

INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA
Y ELÉCTRICA

“ESTUDIO DE COBERTURA EN REDES WiMAX”

TESIS

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE INGENIERO EN
COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA

PRESENTAN:

Arias Mercado Emmanuel Adrián
Hernández Pérez Nahum
Morales Ballesteros Ricardo

Asesores:

M. en C. José Ernesto Rojas Lima
M. en C. Jaime Pedro Abarca Reyna.



México, D.F. 2007

INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELECTRICA
UNIDAD PROFESIONAL "ADOLFO LÓPEZ MATEOS"

TEMA DE TESIS

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
POR LA OPCIÓN DE TITULACIÓN
DEBERA(N) DESARROLLAR**

**INGENIERO EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA
TESIS COLECTIVA Y EXAMEN ORAL INDIVIDUAL**

**C. EMMANUEL ADRIAN ARIAS MERCADO
C NAHÚM HERNÁNDEZ PÉREZ
C RICARDO MORALES BALLESTEROS**

"ESTUDIO DE COBERTURA EN REDES WiMAX"

ANALIZAR LOS PARÁMETROS QUE INFLUYEN EN EL ESTUDIO DE COBERTURA DE UNA RED WiMAX, TOMANDO EN CUENTA LAS PARTICULARIDADES QUE ESTE CONLLEVA AL SER UN SISTEMA DE COMUNICACIONES INALÁMBRICAS DE BANDA ANCHA.
REALIZAR UN AJUSTE AL MODELO DE PROPAGACIÓN SUI IEEE 802.16 CON AYUDA DE UN MODELO ESTADÍSTICO QUE INCLUYA EL EFECTO QUE PROVOCAN EDIFICIOS Y OTRAS OBSTRUCCIONES PRESENTES EN EL AMBIENTE PARA PREDECIR LAS CARACTERÍSTICAS DE PROPAGACIÓN EN LA CIUDAD DE MÉXICO.
A PARTIR DE UN MODELO AJUSTADO SUI IEEE 802.16, ESTABLECER PARÁMETROS Y CRITERIOS DE DISEÑO NECESARIOS PARA QUE UNA RED WiMAX SEA IMPLEMENTADA EN LA CIUDAD DE MÉXICO.

- ❖ ASPECTOS GENERALES DE LAS REDES WIMAX.
- ❖ ANÁLISIS DE PROPAGACIÓN Y AJUSTE DEL MODELO SUI IEEE 802.16 A LA CIUDAD DE MÉXICO.
- ❖ DISEÑO DE UN ENLACE (LINK BUDGET).
- ❖ ESTUDIO DE COBERTURA PARA LA CIUDAD DE MÉXICO.

MÉXICO D. F., A 22 DE AGOSTO DE 2008.

ASESOR


M. EN C. JOSÉ ERNESTO ROJAS LIMA


M. EN C. JAIME PEDRO ABARCA REYNA


M. EN C. SALVADOR RICARDO MENESES GONZÁLEZ
JEFE DEL DEPARTAMENTO ACADÉMICO DE
INGENIERÍA EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA

AGRADECIMIENTOS

A mis padres Juan Manuel y Beatriz por su apoyo incondicional a lo largo de mi carrera, sin ustedes esto no sería posible.

A mi hermana Adriana por sus consejos y palabras de aliento.

A mis profesores José Ernesto Rojas Lima y Jaime Pedro Abarca Reyna por su esfuerzo, dedicación y apoyo a lo largo del curso.

Y a todas esas personas que me hicieron ver que soy capaz de superar cualquier adversidad y que no estoy solo.

EMMANUEL ADRIAN ARIAS MERCADO.

AGRADECIMIENTOS

A mis padres Salvador Hernández y Elia Sánchez por su gran apoyo y comprensión durante todos mis estudios.

A mis hermanos Isai, Dan y Priscila por brindarme sus conocimientos que formaron parte de mi desarrollo profesional.

A mis maestros José Ernesto Rojas Lima y Jaime Pedro Abarca Reyna por su trabajo entrega y apoyo incondicional.

A todos mis compañeros y amigos que me han apoyado a lo largo de mi vida.

NAHUM HERNANDEZ PEREZ.

AGRADECIMIENTOS

A mis padres Ricardo Morales y Esther Ballesteros por todo su apoyo y comprensión en todas las locuras y decisiones que he tomado a lo largo de mi vida, dejando siempre plasmada su esencia en mi y en todos mis actos, siendo toda la motivación, inspiración y fuerza que necesito para lograr todo lo que me he propuesto. Sin ustedes nunca lo hubiera logrado.

A Maria Ixchel Arias por ser una musa que con su cariño y amor me ha inspirado para lograr todas las metas que me he propuesto. Que me ha acompañado en buenos y malos momentos dandome todo su apoyo y comprensión, adornando y embelleciendo mis días con su hermosa presencia.

A mis amigos que siempre han estado a mi lado y que me han brindado infinidad de buenos momentos a lo largo de mi vida, que con su apoyo me han ayudado a sortear todo lo que se me ha presentado en la vida.

A mis maestros Jose Ernesto y Jaime Pedro por su apoyo, su compromiso y su entrega con nosotros, que gracias a eso y a sus regaños constantes, así como a sus duras críticas, nos han dado la enseñanza mas grande a lo largo de la carrera, que la dedicacion y el esfuerzo siempre tiene frutos.

A Dios por la bendición de darme vida y salud para lograr todo aquello que me pronga

RICARDO MORALES BALLESTEROS.

OBJETIVOS

- Analizar los parámetros que influyen en el estudio de cobertura de una red WiMAX, tomando en cuenta las particularidades que este conlleva al ser un sistema de comunicaciones inalámbricas de banda ancha.
- Realizar un ajuste a los modelos de propagación SUI IEEE 802.16 permitiendo así, predecir las características de propagación en la zona norte de la Ciudad de México, en base a las peculiaridades topográficas de la región, esto con ayuda de un modelo estadístico el cual nos permita incluir el efecto que provocan los edificios y otras obstrucciones presentes en el ambiente, para determinar así el impacto que estos elementos tendrán en el rendimiento y la capacidad del sistema.
- A partir de las características de propagación mostradas con el modelo ajustado SUI IEEE 802.16, establecer parámetros y criterios de diseño y para planear la cobertura de una red WiMAX, para establecer finalmente las condiciones para que una red WiMAX sea implementada de forma adecuada en la zona norte de la Ciudad de México, culminando de esa manera la primera fase del proceso de ingeniería en el diseño de un sistema de telecomunicaciones.

CONTENIDO

	Pág.
AGRADECIMIENTOS	i
OBJETIVOS	iv
CONTENIDO	v
ACRÓNIMOS Y SIGLAS	vii
NOMENCLATURA	xi
INTRODUCCIÓN	xiii
CAPÍTULO 1. ASPECTOS GENERALES DE LAS REDES WiMAX	1
1.1. Introducción a las redes inalámbricas de banda ancha.	1
1.2. Estado actual del estándar IEEE 802.16	8
1.3. Características de la capa física (PHY)	13
1.3.1. Bases de OFDM	14
1.3.2. Modulación y codificación adaptable.	18
1.3.3. Sistemas de antenas inteligentes.	20
1.4. Características de la capa de acceso al medio (MAC)	21
1.4.1. Mecanismos de acceso múltiple.	22
1.4.2. Calidad de servicio (QoS).	25
1.4.3. Seguridad.	26
Referencias	28
CAPÍTULO 2. MODELOS DE PROPAGACIÓN APLICABLES EN LA TECNOLOGÍA WiMAX	29
2.1. Generalidades	29
2.1.1. Modelo de pérdidas de propagación en el espacio libre	34
2.1.2. Desvanecimientos en condiciones sin línea de vista (NLOS)	38
2.1.2.1. Desvanecimientos por trayectorias múltiples.	39
2.1.2.2. Desvanecimientos por oscurecimientos (obstrucciones).	40
2.1.3. Definición de los modelos de propagación para los sistemas WiMAX .	41
2.2. Características básicas de la banda de microondas.	42
2.3. Modelo de pérdidas por trayectoria en áreas suburbanas (Modelo Okumura-Hata).	45
2.3.1. Términos de ajuste de alturas de las antenas receptoras y en la frecuencia de operación (Términos de corrección de Hata).	46
2.4. Modelo de pérdidas por trayectoria en áreas urbanas (Modelo COST 231 Walfisch- Ikegami).	47
2.5. Perfil de retardos por trayectorias múltiples.	50
2.5.1. Perfil de retardo RMS.	50
2.6. Modelo de canal provisional de la Universidad de Standford (SUI)	51
Referencias	53
CAPÍTULO 3. DISEÑO DEL ENLACE EN REDES WiMAX	54
3.1. Generalidades.	54
3.1.1. Enlace punto a punto.	55
3.1.2. Enlace punto a multipunto.	57
3.1.3. Elementos básicos en el diseño del enlace de un sistema de comunicaciones inalámbrico.	58
3.2. Descripción de los parámetros a considerar para el diseño del enlace en una red WiMAX	59

3.2.1. Potencia de salida del transmisor	59
3.2.2. Antenas transmisoras para diversidad, ganancia de la antena transmisora y receptora	60
3.2.3. Pérdidas debido a efectos no lineales del amplificador de potencia y del equipo transmisor.	62
3.2.4. Frecuencia de operación y ancho de banda del canal	63
3.2.5. Nivel de ruido y cifra de ruido (noise figure) en el receptor	64
3.2.6. Relación señal a interferencia (SIR), relación señal a ruido requerida (SNR) y sensibilidad del receptor (S_{min}).	66
3.2.7. Ganancia por diversidad macroscópica.	68
3.2.8. Márgenes de desvanecimientos por oscurecimientos y pérdidas por penetración en edificios.	70
3.2.9. Pérdidas por trayectoria	70
3.2.10. Determinación del radio (tamaño) de la celda.	71
3.3. Ejemplo del diseño del enlace para redes WiMAX	72
Referencias	74
CAPÍTULO 4. ANÁLISIS DE COBERTURA PARA UNA RED WiMAX EN LA CIUDAD DE MÉXICO.	75
4.1. Simulación de sistemas de comunicaciones inalámbricas.	75
4.1.1. El papel de la simulación en los sistemas de comunicaciones inalámbricas	75
4.1.2. Modelo de simulación.	77
4.1.3. Tipos de simulación.	80
4.2. Ambiente de simulación para el análisis de propagación en el Valle de México.	81
4.2.1. Caracterización del ambiente de simulación.	82
4.2.2. Ajuste del modelo SUI IEEE 802.16 para el Valle de México.	94
4.3. Trazado de las celdas, frecuencia de operación y características de la antena transmisora.	104
4.4. Diseño del enlace de una red WiMAX para la zona norte de la Ciudad de México.	106
4.5. Determinación de la potencia de transmisión usando el modelo SUI IEEE 802.16 ajustado a la Ciudad de México.	108
4.6. Determinación del margen de desvanecimientos usando el modelo SUI IEEE 802.16 ajustado a la Ciudad de México.	109
4.7. Comparación y análisis de resultados.	111
4.7.1. Probabilidad de no cobertura de una celda aislada.	112
Referencias	117
CONCLUSIONES	118
APÉNDICE A. CARACTERÍSTICAS TOPOGRÁFICAS DEL VALLE DE MÉXICO.	123
APÉNDICE B. AJUSTE DEL FACTOR DE PÉRDIDAS POR TRAYECTORIA (γ) Y OBTENCIÓN DE LA VARIACIÓN DE LA DESVIACIÓN ESTANDAR (σ) POR MEDIO DEL MÉTODO DE MÍNIMOS CUADRADOS.	127
APÉNDICE C. ESPECIFICACIONES TÉCNICAS DE LA ANTENA DB910SN-W	133

ACRÓNIMOS Y SIGLAS

16QAM	<i>16 Quadrature Amplitude Modulation</i> – (Modulación por amplitud de cuadratura de 16 estados)
1Xev-DO	<i>1xEvolution – Data Only</i> – (1x evolución de servicio de datos)
1Xev-DV	<i>1xEvolution – Data and Voice</i> – (1x evolución de servicio de datos y voz)
3DES	<i>Triple Data Encryption Standard</i> - (Estándar de Encriptación de Datos Triple)
3G	<i>Third Generation</i> – (Tercera generación)
64QAM	<i>64 Quadrature Amplitude Modulation</i> – (Modulación por amplitud de cuadratura de 64 estados)
AES	<i>Advanced Encryption Standard</i> - (Estándar avanzado de encriptación)
AM	<i>Amplitude Modulation</i> – (Modulación en amplitud)
ARQ	<i>Automatic Repeat-reQuest</i> – (Petición de repetición automática)
BE	<i>Best-effort</i> - (Servicio del mejor esfuerzo)
BER	<i>Bit Error Rate</i> – (Tasa de bit erróneo)
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i> - (Esquema de modulación binaria de fase)
BRS	<i>Broadband Radio Service</i> - (Servicio de radio de banda ancha)
BS	<i>Base Station</i> – (Estación base)
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i> – (Acceso múltiple por división de código)
CBR	<i>Constant Bit Rate</i> – (Tasa de bit constante)
CID	<i>Connection Identifiication</i> - (Identificador de conexión)
CRC	<i>Cyclic Redundancy Control</i> - (Control de redundancia cíclica)
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i> - (Convetidor digital a analógico)
DECT	<i>Digital Enhanced Cordless Telecommunications</i> – (Telecomunicaciones inalámbricas mejoradas digitalmente)
DL	<i>Downlink</i> - (Enlace de bajada)
DMF	<i>Fade Margin Dispersive</i> – (Margen de desvanecimiento dispersivo)
DSL	<i>Digital Subscriber Line</i> – (Línea de abonado digital)
EHF	<i>Extremely High Frequency</i> – (Frecuencia extremadamente alta)
EIRP	<i>Effective Isotropic Radiated Power</i> – (Potencia isotrópica efectiva radiada).
ELF	<i>Extremely Low Frequency</i> - (Frecuencia extremadamente baja).
ERP	<i>Effective Radiated Power</i> - (Potencia efectiva radiada)

