientes específicos que cuenten con distribuciones estructurales diversas tales como una escuela, una biblioteca, un edificio de oficinas o una empresa, entre otra gran cantidad de estructuras; en donde se requiere realizar la implementación de una red WLAN con la finalidad de proporcionar una cobertura de red a la mayor cantidad de áreas y consecuentemente a una mayor cantidad de usuarios; y por supuesto , con el mínimo de equipo.

Los modelos de pérdidas por la trayectoria en ambientes interiores presentados en el capítulo 1, serán revisados y analizados en función de algunas consideraciones relacionadas a sus características con la finalidad de caracterizar gráficamente el comportamiento de éstos.

3.2. Selección de Modelos de Predicción para Interiores.

En la literatura existen diversos modelos de propagación para la predicción de pérdidas por la trayectoria para exteriores e interiores desarrollados en función de diversas consideraciones para su planteamiento matemático. Es de especial interés para el desarrollo de este trabajo aquellos modelos para ambientes interiores presentados en el capítulo 1 y de los cuales se han seleccionado cinco modelos para predicción de pérdidas en interiores. Es pertinente tener presente que los modelos para la predicción de pérdidas en la trayectoria presentados en el capítulo 1 son los modelos más representativos así como mayormente utilizados y validados mediante múltiples mediciones.

- **Modelo de Friis.** Este modelo está descrito por la ecuación (3.1) [3, 4, 5, 6, 7, 8,9],

$$L_F = -32.4 + 10 \log_{10} (G_T) + 10 \log_{10} (G_R) - 20 \log_{10} (f) - 20 \log_{10} (d) \quad (3.1)$$

donde:

L_F = Pérdidas en el espacio libre [dB]

G_T = Ganancia de la antena de transmisión [dB]

G_R = Ganancia de la antena de recepción [dB]

f = Frecuencia [MHz]

d = Distancia [km]

El modelo de Friis ha sido escogido debido a que tiene como premisa el hecho de que no existe ninguna obstrucción en la trayectoria directa establecida entre la antena de transmisión y la antena de recepción que es la consideración de un escenario ideal para realizar un diseño de cobertura. Es importante mencionar que el modelo de Friis es la base inicial sobre la cual se desarrollan

algunos de los modelos de pérdidas por la trayectoria en ambientes interiores, por lo tanto será la base de comparación con los modelos seleccionados, es decir, será la cota inferior de las pérdidas en la trayectoria.

- **One Slope Model 1SM.** Este modelo está descrito por la ecuación (3.2) [10, 11],

$$L_{1SM} = L_0 + 10n_{1SM} \log_{10}(d) \quad (3.2)$$

donde:

L_{1SM} = Pérdidas en la trayectoria para el modelo 1SM [dB]

L_0 = Pérdidas en la trayectoria a una distancia de 1 [m], dadas por la ecuación (3.1)

n_{1SM} = Factor de pérdidas en la trayectoria para el modelo 1SM

d = Distancia entre transmisor y receptor [m]

El modelo 1SM ha sido escogido debido a que parte del valor de las pérdidas en la trayectoria obtenidas mediante la ecuación de Friis dadas por la ecuación (3.1) a 1 [m] de distancia y a partir de este valor considera una dependencia lineal entre las pérdidas en la trayectoria, el logaritmo de la distancia d y un índice de incremento de pérdidas en la trayectoria n_{1SM} .

- **Linear Attenuation Model LAM.** Este modelo está descrito por la ecuación (3.3) [10],

$$L_{LAM} = L_F + \alpha d \quad (3.3)$$

donde:

L_{LAM} = Pérdidas en la trayectoria para el modelo LAM [dB]

L_F = Pérdidas en la trayectoria en el espacio libre dadas por la ecuación (3.1) [dB]

α = Factor de pérdidas en la trayectoria para el modelo LAM [dB/m]

d = Distancia entre transmisor y receptor [m]

El modelo LAM es escogido debido a que es un modelo que toma las pérdidas en la trayectoria en el espacio libre y agrega a éstas un exceso de pérdidas las cuales este modelo considera son linealmente dependientes de la distancia d , la cual es multiplicada por un factor de atenuación de $\alpha = 0.62$ establecido por el modelo a partir de mediciones realizadas en interiores de edificios.

- **Multi-Wall Model MWM.** Este modelo está descrito por la ecuación (3.4) [7, 10, 12, 13],

$$L_{MWM} = L_F + L_c + \sum_{i=1}^I k_{wi} L_{wi} + k_f^{[(k_f+2)/(k_f+1)-b]} L_f \quad (3.4)$$

donde:

L_{MWM} = Pérdidas en la trayectoria del modelo MWM [dB]

L_F = Pérdidas en el espacio libre [dB], dadas por la ecuación (3.1)

L_c = Factor de pérdidas derivado empíricamente

L_{wi} = Pérdidas por pared [dB]

k_{wi} = Número de paredes atravesadas en la trayectoria directa del tipo i

L_f = Pérdidas por piso [dB]

k_f = Número de pisos atravesados en la trayectoria directa

b = Factor de pérdidas derivado empíricamente

Este modelo ha sido escogido debido a que incluye las pérdidas en la trayectoria en el espacio libre L_F dadas por la ecuación (3.1) a las cuales les agrega pérdidas producidas por las paredes y los pisos existentes en la trayectoria directa entre transmisor y receptor, además de integrar factores empíricos obtenidos de mediciones.

- **Motley-Keenan.** Este modelo está descrito por la ecuación (3.5) [5, 7, 12, 14, 15, 16],

$$L_{MK} = L_F + p \times WAF + k \times FAF \quad (3.5)$$

donde:

L_{MK} = Pérdidas en la trayectoria obtenidas por el modelo Motley-Keenan [dB]

L_F = Pérdidas en el espacio libre [dB] dadas por la ecuación (3.1)

p = Número de paredes entre transmisor y receptor

WAF = Factor de atenuación de pared (*Wall Attenuation Factor*) [dB]

k = Número de pisos entre transmisor y receptor

FAF = Factor de atenuación de piso (*Floor Attenuation Factor*) [dB]

Este modelo ha sido escogido debido a que considera que las paredes y los pisos existentes en la trayectoria directa de propagación, que forman parte de las características estructurales específicas de los edificios, son los principales elementos de atenuación. Por lo tanto a las pérdidas en la trayectoria en el espacio libre L_F , dadas por la ecuación (3.1), agrega la atenuación por cada pared y piso que obstruyen la trayectoria directa entre la antena de transmisión y la antena de recepción.

3.2.1. Factores de Atenuación.

Los coeficientes de atenuación son un tema de gran importancia para la predicción de pérdidas en la trayectoria mediante los modelos de predicción en interiores. Algunos modelos consideran factores de atenuación en función de: la distancia o mediante la consideración de la existencia de pisos y paredes que obstaculizan la trayectoria de la señal que va de la antena de transmisión a la de recepción. Se presentan a continuación los factores de atenuación que utiliza cada uno de los modelos seleccionados.

El modelo 1SM presentado en la ecuación (3.2), determina las pérdidas en la trayectoria utilizando el valor de pérdidas en la trayectoria a 1 [m] de distancia de la antena de transmisión, que se obtienen mediante el modelo de pérdidas en el espacio libre L_F de la ecuación (3.1) y agrega pérdidas obtenidas mediante el logaritmo de la distancia d y un índice de decaimiento n_{1SM} , el cual se establece en función del ambiente en el que se utilice, es decir, el modelo emplea un índice de decaimiento cuando se utiliza en el espacio libre, mientras que si se utiliza en interiores de edificios este es ajustado dependiendo de las características del ambiente consideradas por el modelo 1SM. Estos valores se presentan en la tabla 3.1 [10, 11].

Ambiente	n_{1SM}
Espacio libre	2
Un piso	4
Dos pisos	5.2
Tres pisos	5.4

Tabla 3.1. Factor de decaimiento n_{1SM} , para el modelo 1SM.

El modelo LAM presentado en la ecuación (3.3), toma las pérdidas por la trayectoria obtenidas en la propagación en el espacio libre y agrega un exceso de pérdidas en la trayectoria linealmente dependiente de la distancia d multiplicando ésta por un factor de atenuación α . Para estos fines el modelo LAM establece valores de α , para la propagación en el espacio libre en un solo piso y para múltiples pisos, estos valores se presentan en la tabla 3.2 [10].

Ambiente	α [dB/m]
Espacio libre	0.22
Un piso	0.62
Múltiples pisos	2.8

Tabla 3.2. Factor de atenuación α , para el modelo LAM.

El modelo MWM presentado en la ecuación (3.4), toma como base las pérdidas en la trayectoria en el espacio libre L_F , dadas por la ecuación (3.1) y le suma las pérdidas que se generan por las paredes y los pisos existentes en la trayectoria directa entre el transmisor y receptor. Este modelo establece que los factores de pérdidas que utiliza no son pérdidas de paredes físicas propiamente, sino coeficientes utilizados por el modelo, los cuales están optimizados en conjunto con los datos medidos de pérdidas en la trayectoria. De tal forma que los factores de pérdidas incluyen implícitamente los efectos de la propagación tal como el desvanecimiento debido al mobiliario, por lo que el valor de L_c es comúnmente establecido en cero mientras que el valor del factor de pérdidas b se presenta en la tabla 3.3. El modelo MWM divide las paredes en dos tipos y los

valores de pérdidas que a estas asigna, así como el valor de pérdidas por piso se incluyen en la tabla 3.3 [10, 12, 13].

Factor	Descripción	Valor
L_{w1}	Pared que no soporta carga: por ejemplo pared de yeso, o pared de concreto ligero, con un grosor menor a 10 [cm]	3.4[dB]
L_{w2}	Pared de soporte de carga: por ejemplo, pared de ladrillos o pared de concreto, con un grosor mayor a 10 [cm]	6.9[dB]
L_f	Factor de pérdidas por piso	18.3[dB]
b	Factor de pérdidas derivado empíricamente	0.46

Tabla 3.3. Factores de pérdidas para el modelo MWM.

Por último el modelo Motley-Keenan presentado en la ecuación (3.5) que es ampliamente utilizado en múltiples mediciones y citado en una gran cantidad de artículos especializados en la propagación en interiores. Este se define como un modelo de sitio específico, debido a que toma las características estructurales del edificio o del área en la que es implementado. Es decir, éste recoge como entrada en su formulación matemática el número de paredes y pisos existentes que obstruyen la trayectoria directa entre transmisor y receptor a las cuales asigna un valor de pérdidas y las agrega a las pérdidas obtenidas mediante el modelo de propagación en el espacio libre dadas por la ecuación (3.1). Este modelo establece factores de pérdidas por pisos y paredes que dependen de las características particulares del área en el que es implementado, los cuales se presentan en la tabla 3.4.

Factor	Descripción	Valor
WAF	Paredes huecas generalmente de yeso	3[dB]
WAF	Paredes de ladrillo	10 [dB]
FAF	Factor de pérdidas por piso que puede ser ajustado	13 [dB] a 18 [dB]

Tabla 3.4. Factores de atenuación del modelo Motley-Keenan.

Una característica importante del modelo Motley-Keenan es que es una representación simplificada de las pérdidas en la propagación, por lo tanto no incluye los efectos que generan los desvanecimientos por trayectoria múltiple, además, considera que todas las paredes y pisos son del mismo tipo lo que implica que cada vez que se obstruye la trayectoria directa entre la antena de transmisión y la antena de recepción se obtienen atenuaciones similares [5, 7, 12, 14, 15, 16].

3.3. Evaluación de Modelos de Predicción para Interiores.

Una vez que se tienen los modelos seleccionados es necesario tener una herramienta mediante la cual sea posible caracterizar, analizar y observar el comportamiento de las pérdidas por la trayectoria. Para esto se propone una arquitectura de ocho oficinas en un solo nivel, la cual se muestra en la figura 3.1.

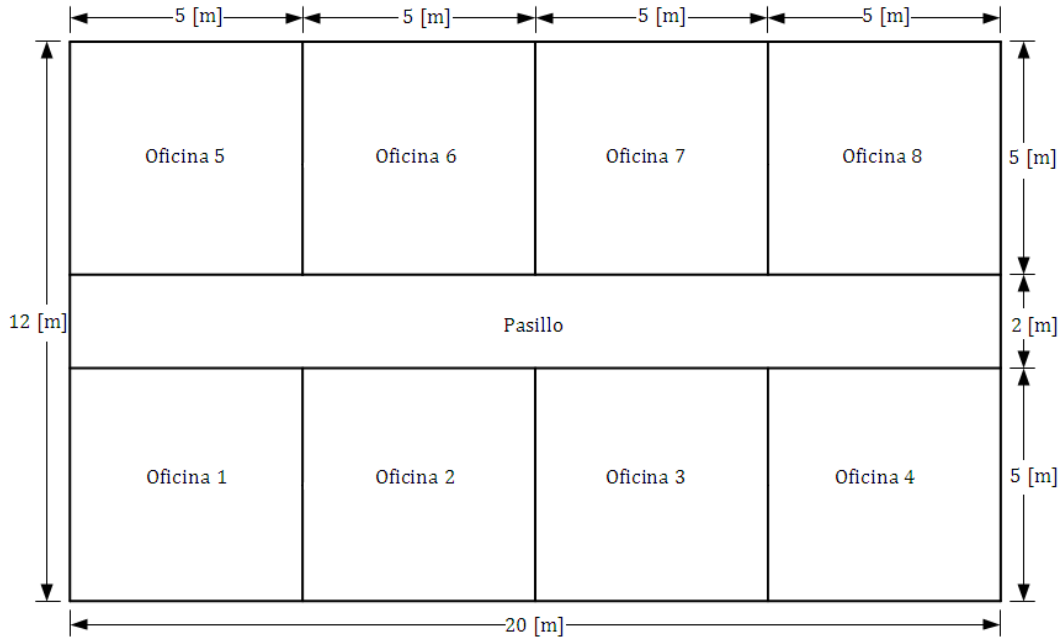


Figura 3.1. Arquitectura de ocho oficinas en un solo nivel.

Considerando la arquitectura de 8 oficinas se propone a continuación la ubicación de la antena de la transmisión Tx y la antena Rx para tres casos distintos y con tres trayectorias por cada caso.

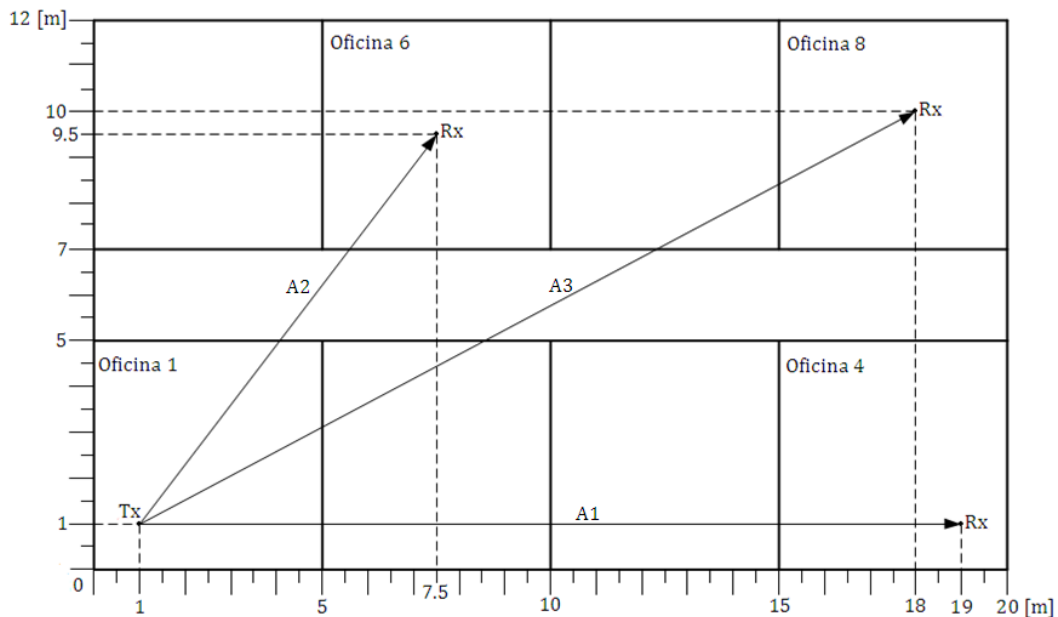


Figura 3.2. Caso 1, antena Tx dentro de oficina 1 y antenas de recepción dentro de las oficinas 4, 6 y 8.

En la figura 3.2 se presenta el caso 1 para la realización de pruebas, considerando tres trayectorias directas y la ubicación de la antena de transmisión y de las antenas de recepción se resume dentro de la tabla 3.5.

Trayectoria	Ubicación Tx	Coordenadas Tx	Ubicación Rx	Coordenadas Rx
A1	Oficina 1	(1,1)	Oficina 4	(19,1)
A2	Oficina 1	(1,1)	Oficina 6	(7.5,9.5)
A3	Oficina 1	(1,1)	Oficina 8	(18,10)

Tabla 3.5. Ubicación de la antena Tx y las antenas Rx para el caso 1 del modelo de 8 oficinas.

La siguiente evaluación para el modelo de 8 oficinas se realizara mediante el caso 2, que se presenta en la figura 3.3, en donde se observa que entre la oficina 1 y 5 está ubicada la antena de transmisión Tx la cual establece tres trayectorias directas con las antenas de recepción Rx ubicadas en las oficinas 4, 6 y 8.

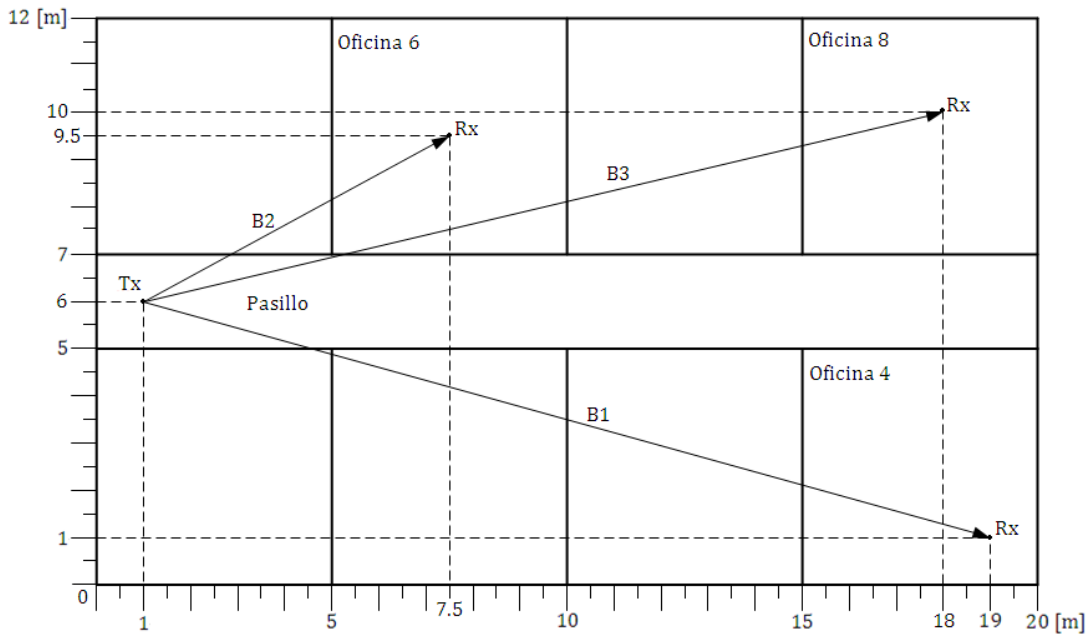


Figura 3.3. Caso 2, antena Tx en el pasillo y antenas de recepción Rx en las oficinas 4, 6 y 8.

La ubicación de la antena de transmisión Tx y las antenas de recepción para las trayectorias directas establecidas mediante el caso 2 se resume en la tabla 3.6.

Trayectoria	Ubicación Tx	Coordenadas Tx	Ubicación Rx	Coordenadas Rx
B1	Pasillo	(1,6)	Oficina 4	(19,1)
B2	Pasillo	(1,6)	Oficina 6	(7.5,9.5)
B3	Pasillo	(1,6)	Oficina 8	(18,10)

Tabla 3.6. Ubicación de la antena Tx y las antenas Rx para el caso 2 del modelo de 8 oficinas.

La siguiente evaluación correspondiente al caso 3 se presenta en la figura 3.4, la antena de transmisión Tx es de nueva cuenta ubicada en el pasillo pero en este caso se encuentra centrada dentro de la arquitectura de 8 oficinas, estableciendo tres trayectorias directas con las antenas de recepción Rx ubicadas en las oficinas 4, 6 y 8.

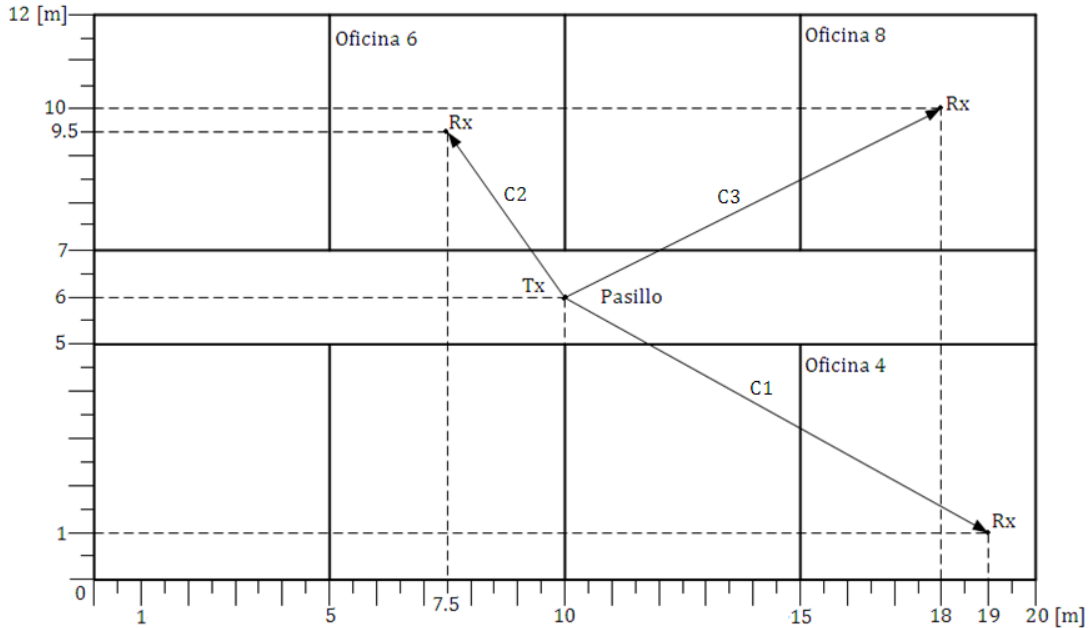


Figura 3.4. Caso 3, antena Tx en el pasillo y antenas de recepción Rx en las oficinas 4, 6 y 8.

La posición de la antena de transmisión Tx y de las antenas de recepción Rx correspondiente al caso 3 es resumida y presentada en la tabla 3.7.

Trayectoria	Ubicación Tx	Coordenadas Tx	Ubicación Rx	Coordenadas Rx
C1	Pasillo	(10,6)	Oficina 4	(19,1)
C2	Pasillo	(10,6)	Oficina 6	(7.5,9.5)
C3	Pasillo	(10,6)	Oficina 8	(18,10)

Tabla 3.7. Ubicación de la antena Tx y las antenas Rx para el caso 3 del modelo de 8 oficinas.

Una vez establecidos los tres casos con tres trayectorias directas cada uno y especificando las ubicaciones correspondientes a las antenas de transmisión Tx y recepción Rx dentro del ambiente de ocho oficinas propuesto, estas consideraciones son utilizadas para realizar la evaluación mediante la herramienta de software usando los cinco modelos de predicción de pérdidas por la trayectoria en interiores seleccionados y presentados en la sección 3.2. Esta herramienta de software consiste en utilizar la arquitectura de ocho oficinas considerando los tres casos presentados con sus trayectorias correspondientes con la finalidad de obtener las pérdidas existentes en las distancias determinadas por la separación entre las antenas de transmisión Tx y las antenas de recepción Rx incluyendo si el modelo lo considera las pérdidas generadas por las

paredes que obstruyen las trayectorias directas con la finalidad de obtener las gráficas generadas mediante los cinco modelos para una misma trayectoria dentro de la arquitectura de 8 oficinas propuesta.

De forma general el proceso desarrollado en la herramienta de software realizada para la evaluación de los modelos seleccionados es representado mediante el diagrama de bloques presentado en la figura 3.5.

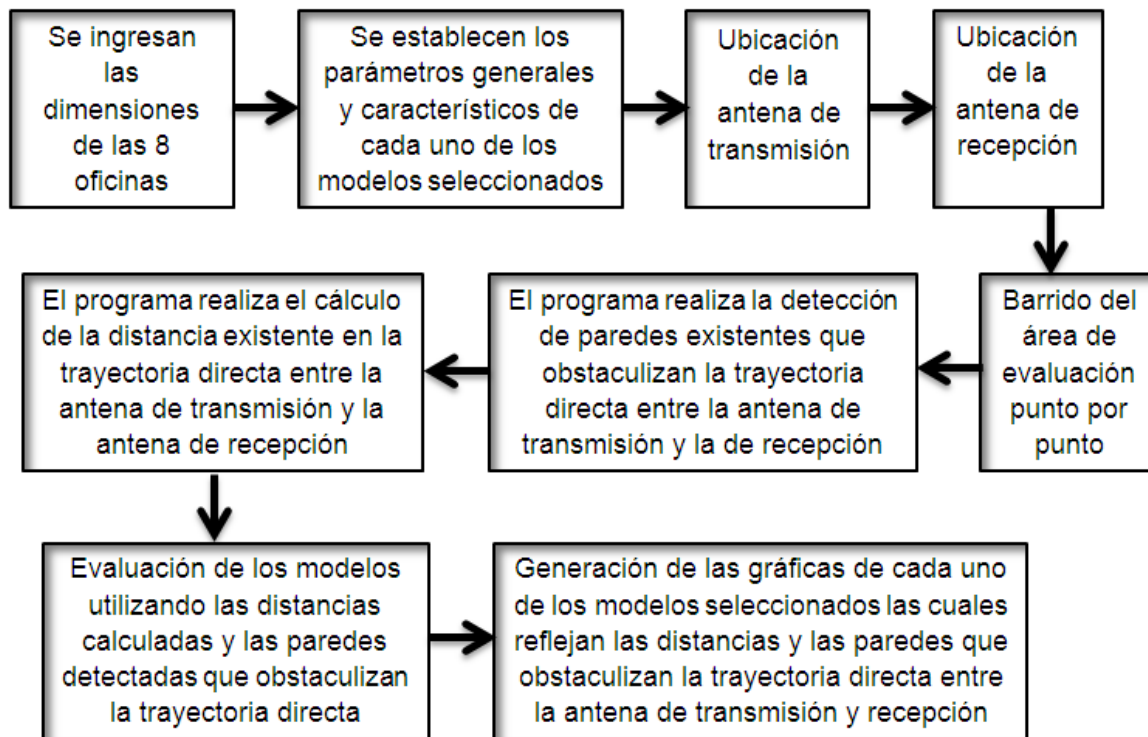


Figura 3.5. Proceso de la herramienta de evaluación de los modelos de pérdidas por la trayectoria en interiores.

El diagrama de bloques de la figura 3.5 como se mencionó describe el proceso operativo que realiza la herramienta de software y cabe destacar que las principales características bajo las cuales se realizó es la obtención del cálculo de la distancia existente entre la antena de transmisión Tx y la de recepción Rx la cual es dinámica dependiendo consecuentemente de la ubicación de estas en donde dicha distancia se obtiene de la trayectoria directa entre las antenas, y se realiza la detección de las paredes existentes. Una vez obtenidas ambas características; distancia y número de paredes el software las utiliza para calcular el valor de pérdidas por la trayectoria mediante los cinco modelos seleccionados, para finalmente desplegar como se describe en el último bloque de la figura 3.5 el comportamiento gráfico de las pérdidas obtenidas por cada uno de los modelos para la trayectoria que se esté analizando.

3.4. Resultados.

En la sección anterior se describió la metodología y el proceso general desarrollado por la herramienta de software para la evaluación de los cinco modelos seleccionados en los tres casos de prueba propuestos dentro de la arquitectura propuesta de 8 oficinas en un solo nivel presentada en la figura 3.1, para la evaluación de los modelos de predicción de pérdidas por la trayectoria en interiores de tal modo que en esta sección se presentan los resultados obtenidos para cada una de las trayectorias. En primera instancia estableceremos ciertos aspectos generales para la interpretación de las gráficas obtenidas que se presentaran a lo largo de esta sección los cuales son los siguientes:

- En la parte inferior izquierda de cada una de las gráficas se incluye el modelo de ocho oficinas con la finalidad de tener presente la trayectoria directa establecida que se está evaluando.
- En el modelo de ocho oficinas aparecerá etiquetada la trayectoria directa, representada por medio de una flecha en donde el inicio de esta corresponde a la antena de transmisión Tx y el final a la antena de recepción Rx.
- Dentro del modelo de ocho oficinas también se incluirán círculos discontinuos los cuales destacan los puntos en los cuales la trayectoria directa establecida entre las antenas Tx y Rx atraviesa una pared los cuales estarán etiquetados mediante números que deberán ser revisados en conjunto con las curvas de pérdidas obtenidas.
- En el borde superior de la gráfica se presenta el distintivo correspondiente a cada uno de los modelos evaluados para identificar las curvas de pérdidas generadas por los mismos.
- En el eje horizontal se presentara la distancia en metros la cual como se mencionó en la sección anterior será dinámica y estará en función de la separación entre las antenas Tx y Rx.
- En el eje vertical se presentara el valor de las pérdidas en decibeles que se observaran en cada gráfica para cada uno de los modelos seleccionados.
- En las curvas de pérdidas generadas mediante la evaluación de los modelos se podrán observar los puntos destacables señalados mediante círculos discontinuos etiquetados que deberán ser revisados en conjunto con los puntos señalados en la trayectoria directa presentada en el modelo de ocho oficinas incluido en cada una de las gráficas.

Una vez establecidas las consideraciones generales que se deberán identificar en cada una de las gráficas que se presentaran a lo largo de esta sección para su análisis, la primera de estas es la trayectoria A1 correspondiente al caso 1 y se presenta en la figura 3.6.

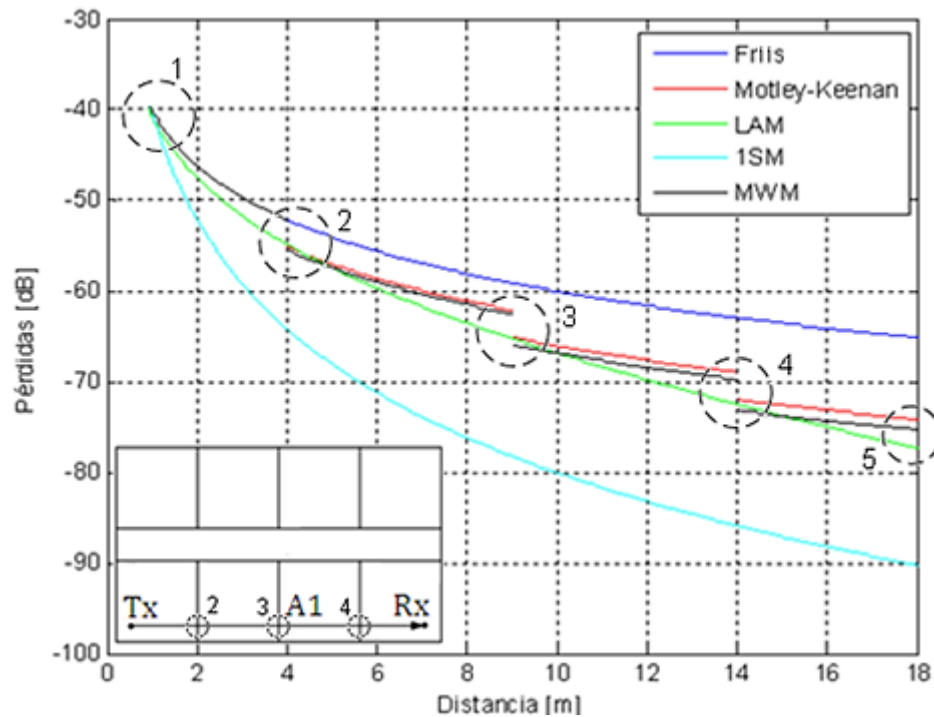


Figura 3.6. Caso 1, trayectoria A1 antena Tx en la oficina 1 y antena Rx en la oficina 4.

Para esta primera gráfica las características destacables a considerar en el análisis de los resultados que se observan en la figura 3.6 son las siguientes:

- En el modelo de ocho oficinas que se observa en la gráfica se señalan mediante círculos discontinuos etiquetados como 2, 3 y 4, las tres paredes atravesadas por la trayectoria directa A1.
- El círculo discontinuo etiquetado con el número 1 en el inicio de las curvas de pérdidas es el punto de partida y refleja el hecho de que los modelos Motley-Keenan, LAM, 1SM y MWM utilizan como base de partida el modelo de Friis el cual está validado a una distancia de 1 [m] y que por lo tanto no existirán pérdidas menores a las obtenidas por este modelo, es decir que la curva de pérdidas generada mediante el modelo de Friis establece la cota de pérdidas inferior.
- La curva de pérdidas obtenida mediante el modelo de Friis como se observa en la gráfica no presenta discontinuidades debido a que no considera las paredes que obstaculizan la trayectoria directa A1.
- Se observa que para el modelo Motley-Keenan y el modelo MWM entre los puntos de observación 1 y 2 presentan curvas de pérdidas iguales a la curva de pérdidas del modelo de Friis ya que no se encuentran paredes que obstaculicen la trayectoria directa A1 entre dichos puntos es decir que estas trayectorias se superponen.

- Entre los puntos 1 y 2 se observa que las curvas de pérdidas de los modelos LAM y 1SM presentan más pérdidas observándose un comportamiento mayormente pronunciado para el modelo 1SM.
- Al igual que la curva generada mediante el modelo de Friis, las curvas generadas mediante los modelos LAM y 1SM no presentan discontinuidades debido a que tampoco consideran la existencia de obstáculos.
- El punto 2 donde la trayectoria directa A1 encuentra la primera pared a una distancia de 4 [m] existe un valor de pérdidas proporcionado por el modelo de Friis de -52.05 [dB], para el modelo de Motley-Keenan presenta pérdidas alrededor de -55.05 [dB] y para el modelo MWM un valor de pérdidas de alrededor de -55.45 [dB], observándose un decremento que visualmente se representa mediante una discontinuidad en las curvas de pérdidas de estos modelos ya que estos consideran y agregan por cada pared los factores de atenuación de la señal de -3 [dB] y de -3.4 [dB] respectivamente.
- En el punto 2 de la figura 3.6 se observa que el modelo LAM presenta pérdidas de alrededor de -54.77 [dB] reflejando un posicionamiento de pérdidas cercano a las presentadas por los modelos Motley-Keenan y MWM, y se debe recordar que el modelo LAM no considera las paredes en su obtención de pérdidas por la trayectoria.
- Continuando con el análisis en el punto 2 se observa que el modelo 1SM presenta un valor de pérdidas alrededor de -64.09 [dB], modelo el cual no considera las paredes que obstaculizan la trayectoria directa entre las antenas Tx y Rx separándose en gran medida de los valores obtenidos por el resto de los modelos.
- Analizando el punto 3 en el que la señal se ve obstruida a una distancia de 9 [m] por una segunda pared desde la antena Tx se tienen las siguientes pérdidas; para Friis de -59.09 [dB], Motkey-Keenan -65.09 [dB], LAM -65.21 [dB], 1SM -78.17 [dB] y para MWM -65.89 [dB].
- Situándonos ahora en el análisis del punto 4 tenemos que a una distancia de 14 [m] desde la antena Tx la señal se ve obstruida por una tercer pared y se tienen las siguientes pérdidas; para Friis de -62.93 [dB], Motkey-Keenan -71.93 [dB], LAM -72.45 [dB], 1SM -85.85 [dB] y para MWM -73.13 [dB].
- El punto 5 de análisis que se observa en la gráfica 3.6 corresponde al arribo de la señal a la antena Rx ubicada a una distancia de 18 [m] desde la antena Tx y en la cual la señal presenta las siguientes perdidas; para Friis de -65.11 [dB], Motkey-Keenan -74.11 [dB], LAM -77.35 [dB], 1SM -90.21 [dB] y para MWM -75.31 [dB].

El análisis presentado hasta aquí, de los puntos de observación para las curvas de pérdidas generadas mediante el software que evalúa los modelos de pérdidas por la trayectoria en interiores para el caso A1 de la figura 3.6 se resume en la tabla 3.8.

Modelo	Trayectoria A1	Punto 2	Punto 3	Punto 4	Punto 5
Friis	Distancia	4 [m]	9 [m]	14 [m]	18 [m]
	Paredes	No considera paredes			
	Pérdidas	-52.05 [dB]	-59.09 [dB]	-62.93 [dB]	-65.11 [dB]
Motley-Keenan	Distancia	4m	9 [m]	14 [m]	18 [m]
	Paredes	1	2	3	3
	Pérdidas	-55.05 [dB]	-65.09 [dB]	-71.93 [dB]	-74.11 [dB]
LAM	Distancia	4 [m]	9 [m]	14 [m]	18 [m]
	Paredes	No considera paredes			
	Pérdidas	-54.77 [dB]	-65.21 [dB]	-72.45 [dB]	-77.35 [dB]
1SM	Distancia	4 [m]	9 [m]	14 [m]	18 [m]
	Paredes	No considera paredes			
	Pérdidas	-64.09 [dB]	-78.17 [dB]	-85.85 [dB]	-90.21 [dB]
MWM	Distancia	4 [m]	9 [m]	14 [m]	18 [m]
	Paredes	1	2	3	3
	Pérdidas	-55.45 [dB]	-65.89 [dB]	-73.13 [dB]	-75.31 [dB]

Tabla 3.8. Resultados obtenidos de la evaluación de la trayectoria A1 presentada en la figura 3.6.

Los puntos destacables de los resultados gráficos acerca de la trayectoria A1 presentados en la figura 3.6 y resumidos en la tabla 3.8 son los siguientes:

- Gráficamente se observa en la figura 3.6 la existencia de paredes en la trayectoria directa A1 establecida entre Tx y Rx mediante las curvas de pérdidas generadas por los modelos MWM y Motley-Keenan a distancias de 4 [m], 9 [m] y 14 [m].
- En esta gráfica se observa además la continuidad de las curvas de los modelos Friis, 1SM y LAM, modelos los cuales no consideran la existencia de paredes en sus modelos matemáticos y que en consecuencia no reflejan gráficamente en las curvas de pérdidas la existencia de paredes.
- Es destacable que en el punto 2 de la gráfica 3.6, donde la trayectoria directa encuentra la primera pared el modelo LAM proporciona un valor de pérdidas muy cercano a los generados por los modelos Motley-Keenan y MWM. Además, de que en los puntos 3 y 4 el valor de pérdidas proporcionado por el modelo LAM se encuentra entre los valores de pérdidas de los

modelos Motley-Keenan y MWM. Aunque lo anterior llama la atención se debe señalar sin embargo, que en el punto 5 de observación donde la trayectoria A1 arriba a Rx, el valor de pérdidas ha superado los valores de pérdidas obtenidos mediante los modelos Motley-Keenan y MWM.

- De la gráfica 3.6 se observa también que tanto gráficamente como en los valores incluidos en la tabla 3.8, la curva de pérdidas del modelo 1SM presenta un comportamiento mayormente pronunciado.

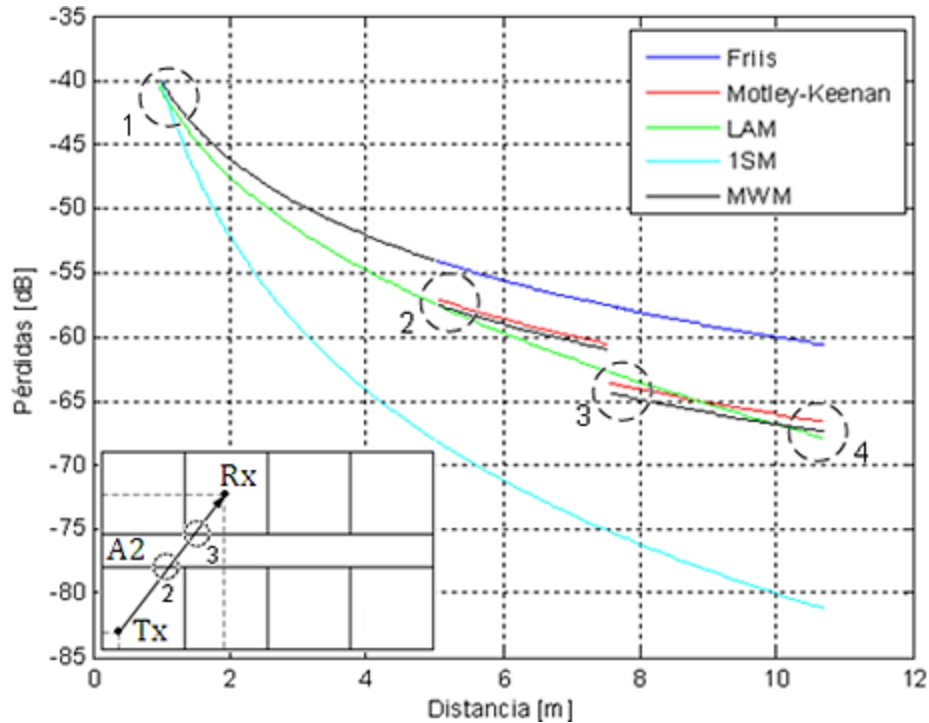


Figura 3.7. Caso 1 trayectoria A2 antena Tx en oficina 1 y antena Rx en la oficina 5.