ERT-VR	<i>Extended Real-Time Variable Rate</i> - (Tasa variable extendida de tiempo real)
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i> – (Instituto Europeo de Normas de Telecomunicaciones)
FCC	<i>Federal Communications Commission</i> – (Comisión Federal de Comunicaciones)
FDD	<i>Frequency Division Duplexing</i> – (Transmisión bidireccional por división de frecuencia)
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i> - (Acceso múltiple por división de frecuencias)
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> - (Transformada Rápida de Fourier)
FM	<i>Frequency Modulation</i> – (Modulación en Frecuencia)
FTP	<i>File Transfer Protocol</i> – (Protocolo de transferencia de archivos)
FTTH	<i>Fiber To The Home</i> – (Fibra Hasta el Hogar)
GMH	<i>Generic MAC Header</i> - (Encabezado genérico MAC)
GPS	<i>Global Position System</i> – (Sistema de Posicionamiento Global)
GSM	<i>Global System for Mobile communications</i> – (Sistema Global Para Las Comunicaciones Móviles)
HAAT	<i>Height Above Average Terrain</i> – (Altura por arriba del terreno promedio.
HDTV	<i>High Definition Television</i> – (Televisión de Alta Definición)
HF	<i>High Frequency</i> - (Frecuencias Altas)
Hiper MAN	<i>Hiper Metropolitan Area Network</i> – (Alto desempeño de la red de área metropolitana)
HSDPA	<i>High Speed Downlink Packet Access</i> – (Acceso de paquetes de alta velocidad del enlace de bajada)
HTTP	<i>HyperText Transfer Protocol</i> – (Protocolo de transferencia de hipertexto)
IBO	<i>Input Back-off</i> - (Entrada a la region de estancamiento)
ICI	<i>Inter Carrier Interferente</i> – (Interferencia entre portadoras)
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> – (Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos)
IEFT	<i>Internet Engineering Task Force</i> – (Fuerza de trabajo de ingeniería en Internet)
IFFT	<i>Inverse Fourier Fast Transform</i> - (Transformada rápida de fourier inversa)
ISI	<i>InterSymbol Interference</i> – (Interferencia entre símbolos)
LF	<i>Low Frequency</i> -(Frecuencias bajas).
LMDS	<i>Local Multipoint Distribution Service</i> - (Sistema de Distribución Local Multipunto)
LOS	<i>Line Of Sight</i> – (con línea de vista)
MAC	<i>Medium Access Control</i> – (Control de acceso al medio)
MDHO	<i>Macro Diversity HandOver</i> - (Transferencia de transmisión de datos con diversidad macroscópica)
MF	<i>Médium Frequency</i> - (Frecuencias Medias)

MMDS	<i>Multichannel Multipoint Distribution Service</i> - (Sistema multicanal de distribución de servicios multipunto)
MPDU	<i>MAC Protocol Data Unit</i> - (Unidades de datos de protocolo MAC)
MS	<i>Mobile Station</i> – (Estación móvil)
NLOS	<i>Non Line Of Sight</i> – (Sin Línea de Vista)
nrtPS	<i>Non-real-time Polling Service</i> - (Servicios de elección sin tiempo real)
OBO	<i>Output Back-Off</i> - (Salida a la región de estancamiento)
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> – (Multiplexaje Por División De Frecuencias Ortogonales)
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i> – (Acceso múltiple por división de frecuencia ortogonal)
OSI	<i>Open System Interconnection</i> – (Modelo de interconexión de sistemas abiertos)
PA	<i>Power Amplifier</i> - (Amplificador de Potencia)
PAR	<i>Peak-to-Average Ratio</i> - (Relación Pico Promedio)
PDF	<i>Probability Density Function</i> – (Función de densidad de probabilidad).
PM	<i>Phase Modulation</i> – (Modulación en Fase)
PTP	<i>Point-to-Point</i> – (Punto a Punto)
QoS	<i>Quality Of Service</i> – (Calidad de servicio)
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i> - (Modulación de fase en cuadratura)
RF	<i>Radio Frequency</i> - (Radio Frecuencia)
RS	<i>Reed Solomon</i>
rtPS	<i>Real-time Polling Services</i> - (Servicios de elección de tiempo real)
SC	<i>Single Carrier</i> – (Portadora simple)
SDU	<i>Service Data Unit</i> - (Unidades de servicio de datos)
SFID	<i>Service Flow Identification</i> - (Identificadores de servicio de flujo)
SH	<i>SubHeaders</i> – (Subencabezados)
SHF	<i>Super High Frequency</i> - (Frecuencias súper altas).
SINR	<i>Signal-to-Interference Noise Rate</i> - (Relación Señal a Interferencia de Ruido)
SIR	<i>Signal-to-Interference Ratio</i> - (Relación Señal a Interferencia)
SLF	<i>Super Low Frequency</i> – (Frecuencias súper bajas).
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i> - (Relación Señal a Ruido)
SOFDM	<i>Scalable Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> – (Multiplexaje por división de frecuencia ortogonal escalable)
TDD	<i>Time Division Multiplexing</i> – (Transmisión bidireccional por división de tiempo)
TDM	<i>Time Division Multiplexing</i> - (Multiplexaje por división de tiempo)

TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i> – (Acceso múltiple por división de tiempo)
TD-SCDMA	<i>Time Division – Synchronous Code Division Médium Access</i> – (Acceso múltiple por división de código con división de tiempo síncrona)
UGS	<i>Unsolicited grant services</i> – (Garantía de Servicio no solicitada)
UHF	<i>Ultra High Frequency</i> - (Frecuencias ultra altas).
UL	<i>Uplink</i> – (Enlace de subida)
UMTS	<i>Univelsarl Mobile Telecommunication System</i> – (Sistema universal de telecomunicaciones móviles)
VDSL	<i>Very High Digital Subscriber Line</i> - (Línea de abonado digital con muy alta tasa de transferencia)
VHF	<i>Very High Frequency</i> - (Frecuencias muy altas).
VLF	<i>Very Low Frequency</i> - (Frecuencias muy bajas)
VoIP	<i>Voice Over Internet Protocol</i> - (Voz sobre protocolo de Internet)
Wi-Fi	<i>Wireless Fidelity</i> – (Fidelidad inalámbrica)
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i> – (Interoperabilidad mundial para acceso por microondas).
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i> – (Red de área local inalámbrica)
WMAN	<i>Wireless Metropolitan Area Network</i> – (Red de área metropolitana inalámbrica)
WLL	<i>Wireles Local Loop</i> – (Lazo local inalámbrico)

NOMENCLATURA

P_t	Potencia transmitida.
P_r	Potencia recibida.
G_t	Ganancia de la antena de transmisión.
G_r	Ganancia de la antena de recepción.
d	Distancia de separación entre en transmisor y el receptor en metros.
L	Factor de pérdidas del sistema no relacionado con la propagación ($L \geq 1$).
λ	Longitud de onda de la señal transmitida dada en metros.
A_e	Abertura efectiva de la antena
c ó C	Velocidad de la luz
f ó F	Frecuencia de la señal de transmisión (Hz).
ω_c	Frecuencia de portadora en radianes (radianes).
d_f	Distancia de campo lejano.
d_0	Distancia de referencia.
τ_{RMS}	Perfil de retardo RMS
w	Nivel de desvanecimientos por oscurecimientos.
μ_w	Media de los desvanecimientos lentos.
σ_w	Desviación estándar de los desvanecimientos lentos.
PL	Pérdidas por trayectoria.
S	Desvanecimientos Lentos (Oscurecimientos).
γ	Factor de Pérdida por trayectoria.
ΔPL_f ó X_f	Término de corrección de frecuencia
ΔPL_h ó X_h	Término de corrección de en la altura de la antena receptora
L_b	Pérdidas totales.
L_0	Pérdidas por trayectoria para el modelo COST 231 W-I.
L_{rts}	Difracción generada de los techos hacia la calle (roof top to street diffraction).
L_{msd}	Pérdidas de pantallas multiples.
h_{base}	Altura de la estación base

h_{movil}	Altura de la estación suscriptor o móvil
h_{techo}	Altura del techo de los edificios.
τ_j	Tiempo de retardo de la j-esima componente del perfil de retardo en potencia
τ_{avg}	Retardo en tiempo promedio.
P_j	potencia de la j-esima componente del perfil de retardo en potencia
G_n	Ganancias del sistema
L_m	Pérdidas del sistema del equipo transmisor y receptor, así como las inherentes al canal de transmisión y al medio que lo rodea.
D ó D_0	Directividad
$P_{\theta, \phi_{maxima}}$	Densidad de potencia radiada en la dirección de máxima dirección.
$P_{\theta, \phi_{promedio}}$	Potencia total radiada
G	Ganancia de una antena.
η	Factor de eficiencia de la antena.
Z	Impedancia de entrada
V	Voltaje
I	Corriente.
S	Área de la antena.
λ	Longitud de onda
C	Capacidad del canal
B	Ancho de banda del canal
S	Potencia de la señal transmitida
N	Potencia de ruido
K	Constante de Boltzman ($1.380 \times 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$)
T	Temperatura del sistema
B	Ancho de banda del canal
L	Propagación en el espacio libre
N_0	Rudio término en 1 Hz de ancho de banda
R	Tasa de transmisión de datos del sistema
B_T	Ancho de banda del sistema
E_b	Energía requerida por bit de información
A_T	Margen de desvanecimiento de ruido térmico
A_i	Interferencia de margen de desvanecimiento
A_F	Margen de desvanecimiento plano

INTRODUCCIÓN

Con la evolución tan acelerada de los sistemas de telecomunicaciones y el crecimiento de la demanda de los servicios de transferencia de voz, datos y video, se ve la necesidad de buscar alternativas diversas que permitan a los operadores de redes de telecomunicaciones abastecer dichas necesidades, con lo cual se ven obligados a diseñar sistemas cada vez mas eficientes y completos que sean capaces de alcanzar velocidades de transmisión cada vez mas altas, aunado a la posibilidad de integrar los servicios antes mencionados, permitiendo así la posibilidad de ofrecer sistemas multifuncionales.

Es en este afán evolutivo de las telecomunicaciones, que se llega al punto de requerir sistemas de comunicaciones inalámbricos que permitan alcanzar velocidades de transmisión más elevadas, siendo en este momento donde surgen los sistemas de comunicaciones inalámbricas de banda ancha, los cuales buscan satisfacer estas necesidades e incluso, ofrecer algunas innovaciones y mejoras como portabilidad y movilidad en sus transmisiones.

En el capítulo 1 se estudian las características generales de los sistemas de comunicaciones inalámbricas de banda ancha así como los retos que presentaron a lo largo de su evolución, empezando por conocer la inquietud que incitó el desarrollo de los sistemas inalámbricos así como su mejoramiento, viéndose a este como el producto de la competencia con los sistema de comunicaciones de cableado convencional, llegando hasta el desarrollo de los sistemas mas nuevos y novedosos que actualmente se poseen, enfatizando en la tecnología WiMAX, la cual es nuestro objeto de estudio, siendo de suma importancia el conocimiento de sus principios de operación y sus características. Por tanto, es importante comenzar con el análisis del grupo de estándares que lo definen y lo describen como lo son los IEEE 802.16, haciendo hincapié en el IEEE 802.16 – 2004, ya que este es el que normaliza las aplicaciones WiMAX con acceso fijo; finalizando con un estudio de los aspectos mas relevantes del sistema mismo, con una breve descripción de las características mas importantes dentro de la capa física (PHY), como lo es el uso de un esquema de modulación de portadoras múltiples como OFDM o la aplicación de técnicas de modulación y codificación adaptables, aunado a los aspectos mas sobresalientes de la capa de acceso al medio (MAC), como lo son los mecanismos de acceso al medio o la implementación de la calidad de servicio en el sistema.

En el capítulo 2, se describen los modelos de propagación aplicables a las redes WiMAX, como lo son el modelo Okumura-Hata, el COST 231 W-I y los modelos SUI IEEE 802.16. En base a la naturaleza que tienen las redes WiMAX de ser sistemas de radiocomunicaciones, es de suma importancia conocer el comportamiento de las ondas electromagnéticas al momento de propagarse por

el medio, siendo esto fundamental dentro de un estudio de cobertura, ya que en medida de las variaciones que las ondas electromagnéticas tengan a lo largo de su propagación, asegurar un determinado servicio en una cierta área geográfica. Estos efectos se reflejan en las variaciones de la potencia en la señal transmitida, teniendo como causa de estas las pérdidas por trayectoria y los desvanecimientos (rápidos y lentos) que se presentan a lo largo de la propagación de las ondas por el medio, por lo cual se hace necesaria la aplicación de los modelos antes mencionados para el análisis y estimación de estas pérdidas. Aunado a esto, en este capítulo se aborda de manera general la naturaleza de la banda de microondas, siendo que WiMAX trabaja en dicha banda y posee algunas características que deben ser consideradas para nuestro análisis.

En el capítulo 3 se aborda todo lo relacionado al diseño del enlace de una red WiMAX, desde las características a considerar en las antenas de transmisión y recepción, la caracterización de los desvanecimientos, las pérdidas y el ruido, la definición del nivel de confiabilidad de nuestro sistema así como la selección de la banda de frecuencias a operar. De modo análogo se establecen los parámetros eléctricos que consideramos en el estudio de cobertura de algunos elementos físicos como lo son las guías de onda, el cableado a utilizar y la radio base.

En el capítulo 4 se realiza el análisis de cobertura para una red WiMAX en la Ciudad de México considerando las variaciones físicas que se encuentran en el área geográfica antes mencionada (variaciones topográficas), mediante el uso de un mapa de elevaciones de dicha zona y un modelo estadístico para incluir el efecto de los edificios y otras construcciones, para posteriormente ajustar el modelo SUI IEEE 802,16 a las condiciones del Valle de México y realizar así el modelado del canal a utilizar. En base a ello, llevar a cabo la caracterización del sistema con el diseño del enlace, considerando todos los elementos que puedan afectar al mismo, generando un análisis completo, que incluye la obtención de la potencia de transmisión y los márgenes de desvanecimientos requeridos para una cierta probabilidad de cobertura determinada, con lo cual podremos conocer bajo que términos y condiciones podríamos establecer criterios para implementar una red WiMAX en la Ciudad de México.

CAPÍTULO I

ASPECTOS GENERALES DE LAS REDES WIMAX

1.1. INTRODUCCIÓN A LAS REDES INALÁMBRICAS DE BANDA ANCHA

Las redes inalámbricas de banda ancha han representado uno de los avances más relevantes e importantes del desarrollo de las telecomunicaciones en los últimos años, reflejando la tendencia de los sistemas actuales por brindar cierta movilidad a los enlaces de comunicación y a su vez proporcionar una convergencia de servicios como lo es la conjunción de las aplicaciones de voz, datos y video. Estas tecnologías fueron desarrolladas debido al rápido crecimiento que han tenido los sistemas de comunicaciones empezando por Internet, que rápidamente paso de ser una herramienta académica o científica a una súper vía de intercambio de información, representando un reto para los proveedores de servicios que en búsqueda de la innovación encontraron alternativas que proporcionaron rapidez en la navegación por la red, así como en las descargas de archivos de la misma.