En la figura 3.7 se presentan los resultados correspondientes a la trayectoria A2 y las características de esta grafica son las siguientes:

- Se observa en la gráfica de la figura 3.7 que la trayectoria directa establecida entre las antenas Tx y Rx, encuentra dos paredes que la obstaculizan.
- En esta gráfica se observa que en la trayectoria A2 que va desde la antena Tx y hasta donde se encuentra la primer pared las curvas de pérdidas de los modelos de Friis, Motley-Keenan y MWM estarán superpuestas, hecho que también se observó en la gráfica generada para la trayectoria A1 y que será una constante para las gráficas que se presentaran posteriormente, es decir que en tanto no se encuentre una pared que obstaculice la trayectoria que parte desde la antena Tx las curvas de pérdidas de los modelos Friis, Motley-Keenan y MWM serán la

misma debido a que los dos últimos utilizan el modelo de Friis como base de su modelo matemático.

- Otro hecho presente en la gráfica de la trayectoria A2 cuyos resultados gráficos se presentan en la figura 3.7 y que también se observó en la gráfica de la trayectoria A1 presentada en la figura 3.6 es que debido a que los modelos LAM, 1SM, Motley-Keenan y MWM tienen como base de su modelo matemático el modelo de Friis, este podrá ser utilizado como la cota inferior de pérdidas hecho que de forma general se presentara en las gráficas posteriores.

Una vez que se presentaron los aspectos gráficos de la figura 3.7 para la trayectoria A2 y que serán generalizables para las gráficas de las trayectorias que se evaluarán posteriormente, los valores generados en los puntos de observación para el caso de la trayectoria A2 que nos compete en este punto se resumen en la tabla 3.9.

Modelo	Trayectoria A2	Punto 2	Punto 3	Punto 4
Friis	Distancia	5.036 [m]	7.55 [m]	10.67 [m]
	Paredes	No considera paredes		
	Pérdidas	-54.05 [dB]	-57.57 [dB]	-60.57 [dB]
Motley-Keenan	Distancia	5.036 [m]	7.55 [m]	10.67 [m]
	Paredes	1	2	2
	Pérdidas	-57.05 [dB]	-63.57 [dB]	-66.57 [dB]
LAM	Distancia	5.036 [m]	7.55 [m]	10.67 [m]
	Paredes	No considera paredes		
	Pérdidas	-57.45 [dB]	-62.7 [dB]	-67.83 [dB]
1SM	Distancia	5.036 [m]	7.55 [m]	10.67 [m]
	Paredes	No considera paredes		
	Pérdidas	-68.09 [dB]	-75.13 [dB]	-81.14 [dB]
MWM	Distancia	5.036 [m]	7.55 [m]	10.67 [m]
	Paredes	1	2	2
	Pérdidas	-57.45 [dB]	-64.37 [dB]	-67.37 [dB]

Tabla 3.9. Resultados obtenidos de la evaluación de la trayectoria A2 presentada en la figura 3.7.

De los resultados gráficos para la trayectoria A2 de la figura 3.8 y con los datos recolectados en la tabla 3.9 se pueden observar los siguientes aspectos:

- Gráficamente se observa en la figura 3.7 la existencia de dos paredes en la trayectoria directa A2 que va de la antena Tx a la antena Rx mediante las curvas de pérdidas generadas por los modelos MWM y Motley-Keenan a una distancia de 5.036 [m] en el punto 2 de observación y a una distancia de 7.55 [m] en el punto 3 de observación.

- Se observa en las curvas de pérdidas de la trayectoria A2 obtenidas mediante los modelos Friis, 1SM y LAM, la continuidad de las mismas al no considerar las paredes existentes en la trayectoria lo cual se agregara a las generalidades mencionadas anteriormente, característica que estará presente en todas las gráficas.
- Se observa particularmente que en el punto 2 de observación de la figura 3.7, donde la trayectoria directa A2 encuentra la primer pared a una distancia de 5.036 [m] el modelo LAM proporciona un valor de pérdidas de -57.45 [dB] que es el mismo valor generado por el modelo MWM.
- Del punto anterior y observando el comportamiento de las pérdidas generadas por el modelo LAM en comparación con las pérdidas generadas por los modelos Motley-Keenan y MWM, se observa en el punto 3 donde la trayectoria A2 se ve obstaculizada por la segunda pared que el modelo LAM presenta pérdidas por debajo pero muy cercanas a las obtenidas por los modelos Motley-Keenan y MWM. Esta cercanía de pérdidas entre los tres modelos mencionados en este punto continua presentándose en la trayectoria A2 en el punto 3 en el que la señal llega a la antena Rx, pero debe destacarse que en este punto las pérdidas que presenta el modelo LAM superan a las presentadas por los modelos Motley-Keenan y MWM.

En la figura 3.8 se presentan ahora los resultados obtenidos para el caso 1 estableciendo la trayectoria directa A3 con la antena Tx colocada en la oficina 1 y la antena Rx colocada en la oficina 8. Las observaciones de la gráfica para la trayectoria A3 son las siguientes:

- Se observan en la gráfica de la trayectoria A3 los puntos generalizables mencionados como son el punto de inicio de las curvas graficadas, la cota inferior establecida por el modelo de Friis y la continuidad de las curvas de pérdidas de los modelos que no consideran las paredes que obstaculizan la trayectoria.
- Se observa en la figura 3.8 tanto en el bosquejo de las ocho oficinas como en las curvas de pérdidas generadas mediante los modelos que consideran las paredes que la trayectoria A3 es obstaculizada por 4 paredes.
- En las curva de pérdidas del modelo LAM se observa que esta sigue manteniendo cierta cercanía con las curvas propias de los modelos Motley-Keenan y MWM.
- Se puede observar también sobre la gráfica de las curvas de pérdidas de la trayectoria A3 el comportamiento pronunciado de la curva obtenida mediante el modelo 1SM.

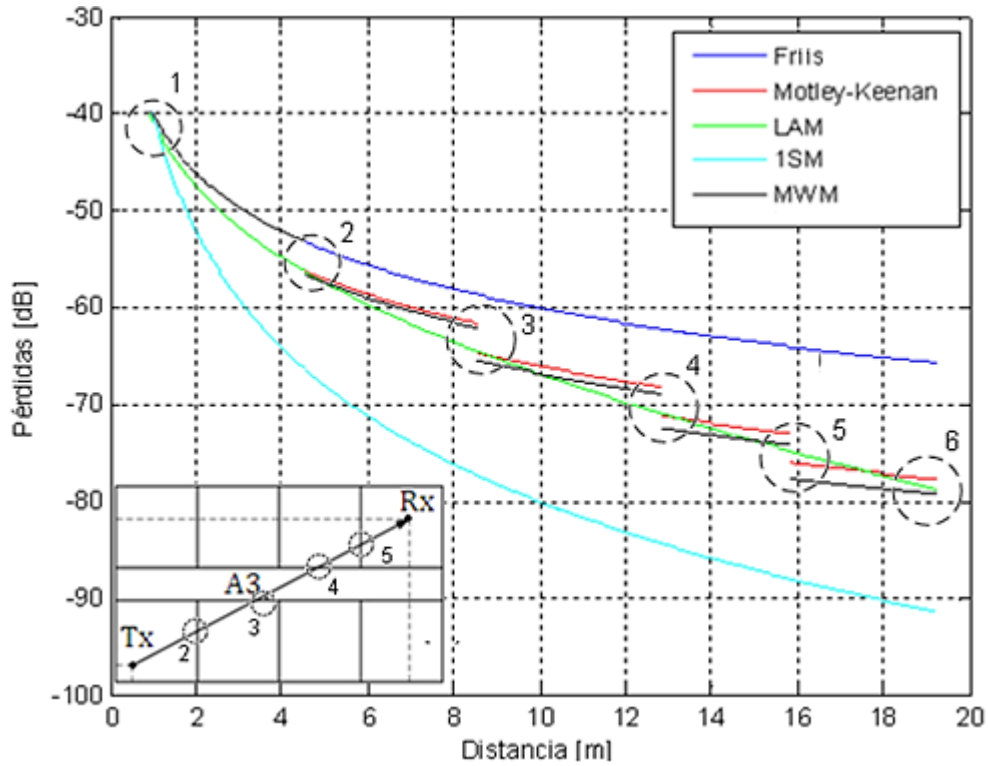


Figura 3.8. Caso 1, trayectoria A3 antena Tx en oficina 1 y antena Rx en oficina 8.

Los valores numéricos que nos proporcionan mayor información acerca de la gráfica presentada en la figura 3.8 se resumen y se presentan en la tabla 3.10.

Modelo	Trayectoria A3	Punto 2	Punto 3	Punto 4	Punto 5	Punto 6
Friis	Distancia	4.53 [m]	8.55 [m]	12.82 [m]	15.84 [m]	19.21 [m]
	Paredes	No considera paredes				
	Pérdidas	-53.12 [dB]	-58.64 [dB]	-62.16 [dB]	-64 [dB]	-65.68 [dB]
Motley-Keenan	Distancia	4.53 [m]	8.55 [m]	12.82 [m]	15.84 [m]	19.21 [m]
	Paredes	1	2	3	4	4
	Pérdidas	-56.12 [dB]	-64.64 [dB]	-71.16 [dB]	-76 [dB]	-77.68 [dB]
LAM	Distancia	4.53 [m]	8.55 [m]	12.82 [m]	15.84 [m]	19.21 [m]
	Paredes	No considera paredes				
	Pérdidas	-56.2 [dB]	-64.46 [dB]	-70.88 [dB]	-74.77 [dB]	-78.74 [dB]
1SM	Distancia	4.53 [m]	8.55 [m]	12.82 [m]	15.84 [m]	19.21 [m]
	Paredes	No considera paredes				
	Pérdidas	-66.23 [dB]	-77.28 [dB]	-84.32 [dB]	-88 [dB]	-91.35 [dB]
MWM	Distancia	4.53 [m]	8.55 [m]	12.82 [m]	15.84 [m]	19.21 [m]
	Paredes	1	2	3	4	4
	Pérdidas	-56.52 [dB]	-65.44 [dB]	-72.36 [dB]	-77.6 [dB]	-79.28 [dB]

Tabla 3.10. Resultados obtenidos de la evaluación de la trayectoria A2 presentada en la figura 3.8.

Además de lo descrito en las observaciones de la gráfica presentada en la figura 3.8 y revisando los datos presentados en la tabla 3.10 se tienen los siguientes aspectos de interés para esta trayectoria:

- Existe una cercanía entre las curvas generadas y por tanto en los valores obtenidos mediante el modelo LAM que no considera las paredes que obstaculizan la trayectoria A3 y las curvas y valores obtenidos mediante los modelos Motley-Keenan y MWM.
- En el punto 2 de observación de la figura 3.8, el modelo LAM presenta un valor de pérdidas que se encuentra entre los valores obtenidos por los modelos Motley-Keenan y MWM.
- En el punto de observación 3 el modelo LAM tiene un valor muy cercano y ligeramente por debajo del modelo Motley Keenan.
- En el punto 4 el valor de pérdidas proporcionado por el modelo LAM presenta de nueva cuenta un valor un poco más despegado del valor proporcionado por el modelo Motley Keenan, que sin embargo mantiene la cercanía.
- Continuando ahora con el punto 5, se observa gráficamente en la figura 3.8 y en los valores presentados en la tabla 3.10 que ahora el valor de pérdidas obtenido mediante el modelo ha disminuido la cercanía presentando un valor inferior.
- Se ve reflejado en el punto de llegada de la trayectoria A3 a la antena Rx nuevamente una correspondencia entre las curvas de los modelos LAM, Motley-Keenan y MWM, con el valor de pérdidas del modelo LAM ubicado entre los valores de los modelos Motley-Keenan y MWM.

Se han revisado hasta ahora las trayectorias establecidas para el caso 1 dentro del modelo de ocho oficinas propuesto corresponde ahora presentar tres trayectorias para el caso de tal manera que la primer grafica correspondiente a la trayectoria B1 propia del caso 2 se presenta en la figura 3.9. Los aspectos visuales que se desprenden de esta grafica son los siguientes:

- En las curvas generadas obtenidas para la trayectoria B1 presenta los aspectos generales mencionados.
- Gráficamente se observa en las curvas de pérdidas de los modelos que consideran las paredes la existencia de 4 que se encuentran a lo largo de esta trayectoria.
- Además, esta gráfica refleja un comportamiento particular que ayuda a complementar los resultados previos de las trayectorias A1, A2 y A3 correspondientes al primer caso, en donde se observaba cierta correspondencia entre las curva generada por el modelo LAM y las curvas generadas por los modelos Motley-Keenan y MWM.

- Para el punto 2 de observación en el que la trayectoria B1 encuentra la primer pared, de nueva cuenta se observa cierta correspondencia muy cercana de la curva del modelo LAM y de las curvas de los modelos Motley-Keenan y MWM.

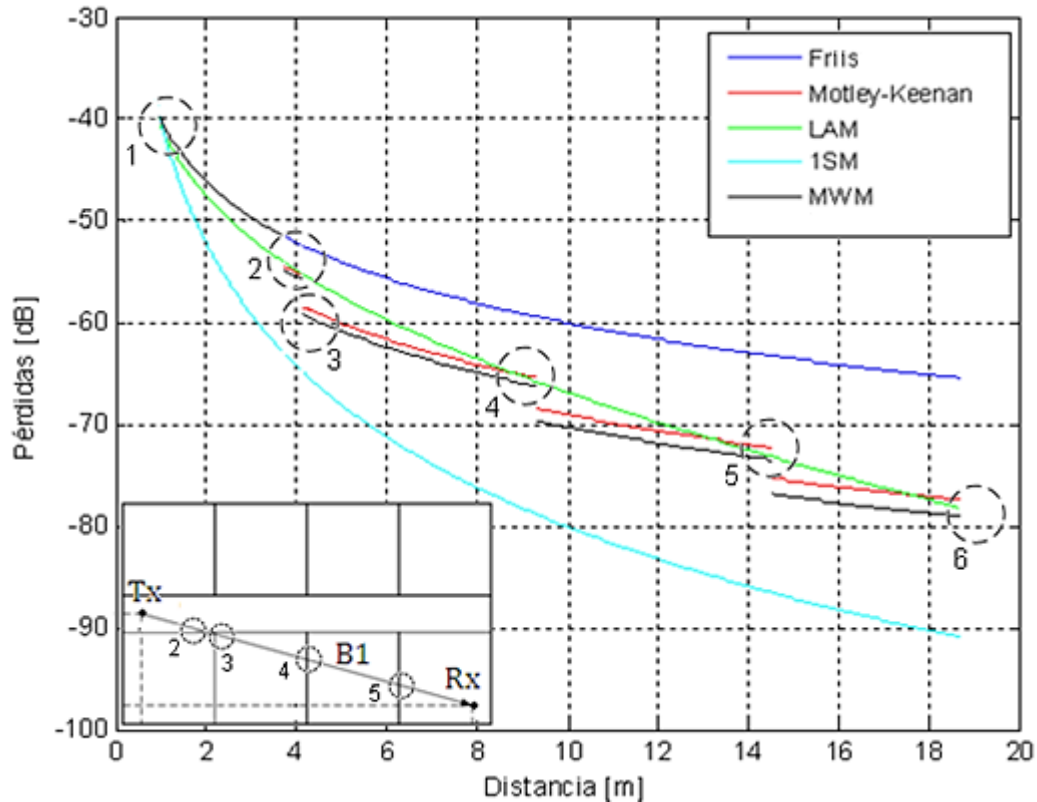


Figura 3.9. Caso 2, trayectoria B1 antena Tx en el pasillo y antena Rx en oficina 4.

- Entre el punto 2 y el 3 de la figura 3.9 se presenta particularmente la aparición de una segunda pared muy cercana a la encontrada en primer instancia por la trayectoria B1 generando un decremento rápido de la curva de pérdidas de los modelos Motley Keenan y el modelo MWM, debido a la trayectoria B1 después de atravesar la primera pared en la trayectoria recorre un distancia muy corta y atraviesa la segunda pared, y es aquí donde se observa que el modelo LAM al no considerar las paredes pierde la correspondencia observada en las trayectorias anteriores.
- En el punto 4, y en el 5, se ve reflejada de nueva cuenta la variación de la correspondencia entre las curva del modelo LAM y las de los modelos Motley-Keenan y MWM, esto reflejado en que en ambos puntos la curva del modelo se encuentra alrededor de los puntos cercanos previos al incremento en las pérdidas producidas por las paredes.
- En el punto 6 de observación en donde la trayectoria llega a la antena Rx, se observa que la curva del modelo LAM que a lo largo de la trayectoria B1 ha reflejado variaciones encuentra de

nueva cuenta cierta correspondencia ubicándose entre las curvas de los modelos Motley-Keenan y MWM.

Los resultados gráficos de la trayectoria B1 nos ha permitido complementar las observaciones anteriores debido a que esta ha reflejado la variación en la correspondencia entre las curvas del modelo LAM, Motley-Keenan y MWM observadas hasta este punto, complementando los aspectos generados de la observación de la gráfica de la trayectoria B1 se presentan los valores de la misma en la tabla 3.11.

Modelo	Trayectoria B1	Punto 2	Punto 3	Punto 4	Punto 5	Punto 6
Friis	Distancia	3.74 [m]	4.15 [m]	9.34 [m]	14.53 [m]	18.68 [m]
	Paredes	No considera paredes				
	Pérdidas	-51.45 [dB]	-52.37 [dB]	-59.41 [dB]	-63.25 [dB]	-65.43 [dB]
Motley-Keenan	Distancia	3.74 [m]	4.15 [m]	9.34 [m]	14.53 [m]	18.68 [m]
	Paredes	1	2	3	4	4
	Pérdidas	-54.45[dB]	-58.37 [dB]	-68.41 [dB]	-75.25 [dB]	-77.43 [dB]
LAM	Distancia	3.74 [m]	4.15 [m]	9.34 [m]	14.53 [m]	18.68 [m]
	Paredes	No considera paredes				
	Pérdidas	-53.99[dB]	-55.19 [dB]	-65.76 [dB]	-73.13 [dB]	-78.13 [dB]
1SM	Distancia	3.74 [m]	4.15 [m]	9.34 [m]	14.53 [m]	18.68 [m]
	Paredes	No considera paredes				
	Pérdidas	-62.9 [dB]	-64.73 [dB]	-78.82 [dB]	-86.49 [dB]	-90.86 [dB]
MWM	Distancia	3.74 [m]	4.15 [m]	9.34 [m]	14.53 [m]	18.68 [m]
	Paredes	1	2	3	4	4
	Pérdidas	-54.85 [dB]	-59.17 [dB]	-69.61 [dB]	-76.85 [dB]	-79.03 [dB]

Tabla 3.11. Resultados obtenidos de la evaluación de la trayectoria B1 presentada en la figura 3.9.

En la figura 3.10 se presentan los resultados obtenidos para el caso 2 utilizando la trayectoria directa B2 con la antena de transmisión Tx en el pasillo entre la oficina 1 y la oficina 5 al igual que para la trayectoria B1 pero ahora con la antena de recepción Rx en la oficina 6, de donde se desprenden las siguientes observaciones:

- La trayectoria B2 como se observa en el modelo de 8 oficinas encuentra dos paredes, hecho que se ve de igual forma reflejado en las curvas de los modelos que consideran la existencia de estas.
- En el punto 2 se puede ver directamente un incremento de las pérdidas al encontrar la primer pared para los modelos Motley-Keenan y MWM, mientras se observa que en los modelos que no las consideran esto no afecta y particularmente en el caso del modelo LAM en el que existía

o se había encontrado cierta correspondencia en las trayectorias anteriores es claro aquí que no refleja la existencia de dicha pared.

- En los puntos 3 y 4 se observa que la curva del modelo LAM presenta valores muy por debajo de las curvas de los modelos Motley-Keenan y MWM

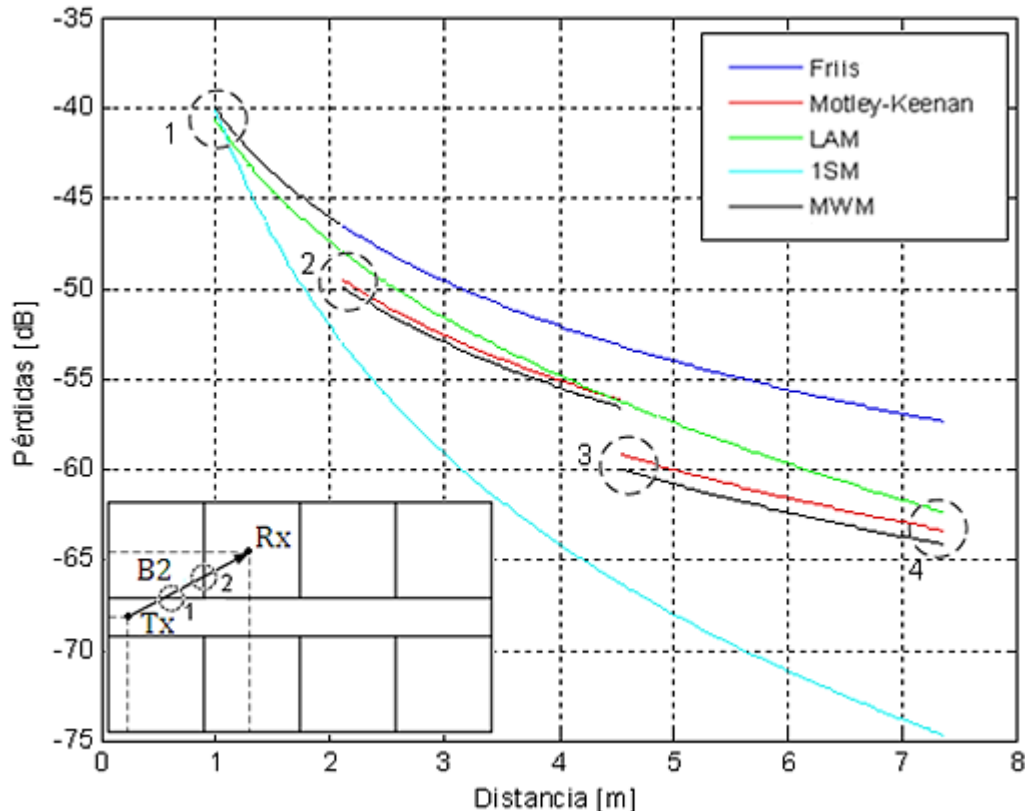


Figura 3.10. Caso 2, trayectoria B2 antena Tx en el pasillo y antena Rx en oficina 6.

Mediante los datos incluidos en la tabla 3.12 se complementa la información obtenida de la gráfica presentada en la figura 3.10 y las observaciones son las siguientes:

- En el punto 2 de lo observado en la figura 3.10 y de los datos incluidos en la tabla 3.12 se tiene que la primer pared encontrada a lo largo de la trayectoria B2 está a una distancia cercana de la antena Tx de alrededor de 2.11 [m].
- Se puede revisar de igual forma que en el punto 3 la trayectoria B2 se ve obstruida a una distancia de 4.54 [m]
- Y al final la trayectoria B3 llega a la antena Rx a una distancia de 7.36 [m] en el punto 4.
- Las tres últimas observaciones refleja distancias cortas en el análisis de los puntos de valoración, lo cual pone de manifiesto tanto para esta trayectoria como en las trayectorias anteriores revisadas una de las propiedades del software aquí desarrollado en cuanto a la posibilidad del mismo de calcular y obtener dinámicamente las distancias tanto entre la antena

Tx y Rx, como la distancia existente entre la antena Tx y cada una de las paredes que obstruyen la trayectoria en cuestión y como es en este caso en específico la trayectoria B2.

Modelo	Trayectoria B2	Punto 2	Punto 3	Punto 4
Friis	Distancia	2.11 [m]	4.54 [m]	7.36 [m]
	Paredes	No considera paredes		
	Pérdidas	-46.49 [dB]	-53.15 [dB]	-57.35 [dB]
Motley-Keenan	Distancia	2.11 [m]	4.54 [m]	7.36 [m]
	Paredes	1	2	2
	Pérdidas	-49.49 [dB]	-59.15 [dB]	-63.35 [dB]
LAM	Distancia	2.11 [m]	4.54 [m]	7.36 [m]
	Paredes	No considera paredes		
	Pérdidas	-47.92 [dB]	-56.24 [dB]	-62.35 [dB]
1SM	Distancia	2.11 [m]	4.54 [m]	7.36 [m]
	Paredes	No considera paredes		
	Pérdidas	-52.97 [dB]	-66.3 [dB]	-74.69 [dB]
MWM	Distancia	2.11 [m]	4.54 [m]	7.36 [m]
	Paredes	1	2	2
	Pérdidas	-49.89 [dB]	-59.95 [dB]	-64.15 [dB]

Tabla 3.12. Resultados obtenidos de la evaluación de la trayectoria B2 presentada en la figura 3.10.

Los resultados gráficos de la trayectoria B3 correspondiente al caso 2 son presentados en la figura 3.11, con la antena de transmisión Tx en el pasillo entre la oficina 1 y la oficina 5 y la antena de recepción Rx en la oficina 8, y de donde se puede señalar lo siguiente:

- La trayectoria B3 encuentra 3 paredes que obstruyen su recorrido entre la antena Tx y la antena Rx.
- Se observa en los puntos 2, 3 y 4 una correspondencia en la curva del modelo de LAM ubicándose alrededor de los valores de las curvas de los modelos Motley-Keenan y MWM, hecho que puede ser cotejado en los valores resumidos en la tabla 3.13, donde se resumen los datos numéricos de distancia y valores de pérdidas generados de la gráfica de la trayectoria B3.
- Sin embargo en el punto de arribo de la señal a la antena Rx la señal del modelo LAM presenta mayores pérdidas para el modelo en comparación con las proporcionadas por los modelos Motley-Keenan y MWM lo que se puede revisar tanto gráficamente en la figura 3.11 como en los datos recopilados en la tabla 3.13, correspondiente a la trayectoria B3.

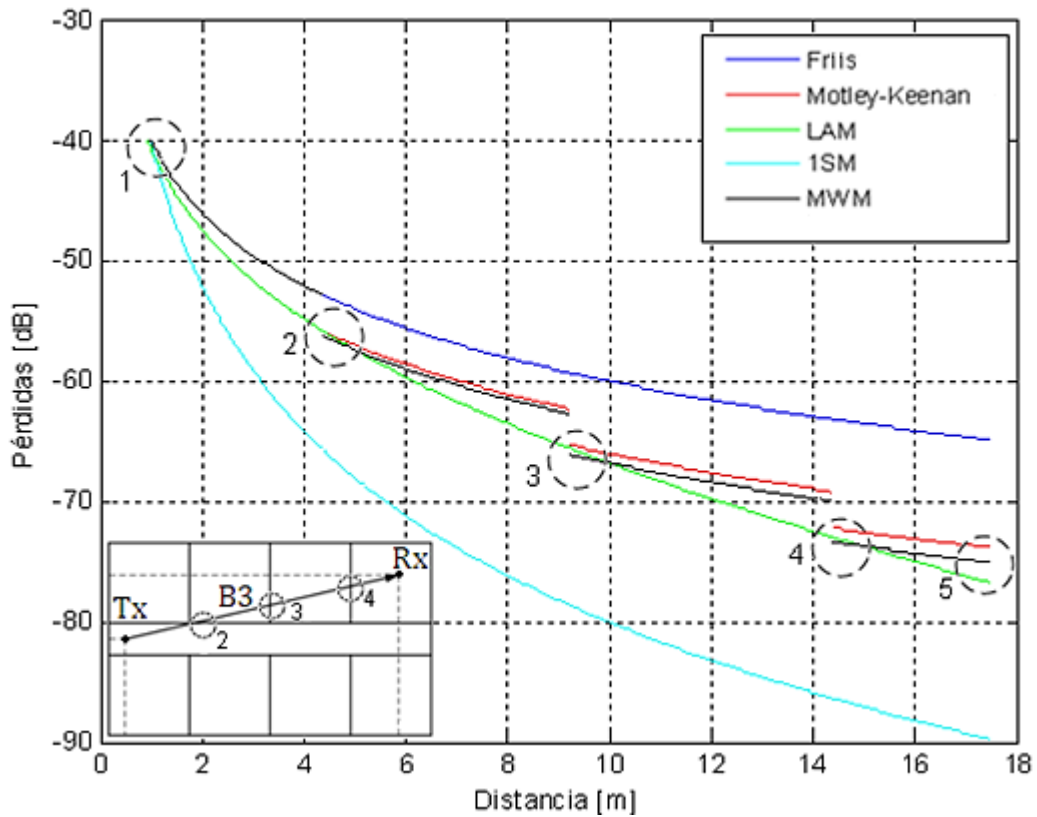


Figura 3.11. Caso 2, trayectoria B3 antena de Tx en el pasillo antena Rx en oficina 8.

Modelo	Trayectoria B3	Punto 2	Punto 3	Punto 4	Punto 5
Friis	Distancia	4.37 [m]	9.25 [m]	14.38 [m]	17.44 [m]
	Paredes	No considera paredes			
	Pérdidas	-52.81 [dB]	-59.32 [dB]	-63.16 [dB]	-64.84 [dB]
Motley-Keenan	Distancia	4.37 [m]	9.25 [m]	14.38 [m]	17.44 [m]
	Paredes	1	2	3	3
	Pérdidas	-55.81 [dB]	-65.32 [dB]	-72.16 [dB]	-73.84 [dB]
LAM	Distancia	4.37 [m]	9.25 [m]	14.38 [m]	17.44 [m]
	Paredes	No considera paredes			
	Pérdidas	-55.77 [dB]	-65.61 [dB]	-72.94 [dB]	-76.7 [dB]
1SM	Distancia	4.37 [m]	9.25 [m]	14.38 [m]	17.44 [m]
	Paredes	No considera paredes			
	Pérdidas	-65.61 [dB]	-78.64 [dB]	-86.32 [dB]	-89.67 [dB]
MWM	Distancia	4.37 [m]	9.25 [m]	14.38 [m]	17.44 [m]
	Paredes	1	2	3	3
	Pérdidas	-56.21 [dB]	-66.12 [dB]	-73.36 [dB]	-75.04 [dB]

Tabla 3.13. Resultados obtenidos de la evaluación de la trayectoria B3 presentada en la figura 3.11.

Pasando al caso 3 con la primer trayectoria C1 correspondiente a este caso se presenta la gráfica de esta en la figura 3.12 con la antena de transmisión Tx en el pasillo centrada en la arquitectura de 8 oficinas y la antena de recepción Rx de donde se pueden observar los siguientes aspectos:

- En la trayectoria C1 entre las antenas Tx y Rx, existen dos paredes obstruyendo dicha trayectoria lo que se puede ver dentro en la figura 3.12 tanto en el bosquejo del modelo de ocho oficinas en donde se visualiza la trayectoria directa como en las curvas generadas por los modelos, específicamente en los modelos que consideran en la obtención de pérdidas las paredes que obstruyen la trayectoria de la señal.

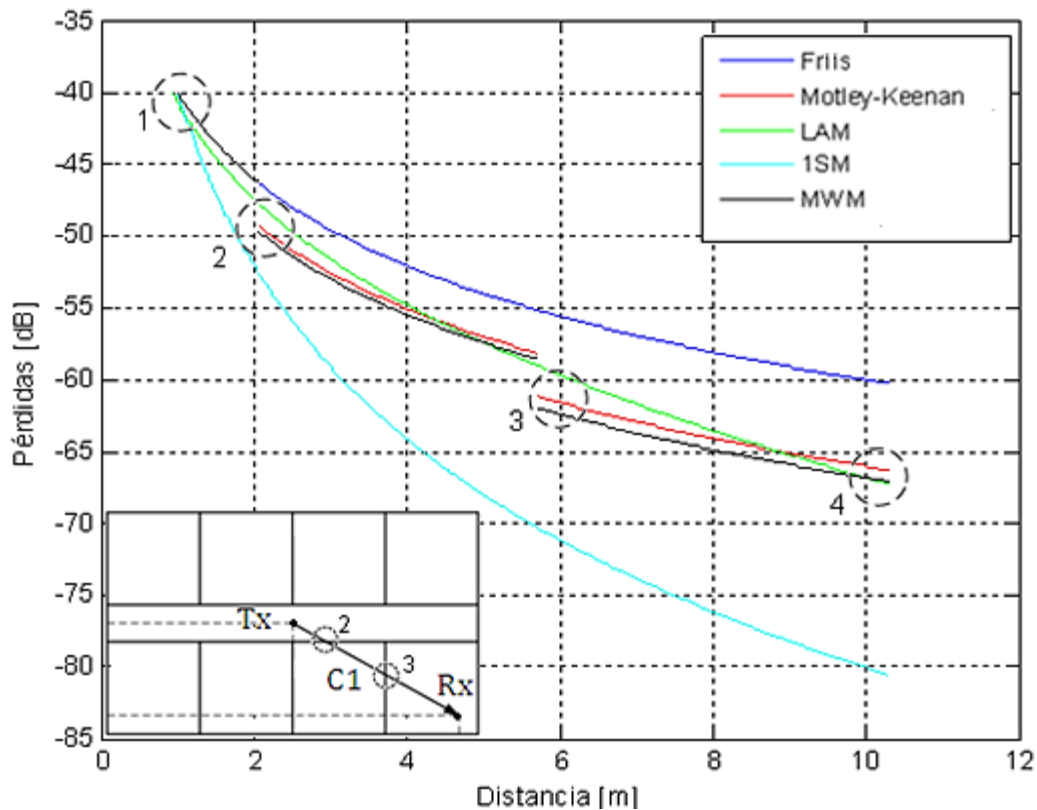


Figura 3.12. Caso 3, trayectoria C1 con la antena Tx en el pasillo y la antena Rx en oficina 4.

- En el punto 2 y 3 como ya hemos visto en anteriores graficas de las trayectorias revisadas y ahora para la gráfica de la trayectoria C1, las curvas de los modelos Motley-Keenan y MWM reflejan el incremento de pérdidas generadas por las paredes que obstruyen la trayectoria.
- Entre los puntos 2 y 3 es visible un aspecto interesante derivado del hecho de que debido a que el modelo LAM no considera las paredes que obstruyen la trayectoria la curva generada por este modelo atraviesa las curvas generadas por los modelos Motley-Keenan y MWM y que no existe en función de las características del modelo de ocho oficinas correspondencia.
- Aunque si bien en el punto 4 en el que la señal arriba a la antena Rx existe correspondencia ha sido bastante representativo específicamente en esta trayectoria entre el punto 2 y 3 el hecho

de cómo el modelo LAM no considera la existencia de paredes en la obtención de pérdidas mediante el mismo.

La información de los valores que complementan los aspectos observados para la gráfica de la trayectoria C1 presentada en la figura 3.12 se incluyen en la tabla 3.14.

Modelo	Trayectoria C1	Punto 2	Punto 3	Punto 4
Friis	Distancia	2.06 [m]	5.72 [m]	10.29 [m]
	Paredes	No considera paredes		
	Pérdidas	-46.28 [dB]	-55.15 [dB]	-60.25 [dB]
Motley-Keenan	Distancia	2.06 [m]	5.72 [m]	10.29 [m]
	Paredes	1	2	2
	Pérdidas	-49.28[dB]	-61.15 [dB]	-66.25 [dB]
LAM	Distancia	2.06 [m]	5.72 [m]	10.29 [m]
	Paredes	No considera paredes		
	Pérdidas	-47.68[dB]	-59.04 [dB]	-67.25 [dB]
1SM	Distancia	2.06 [m]	5.72 [m]	10.29 [m]
	Paredes	No considera paredes		
	Pérdidas	-52.55 [dB]	-70.3 [dB]	-80.5 [dB]
MWM	Distancia	2.06 [m]	5.72 [m]	10.29 [m]
	Paredes	1	2	2
	Pérdidas	-49.68 [dB]	-61.95 [dB]	-67.05 [dB]

Tabla 3.14. Resultados obtenidos de la evaluación de la trayectoria C1 presentada en la figura 3.12.

Continuando con el caso 3 ahora con la trayectoria directa C2 la gráfica generada se presenta en la figura 3.13 y las observaciones generadas de la misma son las siguientes:

- Se observa en la figura 3.13 de la gráfica de la trayectoria C2 que esta presenta una distancia corta en el arribo de la señal a la antena Rx y que dicha trayectoria es obstruida únicamente por una pared.
- Gráficamente se refleja en el punto 2, a través de las curvas de los modelos Motley-Keenan y es destacable en esta figura que al encontrar la trayectoria la primera pared a una distancia de 1.23 [m] los modelos de LAM y 1SM reflejan pérdidas inferiores.
- En el punto 3 la curva del modelo LAM al llegar a la antena Rx se encuentra muy cercana a la curva del modelo Motley-Keenan pero queda asentado de la observación anterior que el modelo LAM no refleja la pared que ha obstaculizado la trayectoria C2.

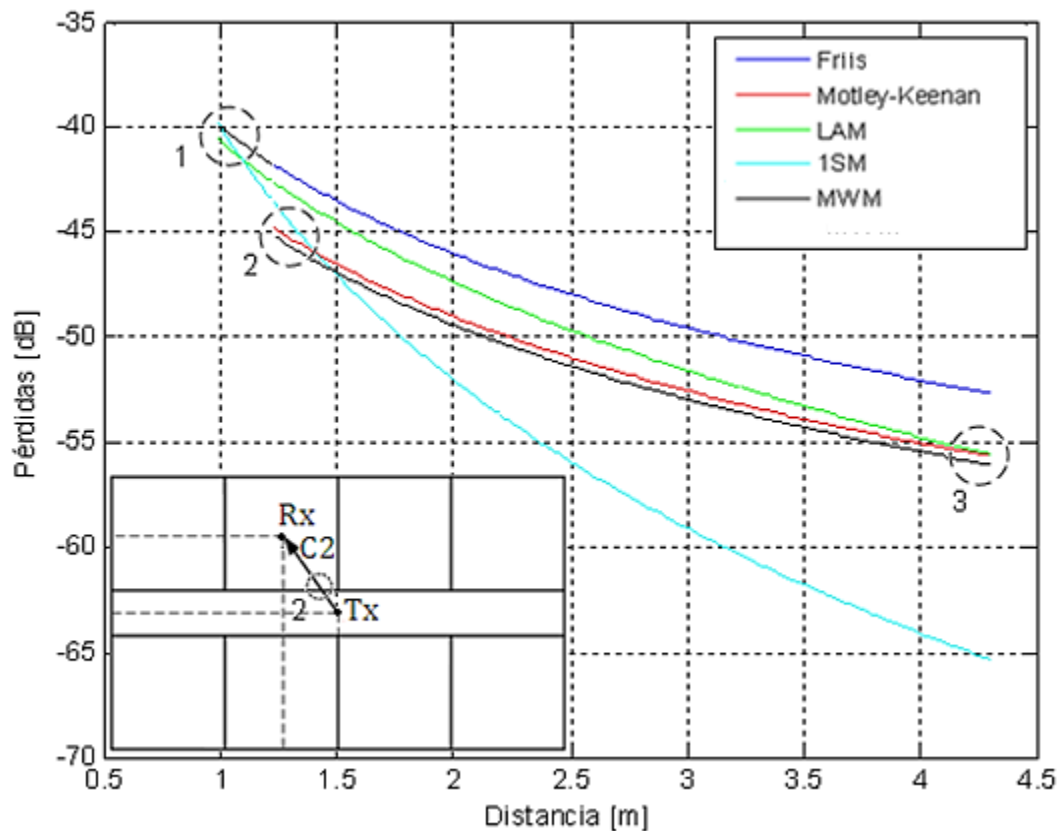


Figura 3.13. Caso 3, trayectoria C2 con la antena Tx en el pasillo y la antena de Rx en oficina 6.

- Considerando de los puntos generalizables que aunque si bien el modelo 1SM ha presentado un decaimiento de las pérdidas mayormente pronunciado se observa en el punto 2 que dicha curva no refleja el decaimiento en las pérdidas debido a la pared, y que la curva del modelo 1SM atraviesa las curvas del modelo Motley-Keenan y MWM.
- Y observándose sin embargo en el punto 3 que al igual que en las gráficas de las trayectorias anteriores revisadas, para el caso de la trayectoria C2 el modelo 1SM presenta un comportamiento pronunciado generando valores de pérdidas superiores a las del resto de los modelos.