Haciendo una retrospectiva de los sistemas de banda ancha tenemos que mencionar la línea de abonado digital (DSL: Digital Subscriber Line¹), que es una tecnología de banda ancha que ocupa como medio físico el cable telefónico (par trenzado) o en algunos casos los sistemas de modem por medio de cable coaxial. Desde sus inicios, esta tecnología ha tenido una gran difusión consiguiendo un incremento de suscriptores por la ventaja de ofrecer tasas de transferencia a varios megabits por segundo, debido a que las aplicaciones de esta tecnología han modificado drásticamente la forma en la cual se llevan acabo los negocios y las relaciones comerciales, así como la manera en la cual se realiza el intercambio de información y la percepción que se tiene del entretenimiento.

Con el desarrollo de las tecnologías de banda ancha se han ampliado sus capacidades para lograr cierta inclusión de servicios en estos sistemas, proporcionando aplicaciones multimedia como lo son las de voz, video en tiempo real y conferencias multimedia. Algunas de las aplicaciones que se han

¹ DSL (Digital Subscriber Line), es una familia de tecnologías que proveen de transmisión de datos digitales. Las tasas de transferencia que maneja son entre 256 Kbits/s a 24000 Kbits/s dependiendo de la tecnología DSL usada (ADSL, VDSL, SDSL, etc.), de las condiciones del canal y del nivel de servicios integrados.

hecho en este ámbito son en las tecnologías de voz sobre el protocolo de Internet (VoIP: Voice Over Internet Protocol) o la televisión de alta definición (HDTV: High Definition Television). En últimas fechas se han hecho mejorías a estas aplicaciones ocupando diversas tecnologías novedosas como lo es la fibra óptica en los sistemas de “fibra hacia el hogar” (FTTH: Fiber To The Home), que proporciona conexiones de banda ancha mediante dispositivos ópticos para la interconexión de equipos, o bien, la tecnología DSL de altas tasas de transferencia (VDSL: Very High Digital Subscriber Line), que representa solo una mejoría e innovación dentro de la tecnología DSL incrementando su desempeño y aumentando su tasa de transferencia.

Con esta pequeña recopilación de las tecnologías de banda ancha es posible entender la inquietud que se derivó por implementar estas tecnologías en los sistemas inalámbricos, surgiendo así las tecnologías inalámbricas de banda ancha, las cuales sólo reflejan la aplicación de las conexiones de banda ancha en un contexto inalámbrico, revolucionando las comunicaciones así como la vida de los usuarios, permitiendo conectarse directamente con las personas y la información relevantes mediante una conexión a alta velocidad desde cualquier lugar.

La historia de los sistemas inalámbricos de banda ancha parte primordialmente de la necesidad de las empresas proveedoras de servicios de telecomunicaciones de encontrar una alternativa viable y competitiva a los sistemas de cableado estructurado tradicionales. En la década pasada se desarrollaron una gran cantidad de sistemas de acceso inalámbrico, sin embargo, estos sistemas eran incompatibles ya que diferían en frecuencias de operación, protocolos, aplicaciones y algunos otros parámetros. Por esta incompatibilidad entre los sistemas inalámbricos se empezó a limitar su diseño, al estandarizar los parámetros de los cuales están conformados, de tal manera que muchos de los sistemas propuestos fueron sacados del mercado siendo utilizados solo aquellos que cubrían con los estándares establecidos.

Es necesario hacer énfasis en la evolución que se dio en los sistemas inalámbricos de banda ancha que actualmente existen, ya que esto nos permitirá entender el porqué estos tienen ese crecimiento y esas capacidades que los caracterizan. El sistema de Interoperabilidad Mundial para Acceso por Microondas (WiMAX: Worldwide Interoperability for Microwave Access), que es el tema a tratar, ha evolucionado a través de cuatro etapas en los sistemas inalámbricos: los sistemas de enlace local inalámbricos de banda angosta, los sistemas inalámbricos con línea de vista (LOS: Line Of Sight), los sistemas inalámbricos sin línea de vista (NLOS: Non Line Of Sight) y los sistemas inalámbricos estandarizados de banda ancha.

Los primeros ejemplos de sistemas inalámbricos de banda angosta fueron naturalmente aplicaciones de los sistemas telefónicos, como son los sistemas llamados de enlace local inalámbrico (WLL: Wíreles Local Loop), el cual brindó la posibilidad de proporcionar el servicio telefónico a una gran cantidad de usuarios que la red telefónica existente no podía satisfacer; esto fue principalmente por su

capacidad de ser usada como conexión de última milla. De hecho, los sistemas WLL fueron basados principalmente en los sistemas de telecomunicaciones inalámbricas mejoradas digitalmente (DECT: Digital Enhanced Cordless Telecommunications), el cual es un estándar aplicado en los teléfonos inalámbricos que poseen comúnmente un uso domestico o corporativo. Con el paso del tiempo, algunas de las empresas proveedoras de la tecnología WLL vieron la necesidad de mejorar sus capacidades y adicionarle algunas aplicaciones para que éste pudiera competir en aquellos mercados donde hubiese una infraestructura robusta de enlaces locales telefónicos. Por ello, con la comercialización de Internet en los años 90's, se abrió la puerta para desarrollar sistemas de transferencia de datos por medios inalámbricos, ya que la demanda de acceso a Internet se incrementaba considerablemente. Ejemplo de estos sistemas fue el propuesto por AT&T, donde se desarrollo un sistema de acceso inalámbrico para la banda de 1900 MHz PCS², la cual ofrecía a sus suscriptores dos líneas de voz así como una conexión de datos de 128 Kbps. Al igual que AT&T, otras empresas desarrollaron sus propios sistemas inalámbricos de acceso a Internet ocupando principalmente las bandas licenciadas de los 900 MHz y los 2.4 GHz.

Con el paso del tiempo surgieron sistemas cuyas tasas de transferencia eran mucho más superiores a las proporcionadas por los sistemas inalámbricos, por lo que los proveedores de servicios inalámbricos de Internet tuvieron que buscar innovaciones para poder brindarles a los usuarios mayor velocidad en sus transferencias de archivos. Uno de estos sistemas propuestos para altas tasas de transferencia fue el llamado sistema de distribución local multipunto (LMDS: Local Multipoint Distribution Service), el cual puede proveer cientos de megabits por segundo trabajando en la banda de frecuencias de ondas milimétricas³ de los 24 GHz y los 39 GHz. Este sistema no tuvo mucha difusión por algunos problemas que existieron en la instalación de las antenas de transmisión debido al difícil acceso a los tejados en edificios y hogares, así como a las carencias en cuanto a aplicaciones se refiere.

En esa misma década surgió una de las tecnologías más importantes a nivel inalámbrico que es el sistema multicanal de distribución de servicios multipunto (MMDS: Multichannel Multipoint Distribution Service) que trabaja en la banda de frecuencias de microondas en los 2.5 GHz. En principio, los sistemas MMDS eran usados para servicios de transmisión de video inalámbrica, especialmente en aquellas áreas rurales donde los sistemas de televisión de paga no estaban disponibles. Con el desarrollo de la televisión vía satélite, la tecnología MMDS fue desplazada dejando un vacío en cuanto al uso de este espectro, de tal manera que algunas empresas operadoras de servicios de comunicaciones regresaron a la utilización de los sistemas de acceso a Internet a través de la red telefónica.

² PCS: Personal Communication Service, opera en las bandas de radio de los 1800MHz y 1900MHz..

³ También conocida como la banda EHF (Extremely High Frequency), trabaja en el rango de frecuencias de los 30 a los 300GHz..

Por el año de 1998, la Comisión Federal de Comunicaciones (FCC: Federal Communications Commission) buscó la posibilidad de ablandar la legislación sobre la banda correspondiente a la tecnología MMDS, propiciando así dos medios de servicio de comunicaciones (el cableado estructurado y el inalámbrico) incrementando las opciones para los usuarios y fomentando la competencia en el mercado de las comunicaciones. Algunas empresas estuvieron interesadas en esto, de tal manera que decidieron invertir en la licencia de uso del espectro MMDS, desarrollando los primeros sistemas inalámbricos fijos de alta velocidad.

En este punto fue cuando los primeros sistemas inalámbricos fijos de alta velocidad se desarrollaron reutilizando las torres de transmisión de los sistemas antiguos de televisión de paga, considerando que estas poseían la característica de tener varios metros de altura, brindando la posibilidad de tener LOS con los suscriptores en un rango de 50 Km con transmisores de alta potencia. En estos primeros sistemas era necesaria la instalación de antenas y equipos exteriores para la recepción de la señal siendo obligatoria la alineación de la antena receptora con la transmisora preservando la LOS entre ellas.

Esta característica de la instalación de antenas y equipos exteriores, así como la condición de mantener LOS entre los equipos receptores y transmisores eran una limitante tecnológica significativa, además, si una misma torre de transmisión cubría un área geográfica amplia, la capacidad del sistema se iba limitando cada vez más. Durante esta primera generación de sistemas inalámbricos de banda ancha fijos se ocupó la banda de frecuencia de 3.5 GHz.

La segunda generación de sistemas inalámbricos de banda ancha se ideó para poder cubrir aquellas deficiencias que la primera generación presentaba, como LOS imprescindible entre el receptor y el transmisor, así como aumentar la capacidad de cobertura del sistema. Esto fue posible por la aplicación del concepto y arquitectura celular, además de la innovación en las técnicas de procesamiento de señales, mejorando así el enlace de comunicaciones y haciendo al sistema más eficiente bajo condiciones de transmisión de trayectorias múltiples. Varias empresas comenzaron a desarrollar diversas tecnologías que operaban perfectamente bajo las condiciones NLOS, siendo necesaria la implementación de técnicas como el multiplexaje por división de frecuencias ortogonales (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing), el acceso múltiple por división de código (CDMA: Code Division Multiple Access) o el procesamiento de antenas múltiples. Estos sistemas tuvieron mucho éxito debido a la cantidad de suscriptores que adquirieron, ya que la calidad del servicio era muy buena y no se necesitaba instalar equipos externos a los hogares para la recepción de la señal, proporcionando transmisiones de algunos megabits por segundo.

En la evolución de los sistemas inalámbricos de banda ancha existen dos tipos fundamentales de servicios. El primero es prácticamente igual que los sistemas fijos convencionales con la diferencia de que en éste no hay cables. Este servicio es llamado sistema inalámbrico de banda ancha fijo el cual

es una alternativa muy competitiva a las tecnologías ya existentes como lo es DSL y fue diseñado durante las primeras generaciones de los sistemas inalámbricos de banda ancha. El segundo tipo es llamado sistema inalámbrico de banda ancha móvil, el cual ofrece algunas funciones adicionales como la portabilidad, movilidad y nomadismo o ambulante⁴ de los sistemas de comunicación. Estas facilidades proporcionan a los usuarios terminales la capacidad de desenvolverse en diversos escenarios y con la posibilidad de nuevas aplicaciones.

De esta manera se fueron desarrollando los sistemas inalámbricos de banda ancha, teniendo estos una evolución progresiva hasta llegar a los sistemas inalámbricos actuales como lo son las redes inalámbricas de área local (Wi-Fi: Wireless Fidelity), los sistemas celulares de tercera generación (3rd G ó 3G) o WiMAX.

Durante este desarrollo y evolución, siempre hubo el soporte de instituciones internacionales enfocadas al desarrollo tecnológico, estandarizando todas las características correspondientes a cada uno de los sistemas emergentes, propiciando así su estudio, análisis y la interoperabilidad entre los sistemas. En el caso de los sistemas inalámbricos, el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers) formo el grupo de trabajo 802.16 en 1998 para el desarrollo del estándar enfocado a la regulación de las redes inalámbricas de área metropolitana (WMAN: Wireless Metropolitan Area Network). Este grupo fue planeado para desarrollar soluciones a la tecnología que utilizara la banda de los 10 GHz y los 60 GHz, cuya aplicación primordial era la de brindar una conexión de alta velocidad para negocios. Estos sistemas, como el LMDS, fueron diseñados como tecnologías que brindarían conexiones punto a multipunto en condiciones de LOS. En el 2001, este grupo de trabajo produjo su primer estándar, que fue nombrado IEEE 802.16, enfocado a la estructuración de las redes WMAN. En este estándar se define una capa física (PHY: Physical) la cual maneja técnicas de modulación de portadora simple, así como la definición de una capa de acceso al medio (MAC: Medium Access Control) que considera una estructura de multiplexaje por división de tiempo (TDM: Time Division Multiplexing⁵) la cual soporta tanto la transmisión bidireccional por división de frecuencia (FDD: Frequency Division Duplexing⁶) y la transmisión bidireccional por división de tiempo (TDD: Time Division Multiplexing⁷) [1].

Posterior a esto, el grupo de trabajo 802.16 decidió innovar y extender el estándar para su aplicación a las bandas de frecuencia con licencia que se encuentran de los 2 GHz a los 11 GHz, en la cual el sistema ya sería apto para trabajar bajo condiciones de NLOS. Esto produjo la posibilidad de

⁴ Nomadismo: implica la posibilidad de conectarse a una red desde diferentes estaciones base de modo fijo; Movilidad: implica la posibilidad de mantener una conexión a una red mientras el usuario se encuentra en movimiento vehicular; Portabilidad implica la posibilidad de poder cambiar de lugar de conexión.

⁵ TDM: Es una técnica muy usada en las transmisiones digitales. En esta el ancho de banda total del medio de transmisión es asignada a cada canal en un intervalo de tiempo.

⁶ FDD: Es una técnica en los enlaces de comunicaciones para separar los enlaces de subida con los de bajada dividiendo estos en ranuras de tiempo asignadas.

⁷ TDD: Es una técnica en los enlaces de comunicaciones para separar los enlaces de subida con los de bajada dividiendo estos en frecuencias asignadas.

desarrollar el estándar IEEE 802.16a, el cual fue presentado en el 2003 y cuenta con la adición de esquemas OFDM en la capa física como parte del soporte en los ambientes de trayectorias múltiples, así como algunas mejoras opcionales a la capa MAC, donde se incluye el soporte a la técnica de acceso múltiple por división de frecuencias ortogonales (OFDMA: Orthogonal Frequency Division Multiple Access) [2].

Más adelante se hicieron algunas revisiones y observaciones al estándar 802.16a, quedando listo y completo en el 2004 adquiriendo el nombre de IEEE 802.16-2004, reemplazando así a los estándares 802.16 y 802.16a.

A partir de ese momento y en base a las demandas y exigencias de los sistemas de comunicaciones actuales, el grupo de trabajo de la IEEE comenzó a desarrollar algunas propuestas y modificaciones al estándar para proveerlo de movilidad y capacidad de desenvolverse en un ambiente vehicular. Estas aportaciones y modificaciones se denominaron 802.16e, las cuales fueron terminadas en el año 2005, publicándose así el estándar IEEE 802.16e-2005. Este estándar incluye un concepto innovador para la capa física denominado OFDM escalable (SOFDM: Scalable Orthogonal Frequency Division Multiplexing) así como la posibilidad de acoplarse a altas velocidades en la capa MAC.

Estos dos estándares son las bases para la operación de los sistemas WiMAX, siendo la única diferencia que el estándar IEEE 802.16.2004 posee una conexión inalámbrica fija de banda ancha y el estándar IEEE 802.16e-2005 la posibilidad de tener movilidad y portabilidad, haciendo de WiMAX uno de los sistemas más importantes y sobresalientes de los últimos tiempos.

Como se menciono antes, WiMAX no es el único sistema de banda ancha inalámbrico actual, por lo cual es importante analizar sus ventajas y desventajas con respecto a otros sistemas semejantes como lo son los sistemas 3G y los Wi-Fi; que son la actual competencia de los sistemas WiMAX aunque realmente representan sistemas complementarios, no sustitutos o excluyentes [1].

Primeramente, los sistemas celulares de tercera generación (3G) representan la mas reciente etapa evolutiva de los sistemas de telefonía celular donde ya se contempla no solo la tecnología de voz si no también tecnología para la transferencia de datos. Alrededor del mundo, los operadores de sistemas de telefonía celular han ido adaptando sus equipos a las tecnologías salientes y nuevas, para lograr estar a la vanguardia tecnológica requerida para representar una competencia real en el mercado de las telecomunicaciones. Hasta hace unos años, se tenían contemplados dos sistemas predominantes en las tecnologías celulares, como el llamado sistema global de comunicaciones móviles (GSM: Global System for Mobile Communications) así como los sistemas CDMA, cuyo nombre fue adquirido de la técnica de acceso en la que se basan: la técnica de acceso múltiple por división de código (CDMA: Code Division Multiple Access) [1].

Al momento de desarrollar los sistemas de tercera generación, las empresas operadoras de telefonía celular basadas en la tecnología GSM tuvieron que evolucionar y desarrollar sistemas bajo la

misma plataforma pero con mejoras notables como el sistema universal de telefonía móvil (UMTS: Universal Mobile Telecommunication System) o el sistema de acceso de paquetes de alta velocidad del enlace de bajada (HSDPA: High Speed Downlink Packet Access). Por otro lado, los operadores basados en los sistemas CDMA desarrollaron los sistemas 1xEV-DO⁸ (1xEvolution - Data Only) o 1xEV-DV⁹ (1xEvolution - Data and Voice), sin embargo, algunos operadores en Asia decidieron desarrollar el sistema CDMA con división de tiempo síncrona (TD-SCDMA: Time Division – Synchronous Code Division Multiple Access) [1].

La característica más notoria de estos sistemas es la inclusión de aplicaciones de datos más robustas dentro de ellas, mejorando su desempeño y aumentando su tasa de transferencia. Esto es imprescindible, ya que como se ha mencionado anteriormente, parte importante de las tecnologías de telecomunicaciones actuales es la posibilidad de integración de servicios, siendo esta una de las metas de los sistemas 3G. Los sistemas 3G todavía están en desarrollo y se pretende que estos logren alcanzar altas velocidades en transmisiones de datos [1].

Por otro lado, otra tecnología que ha despuntado en los últimos años por sus características y capacidades de proporcionar a los usuarios una conexión inalámbrica de banda ancha, es la tecnología Wi-Fi. Al igual que en el caso de WiMAX que se rige por los estándares IEEE 802.16 para la regulación de redes WMAN, Wi-Fi esta regido por el estándar IEEE 802.11 que sirve para la regulación de redes de área local inalámbricas (WLAN: Wireless Local Area Network). Al igual que los estándares IEEE 802.16, los estándares IEEE 802.11 tienen varias revisiones, así como adaptaciones para diversas necesidades, por tal motivo existen diversas versiones como el IEEE 802.11a el cual trabaja sobre la frecuencia de 5 GHz y alcanza velocidades de 54 Mbps, el IEEE 802.11b que trabaja en la frecuencia de los 2.4GHz con velocidades de entre 5 y hasta 11 Mbps y el IEEE 802.11g que trabaja en los 2.4 GHz con velocidades de hasta 54 Mbps [3].

El sistema Wi-Fi al representar la solución de redes inalámbricas de área local de alta velocidad, posee la capacidad de cubrir una zona aproximada de 30 metros a la redonda, proporcionando servicio y cobertura en esa área. Los sistemas Wi-Fi han crecido considerablemente por la posibilidad de su fácil implementación en zonas interiores como en hogares, oficinas y lugares públicos donde la demanda del servicio de red sea alta¹⁰. Algunas empresas proveedoras de servicios de Internet han implementado los sistemas Wi-Fi en exteriores como algunas zonas céntricas de la ciudad. Este es el motivo por el cual no se puede pensar que dos tecnologías como Wi-Fi y WiMAX sean excluyentes o reemplazables, ya que por sus características pueden concatenarse perfectamente para conseguir una cobertura superior [3].

⁸ 1xEV-DO: el 1x se refiere al número de portadoras que ocupa el sistema, EV-DO hace referencia a una implementación de servicios de datos.

⁹ 1xEV-DV: el 1x se refiere al número de portadoras que ocupa el sistema, EV-DV hace referencia a una evolución en los servicios de datos y voz.

¹⁰ Estas zonas son denominadas hotspots o zonas de alta densidad de tráfico.

En general, se puede apreciar que tanto los sistemas 3G como los Wi-Fi están pensados para la evolución de las comunicaciones, logrando integrar las tecnologías y aumentando sus capacidades, ya que en ambos casos se siguen analizando las posibilidades y las potencialidades de cada tecnología para llegar a obtener tasas de transferencia superiores, así como proveer un mejor soporte de calidad de servicio (QoS: Quality Of Service) [1].

Por otro lado, existen notables diferencias donde podemos ver la competitividad que puede existir entre estas dos tecnologías comparadas con WiMAX. En primera instancia una de las ventajas considerables en WiMAX contra los sistemas 3G es el uso de un ancho de banda seleccionable que se encuentra entre los 1.25 MHz y los 20 MHz, siendo fijo para los sistemas 3G, aunado a que en el caso de WiMAX así como en Wi-Fi se usan técnicas para aprovechar el canal de una mejor manera utilizando técnicas de OFDM u OFDMA que permiten tasas de transferencia mucho más altas que en los sistemas celulares basados en CDMA [1].

Aunado a las tasas de transferencia altas, tenemos que considerar en el caso de WiMAX su capacidad al desarrollarse en ambientes de múltiples celdas, proporcionando una mayor eficiencia espectral. Otra característica que ya esta contemplada en los sistemas WiMAX son las técnicas de antenas inteligentes o de diversidad espacial, así como la capacidad de tener simetría en los enlaces de subida y bajada, muy útiles en aplicaciones fijas [1].

Todo lo anterior le brinda a los sistemas WiMAX la capacidad de soportar aplicaciones avanzadas de IP, así como de voz, datos y video cubriendo uno de los principales puntos de los sistemas de comunicaciones de nueva generación; los sistemas WiMAX ya contemplan una integración de servicios así como una convergencia y compatibilidad entre ellos [1].

Sin embargo, en gran medida los sistemas de banda ancha inalámbricos actuales como lo son Wi-Fi, 3G o WiMAX, están diseñados para una adición e interacción mutua, ya no representando a sistemas excluyentes si no a sistemas complementarios, que poseen un avance progresivo, de entre los cuales WiMAX es el que lleva una evolución sumamente notoria, por lo cual WiMAX es una respuesta y solución notable para nuestros tiempos.

1.2. ESTADO ACTUAL DEL ESTÁNDAR IEEE 802.16

A lo largo de la historia de las comunicaciones ha sido necesaria la estandarización de los sistemas y los procesos que en ella se implementan para lograr la posibilidad de la interoperabilidad entre sistemas, así como para tener una legislación tecnológica que permita reglamentar los procesos en desarrollo y fomentar su evolución.

Existen diversas instituciones de reglamentación y estandarización en el ámbito de las telecomunicaciones como la FCC, que es una agencia estatal independiente de Estados Unidos, bajo

responsabilidad directa del Congreso de aquel país. La FCC fue creada en 1934 con la Ley de Comunicaciones la cual se encarga de la regulación de telecomunicaciones interestatales e internacionales de radio, televisión, redes inalámbricas, satélite y cable.

La FCC por si misma solo consigue la regulación de las telecomunicaciones, brinda las licencias y los permisos de operación de ciertas tecnologías, así como también determina la calidad de los productos eléctricos y electrónicos, esto es evidente ya que en la mayoría de estos productos es común ver placas, etiquetas o señalizaciones de la FCC indicando un nivel de calidad aceptable bajo mediciones de diversos parámetros como la compatibilidad electromagnética.

Como ya se mencionó, la FCC realiza la regulación del desarrollo de las telecomunicaciones, otras instituciones se han encargado del estudio de dichas tecnologías así como de su estandarización. Dos de las instituciones más importantes en el ámbito de la estandarización son el IEEE, el cual es el instituto americano que realiza los estudios necesarios para la publicación de los estándares; el otro es el Instituto Europeo de Normas de Telecomunicaciones (ETSI: European Telecommunications Standards Institute) el cual es la versión europea de el IEEE.

A lo largo de los años, el IEEE ha sido líder en el ámbito de la estandarización por sus antecedentes y por el desarrollo tecnológico sobresaliente que ha tenido Estados Unidos formando grupos de trabajo que analizan y estudian los desarrollos emergentes.

El estudio de los sistemas inalámbricos se remonta a las últimas décadas, donde el IEEE ha integrado sus grupos de trabajo para el análisis y estandarización de las tecnologías relacionadas con las redes de ordenadores. Este grupo se le llamó IEEE 802 el cual también define el nombre de los estándares relacionados a él. En su mayoría estos estándares lo que buscan definir es la estructuración que tienen las tecnologías dentro del modelo de interconexión de sistemas abiertos (OSI: Open System Interconnection) describiendo básicamente lo que sería la capa física y la capa MAC de las tecnologías [1].

Para WiMAX, el estándar que lo define tuvo un proceso evolutivo donde se fueron aumentando sus capacidades y sus posibilidades haciéndolo un sistema más robusto y completo. Las raíces del estándar en el cual se basa WiMAX, surgen en 1998 cuando el IEEE notando las necesidades demandantes de la industria y los usuarios de servicios de acceso a Internet inalámbricos en áreas abiertas y amplias, decidió formar un grupo de trabajo para estandarizar las redes WMAN llamado 802.16. En su primer análisis el grupo de trabajo 802.16, se enfocó en estudiar la banda de frecuencias entre 10 GHz hasta los 66 GHz de los sistemas de banda ancha inalámbrica punto a multipunto, donde se buscaba brindar conexiones de alta velocidad para empresas que no contaban con la posibilidad de medios como la fibra óptica. Estos sistemas tienen exclusivamente capacidad de operar bajo condiciones de LOS, lo que implica que entre la antena transmisora y receptora debe haber un espacio abierto sin obstrucciones (edificios, árboles, etc.), con una alineación de tal forma que presenten

visibilidad entre ellos. En Diciembre del 2001, el grupo IEEE 802 aprobó y publicó el primer estándar que contaba con el mismo nombre, el cual definía la capa física con una técnica de modulación de portadora simple así como la capa MAC la cual definía la técnica TDM con la capacidad de soportar en sus enlaces tanto la transmisión TDD así como la FDD [1].

Después de haber completado este estándar, el grupo de trabajo de el IEEE se dedicó a desarrollar algunas extensiones y modificaciones a la original para poder utilizarse en la banda de frecuencias de 2 GHz a 11 GHz, buscando generar sistemas que pudieran soportar ambientes NLOS. Estas modificaciones fueron terminadas en el 2003 con el nombre de 802.16a en el cual se incluían algunas mejoras a la capa PHY como la aplicación de la técnica OFDM para el aprovechamiento del medio físico que se usa, considerando ambientes con trayectorias múltiples para la implementación de las condiciones NLOS, adicionando la implementación en la capa MAC, de la técnica de OFDMA [1][4].

Ese fué uno de los grandes avances dentro de las aplicaciones tecnológicas a los sistemas de comunicaciones inalámbricas, ya que el hecho de usar técnicas como OFDM u OFDMA permitían una expansión en las capacidades de los sistemas, siendo este el motivo por el cual en una de las revisiones del estándar IEEE 802.11 que define a las redes WLAN, fueran introducidas estas técnicas al detectar que esto hacía mas eficiente y robusto a esta clase de sistemas [1].

Poco después se hizo una mejoría al estándar IEEE 802.16 mejorándose sus capacidades sobre la banda de los 10 GHz a los 66 GHz que fue la original donde se empezó el análisis de este sistema, denominándose a esta modificación IEEE 802.16c.

En una revisión posterior al estándar 802.16a, se lograron algunas observaciones y mejorías quedando bien definido el estándar IEEE 802.16-2004 para conexiones inalámbricas de banda ancha fijas y siendo finalmente publicado en el 2004 reemplazando a los estándares existentes [4]. En la figura 1.1 tenemos un ejemplo de la arquitectura de una red WiMAX con acceso fijo basada en el estándar IEEE 802.16-2004.

No todos los estándares anteriores a este fueron desechados ya que el 802.16c se utilizó como base para la definición de la red de área metropolitana de alto desempeño (HiperMAN: Hiper Metropolitan Area Network) adoptado en Europa por el ETSI. El grupo 802.16 buscó la forma de mejorar el desempeño de estos sistemas analizando la adaptación de estos a los ambientes vehiculares brindando el servicio de movilidad y portabilidad a los usuarios. A esta revisión donde se incluyen la especificación de la técnica OFDM escalable para la capa física y algunas adaptaciones para acceso al medio de alta velocidad en movimiento en la capa MAC, se denominó 802.16e y fue concluida en Diciembre del 2005 publicándose con el nombre de 802.16e-2005 [1].