Los valores de distancia en los puntos de observación así como las pérdidas en dichos puntos que complementan el análisis gráfico por medio de la inclusión de las distancias en que la trayectoria C2 se ve obstaculizada por la única pared existente en esta trayectoria, así como en la que llega a la antena Rx se presentan en la tabla 3.15, que de igual forma incluye los valores de pérdidas en los puntos de observación.

Modelo	Trayectoria C2	Punto 2	Punto 3
Friis	Distancia	1.23 [m]	4.29 [m]
	Paredes	No considera paredes	
	Pérdidas	-41.79 [dB]	-52.67 [dB]
Motley-Keenan	Distancia	1.23 [m]	4.29 [m]
	Paredes	1	1
	Pérdidas	-44.79[dB]	-55.67 [dB]
LAM	Distancia	1.23 [m]	4.29 [m]
	Paredes	No considera paredes	
	Pérdidas	-42.63 [dB]	-55.59 [dB]
1SM	Distancia	1.23 [m]	4.29 [m]
	Paredes	No considera paredes	
	Pérdidas	-43.58 [dB]	-65.34 [dB]
MWM	Distancia	1.23 [m]	4.29 [m]
	Paredes	1	1
	Pérdidas	-45.19 [dB]	-56.07 [dB]

Tabla 3.15. Resultados obtenidos de la evaluación de la trayectoria C2 presentada en la figura 3.13.

En la figura 3.14 se presentan los resultados obtenidos para el caso 3 utilizando la trayectoria directa C3 con la antena Tx en el pasillo centrada en la arquitectura de 8 oficinas y la antena Rx en la oficina 8 y las observaciones generadas del análisis grafico son las siguientes:

- Se observa en la gráfica de la trayectoria C3 que esta se ve obstaculizada por dos paredes.
- En el punto 2 donde la trayectoria directa C3 encuentra la primer pared existe un decremento correspondiente a los valores de atenuación para los modelos Motley-Keenan y MWM, y ocurre de nueva cuenta en el punto 3 donde la trayectoria directa C3 atraviesa la segunda pared.
- Se refleja de nueva cuenta en esta grafica que en una distancia de alrededor de 2.24 [m], desde la antena Tx donde la trayectoria C3 encuentra la primer pared los modelos Motley-Keenan y MWM reflejan la existencia de dicha pared, y debe señalarse que entre este punto y el punto 3 en el que existe la siguiente pared la curva del modelo LAM atraviesa las curvas de los modelos.
- En el punto 3 se encuentra de nueva cuenta que el valor proporcionado por el modelo LAM se encuentra alrededor de los valores proporcionados por los modelos Motley-Keenan y MWM, los valores numéricos generados de la gráfica se incluyen en la tabla 3.16.

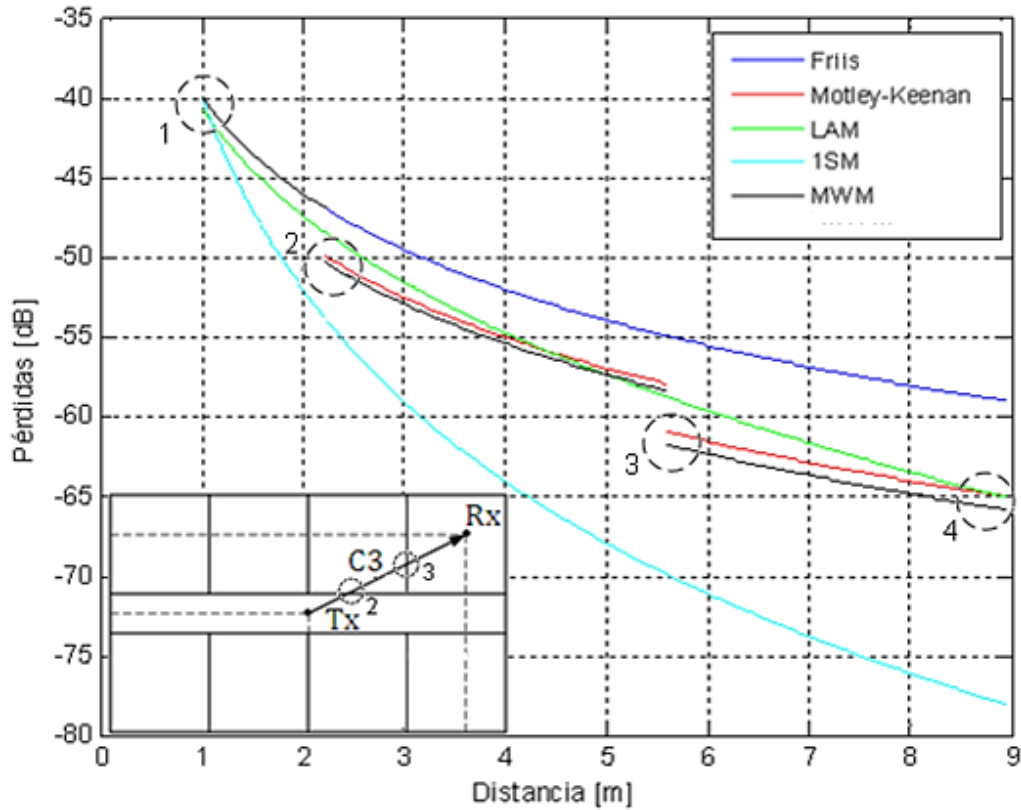


Figura 3.14. Caso 3, trayectoria C3 con la antena de Tx en el pasillo y la antena de Rx en oficina 8.

Modelo	Trayectoria C3	Punto 2	Punto 3	Punto 4
Friis	Distancia	2.24 [m]	5.59 [m]	8.94 [m]
	Paredes	No considera paredes		
	Pérdidas	-46.99 [dB]	-54.95 [dB]	-59.03 [dB]
Motley-Keenan	Distancia	2.24 [m]	5.59 [m]	8.94 [m]
	Paredes	1	2	2
	Pérdidas	-49.99 [dB]	-60.95 [dB]	-65.03 [dB]
LAM	Distancia	2.24 [m]	5.59 [m]	8.94 [m]
	Paredes	No considera paredes		
	Pérdidas	-48.51 [dB]	-58.75 [dB]	-65.11 [dB]
1SM	Distancia	2.24 [m]	5.59 [m]	8.94 [m]
	Paredes	No considera paredes		
	Pérdidas	-53.98 [dB]	-69.9 [dB]	-78.06 [dB]
MWM	Distancia	2.24 [m]	5.59 [m]	8.94 [m]
	Paredes	1	2	2
	Pérdidas	-50.39 [dB]	-61.75 [dB]	-65.83 [dB]

Tabla 3.16. Resultados obtenidos de la evaluación de la trayectoria C3 presentada en la figura 3.14.

A través de los resultados de las gráficas obtenidas para cada una de las trayectorias revisadas en los tres casos dentro del modelo de 8 oficinas complementados a través de los datos incluidos en las tablas de cada una de estas tenemos las siguientes observaciones generalizadas que nos permitirán tener presentes las características de los modelos seleccionados.

- El modelo de Friis que es un modelo que en su modelo considera la distancia, los valores de las ganancias de las antenas Tx y Rx y la frecuencia de operación puede ser considerado como un modelo del mejor caso en el que no existen obstáculos, además considerando que la mayoría de los modelos de cálculos de predicción de pérdidas por la trayectoria lo retoman como la base inicial de sus modelos matemáticos y en específico los modelos aquí seleccionados y utilizados por el software desarrollado es incluido para el análisis de pérdidas de tal modo que la curva de los valores de pérdidas generados por este modelo podrán ser establecidos como la cota inferior como se describió a lo largo del análisis de las gráficas revisadas.
- La característica principal que resalta del análisis de las curvas generadas es el contraste existente entre los modelos que consideran las paredes que obstruyen la trayectoria directa establecida que va desde la antena Tx hasta la antena Rx, en donde aquellas que no las consideran generan curvas continuas de valores mientras que aquellas que si los consideran reflejan discontinuidades en sus curvas generadas de los valores propios de pérdidas producidas por las paredes establecidos por los modelos.
- El modelo de Friis como ya se menciona es tomado como la base del resto de los modelos aquí tratados siendo este el mejor caso considerando que no existen paredes que obstaculicen la trayectoria directa, de tal modo que la curva es continua y proporcionara valores menores al resto de los modelos de lo cual debe quedar establecido que ninguno de los modelos podrá presentar un trazo grafico o valores de pérdidas menores al modelo de Friis y que si llegara a presentarse debería de hacerse una revisión de los datos utilizados así como del software.
- Para el modelo LAM el cual tampoco considera las paredes que obstruyen la trayectoria presenta una curva continua y como se observó en las gráficas obtenidas, circunstancialmente y dados los valores de pérdidas producidos por las paredes para aquellos valores que si los consideran este modelo presento valores cercanos de lo cual también se observa que al no considerar las paredes este no podría representar el impacto de estas al proporcionar valores en función únicamente de su modelo matemático y por lo cual no nos proporcionaría mayor información en un entorno estructural específico.
- El modelo 1SM que fue uno de los modelos seleccionados, y como sabemos no considera la obstrucción de las paredes y presenta una curva continua y como se observó a lo largo de las gráficas revisadas presenta el peor caso en cuanto a los valores de pérdidas obtenidas,

resultando en un modelo que tampoco refleja las características de un entorno estructural específico.

- Revisando para el modelo Motley-Keenan se ha observado que este modelo al considerar las paredes que obstruyen la trayectoria nos ayuda a reflejar las características estructurales de un entorno en específico.
- El modelo Motley-Keenan al considerar las paredes que obstaculizan la trayectoria directa entre una antena de transmisión Tx y una de recepción Rx proporciona curvas de pérdidas en las que se reflejan las distancias en que las paredes se encuentran, lo que implica que se tendrá una visión más amplia del comportamiento de la curva de pérdidas dentro de una área específica con un entorno estructural característico, es decir en una distancia dada en la cual existan paredes mediante la curva de pérdidas del modelo Motley Keenan se podrá observar como estas impactan y en el caso de que las paredes que obstruyan se incrementen o disminuyan se verá reflejado en la curva de pérdidas debido a que es claramente observable mediante el incremento en las pérdidas causado por el valor de pérdidas constante producido por cada una de las paredes establecido por el modelo.
- Para el modelo MWM se denota que al igual que el modelo Motley-Keenan, proporciona curvas y valores de pérdidas en función de un entorno estructural específico debido a que este modelo también considera las paredes que obstruyen la trayectoria directa entre las antenas Tx y Rx proporcionando una curva y valores pérdidas un poco mayores en función del valor establecido por este modelo por cada pared que es atravesada y en comparación con el modelo Motley Keenan.

Mediante todo los aspectos revisados y generados del análisis de las gráficas de la trayectorias establecidas dentro del modelo de ocho oficinas han establecido el comportamiento de cada uno de los modelos seleccionados lo que permite un panorama más amplio de los mismos lo cual se utilizara para los fines que se plantaran en el siguiente capítulo.

Referencias.

- [1] Kaveh Pahlavan y Allen H. Levesque, *Wireless Information Networks*, John Wiley & Sons, 2005.
- [2] Jeffrey Wheat, *et al.*, *Designing a Wireless Network*, Syngress, 2001
- [3] Theodore S. Rappaport, *Wireless Communications, Principles and Practice*, Prentice Hall, 2002.
- [4] Garg K. Vijay, *Wireless Communication and Networking*, Morgan Kaufmann, 2007.
- [5] J.D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, John Wiley & Sons, 2000.
- [6] Harry R. Anderson, *Fixed Broadband Wireless System Design*, John Wiley & Sons, 2003
- [7] Simon R. Saunders, *Antennas and Propagation for Wireless Communication System*, John Wiley & Sons, 2007.
- [8] Harald T. Friis, *A note on a Simple Transmission Formula*, en *Proceedings of the IRE*, vol. 34, núm. 5 mayo de 1946, pp. 254-256.
- [9] Byeong Gi Lee, *Broadband Wireless Access and Local Networks Mobile Wi MAX and WiFi*, Artech House, 2008.
- [10] COST 231, *Digital Mobile Radio, Towards Future Generation Systems*, en COST 231 Final Report, *European Comission*, 1999.
- [11] Bernhard H. Walke, *IEEE 802.11 Wireless Systems*, John Wiley & Sons, 2006.
- [12] Maciej J. Nawrocki, *Understanding UMTS Radio Network Modelling, Planning and Automated Optimisation*, John Wiley & Sons, 2006.
- [13] ETSI TR 101 112 v3.2.0, *Universal Mobile Telecommunications Selection procedures for the choice of radio transmission technologies of the UMTS*, 2004.
- [14] A. J. Motley y J. M. Keenan, *Personal Communication Radio coverage in Buildings at 900 MHz and 1700 MHz*, en *Electronic Letters*, vol.24 núm. 12, 1988, pp.763-764.
- [15] A. J. Motley y J. M. Keenan, *Radio coverage in buildings*, en *British Telecom Technology Journal*, vol.8 núm.1, enero de 1990, pp.19–24.
- [16] Christophe Chevallier, *et al.*, *WCDMA UMTS, Deployment Handbook, Planing and Optimization Aspects*, John Wiley & Sons, 2006.

Capítulo 4

DISEÑO DE COBERTURA

4.1. Introducción.

En el capítulo anterior se realizó la revisión y el análisis de los modelos de Friis, 1SM, LAM, MWM y Motley-Keenan, implementándolos en un modelo de ocho oficinas propuesto, con la finalidad de caracterizar y observar el comportamiento de los modelos dentro de un área específica de propagación. Corresponde en este capítulo realizar el desarrollo de la herramienta de software para el diseño de cobertura, para esto será utilizado un entorno real con características estructurales específicas las cuales serán ingresadas a la herramienta de software que en conjunto con la antena de transmisión tendrá como objetivo el despliegue de graficas de cobertura mediante las cuales se realizara el análisis y consideraciones para la ubicación de la antena de transmisión, de tal modo que se pueda establecer la mejor ubicación con la finalidad de proporcionar las condiciones más optimas de cobertura.

4.2. Plantel Casa Libertad.

El presente trabajo tiene como finalidad el desarrollo de una aplicación de software para diseño y análisis de cobertura en el interior de un edificio para una red WLAN basada en el estándar IEEE 802.11, para ello se ha tomado como ejemplo la distribución estructural del plantel Casa-Libertad Iztapalapa de la UACM en donde se realizó el levantamiento de mediciones de la estructura de cada una de las áreas que lo caracterizan; este edificio originalmente albergaba las instalaciones de la ex-cárcel de mujeres por lo que se le hicieron las adaptaciones apropiadas para desempeñar las funciones necesarias para ser una de las sedes de la UACM. En la figura 4.1, se presentan imágenes de las aulas del área café en donde, además, se muestra el pasillo de esta en donde se conserva de forma representativa una de las que antiguamente fuese una de las celdas del edificio.

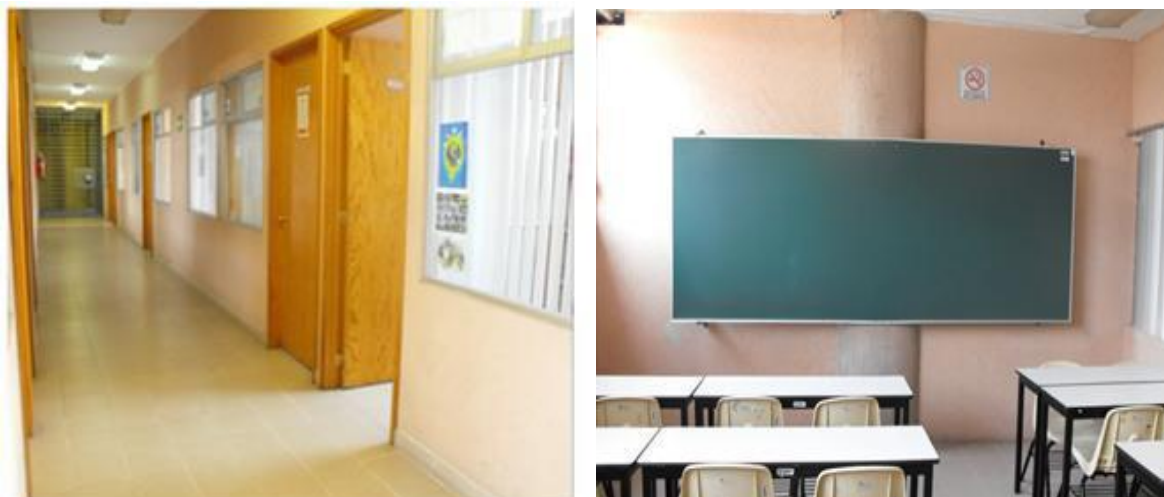


Figura 4.1. Área café del plantel Casa-Libertad.

En la figura 4.2 se presenta otras de las áreas y se observa el auditorio 2 a la izquierda y a la derecha el jardín cultural del plantel Casa Libertad.



4.2. Auditorio 2 y jardín cultural del plantel Casa-Libertad.

La descripción general de las áreas del plantel son las siguientes:

- Planta baja. Incluye en su distribución estructural aulas para clases, jardín cultural, biblioteca, laboratorio de Ingeniería, laboratorio de Física, laboratorio de Biología, oficina de registro escolar, oficina de certificación y comedor.
- Primer nivel. La distribución estructural de este nivel incluye el área morada, el área azul, el área verde, el auditorio 1 y 2, así como el laboratorio de cómputo para auto acceso.
- Segundo nivel. Este segundo nivel se conoce como área naranja e incluye entre su distribución estructural cubículos para profesores y aulas de clases.
- Tercer nivel. La distribución estructural de este nivel incluye aulas para clases, cubículos para profesores además de que conserva de forma representativa una de las celdas de la ex-cárcel de mujeres, esta área es conocida como área café.
- Cuarto nivel. Este nivel esta exclusivamente dedicado a cubículos para profesores y es conocida como la área amarilla.

4.2.1. Área morada del plantel Casa-Libertad de la UACM.

Una vez que se realizó el levantamiento de mediciones de las áreas se llevaron éstas a un formato digital con la finalidad de poder tener presente la distribución estructural del plantel Casa-Libertad, y los formatos adecuados para su utilización mediante la herramienta de software desarrollada. Se ha elegido el área morada del plantel Casa-Libertad debido a que esta cuenta con aulas para clases, cubículos para maestros y un área de cabina de radio, también a que la distribución

estructural presenta una gran diversidad en cuanto a la distribución de paredes. El plano del área morada se muestra en la figura 4.3.

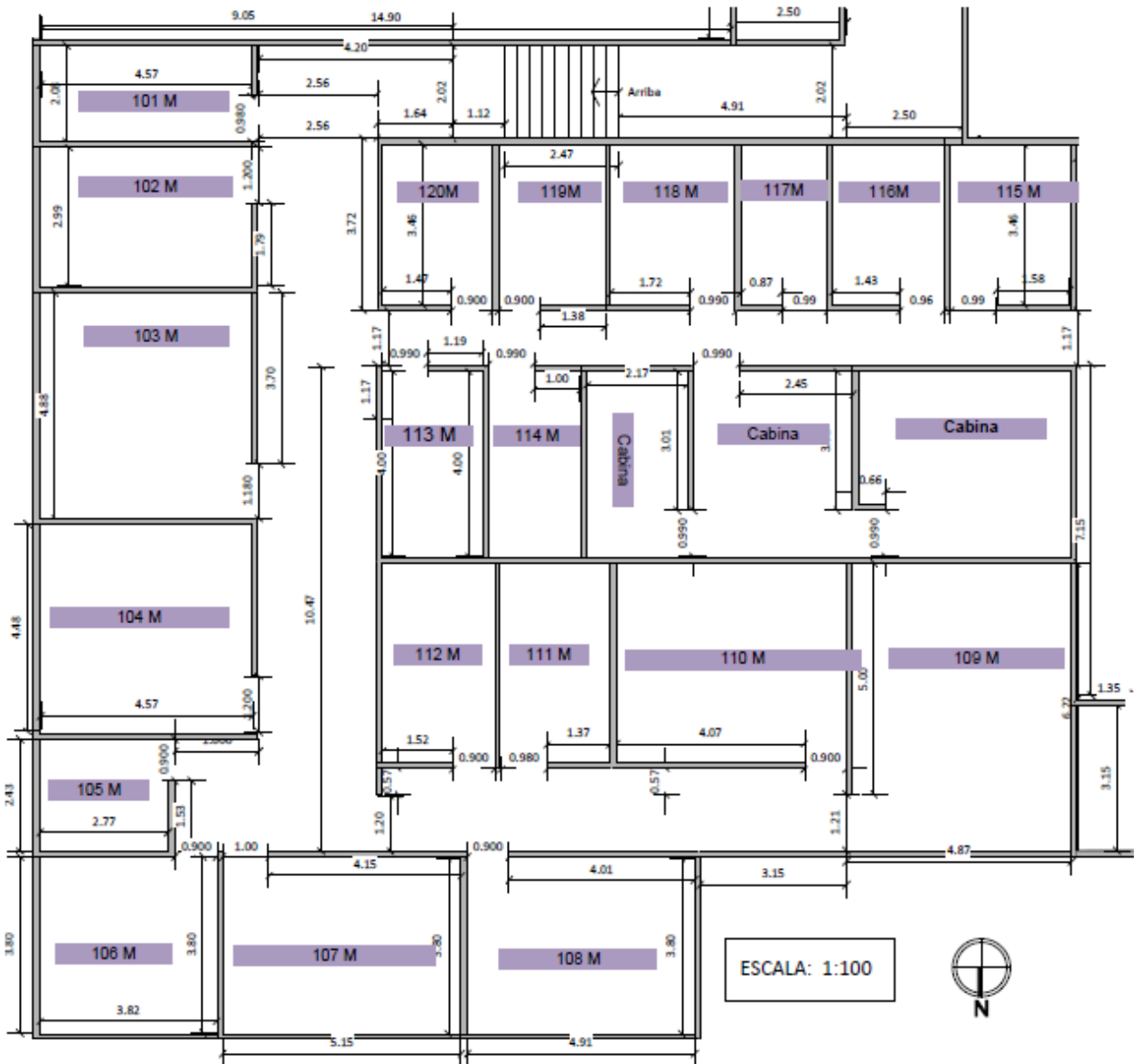


Figura 4.3. Plano de área morada.