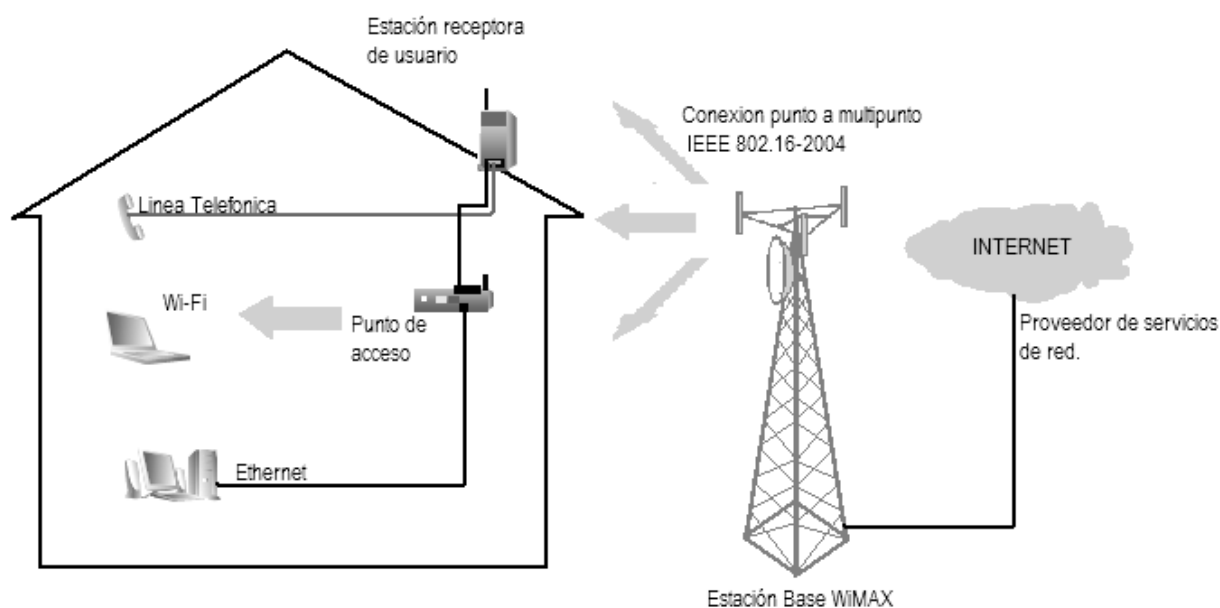


Figura 1.1. Topología de una red WiMAX con acceso fijo.

Podemos notar que las especificaciones IEEE 802.16 reflejan una colección de estándares, con los cuales se busca cubrir una amplia gama de necesidades existentes en la industria de las comunicaciones, propiciando así una interoperabilidad de sistemas.

En la actualidad se ha formado un grupo llamado Foro WiMAX (WiMAX Forum) el cual busca proponer y promover soluciones al estándar IEEE 802.16. Este foro de investigación es parte de la alianza Wi-Fi, la cual busca proveer y promover la interoperabilidad de los sistemas basándose en el estándar IEEE 802.11 [3].

Parte importante del Foro WiMAX es la inclusión de todos los ámbitos de la industria dentro de esta tecnología, desde la industria de los semiconductores, sistemas integrados, proveedores de servicios, etc. Por esta característica se ha propiciado la evaluación de interoperabilidad de tecnologías y equipos, lo que permitió al Foro WiMAX la implementación de su primera certificación tecnológica para el estándar IEEE 802.16-2004 [4] preparada para su anuncio en enero del 2006. De igual manera se ha pensado en una certificación para el estándar IEEE 802.16e-2005 para el 2007.

Todos estos aspectos dentro del estándar IEEE 802.16 han permitido que WiMAX se vuelva una tecnología muy socorrida, siendo esta la principal razón por la cual ya se han implementado redes WiMAX en diversos países del mundo siendo que este representa el futuro para muchas empresas proveedoras de servicios de telecomunicaciones.

En nuestro caso, el análisis que se hará a las redes WiMAX se basará sustancialmente en el estándar IEEE 802.16-2004 ya que nos enfocaremos en el servicio inalámbrico de banda ancha de acceso fijo que ofrece WiMAX. El estándar IEEE 802.16-2004 describe básicamente la interfaz de radio

que se ocupa en conexiones de banda ancha inalámbricas enfocadas al uso de servicios y aplicaciones multimedia. La capa MAC esta diseñada principalmente para el soporte de una arquitectura punto a multipunto, contemplando la opción de usar una topología de malla. La capa MAC es capaz de soportar diversas especificaciones de capa (PHY) dependiendo de las características del medio en el cual opere [4].

En la tabla 1.1 se puede apreciar un comparativo de los estándares más importantes del IEEE 802.16, en el cual se mencionan las características fundamentales de estos, ayudándonos a comprender su importancia, aplicación y generalidades de los mismos.

Tabla 1.1. Comparativo de las características básicas del conjunto de estándares IEEE 802.16

	802.16	802.16-2004	802.16e-2005
Estado del Estándar	Terminado en Diciembre del 2001	Terminado en Diciembre del 2004	Terminado en Diciembre del 2005
Banda de Frecuencia	10 GHz – 66 GHz	2 GHz – 11 GHz	2 GHz – 11 GHz para aplicaciones fijas y 2 GHz – 6 GHz para aplicaciones móviles
Aplicaciones	Sistemas fijos con línea de vista (LOS).	Sistemas fijos sin línea de vista (NLOS).	Sistemas fijos y móviles sin línea de vista (NLOS).
Arquitectura MAC	Sistemas punto a multipunto con arquitectura de malla	Sistemas punto a multipunto con arquitectura de malla	Sistemas punto a multipunto con arquitectura de malla
Esquema de Transmisión	Portadora Simple	Portadora Simple; 256 OFDM o 2048 OFDM	Portadora Simple; 256 OFDM u OFDM Escalable
Modulación	QPSK, 16-QAM y 64-QAM	QPSK, 16-QAM y 64-QAM	QPSK, 16-QAM y 64-QAM
Tasa de Transferencia	32Mbps – 134Mbps	1Mbps – 75Mbps	1Mbps – 75Mbps
Multiplexaje	TDM / TDMA	TDM / TDMA / OFDMA	TDM / TDMA / OFDMA
Técnica de transmisión bidireccional	TDD y FDD	TDD y FDD	TDD y FDD
Ancho de banda de canal	20 MHz, 25 MHz, 28 MHz	1.75 MHz, 3.5 MHz, 7 MHz, 14 MHz, 1.25 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz, 8.75 MHz	1.75 MHz, 3.5 MHz, 7 MHz, 14 MHz, 1.25 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz, 8.75 MHz
Modelos de interfaz radio	WirelessMAN – SC	WirelessMAN – Sca WirelessMAN – OFDM WirelessMAN - OFDMA	WirelessMAN – Sca WirelessMAN – OFDM WirelessMAN - OFDMA
Implementación en WiMAX	Ninguna	256 – OFDM en los sistemas fijos de WiMAX	OFDM Escalable para sistemas WiMAX móviles

1.3. CARACTERÍSTICAS DE LA CAPA FÍSICA (PHY)

La capa física de los sistemas WiMAX esta basada en los estándares IEEE 802.16-2004 y el IEEE 802.16e-2005 y fue diseñado con mucha influencia de los sistemas Wi-Fi, especialmente las especificaciones del estándar IEEE 802.11a. Al igual que en los sistemas Wi-Fi, la capa física de las tecnología WiMAX esta basada fundamentalmente en la técnica OFDM, la cual permite al sistema trabajar en ambientes NLOS permitiendo transmisiones a altas velocidades. Pese a esto, estos dos sistemas poseen grandes diferencias en estos ámbitos, ya que ambos están enfocados a diferentes ambientes [1].

En el estándar IEEE 802.16 se definen cuatro modelos de capa física, los cuales se adaptan perfectamente para funcionar con la capa MAC brindando un servicio de banda ancha fijo y móvil inalámbrico, los cuales son [2]:

- *WirelessMAN – SC*: Es un modelo de capa física con portadora simple (SC: Single Carrier) diseñado para trabajar por arriba de los 11 GHz, con condiciones de línea de vista. Este modelo de capa física es parte del estándar IEEE 802.16.
- *WirelessMAN – SCa*: Es un modelo de capa física con portadora simple que trabaja en el rango de frecuencias de los 2 GHz a los 11 GHz para sistemas punto a multipunto.
- *WirelessMAN – OFDM*: Es un modelo de capa física con 256 portadoras basado en la técnica OFDM para un sistema punto a multipunto bajo condiciones NLOS en el rango de frecuencias de los 2 GHz a los 11 GHz. este ocupa la técnica de acceso múltiple por división de tiempo (TDMA: Time Division Multiple Access). Este modelo fue adoptado por el estándar IEEE 802.16-2004 para sistemas WiMAX con transmisiones fijas y es comúnmente llamado como WiMAX fijo.
- *WirelessMAN – OFDMA*: Es un modelo de capa física con 2048 portadoras basado en el esquema OFDM, el cual se ocupa en sistemas punto a multipunto en condiciones NLOS para el rango de frecuencias entre los 2 GHz a los 11 GHz. Este esquema ocupa una técnica innovadora de acceso al medio llamada OFDMA. Este esquema fue modificado en el estándar IEEE 802.16e-2005 adaptándoles a la técnica de OFDM escalable (SOFDM). Este modelo de capa física es relacionado a los sistemas WiMAX móviles refiriéndose a este comúnmente como WiMAX móvil.

Tal como se aprecia en la tabla 1.1, los modelos más usados son los que se basan en la técnica OFDM ya que esta les permite operar bajo condiciones NLOS por su simplicidad en el proceso

de igualación para señales multiportadora. También debemos señalar que de los sistemas que usan la técnica OFDM, como el *WirelessMAN – OFDM*, es el óptimo para los proveedores de servicios de comunicaciones por su baja relación pico – promedio¹¹, un cálculo más rápido de la Transformada Rápida de Fourier (FFT: Fast Fourier Transform) y un menor requerimiento de sincronización en frecuencia que el modelo *WirelessMAN – OFDMA*. Una característica importante a resaltar dentro de lo que son los sistemas WiMAX es el hecho de que su diseño busca garantizar su implementación global. Esto se contempla en el estándar IEEE 802.16 al momento de definirse anchos de banda de canal variables que pueden ser múltiplos enteros de 1.25 MHz, 1.75 MHz o 3.5 MHz teniendo como máximo los 20 MHz [2].

Con lo anterior podemos apreciar los aspectos principales que se contemplan dentro de la capa física del estándar IEEE 802.16, de los cuales tomaremos en cuenta aquellos que se encuentran especificados en el estándar IEEE 802.16-2004, que será motivo de nuestro análisis la técnica OFDM, así como las generalidades de las técnicas de modulación adaptable y de codificación que se ocupan, al igual que algunas técnicas novedosas como los sistemas de antenas adaptables o inteligentes. De esta forma podríamos entender de una manera global las características más importantes que definen la capa física de los sistemas WiMAX pudiendo comprender mejor su operación así como la innovación que este provee a los sistemas actuales de telecomunicaciones.

1.3.1. Bases de OFDM

OFDM pertenece a una familia de esquemas de transmisión, denominadas técnicas de “modulación de portadoras múltiples”, las cuales se sustentan en la división de un flujo de datos de alta velocidad, en varios de baja velocidad, siendo estos modulados por portadoras separadas (comúnmente llamadas subportadoras o tonos). OFDM es un esquema que en la actualidad se utiliza mucho en tecnologías de comunicaciones de altas tasas de transferencia por su eficiencia y flexibilidad en el manejo y control de la interferencia entre símbolos (ISI: InterSymbol interference) de los canales que son altamente dispersivos en tiempo, por la forma en la que aprovecha eficientemente el espectro, permitiendo que los canales generados se encuentren mucho mas cerca entre ellos. Esta proximidad entre los canales se debe al hecho de propiciar que las portadoras asignadas a los canales posean la característica de ser ortogonales entre si [5].

Es de suma importancia poder definir algunos aspectos característicos de los canales dispersivos, por el cual OFDM es tan concurrido bajo estas condiciones. Comúnmente en escenarios donde no se posee LOS, se presenta el fenómeno de propagación por trayectorias múltiples, el cual se

¹¹ Relación pico – promedio: es una relación entre la magnitud máxima de un parámetro de una señal como puede ser voltaje, corriente, etc. con su valor en tiempo promedio.

caracteriza por el perfil de retardo rms τ_{RMS} . El valor τ_{RMS} nos da una idea del retardo máximo promedio que pueden llegar a tener las trayectorias múltiples, es decir, el retraso de las réplicas que se generan por los diversos fenómenos (reflexión, difracción y dispersión) que se producen debido a los obstáculos que obstruyen la trayectoria de propagación LOS (Edificios y demás) entre el transmisor y el receptor. Este tiempo de retardo es muy importante ya que esto tiene una relación con el tiempo de símbolo T_s , el cual es el tiempo que se toma el transmisor para enviar un símbolo. En un aspecto ideal, debe de cumplirse que $\tau_{RMS} < T_s$ para propiciar que la interferencia entre símbolos no presente ningún inconveniente [6].

En los ambientes altamente dispersivos, el perfil de retardo τ_{RMS} puede incrementarse considerablemente acercándose mucho al tiempo de símbolo T_s , pese a su constante cambio, dependiendo de la tasa de señalización y haciendo que la interferencia entre símbolo se vuelva un factor que afecte la eficiencia de nuestro sistema considerablemente. Ahora bien, si tenemos un ambiente dispersivo en tiempo y si pensamos implementar un sistema de banda ancha con altas tasas de transferencia de datos, tendríamos que considerar que estos sistemas no cumpliría con la condición de que $\tau_{RMS} < T_s$, dado que el número de símbolos enviados por segundo es muy elevado. Este aspecto propicia que la interferencia entre símbolos sea algo notable lo cual limitara al sistema de comunicaciones que deseemos implementar, ya que un sistema de comunicaciones digitales no puede funcionar adecuadamente si se presenta la interferencia entre símbolos [6].

Todo lo anterior representó una barrera para el desarrollo de las comunicaciones inalámbricas de banda ancha, estancando esta área para su desarrollo. Sin embargo, con el avance de la tecnología electrónica y con el desarrollo de nuevos sistemas de procesamiento de señales, se pudieron implementar técnicas tales como OFDM para poder aprovechar estos ambientes que en su momento fueron muy complejos [6].

La técnica OFDM permite aprovechar los ambientes dispersivos en el tiempo, ya que al momento de dividir el espectro de frecuencia total que se utiliza en N subcanales, existe una subdivisión en las tasas de transferencia, dando como consecuencia, que cada subcanal posea una N -ésima parte de la tasa total de transferencia (R_s), siendo esta mucho más baja que la original. La tasa de transferencia de una señal es inversamente proporcional al tiempo de símbolo T_s , dando como resultado la siguiente relación:

$$T_s = \frac{1}{R_s} \quad (1.1)$$

Esta relación nos indica que al disminuir la tasa de transferencia de cada subcanal aumentará el tiempo de símbolo, de tal manera que es posible lograr que $T_s \gg \tau_{RMS}$, dejando al sistema libre de interferencia intersímbolos [6].

La técnica OFDM es altamente utilizada en los sistemas de comunicaciones inalámbricas de banda ancha como WiMAX. Todo el proceso anterior se lleva a cabo bajo el esquema mostrado en la figura 1.2:

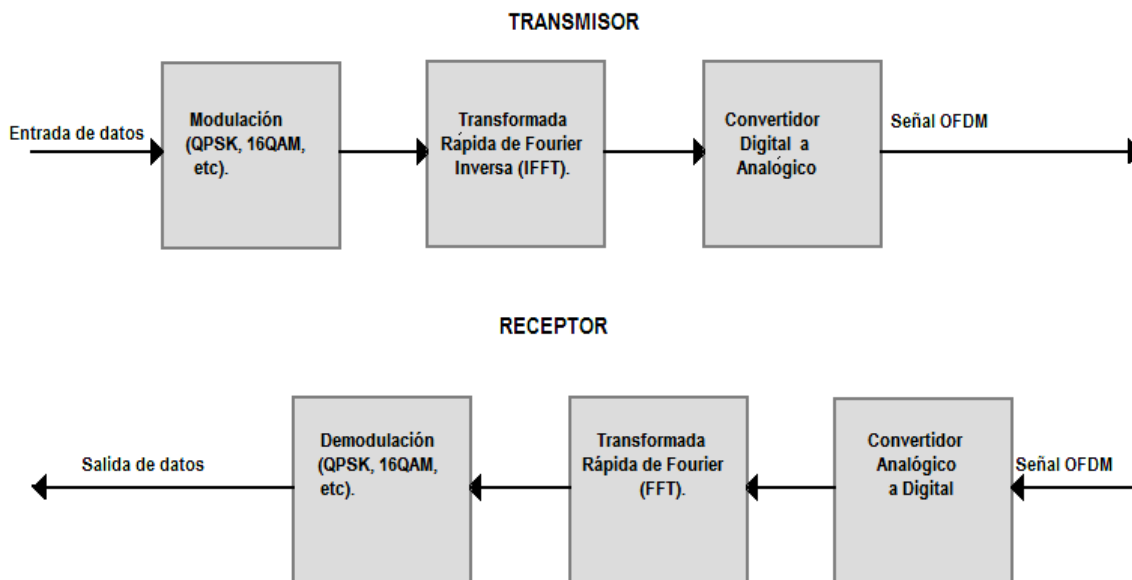
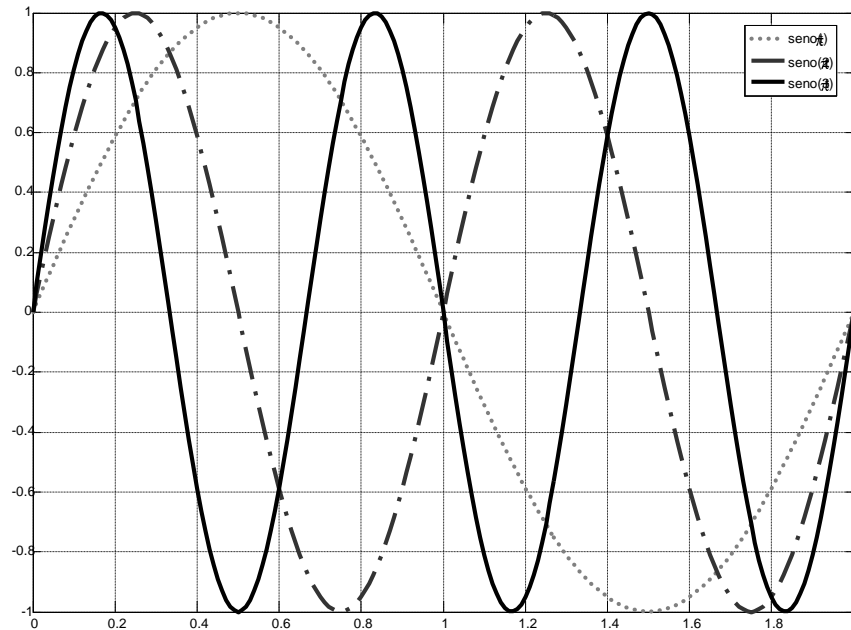


Figura 1.2. Transmisor y receptor basados en OFDM.

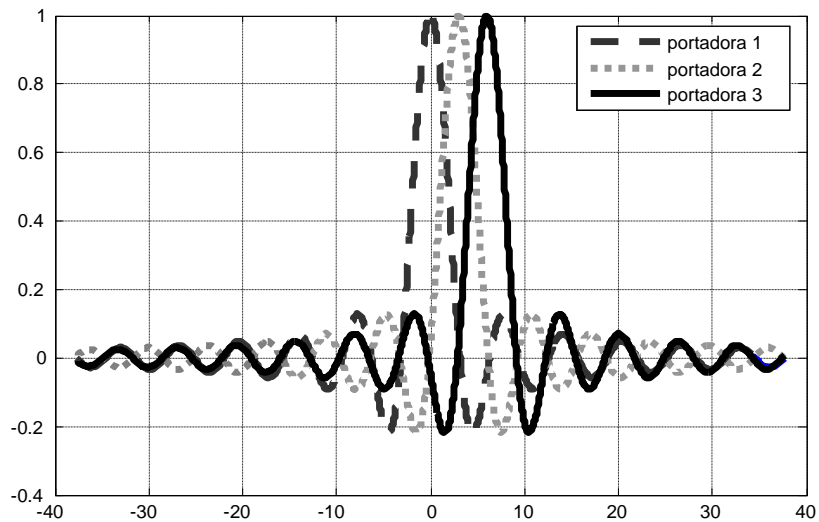
La figura 1.2 ejemplifica a grandes rasgos los principales bloques dentro del proceso de la formación de una señal OFDM. En general, el propósito de estos bloques, es mantener la ortogonalidad de las señales portadoras, ya que esto es la parte sustancial de esta técnica. Para generar la señal OFDM, es necesario definir el espectro de frecuencias que utilizaremos basándonos en la información que vamos a manipular y en las técnicas de modulación que pensemos usar. Cada portadora que se use se le asignará un dato a transmitir, calculando una amplitud y una fase a cada portadora dependiendo del esquema de modulación que se utilice (QPSK, BPSK, QAM, etc.). Un sistema OFDM es muy noble en el aspecto de las técnicas de modulación que se utilizan, ya que las portadoras pueden ser manipuladas bajo el mismo o diferente esquema de modulación, lo cual nos provee de grandes beneficios como la modulación adaptable.

Para esta parte del proceso, los factores que tenemos que considerar son los símbolos generados por los esquemas de modulación, el número de portadoras que se tienen, la frecuencia de la portadora, y la duración de símbolo, que son los parámetros que nos permitirán analizar y garantizar la ortogonalidad entre estas. Para garantizar la ortogonalidad es necesario considerar un parámetro importante dentro de la generación y asignación de subportadoras ya que es de suma importancia que las portadoras posean un número de ciclos enteros en un cierto periodo T , asociado al número de ciclos entre portadoras adyacentes, debiendo diferir exactamente en un factor de uno como se muestra

en la figura 1.3a. De esa forma podemos obtener un espectro de las portadoras como un conjunto de funciones de muestreo (sampling) sobrepuestas que tienen sus máximos sobre las frecuencias de las portadoras como se ve en la figura 1.3b.



(a) Dominio del tiempo (t)



(b) Dominio de la frecuencia (f)

Figura 1.3. (a) Ejemplo de 4 subportadoras con un símbolo OFDM, (b) Espectro de subportadoras individuales.

Como se ve en la figura 1.3b, cada función de muestreo tiene concentrada su energía en la frecuencia a la cual se generó la portadora, propiciando que cada máximo este sobrepuesto en los nullos de las demás señales, de tal forma que se cumple con las condiciones suficientes para evitar la interferencia entre portadoras (ICI: InterCarrier Interferente). Para lo anterior la Transformada Rápida de Fourier (FFT) es muy importante debido a que garantiza la ortogonalidad de las subportadoras, proporcionando la representación de una señal mediante la suma de sus componentes armónicas que suele ser una suma de componentes exponenciales complejas que son ortogonales entre si. La FFT realiza una conversión de una señal discreta en el dominio del tiempo a su equivalente espectral en frecuencia, de tal manera que la amplitud y la fase de las componentes exponenciales complejas representan el espectro en frecuencia de la señal en el dominio del tiempo; por tanto la Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT: Inverse Fourier Fast Transform) realizará el proceso inverso transformando el espectro (los componentes de fase y amplitud) al dominio del tiempo [6].

De manera muy general, estas son las características principales de la técnica OFDM así como los principales elementos que permiten la generación de los símbolos OFDM resaltando la importancia de la IFFT, que es el elemento que permite garantizar la ortogonalidad de las subportadoras que se utilizan.

1.3.2. Modulación y codificación adaptable

El sistema WiMAX basado en el estándar IEEE 802.16-2004, soporta una variedad de esquemas de modulación y codificación que puede cambiarse en cada enlace que se realice con la estación base, dependiendo del canal y de las condiciones de interferencia haciendo de la tecnología WiMAX un sistema muy robusto [7].

Usando el indicador de calidad de canal, el dispositivo móvil puede determinar la calidad del canal mediante una retroalimentación del enlace de bajada de la estación base. De igual modo, la estación base puede estimar la calidad del canal en base a la señal recibida en el enlace de subida. En base a este análisis, la estación base puede analizar la calidad del canal de los enlaces de subida y de bajada de cada usuario que accesa a esta, permitiendo que se asigne un esquema de modulación y codificación que permita aprovechar mejor el canal y maximizar la tasa de transferencia. La modulación adaptable y la codificación, son técnicas que incrementan considerablemente la capacidad del sistema. En la tabla 1.2 se pueden apreciar los esquemas de modulación y codificación disponibles [2].

Tabla 1.2. Esquemas de modulación y codificación.

MODULACIÓN	CODIFICACIÓN	Bits/Símbolo de información	Bits/Símbolo OFDM de información	Tasas de transferencia para 5 MHz
BPSK	1/2	0.5	88	1.89 Mb/s
QPSK	1/2	1	184	3.95 Mb/s
QPSK	3/4	1.5	280	6 Mb/s
16QAM	1/2	2	376	8.06 Mb/s
16QAM	3/4	3	568	12.18 Mb/s
64QAM	2/3	4	760	16.30 Mb/s
64QAM	3/4	4.5	856	18.36 Mb/s

Respecto a la codificación que se maneja, en los estándares 802.16 se usan códigos de bloques Reed Solomon¹² (RS) concatenados con códigos convolucionales. Estos códigos son utilizados por su eficiencia en la detección y corrección de errores, ya que los códigos RS son muy eficientes en la detección y corrección de errores en ráfagas, los cuales se presentan en sistemas donde se aprecian efectos de desvanecimientos rápidos debidos a la propagación por trayectorias múltiples. El código Reed Solomon utilizado en estos sistemas se define por los siguientes parámetros, RS (N=255, K=239, T=8). El valor T es el número máximo de símbolos del cual se puede garantizar su corrección [2].

También se ha dejado de manera opcional la utilización de turbo códigos, lo cual implicaría una mejora en la capacidad del sistema teniendo como precio el aumento en la complejidad del mismo.

Para permitir la operación tanto en el enlace de bajada (DL: Downlink) como en el de subida (UL: Uplink) se han escogido cuatro esquemas de modulación mostradas en la figura 1.4 [8]:

- La modulación binaria de fase (BPSK: Binary Phase Shift Keying).
- La modulación de fase en cuadratura (QPSK: Quadrature Phase Shift Keying)
- La modulación por amplitud de cuadratura de 16 estados 16QAM (16 Quadrature Amplitude Modulation).
- La modulación por amplitud de cuadratura de 64 estados 64QAM (64 Quadrature Amplitude Modulation).

Esta es una visión simple de lo que es la modulación adaptable y la codificación lo cual es un aspecto clave que permite incrementar la capacidad del canal propiciando esquemas de modulación

¹² Reed-Solomon es un código cíclico no binario y constituye una subclase de los códigos BCH. Los códigos cíclicos son una subclase de los códigos de bloque estándar de detección y corrección de errores que protege la información contra errores en los datos transmitidos sobre un canal de comunicaciones

espectralmente eficientes y mayor robustez en el sistema mediante la detección y corrección de errores, así como aprovechar las condiciones del canal para poder minimizar los efectos de la interferencia existente pudiendo cambiar adaptivamente el esquema de modulación que se este utilizando tal y como se ve en la figura 1.4 [8].

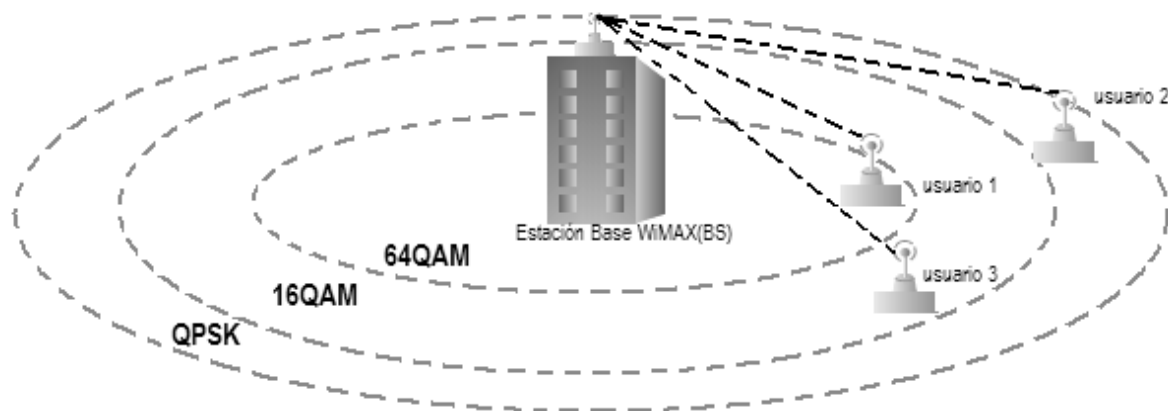


Figura 1.4. Distribución de las modulaciones de acuerdo a las condiciones de canal.

1.3.3. Sistema de antenas inteligentes

Las compañías operadoras de sistemas inalámbricos se han dado cuenta de que no solo con la implementación y desarrollo de técnicas de comunicaciones de modulación adaptable, multiplexaje y codificación, pueden aumentar el desempeño de un sistema de comunicaciones, también la robustez del mismo puede mejorarse implementando técnicas de antenas múltiples que al ser controlada de manera eficiente su patrón de radiación pueden adecuarse a un determinado tipo , así como en ambientes diversos y complejos.