Como se observa en la figura 4.3 cada uno de los espacios del área morada no presenta dimensiones uniformes en cuanto a tamaño de cada uno de los espacios, o una forma regular en cuanto a la distribución estructural de las paredes que dividen las áreas. Con base a este plano se ha realizado el formato apropiado para su utilización con la herramienta de software realizada en Matlab que se presenta en la figura 4.4, en donde las divisiones en color rojo representan las paredes que forman las divisiones del área morada.

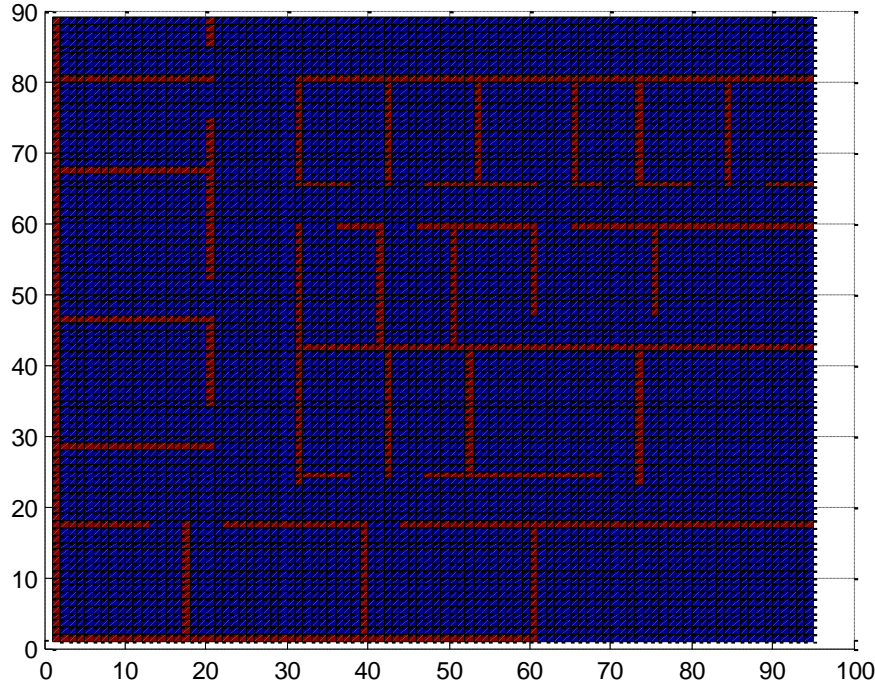


Figura 4.4. Representación de divisiones de pared del área morada.

4.3. Diseño de Cobertura mediante el software de simulación.

Una vez que se han evaluado los cinco modelos seleccionados de propagación en interiores, se ha seleccionado el de Motley-Keenan que se describe mediante la ecuación (4.1) [1, 2, 3, 4, 5, 6],

$$L_{MK} = L_F + p \times WAF + k \times FAF \quad (4.1)$$

donde:

L_{MK} = Pérdidas en la trayectoria obtenidas por el modelo Motley-Keenan [dB].

L_F = Pérdidas en el espacio libre dadas por la ecuación (3.1), [dB].

p = Número de paredes entre transmisor y receptor.

WAF = Factor de atenuación de pared (*Wall Attenuation Factor*) [dB].

k = Número de pisos entre transmisor y receptor.

FAF = Factor de atenuación de piso (*Floor Attenuation Factor*) [dB].

Este modelo ha sido escogido debido a que considera que las paredes y los pisos existentes en la trayectoria directa de propagación, que forman parte de las características estructurales específicas de los edificios y son los principales elementos de atenuación, por lo tanto a las pérdidas en la trayectoria en el espacio libre L_F , dadas por la ecuación (3.1) se agrega la atenuación por cada pared y piso que obstruyen la trayectoria directa entre las antenas de transmisión y de recepción. De este modo en la herramienta de software de simulación para el diseño de cobertura se posicionará una antena de transmisión dentro de cualquier punto del área

en la cual se trabaja y se obtendrá un mapa de las potencias en cada punto dentro de dicha área, proceso que se repetirá para poder obtener la ubicación de la antena de transmisión en la posición óptima dentro del área en cuestión que en este caso es el plantel Casa Libertad, el proceso general de la herramienta de software se presenta en la figura 4.5.

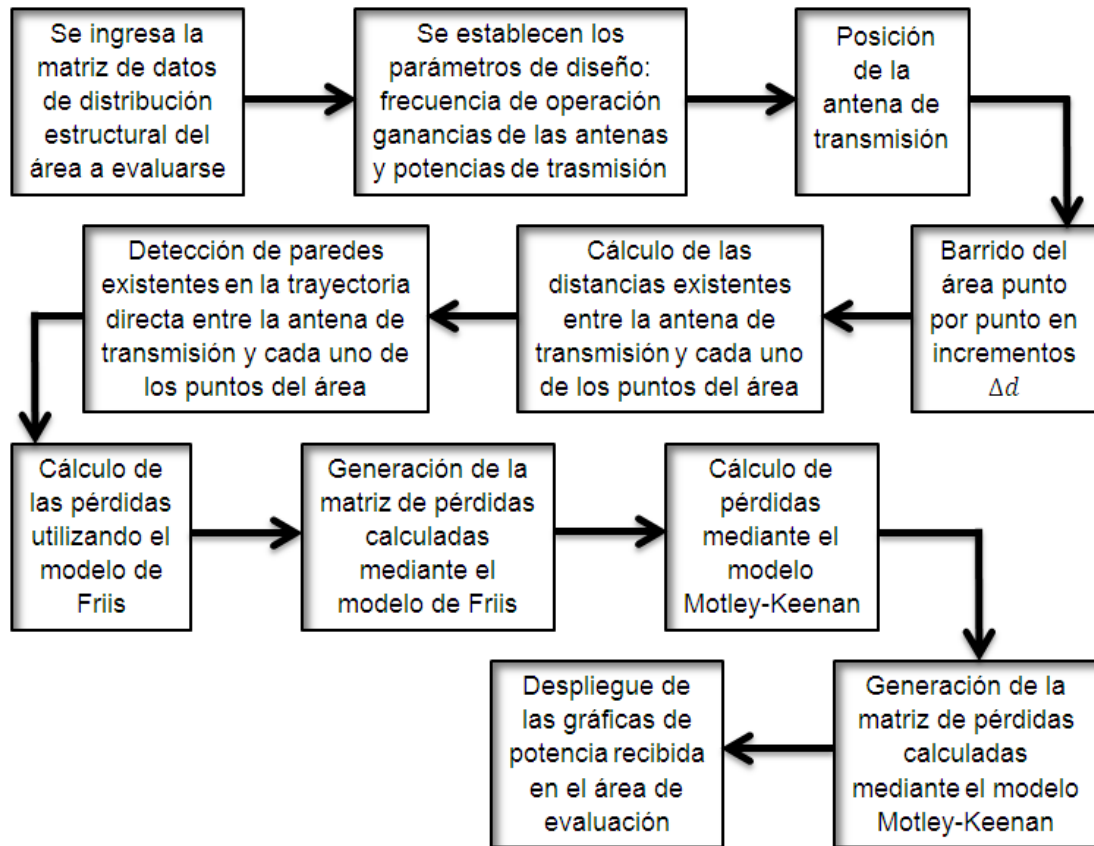


Figura 4.5. Proceso de la herramienta software para el diseño y análisis de cobertura en interiores.

Utilizando el modelo Motley-Keenan y el área morada para la realización de pruebas mediante el software desarrollado para el diseño y análisis de cobertura en el plantel Casa-Libertad de la UACM, se considera para la simulación del diseño un AP (*Access Point*) de la marca Steren que soporta los estándares IEEE 802.11n IEEE 802.11g y IEEE 802.11b, el cual ofrece una potencia de transmisión máxima de 20 [dBm] @ 2.4 [GHz] con una ganancia de la antena de transmisión de 3 [dBi]. El programa realiza un barrido de toda el área identificando las paredes en pasos de 0.25 [m], los resultados obtenidos se presentan en la figura 4.6, donde se muestra el mapa de cobertura obtenido mediante el software de simulación, en donde, el AP se encuentra ubicado en el cubículo 107 M del área morada, con el mapa de cobertura acompañado de una barra indicadora de las potencias recibidas de modo que mediante el mapa de cobertura se observa la forma en que las potencias llegan a todo el área morada y se puede apreciar cómo es que las paredes que obstruyen las trayectorias afectan a las potencias.

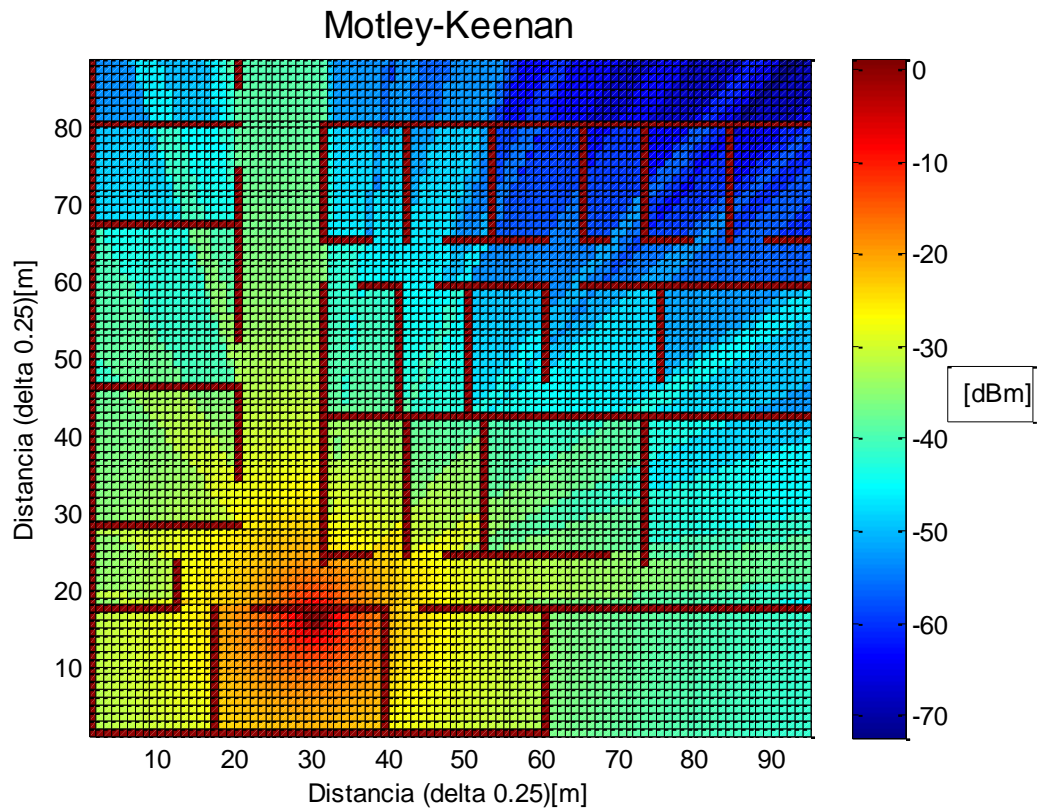


Figura 4.6. Cobertura con el AP ubicado en el cubículo 107 M.

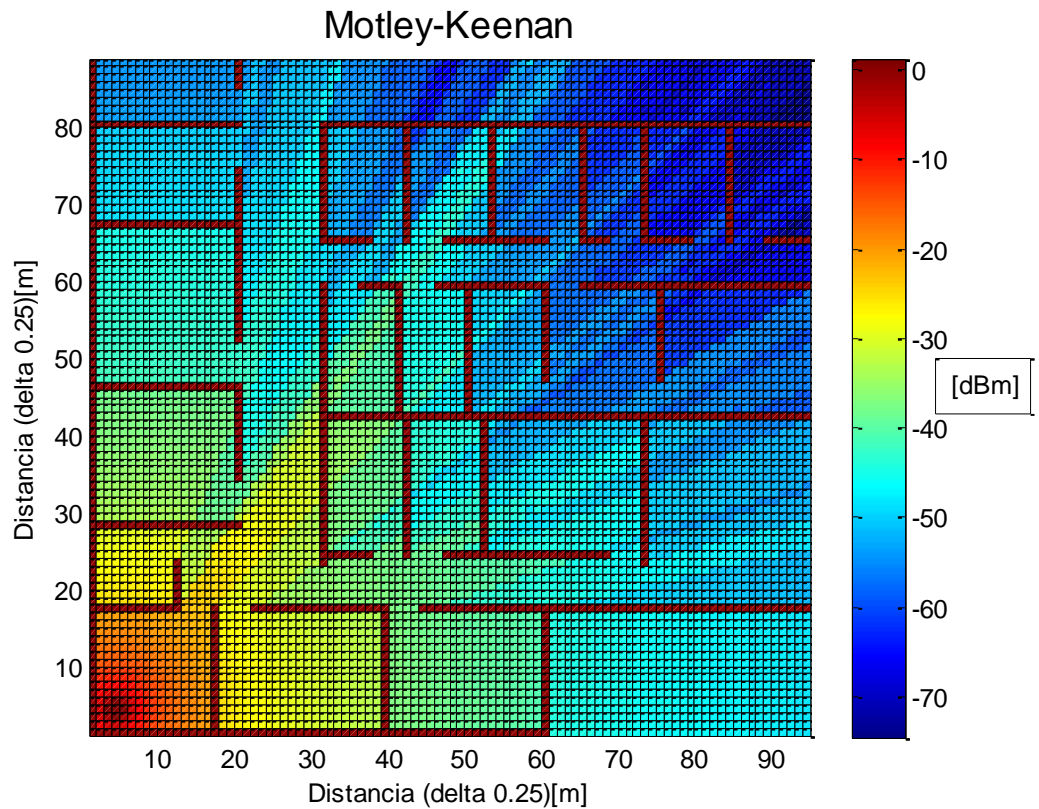


Figura 4.7. Mapa de cobertura con el AP ubicado en el cubículo 106 M.

En la figura 4.7 se muestra el mapa de cobertura con el AP ubicado en el cubículo 106 M en él se observa que presenta un mapeo de potencias con una mayor afectación en las potencias recibidas en el área morada, de lo cual se puede deducir que la ubicación del AP es inconveniente cuando está ubicada en el cubículo 106 M comparada con la ubicación del AP ubicado en el cubículo 107 M y mostrada en la figura 4.6.

En una nueva ubicación se coloca el AP en el cubículo 114 M como se muestra en la figura 4.8, en donde se observa el comportamiento de la distribución de la potencia, en donde las potencias recibidas en la mayoría de áreas llega a estar dentro de un intervalo de potencia que va de -40 [dBm] a -50 [dBm] e incluso en algunas áreas supera este intervalo.

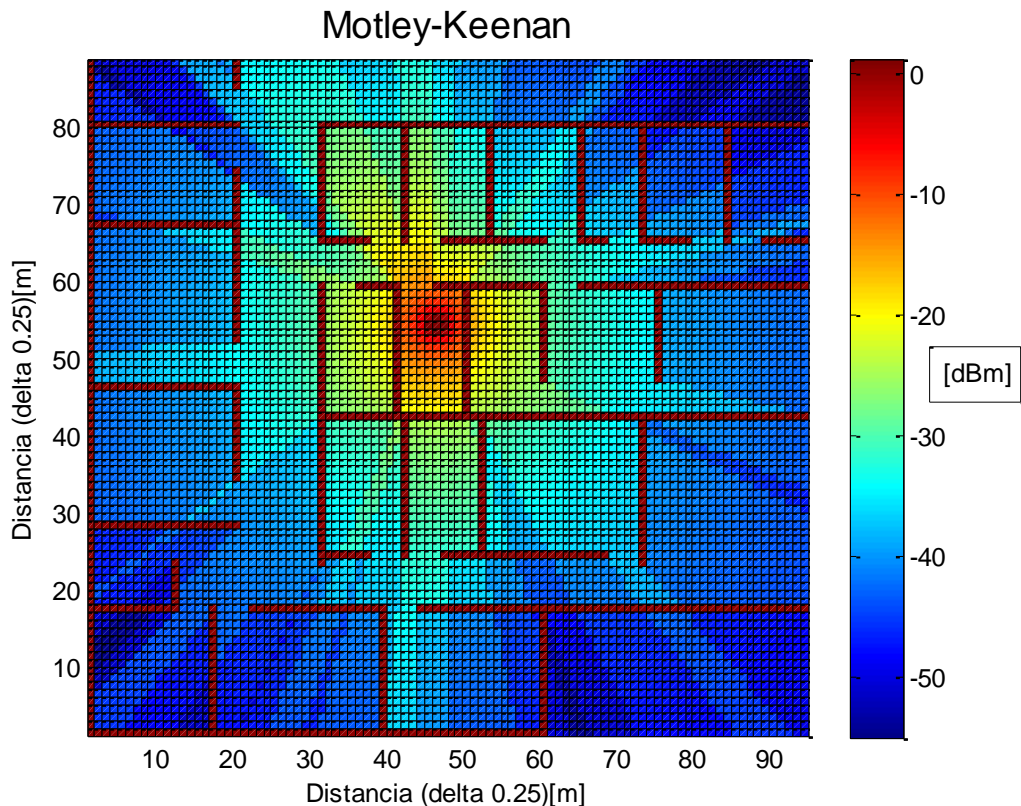


Figura 4.8. Mapa de cobertura con el AP ubicado en el cubículo 114 M.

Colocando en la cabina el AP como se observa en la figura 4.9, se puede observar que ahora una mayor cantidad de áreas tienen una potencia dentro del intervalo de -30 [dBm] a -40 [dBm] lo que indica entonces que la ubicación del AP en el espacio de la cabina en el área morada es una mejor opción de la ubicación del AP, de este modo se muestra los alcances de la herramienta de software ya que se podrá ubicar el AP en diferentes ubicaciones con la finalidad de obtener el mapeo de potencias y analizar así la distribución y los valores de la potencia de un área de interés y de esta forma obtener un mejor desempeño en la cobertura inalámbrica.