Los sistemas de antenas inteligentes se han diseñado para incrementar la relación señal a ruido en los sistemas WiMAX y Wi-Fi. Este desarrollo tecnológico se ha incluido dentro del estándar IEEE 802.16-2004 [4] soportando diversos tipos de sistemas adaptables de antenas inteligentes, entre los cuales se mencionan [1]:

- *Antenas con diversidad espacial en la recepción:* Este sistema implica que más de una antena será receptora. Para esto, las antenas necesitan colocarse con una distancia de separación de media longitud de onda para poder operar eficientemente. Manteniendo esta distancia mínima entre antenas se logra disminuir los efectos de propagación de trayectorias múltiples.
- *Sistema de antenas de diversidad simple:* Detecta la potencia de la señal de las antenas adyacentes y las conmuta en el receptor. La antena menos coherente de las antes analizadas

es seleccionada para incrementar su probabilidad de obtener la potencia de la señal más grande.

- *Antenas de lóbulos directivos*: Es una configuración de arreglos de antenas que busca producir una ganancia máxima en la dirección donde se concentra la señal. Una ganancia máxima incrementa la relación señal a ruido propiciando una mayor capacidad en el sistema. Un patrón de radiación directivo atenúa la interferencia fuera del lóbulo principal. Los efectos producidos por ambientes con desvanecimientos rápidos pueden eliminarse, siempre y cuando las componentes de trayectorias múltiples lleguen al receptor con separaciones angulares suficientes.

Esos son algunos de los sistemas de antenas adaptables que se encuentran definidos en el estándar IEEE 802.16-2004. Podemos notar que básicamente estos sistemas buscan minimizar los efectos que producen las componentes de trayectorias múltiples, así como las pérdidas producidas por el canal, además, sirve para incrementar la ganancia en las señales que se transmiten, incrementando así la relación señal a ruido.

1.4. CARACTERÍSTICAS DE LA CAPA DE ACCESO AL MEDIO (MAC)

La principal tarea que efectúa la capa MAC es proporcionar una interfaz entre las capas superiores de los modelos de regencia de datos que se ocupen (TCP/IP por ejemplo) con la capa PHY.

La capa MAC toma los paquetes de datos de las capas adyacentes superiores¹³, los cuales son agrupados en unidades de datos de protocolo MAC (MPDU: MAC Protocol Data Unit), para transmisiones inalámbricas. Los protocolos IEEE 802.16-2004 [4] e IEEE 802.16e-2005 tienen diseñada su capa MAC para poder interactuar con una gran cantidad de protocolos de capas superiores como lo es ATM, Ethernet, IP entre otros. Básicamente, la idea de generar una capa adyacente a la capa física era poder brindar la posibilidad de manejar el aspecto de la calidad de servicio a los enlaces entre transmisor y receptor que permitieran así poder integrar otros servicios, tecnologías o aplicaciones que lo requieren tales como VoIP, HTTP o FTP [1].

Para el caso de WiMAX se usan MPDUs de longitud variable o fija ofreciendo varias posibilidades para mejorar la transmisión. En la figura 1.5 es posible apreciar una trama MAC, la cual posee un prefijo con un encabezado genérico MAC (GMH: Generic MAC Header) el cual contiene un identificador de conexión¹⁴ (CID: Connection Identification), la longitud de la trama, algunos bits que determinan la presencia de control de redundancia cíclica¹⁵ (CRC: Cyclic Redundancy Control), otras subencabezados características de las capas

¹³ Los paquetes de la capa MAC se llaman unidades de datos de servicio MAC (MSDU).

¹⁴ Antes de que cualquier transmisión de datos ocurra, la estación base y la estación móvil establecen un enlace lógico unidireccional entre las dos capas MAC. Este enlace se conoce como identificador de conexión.

¹⁵ Los códigos cíclicos también se llaman CRC (Códigos de Redundancia Cíclica) o códigos polinómicos

superiores (SH: SubHeaders) y en el caso de que la carga efectiva (información que se envía) se encuentre encriptada, se indica cual es el código que se uso para ese propósito.

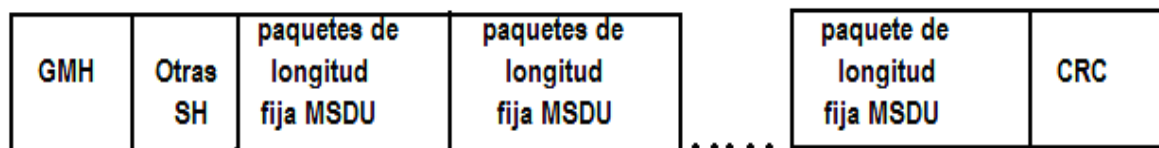


Figura 1.5. Ejemplo de una trama MAC (MPDU).

Las principales funciones de la capa MAC en los sistemas WiMAX son [1]:

- La segmentación o concatenación de las unidades de servicio de datos (SDU: Service Data Unit) procedentes de las capas superiores para conformar las MPDUs, siendo estos los bloques principales en la capa MAC.
- Seleccionar el nivel de potencia y el perfil de ráfaga apropiado para la transmisión de las MPDUs.
- La retransmisión de MPDUs cuando estas son recibidas erróneamente utilizando la técnica de petición automática de retransmisión (ARQ: Automatic Repeat reQuest).
- Provee de Calidad en el servicio así como esquemas de prioridad de MPDUs pertenecientes a diferentes tipos de datos y señales.
- Gestiona los sistemas de seguridad y encriptamiento.

Como vemos, la capa MAC es fundamental dentro de la tecnología WiMAX dándole la posibilidad de poder integrar una gran cantidad de aplicaciones y servicios que la capa física no puede proveer, que permiten a este sistema poseer convergencia entre servicios de voz, datos y video. Es importante mencionar que entre los aspectos mas importantes que describen a la capa MAC es el poder brindar calidad de servicio, junto a las técnicas de acceso al medio que se utilicen y la seguridad que el sistema provea [1].

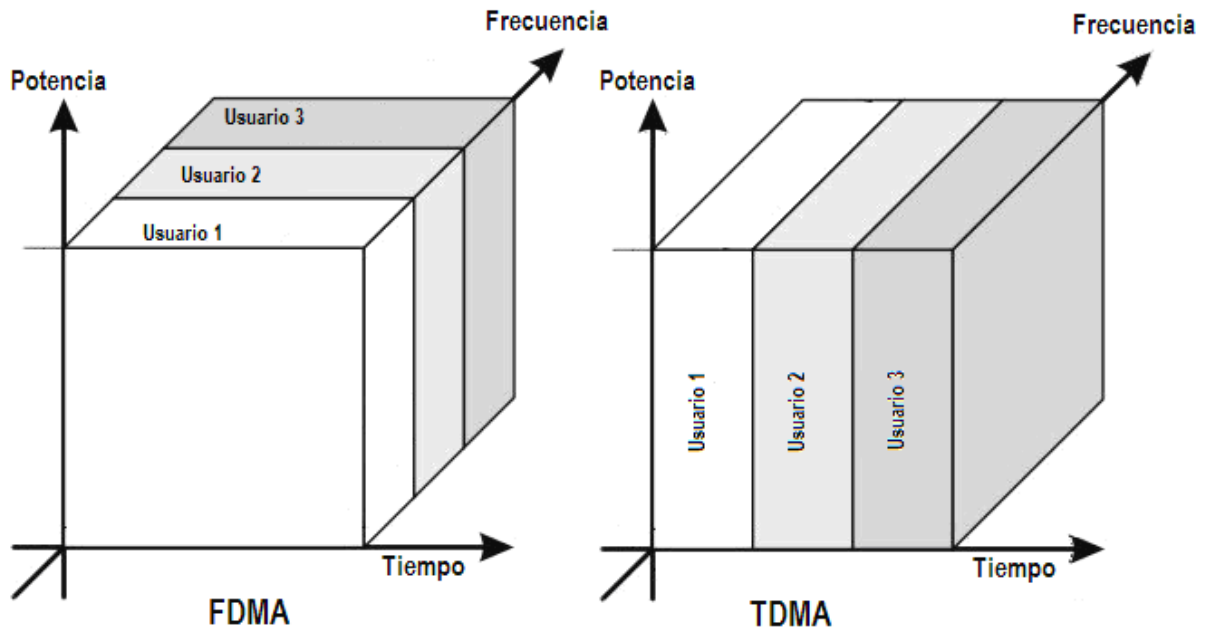
1.4.1. Mecanismos de acceso múltiple

El sistema WiMAX, como tal, presenta un reto muy grande dentro de lo que es la cobertura de usuarios. El reto es poder satisfacer las demandas de muchos usuarios concentrados en la misma área geográfica de acceder a un sistema con altas tasas de transferencia en un ancho de banda finito. Por la naturaleza anticipada de los servicios de WiMAX (VoIP, transferencias de datos y flujo de video), así como el reto de innovar en áreas complejas de las telecomunicaciones inalámbricas (como la movilidad de usuarios, eficiencia espectral, etc.), la elección de un mecanismo de acceso flexible y eficiente es crítica para el buen desempeño de WiMAX [1].

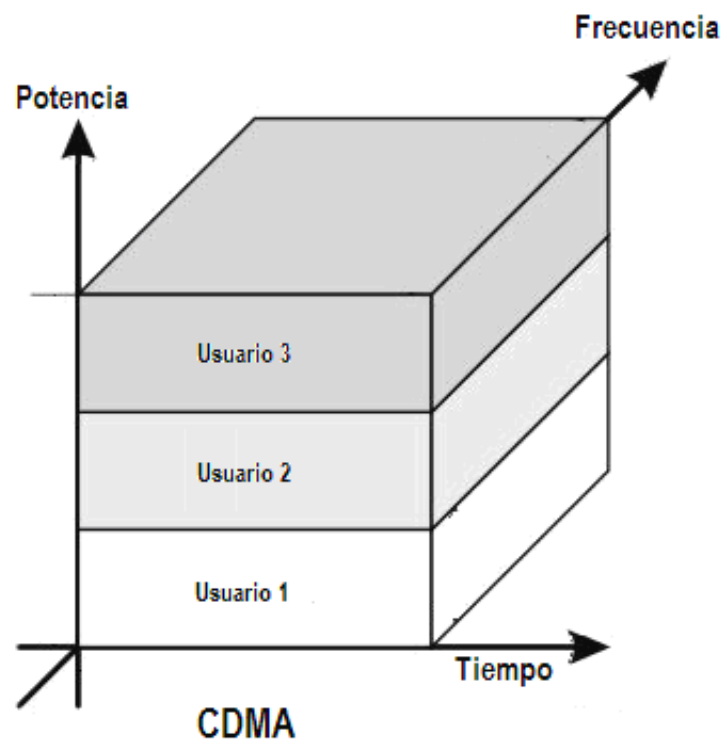
Como sabemos, el sustento de la interfaz de radio en el sistema WiMAX es la técnica OFDM, que pese a no ser un mecanismo de acceso al múltiple, permite crear una serie de canales de datos independientes que pueden ser usados por múltiples usuarios. En las primeras versiones del estándar IEEE 802.16 se utilizaba un sistema OFDM de usuario simple, donde todas las portadoras eran usadas por un solo usuario a la vez. En revisiones posteriores como el estándar IEEE 802.16-2004 ya se incluye la opción de mecanismos más eficientes como la técnica de acceso múltiple por división de frecuencias ortogonales (OFDMA), en la cual los usuarios comparten subportadoras así como ranuras de tiempo.

En general los mecanismos de acceso al múltiple buscan proveer de ortogonalidad o nula interferencia entre canales de comunicación. La forma más común de dividir los recursos del sistema entre múltiples usuarios es a través del multiplexaje por división de frecuencia, tiempo o código. En el caso de la técnica de acceso múltiple por división de frecuencias (FDMA: Frequency Division Multiple Access) cada usuario recibe una portadora única en frecuencia y ancho de banda. En el caso de la técnica de acceso múltiple por división de tiempo (TDMA: Time Division Multiple Access), a cada usuario se le asigna una única ranura de tiempo, siendo esto determinado ya sea de acuerdo a la demanda de recursos o a una rotación fija de los mismos [9].

Es importante señalar que los sistemas inalámbricos que usan TDMA, de una forma curiosa usan a su vez FDMA, dado que no es permitido el uso de todo el espectro electromagnético. Otra técnica muy utilizada es el acceso múltiple por división de códigos (CDMA) que permite a los usuarios compartir el ancho de banda y las ranuras de tiempo con muchos otros usuarios usando códigos de pseudos ruido o binarios ortogonales para poder definir a cada usuario. De hecho, en el caso de CDMA, gracias a estos códigos utilizados para cada usuario, estos pueden compartir las mismas ranuras de tiempo y frecuencia. Estas técnicas se ejemplifican en la figura 1.6 [9].



(a)



(b)

Figura 1.6. Esquema de la técnica FDMA, TDMA y CDMA.

Es fácil demostrar que en canales con ruido TDMA, FDMA y CDMA poseen la misma capacidad dado que todas estas técnicas pueden ser designadas para tener el mismo número de

dimensiones ortogonales en un ancho de banda y tiempo dados. La discusión con respecto a los mecanismos de acceso al medio va enfocada a que en sistemas de comunicaciones inalámbricos densos, la ortogonalidad se complica en gran medida. Las técnicas antes mencionadas garantizan la ortogonalidad solo entre usuarios de la misma celda, donde los usuarios que se encuentran en celdas diferentes, como en las celdas vecinas, les sería asignada la misma ranura de frecuencia o de tiempo. De hecho, la ortogonalidad es un compromiso adicional en esta clase de sistemas que desean utilizar estos mecanismos de acceso al medio debido a los filtro pasa banda imperfectos que se producen en la técnica FDMA así como la falta de sincronización y los efectos de los canales con trayectorias múltiples que afectan en gran medida a las técnicas TDMA y CDMA [1].

Pese a lo anterior, no podemos despreciar las técnicas antes mencionadas ya que en gran medida todas poseen una lista de ventajas y desventajas bajo diversas condiciones, lo que es evidente, es que la técnica mas apropiada bajo las condiciones que se presentan en los sistemas WiMAX es OFDMA, ya que esta puede alcanzar los niveles de desempeño óptimos logrando aprovechar al máximo las condiciones de canal [1].