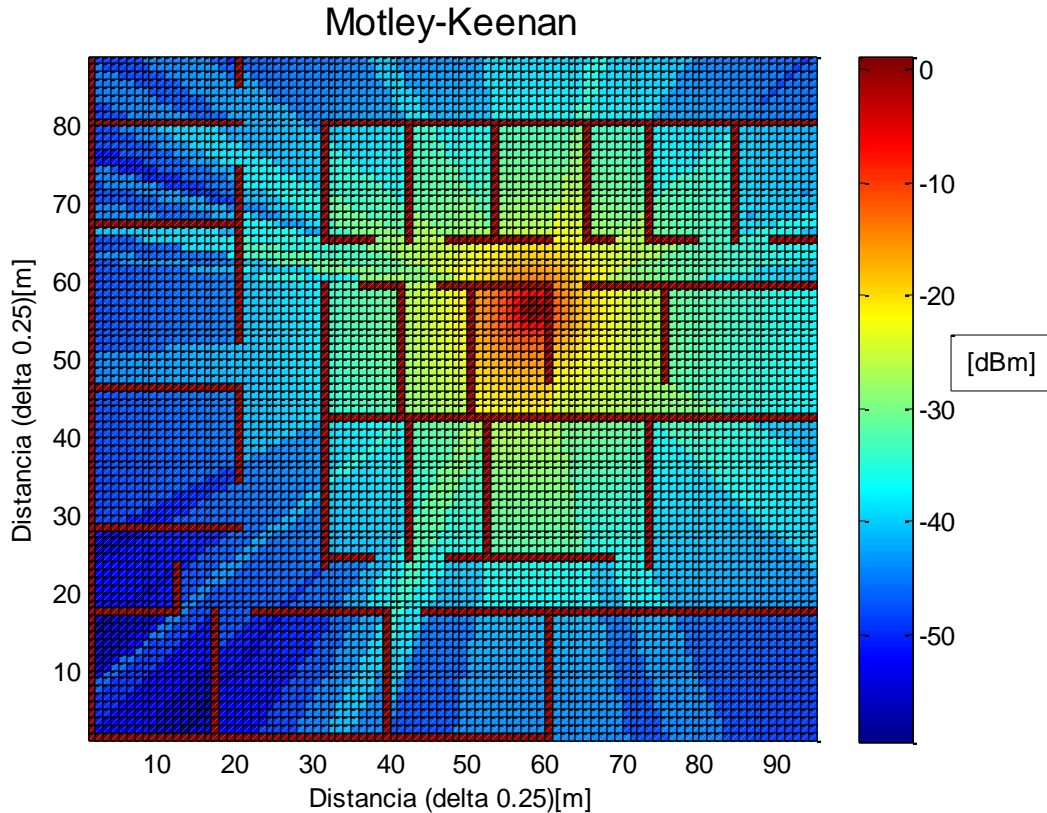


Figura 4.9. Mapa de cobertura con el AP ubicado en la cabina a un costado del cubículo 114 M.

4.4. Mediciones.

Corresponde ahora presentar la metodología y los resultados obtenidos mediante las mediciones realizadas con el analizador de espectros *Anritsu Spectrum Master MS7212E* en el área morada. Las mediciones se realizan con la finalidad de validar la herramienta de simulación y ajustar factores de atenuación, en caso de ser necesario.

4.4.1. Metodología de las Mediciones.

Para la obtención de las mediciones, se colocará un AP en el cubículo 107 M, como se muestra en la figura 4.10. Se tomarán 10 lecturas de potencia recibida en cuatro puntos por cada una de las secciones correspondientes al área morada.

Posterior a la recolección de las 10 mediciones se obtendrá el promedio de potencia recibida en cada punto. Finalmente se obtiene el promedio de cada sección para realizar una comparación con los resultados obtenidos mediante la herramienta de software de simulación para el diseño de cobertura.

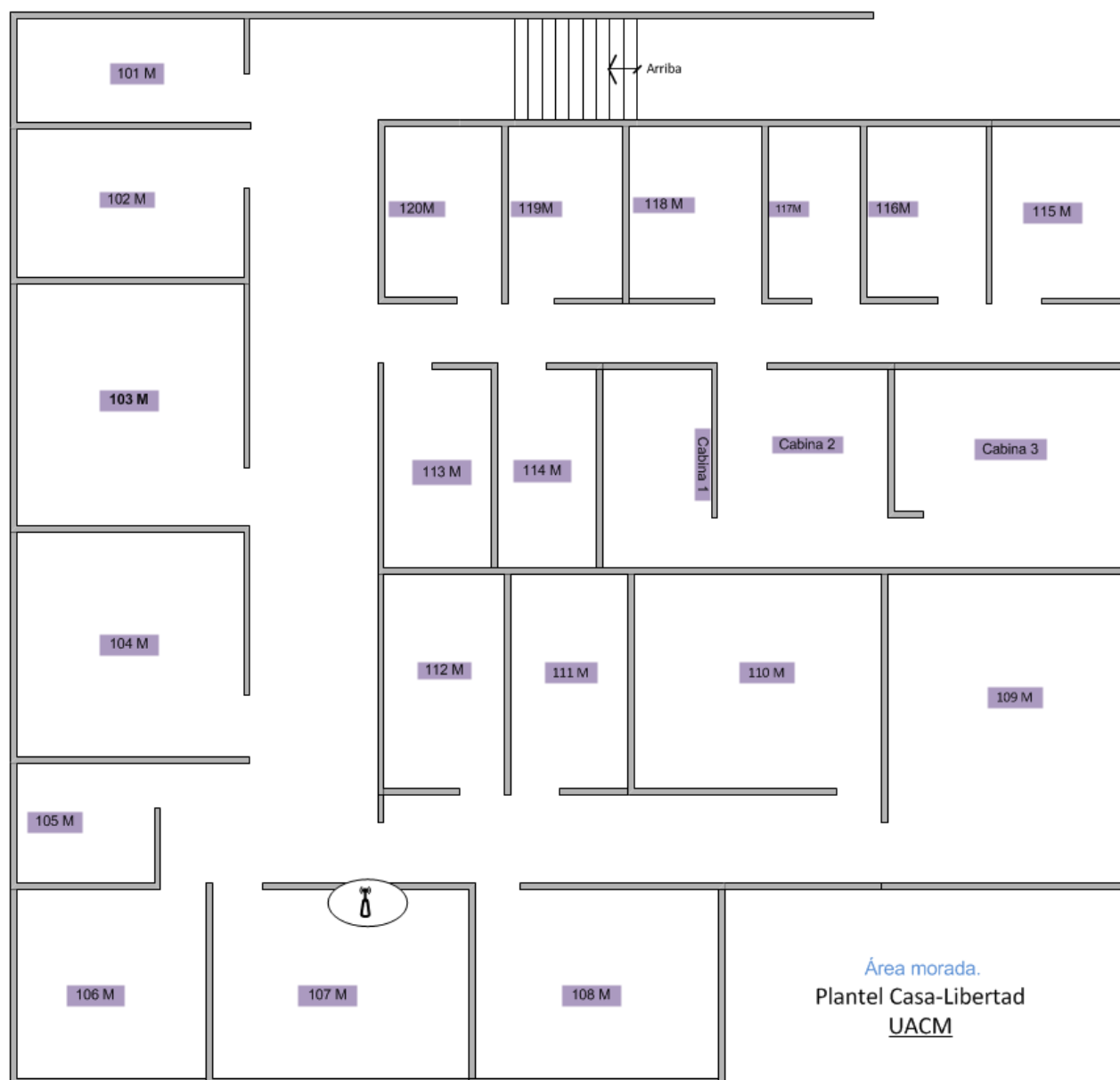


Figura 4.10. Ubicación del AP en el cubículo 107 M.

4.4.2. Equipo de Mediciones.

Para las mediciones físicas realizadas en el presente proyecto se ha utilizado el analizador de espectros *Anritsu Spectrum Master MS2712E*, del cual se documentó su funcionamiento y las aplicaciones que se utilizaron en el presente trabajo.

4.4.2.1. Descripción General del Analizador de Espectros *Anritsu Spectrum Master MS2712E*.

El analizador de espectros *Anritsu Spectrum Master MS2712E* el cual se presenta en la figura 4.11, es un instrumento que nos permite ver señales que provienen de estaciones base u otras

fuentes de emisión, es decir identifica señales deseadas y no deseadas. Las características principales que permite observar de una señal son frecuencia, ancho de banda y potencia. Es especialmente útil para medir la respuesta en frecuencia de equipos de telecomunicaciones (amplificadores, filtros, acopladores, etc.) y para comprobar el espectro radioeléctrico en una zona determinada con la ayuda de una antena. En la pantalla del equipo la amplitud o potencia de las señales se representa en el eje “y” y las frecuencias en el eje “x”. La medida de potencia viene indicada en dBm.



Figura 4.11. Analizador de espectros *Anritsu Spectrum Master MS2712E*.

4.4.2.2. Características del Analizador de Espectros *Anritsu Spectrum Master MS2712E*.

Las características de desempeño, más destacables del analizador de espectros *Anritsu Spectrum Master MS2712E* se presenta a continuación:

- Operación en un rango de frecuencia de 100kHz a 4GHz.
- Medidor de potencia de alta precisión.
- Pantalla de 8.4" a color.
- Combinación una pantalla táctil para que el usuario navegue por los menús, y un teclado para introducir las mediciones.
- Puerto de conexión USB.
- Entrada de RF.

En la figura 4.12 se presenta la disposición de los botones de operación del analizador de espectros *Anritsu Spectrum Master MS2712E*.



Figura 4.12. Disposición de botones de operación del analizador de espectros *Anritsu Spectrum Master MS2712E*.

4.5. Resultados.

En esta sección se presentan los resultados obtenidos por medio de la herramienta de software desarrollada utilizando el modelo Motley-Keenan. Además, se presentan los resultados de las mediciones obtenidas utilizando el analizador de espectros *Anritsu Spectrum Master MS2712E*, con la finalidad de realizar una comparación.

Es pertinente aclarar que los puntos de prueba son cada uno de los puntos en los que se realizó la medición utilizando el analizador de espectros y que es la posición que se ingresó en el software de simulación, mientras que un espacio de prueba se refiere al conjunto de cuatro puntos de prueba tomados en cada cubículo o salón y finalmente cuando se habla del área se está haciendo referencia en general de todos los espacios que conforman al área morada, es decir todos aquellos cubículos salones u otros espacios que la integran

En la figura 4.13, se observan las mediciones obtenidas de una de las cuatro esquinas del cubículo 101-M, medición la cual se ha ampliado para especificar cada uno de los elementos numéricos que se incluyen en la tabla de valores para cada uno de los puntos de prueba; el primer elemento en la parte superior izquierda encerrado entre paréntesis dentro de la tabla de valores incluida representa el número de paredes atravesadas a lo largo de la trayectoria directa establecida entre

Tx y Rx, el segundo elemento en la parte superior derecha representa el valor de la potencia recibida considerando el espacio libre, es decir el valor de Friis, al cual se le agregan 20 [dBm] que es la ganancia de Tx y finalmente el tercer valor en la parte inferior de la tabla de valores corresponde al valor RSSI (*Received Signal Strength Indicator*, indicador de intensidad de señal recibida) medido utilizando el analizador de espectros parados en el punto de prueba.

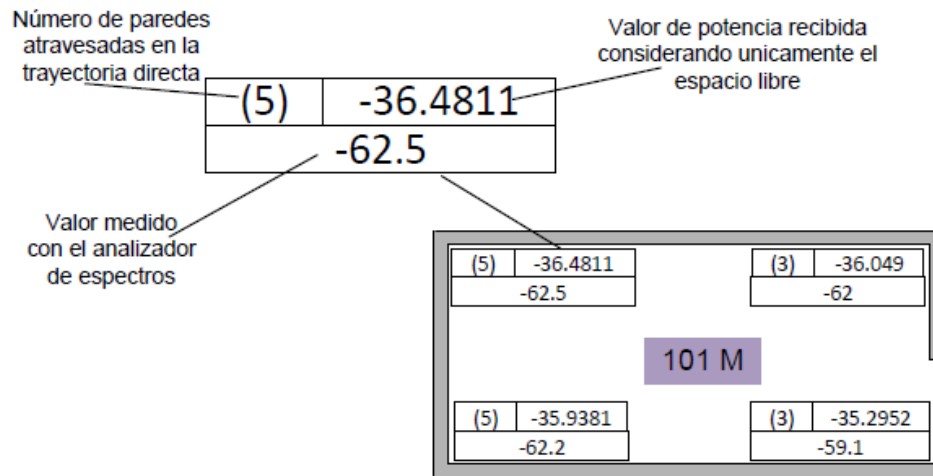


Figura 4.13. Resultados de las mediciones y valores de simulación para el cubículo 101 M.

De este modo se presentan en la figura 4.14, los valores correspondientes a cada uno de los puntos de prueba dentro de los espacios pertenecientes al área morada del plantel Casa-Libertad para cada oficina dispuestos tal como se indica en la figura 4.13, obtenidos mediante la trayectoria directa establecida entre Tx ubicada en el cubículo 107 M y cada uno de los puntos de prueba. En esta grafica se ha incluido como se mencionó el valor de Friis obtenido mediante la herramienta de software con la finalidad de tener un bosquejo inicial que nos permite comparar el hecho de no considerar las paredes que obstruyen la trayectoria y el valor RSSI obtenido mediante el analizador de espectros.

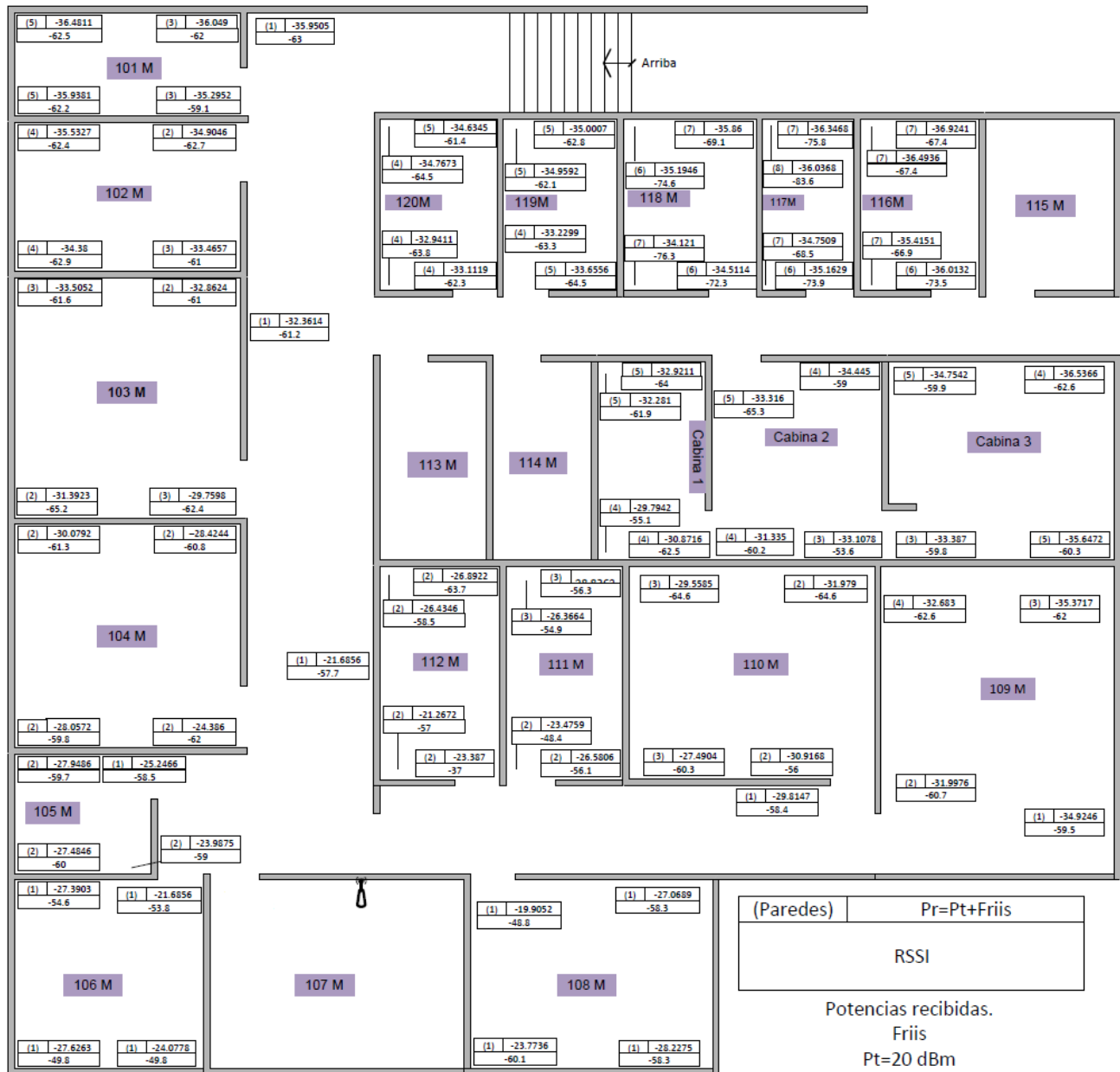


Figura 4.14. Valores en los puntos de prueba dentro del área morada.

Una vez presentado los datos generados mediante el modelo de Friis con ayuda de la herramienta de software y habiendo incluido los valores correspondientes para cada uno de los puntos de prueba, se observa el impacto de no considerar las paredes en las trayectorias directas, el siguiente proceso es utilizar el modelo Motley-Keenan en la herramienta de software. En este punto el proceso que se realiza es utilizar el valor RSSI al cual se le restara el valor de Friis, en cada uno de los puntos de prueba, considerando ahora el mismo proceso para los cuatro puntos de prueba en cada espacio de prueba (cubículos o salones), se promedian de manera que se obtiene un factor de atenuación correspondiente a cada espacio de prueba específico dentro del

área morada. Los valores obtenidos son presentados en la figura 4.15, ampliando el espacio de prueba correspondiente al cubículo 101-M, el cual comprende cuatro puntos de prueba bajo las siguientes consideraciones:

- El valor dentro de la tabla de valores en la parte superior izquierda corresponde al número de paredes atravesadas en la trayectoria directa establecida entre Tx y el punto de prueba en cuestión, figura 4.15.
- El valor en la parte superior derecha corresponde a el valor de potencia recibida, obtenido mediante la herramienta de simulación utilizando el modelo Motley-Keenan, figura 4.15.
- El valor RSSI se obtiene mediante el analizador de espectros y se presenta en la parte inferior izquierda de la tabla de valores para cada uno de los puntos de prueba figura 4.15.
- El cuarto valor entre corchetes e incluido en la parte inferior izquierda proviene del factor generado para cada espacio de prueba y considerado como valor de ajuste para su uso en un nuevo cálculo mediante el modelo Motley-Keenan, figura 415.
- Se presenta además en cada espacio de prueba un factor de atenuación entre corchetes y paréntesis el cual se ha generado al restar al valor RSSI el valor de pérdidas obtenido mediante el modelo de Friis y el resultado se suma a los valores obtenidos mediante el mismo proceso en resto de puntos que conforman al espacio de pruebas y promediándose para la obtención de un factor de ajuste por cada uno de los espacios de prueba, figura 4.15

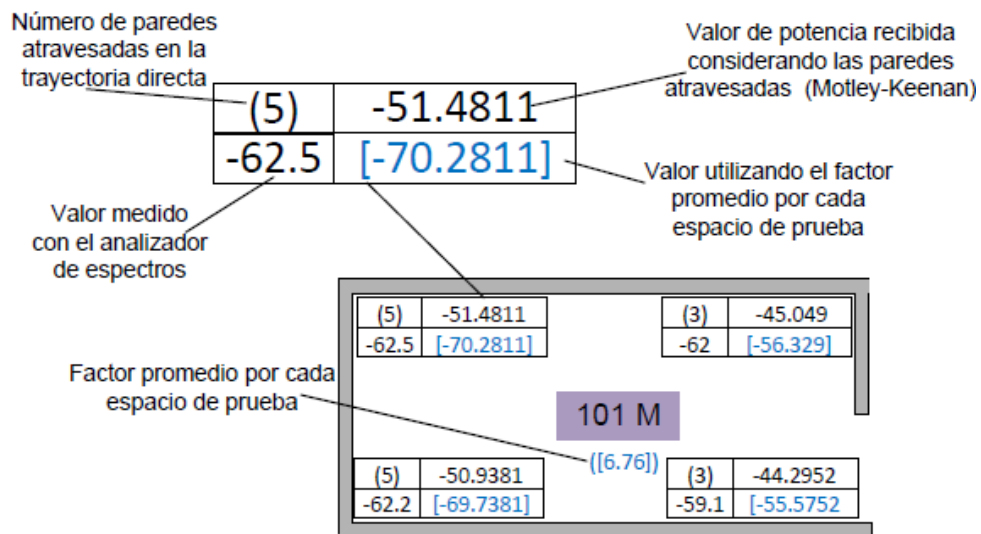


Figura 4.15. Promedio de factor de pérdidas por cada espacio del área morada.

Una vez especificadas las características de los valores incluidos en la figura 4.15, se presentan a continuación la colección de valores para toda el área morada en la figura 4.16.

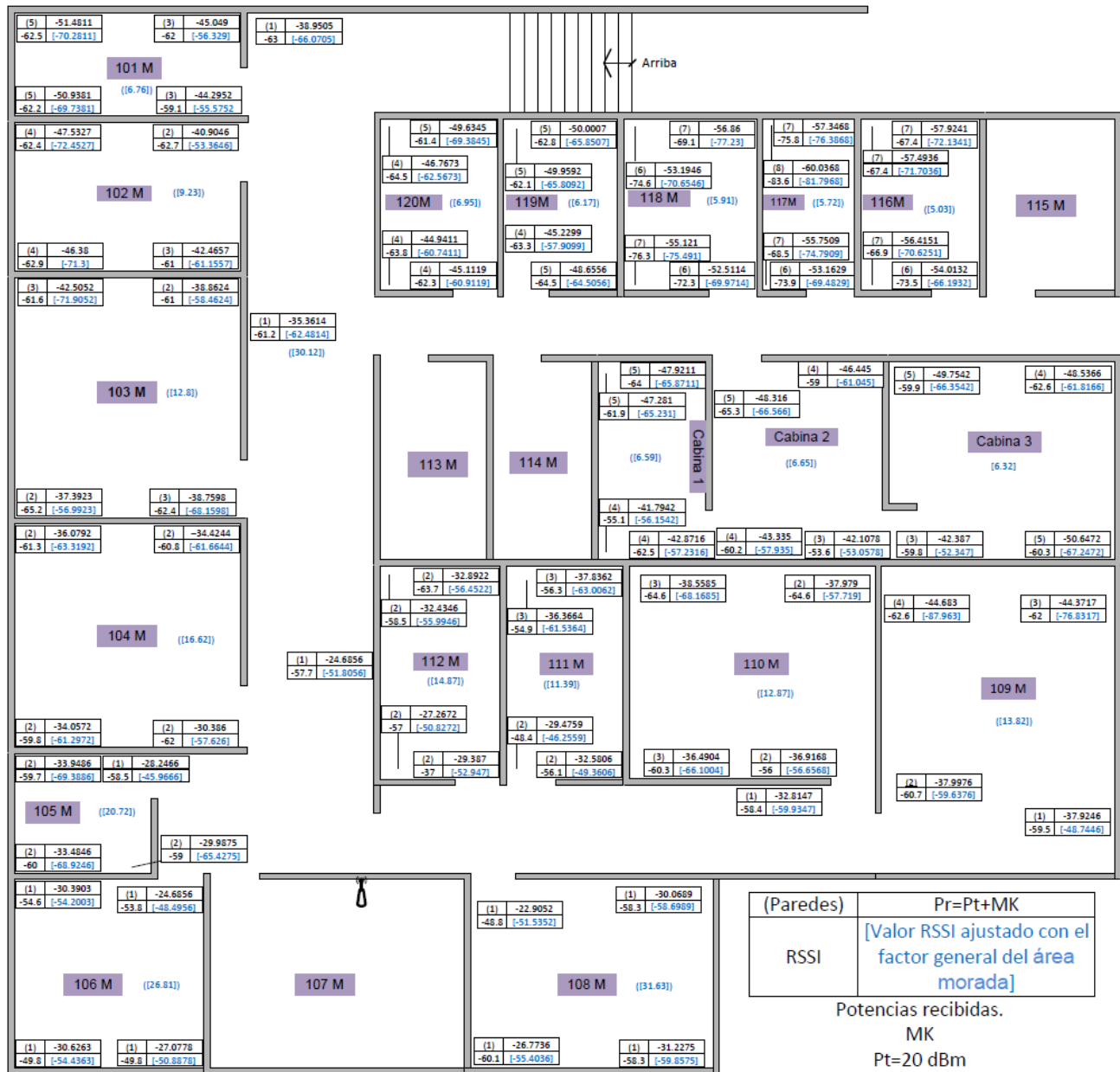


Figura 4.16. Valores en los puntos de prueba considerando el factor promedio de pérdidas para cada uno de los espacios del área morada del plantel Casa-Libertad.

En la figura 4.16, el proceso realizado hasta este punto. Es la obtención de factores de pérdidas para cada uno de los espacios que conforman el área morada del plantel Casa-Libertad, con la finalidad de obtener un factor más generalizado, el siguiente paso es encontrar un factor basado en las mediciones y el número de paredes atravesadas en la trayectoria directa entre Tx y los puntos de prueba, el cual sea un valor generalizado para toda el área morada de tal modo que pueda ser utilizado en cualquier punto de prueba del área, por lo cual se presentan a continuación los resultados de la obtención de un factor promedio.

En la figura 4.17, se presentan los resultados de un factor promedio general que es aplicado para todos y cada uno de los puntos de prueba establecidos dentro del área morada, en donde una vez más se han ampliado los valores correspondientes a uno de los puntos de prueba de tal modo que se deben de tener presentes las siguientes consideraciones:

- El valor encerrado entre paréntesis y colocado en la parte superior izquierda de la tabla representa el número de paredes atravesadas en la trayectoria directa entre Tx y cada uno de los puntos de prueba, figura 4.17.
- El valor en la parte superior derecha de la tabla corresponde al valor obtenido mediante el modelo Motley-Keenan, que considera el número de paredes atravesadas, figura 4.17.
- En la figura 4.17, el valor en la parte inferior del lado izquierdo representa el valor RSSI medido con el analizador de espectros.
- El valor inferior del lado derecho de la tabla representa el valor ajustado mediante el software utilizando el modelo Motley-Keenan, lo que quiere decir que se considera el número de paredes y se utiliza el factor promedio general para el área morada, figura 4.17.
- En la figura 4.17, también se observa que el valor del factor promedio general del área morada obtenido se especifica entre paréntesis y corchetes, dicho valor estará presente en cada uno de los espacios de prueba y ha sido obtenido al restar el valor de Friis del valor RSSI y el valor resultante dividido entre las paredes correspondientes en cada uno de los puntos de prueba y promediando, convirtiéndose en el valor de ajuste para el área en general figura 4.17.

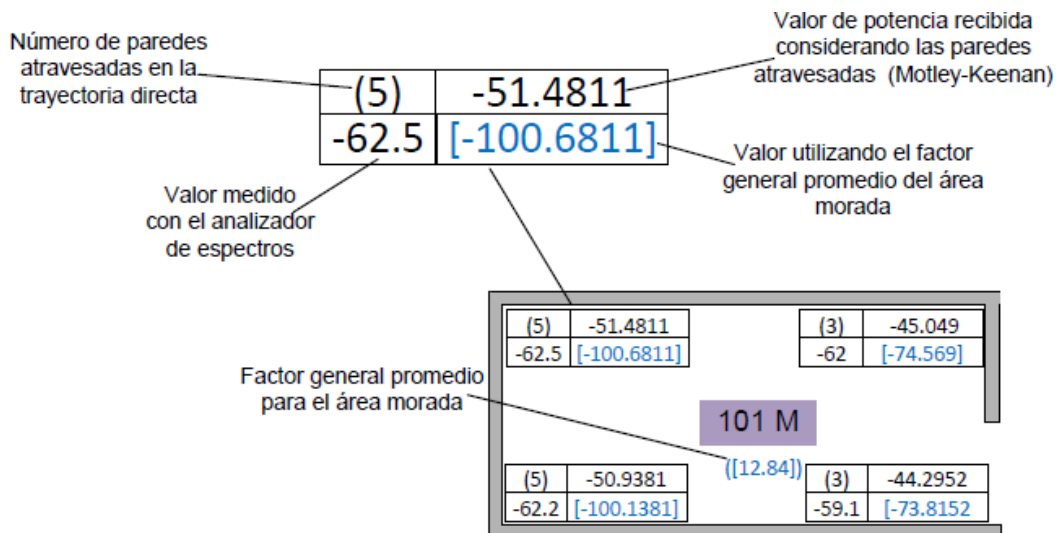


Figura 4.17. Factor promedio de pérdidas general para el área morada.

Explicados los valores presentes en cada punto de prueba utilizando el factor de pérdidas general para el área morada se presenta a continuación en la figura 4.18 la colección de valores para dicha área.

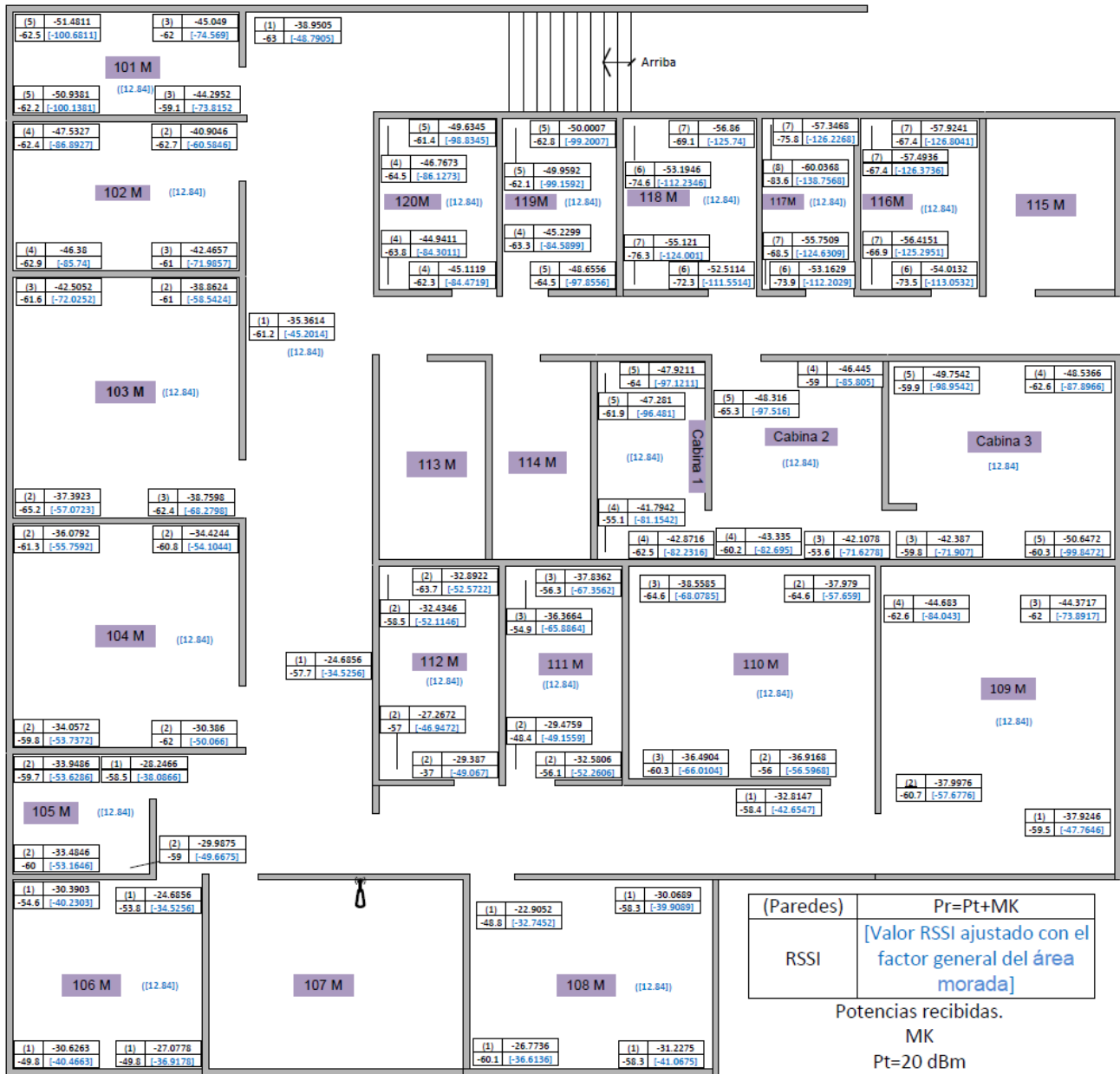


Figura 4.18. Valores en los puntos de prueba considerando el factor promedio general de pérdidas del área morada del plantel Casa-Libertad.

Se observa de los resultados obtenidos que existe una gran variabilidad en las mediciones realizadas mediante el analizador de espectros y los resultados obtenidos utilizando la herramienta de *software* en la cual se implementó el modelo Motley-Keenan bajo la consideración de un factor de pérdidas de 3 [dB], este modelo se considera para pérdidas producidas por paredes ligeras, sin

embargo es pertinente recordar que este modelo establece también un valor de 10 [dB] como el factor de pérdidas para paredes de ladrillo; cabe destacar que se ha realizado un proceso para la obtención de un factor de pérdidas generalizado para el área morada. Recordando que el plantel Casa-Libertad de la UACM fue anteriormente una cárcel y dicho edificio se utilizó para dar cabida a uno de los planteles de nuestra casa de estudios por lo cual fue necesario realizar las adecuaciones apropiadas, es decir, la estructura actual está formada de paredes y columnas gruesas a las cuales para darles la utilidad como cubículos y aulas de clase se agregaron paredes de tabla roca para realizar las divisiones necesarias y tener de esta forma espacios para utilizarlos como salones de clase, cubículos para maestros, oficinas administrativas, laboratorios e incluso específicamente en el área morada una cabina de radio. Es decir, existe una diversidad de materiales que van desde el uso de tabla roca, paredes gruesas incluso más gruesas que una pared de ladrillo común y columnas de concreto con diámetros alrededor de 50 [cm].

Cabe destacar que el proceso desarrollado en este capítulo se hizo con base en el objetivo particular de este trabajo que es el de obtener un factor de pérdidas generalizado para el área morada en este caso de estudio y pruebas, pero con la finalidad de que dicho software pueda ser utilizado donde sea necesario desarrollar y crear un diseño de cobertura para espacios, áreas o edificios específicos.

Referencias.

- [17] J.D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, John Wiley & Sons, 2000.
- [18] Simon R. Saunders, *Antennas and Propagation for Wireless Communication System*, John Wiley & Sons, 2007.
- [19] Maciej J. Nawrocki, *Understanding UMTS Radio Network Modelling, Planning and Automated Optimisation*, John Wiley & Sons, 2006.
- [20] A. J. Motley y J. M. Keenan, *Personal Communication Radio coverage in Buildings at 900 MHz and 1700 MHz*, en *Electronic Letters*, vol.24 núm. 12, 1988, pp.763-764.
- [21] A. J. Motley y J. M. Keenan, *Radio coverage in buildings*, en *British Telecom Technology Journal*, vol.8 núm.1, enero de 1990, pp.19–24.
- [22] Christophe Chevallier, et al., *WCDMA UMTS, Deployment Handbook, Planing and Optimization Aspects*, John Wiley & Sons, 2006.

CONCLUSIONES

Conclusiones.

La cobertura para una red local inalámbrica debe de tener como una consideración importante en su implementación el impacto directo de la forma estructural y las ubicaciones dentro de los edificios del AP y los usuarios, para lo cual he desarrollado en este trabajo una herramienta de software que se alimenta de la distribución estructural de un edificio identificando las paredes que obstruyen la trayectoria en la transmisión de señales herramienta mediante la cual se genera una gráfica de las pérdidas que se tendrán en la trayectoria sobre el área de interés, con la finalidad de tener un bosquejo grafico de las potencias recibidas en diferentes ubicaciones dentro del área de interés para lograr una cobertura optima que provenga de una planeación apropiada.

En el desarrollo de este trabajo se observó que las redes WLAN presentan ventajas en comparación con su contraparte de redes alámbricas, una de las principales y más importante es que la conexión no requiere un espacio físico específico, es decir, la ubicación del dispositivo que se conecta a la red, no está restringida a la disponibilidad de un nodo de acceso o de la utilización de un cable de conexión, como sucede en las redes cableadas, lo que nos permite la reestructuración de los espacios y la reubicación del mobiliario de forma más rápida y libre, otra ventaja clara de las redes inalámbricas es la implementación más rápida a un menor costo y que no requiere de la modificación estructural del entorno.

Mediante la herramienta de software que realice para la evaluación de los modelos de predicción de pérdidas, he complementado y comprendido en mayor medida las características de los modelos seleccionados por medio de la visualización de las curvas de pérdidas obtenidas.

El modelo de Friis se utiliza como punto de partida por una gran cantidad de modelos, el cual al no considerar los obstáculos en una trayectoria directa, establece los valores menores posibles, por lo cual es utilizado como la cota inferior.

El modelo LAM sigue un comportamiento parecido a la curva de pérdidas de Friis con un valor de pérdidas agregado sin embargo, las pérdidas no reflejan la existencia de obstáculos y en consecuencia las pérdidas en una determinada distancia serán las mismas sin considerar la existencia de paredes en la trayectoria directa.

Para el modelo 1SM, tiene como punto de inicio las pérdidas obtenidas mediante el modelo de Friis al cual agrega un valor de pérdidas en función de la distancia multiplicada por un factor de pérdidas, presenta un decremento mucho mayor en los valores de pérdidas, sin embargo, no refleja las paredes que obstruyen la trayectoria directa, de modo que en una determinada distancia las pérdidas serán las mismas sin la consideración de la existencia de paredes.

El modelo MWM refleja la existencia de las paredes que obstruyen la trayectoria y agrega un valor de atenuación por cada pared que es atravesada por una trayectoria directa al valor de pérdidas obtenidas, sin embargo este modelo agrega valores empíricos que son obtenidos de un área específica en la que se realizó el análisis y la obtención de pérdidas en la trayectoria.

Finalmente en el modelo Motley-Keenan se observó que su curva de pérdidas refleja las paredes que obstaculizan la trayectoria ya que agrega un factor de atenuación por cada pared que es atravesada, valor que se agrega a las pérdidas obtenidas por medio del modelo de Friis de pérdidas en el espacio libre y como el modelo Motley-Keenan establece que las paredes y los pisos que se atraviesan son el principal elemento de incremento de las pérdidas en la trayectoria y los factores de atenuación pueden ser ajustados dependiendo del tipo de área en el que se esté implementando por lo cual es el modelo implementado en la herramienta de software que realice para realizar un diseño de cobertura en áreas con características estructurales propias de cada edificio.

La herramienta de software además ofrece la ventaja de permitir una revisión y ajuste en el diseño de cobertura de forma dinámica en caso de que el área en la que se esté implementado sea modificada.

Un hecho particular que tuve que enfrentar es que en diversos estudios que consulté se simplificaba la metodología debido a que en estos se proponen valores en función de un solo tipo de pared, utilizando básicamente estructuras uniformes, en cambio el plantel Casa-Libertad presenta estructuras no uniformes en cuanto a materiales y distribución estructural.

Considero importante el trabajo realizado ya que se desarrolló una herramienta que bajo algunas consideraciones, puede ser implementada en diversos entornos estructurales.

Una satisfacción que este trabajo me ha dejado es constatar la relevancia del tema ya que estudiantes en nivel doctorado se encuentran haciendo el análisis del mismo problema bajo otra perspectiva.

Cabe destacar que en acuerdo con los asesores que respaldan el desarrollo de este trabajo, éste participo en al congreso 14th *International Congress on Computer Science- CORE-2014* realizado en el CIC-IPN (Centro de Investigación en Computación-Instituto Politécnico Nacional) celebrado en Noviembre de 2014. El trabajo fue revisado por expertos en el área tanto nacionales como internacionales.

SIGLAS Y ACRÓNIMOS

Siglas y acrónimos.

AP	<i>Access Point</i>
BSA	<i>Basic Service Area</i>
BSS	<i>Basic Service Set</i>
BSSID	<i>Basic Service Set Identification</i>
DS	<i>Distribution System</i>
EHF	<i>Extra High Frequency</i>
ELF	<i>ExtremelyLowFrequency</i>
ESS	<i>Extended Service Set</i>
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i>
EURO-COST	<i>European Co-operative for Scientific and Technical</i>
FAF	<i>Floor Attenuation Factor</i>
FCC	<i>Federal Communications Commission</i>
HF	<i>High Frequency</i>
IBSS	<i>Independent Basic Service Set</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IMT-2000	<i>International Mobile Telecommunicatons-2000</i>
ISM	<i>Industrial Scientific Medical</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
LAN	<i>Local Area Network</i>
LAM	<i>Linear Attenuation Model</i>
LF	<i>Low Frequency</i>
LLC	<i>Logical Link Control</i>
LOS	<i>Line Of Sight</i>
MAC	<i>Medium Access Control</i>
MF	<i>Medium Frequency</i>
MLME	<i>MAC Management Layer Entity</i>
MWM	<i>Multi Wall Model</i>
NLOS	<i>Non Line Of Sight</i>
OEM	<i>Ondas Electromagnéticas</i>
OSI	<i>Open System Interconnection</i>
PDF	<i>Probability Distribution Function</i>
PHY	<i>Physical Layer</i>
PLME	<i>Physical Layer Management Entity</i>

RSS	<i>Received Signal Strength</i>
RSSI	<i>Received Signal Strength Indicator</i>
Rx	Receptor
SAP	<i>Service Access Point</i>
SHF	<i>Super High Frequency</i>
SME	<i>Station Management Entity</i>
SSID	<i>Service Set Identification</i>
Tx	Transmisor
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
VHF	<i>Very High Frequency</i>
VLf	<i>Very Low Frequency</i>
WAF	<i>Wall Attenuation Factor</i>
WECA	<i>Wireless Ethernet Compatibility Alliance</i>
WFA	<i>Wi-Fi Alliance</i>
WG	<i>Working Group</i>
Wi-Fi	<i>Wireless Fidelity</i>
WLAN	<i>WLAN Wireless Local Area Network</i>
1SM	<i>One Slope Model</i>

ANEXO