Por lo antes mencionado, dentro de las técnicas de acceso multiple que pueden ser usadas en WiMAX para optimizar sus capacidades son TDMA, dando que esta permite generar un complemento a OFDM al subdividir cada portadora en ranuras de tiempo que les serán asignadas a los usuarios. La otra técnica es OFDMA que permite subdividir las portadoras en subportadoras ortogonales que les serán asignadas a los usuarios, por lo cual se puede hacer sumamente eficiente el sistema.

1.4.2. Calidad de servicio (QoS)

El soporte de QoS es una característica sustancial dentro de la capa MAC del sistema WiMAX. Es posible alcanzar un control de QoS fuerte si usamos una arquitectura MAC orientada a la conexión, donde todos los enlaces de bajada y de subida sean controlados por la estación base. Para garantizar esta calidad en el servicio, antes de cualquier transmisión de datos entre la estación base (BS: Base Station) y la estación móvil (MS: Mobile Station) se realiza un enlace unidireccional entre ambas capas MAC, que permita verificar el estado de la conexión [1].

WiMAX adicionalmente define un concepto denominado flujo de servicio, el cual es un flujo unidireccional de paquetes, que poseen una serie de parámetros de calidad de servicio particulares. Estos paquetes son llamados identificadores de servicio de flujo (SFID: Service Flow Identification).

Algunos parámetros que son incluidos dentro de QoS es la prioridad de tráfico, la tasa mínima de transferencia tolerable, tipo de peticiones automáticas de retransmisión (ARQ), retardos máximos, tipo y tamaño de unidades de servicio de datos, etc. [1]

Para soportar diversas aplicaciones, WiMAX define cinco esquemas de calidad de servicio que deben ser soportadas por la estación base para transmisión de datos [1]:

- *Garantía de servicio sin petición* (UGS: Unsolicited Grant Services): Este servicio está diseñado para soportar paquetes de datos de longitud fija con una tasa de bit constante (CBR: Constant Bit Rate). Ejemplo de aplicaciones que pueden usar este servicio serían las conexiones E1 o las VoIP.
- *Servicios de elección de tiempo real* (rtPS: real-time Polling Services): Este servicio está diseñado para el soporte de sistemas de tiempo real como por ejemplo, los videos MPEG que transmiten paquetes de datos de longitud variable.
- *Servicios de elección sin tiempo real* (nrtPS: non-real-time Polling Service): Este servicio está diseñado para soportar aplicaciones de datos tolerantes a los retardos, como por ejemplo el caso de FTP, el cual transmite paquetes de datos de longitud variable.
- *Servicio del mejor esfuerzo* (BE: Best-Effort): Este servicio está diseñado para el soporte de aplicaciones que requieren una garantía mínima de nivel de servicio como lo son los navegadores Web.
- *Tasa variable extendida de tiempo real* (ERT-VR: Extended Real-Time Variable Rate): Este servicio está diseñado para soportar aplicaciones de tiempo real como VoIP que requieren garantía de retardo y de tasa de transferencia de datos variable.

Es notable que los servicios antes mencionados, definidos como esquemas de calidad de servicio permiten la interacción de WiMAX con una infinidad de aplicaciones, de tal manera que podemos decir que la inclusión, de lo que es denominado calidad de servicio, dentro de la capa MAC de un sistema como WiMAX permite mejorar su capacidad así como su desempeño.

1.4.3. Seguridad

A diferencia de otros sistemas inalámbricos existentes como Wi-Fi, WiMAX está pensado para poder proporcionar sistemas de seguridad robustos. El estándar IEEE 802.16-2004 propone diversos métodos innovadores que permitirán asegurar la privacidad de datos y prevenir el acceso no autorizado al sistema. Los aspectos principales en la seguridad WiMAX son:

- *Soporte de privacidad*: Los datos de los usuarios usan esquemas de encriptación para proveer un sistema privado robusto. Los esquemas más utilizados son el estándar avanzado de

encriptación (AES) así como el Estándar de Encriptación de Datos Triple (3DES). Las claves de 128 bits o 256 bits que derivan del cifrado de los datos son generadas durante el proceso de autenticación y son periódicamente renovados para protección adicional.

- *Autenticación de Dispositivos y Usuarios:* WiMAX provee de un sistema de autorización de estaciones suscriptoras así como de usuarios del sistema para prevenir el uso no autorizado del mismo. La estructura de autenticación se basa en el sistema de grupo de trabajo en Ingeniería de internet (IEFT) que soporta una gran cantidad de identificadores como lo son las claves de usuario y las contraseñas, los certificados digitales o las tarjetas inteligentes.
- *Protocolo de Gestión de claves flexible:* El Protocolo de gestión de claves y privacidad versión 2 (PKMv2) es usado para la transferencia segura de material codificado de la estación base a la estación móvil, lo cual se renueva y se reautoriza periódicamente.
- *Protección de Control de Mensajes:* La integridad del control de mensajes que son enviados por el aire son protegidos usando esquemas de mensajes alimentados, como el AES basado en CMAC y el MD5 basado en HMAC¹⁶.
- *Soporte de una transferencia de servicio rápida:* Para soportar transferencias de servicio rápidas, WiMAX esta diseñado para usar preautenticación en una estación base seleccionada para facilitar y acelerar la entrada a la misma.

¹⁶ CMAC (Sistema de autenticación de mensajes de cifrado); HMAC (Sistemas de autenticación de mensajes); MD5 (Algoritmo de mensajes alimentados 5).

REFERENCIAS:

- [1] Jeffrey G. Andrews , Arunabha Ghosh; Rias Muhamed, *Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking*. Editorial: Prentice Hall Communications, Engineering and Emerging Technologies Series. 2007.
- [2] A. Ghosh, D. R. Wolter, J. G. Andrews, R. Chen, "Broadband wireless access with WiMax/802.16: current performance benchmarks and future potential", *IEEE Communications Magazine*, Vol. 43, pp. 129-136. Febrero 2005.
- [3] Intel Corporation, "Understanding Wi-Fi and WiMAX as Metro-Access Solutions", *Whitepaper*, 2004, pp. 1-16
- [4] IEEE Std 802.16™ – 2004, "IEEE Standard for Local and metropolitan area network". Rev. of IEEE 802.16-2001, 2005, pp. 1-185.
- [5] Intel Corporation, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing", *Intel in Communications Whitepaper*, 2004, pp. 1-2.
- [6] Richard van Nee; Ramjee Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communication*. Editorial: Artech House, Londres, 2000.
- [7] Intel Corporation, "Adaptive Modulation", *Intel in Communications Whitepaper*, 2004, pp. 1-4.
- [8] Quobis Networks, "WiMAX: la revolución inalámbrica: Estado del arte de la tecnología", Julio de 2006, pp. 1-34.
- [9] Theodore Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice 2nd edition*, Editorial: Prentice Hall. 2001

CAPÍTULO II

MODELOS DE PROPAGACIÓN APLICABLES EN LA TECNOLOGÍA WiMAX

2.1. GENERALIDADES

En los sistemas de comunicaciones inalámbricas, es imprescindible conocer los efectos que el canal o medio de transmisión poseerá sobre la señal que deseamos transmitir. En general, una señal al ser transmitida reducirá su potencia y se distorsionará por el simple hecho de viajar por el aire, siendo responsabilidad del receptor reconstruir la señal transmitida para poder entregar la información enviada a su destino. Debido a esto es importante poder conocer estos efectos en la señal transmitida, ya que los equipos transmisores y receptores así como los servicios de comunicación que se proveerán, serán afectados por estas imperfecciones en las señales. Es por esta causa que se han desarrollado modelos de propagación matemáticos que permitan analizar y entender estos efectos dentro de los sistemas de comunicaciones. El papel que juegan estos modelos de propagación, es el predecir el desempeño de un sistema con todas las distorsiones y pérdidas que el canal produzca, determinando si las metas dentro del desempeño del sistema son alcanzadas así como los objetivos dentro del servicio proporcionado [1].

El término de modelos de propagación se aplica a todos aquellos algoritmos y métodos que pueden hacer una descripción del canal en base a la estimación de la potencia promedio recibida. En los primeros sistemas de comunicaciones de banda angosta la estimación de la potencia promedio recibida aunada a las estadísticas de las variaciones de la señal transmitida (también llamado desvanecimientos), eran los únicos parámetros que se necesitaban para la predicción adecuada del desempeño de un sistema. Con la evolución de los sistemas de comunicaciones, se han llegado a desarrollar sistemas de banda ancha inalámbricos, en los cuales, la estimación de la potencia promedio recibida y el cálculo de los desvanecimientos dentro del canal ya no proporcionaban suficiente información para predecir el desempeño del sistema. Para este caso se empezaron a utilizar modelos que pudieran describir la función de transferencia del canal la cual permite predecir todas las

modificaciones que la señal transmitida experimenta a lo largo de su trayecto. Estos modelos que hacen una descripción mas precisa del canal a utilizar, se les denomina “*modelos de canal*” [1].

Una característica importante de mencionar dentro de los modelos de propagación y de canal, es que son altamente dependientes de los esquemas de radiocomunicación que se utilicen, por ejemplo, los primeros sistemas de comunicación donde se manejaban condiciones de LOS entre la estación base y las estaciones de usuarios así como el uso de una celda única, permitían el uso de modelos simples, como el modelo de propagación en el espacio libre; sin embargo, en sistemas posteriores donde ya se hacia uso de una arquitectura de celdas múltiples aunado a la implementación de condiciones NLOS, ya no era factible la utilización de los mismos modelos simples, por lo que fue necesario implementar modelos de canal mas completos [2].

Otra característica importante de mencionar, es que los ambientes actuales donde operan los sistemas de comunicaciones han cambiado considerablemente, existiendo escenarios más urbanizados ,como se muestra en la figura 2.1, que poseen una mayor cantidad de obstáculos para la transmisión de ondas electromagnéticas (como edificios, casas, postes o árboles), generando así, que la propagación de las ondas electromagnéticas se realicen a través de los mecanismos de propagación como lo son la reflexión, la dispersión y la difracción mostrados en la figura 2.2 [3].

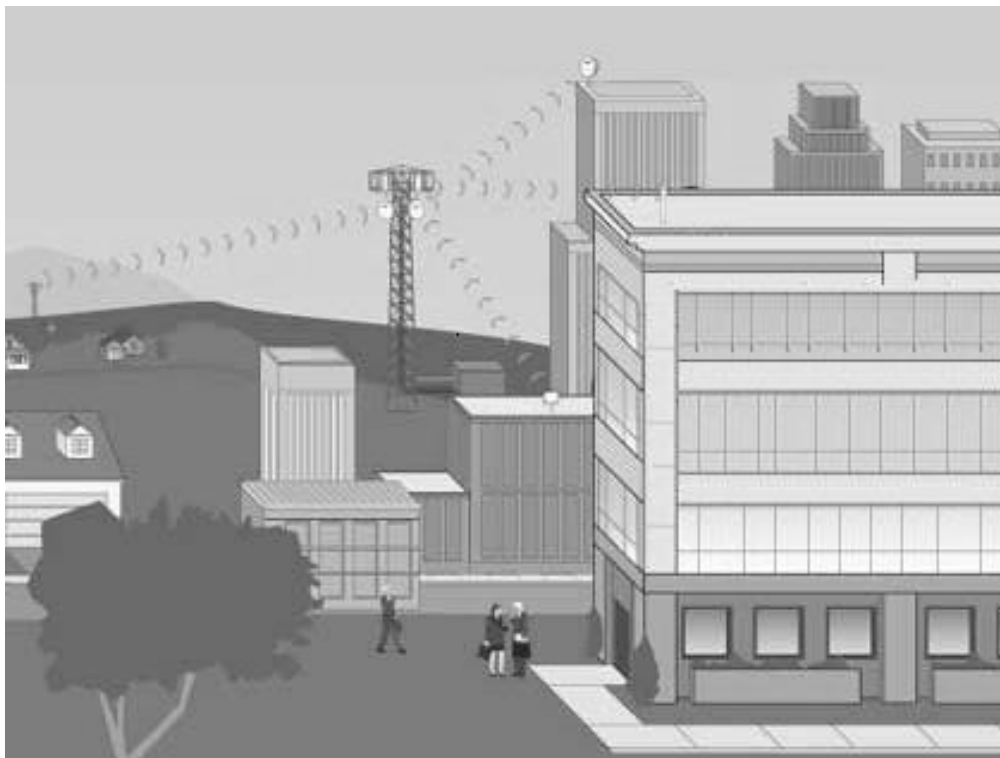


Figura 2.1. Sistema de Comunicaciones en un escenario urbanizado.

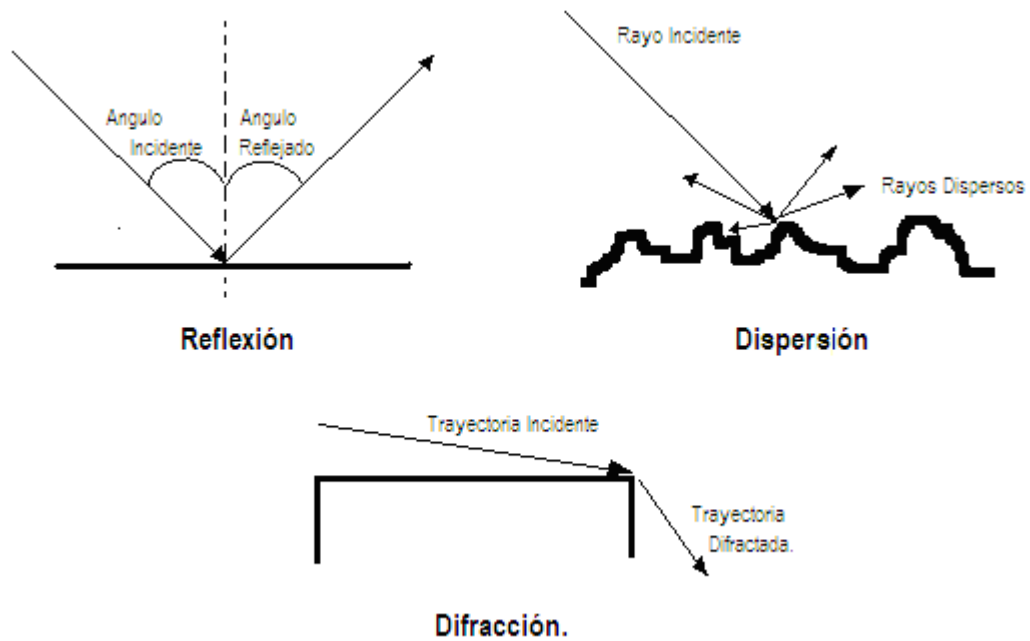


Figura 2.2. Principales mecanismos de propagación de las ondas electromagnéticas.

Estos mecanismos de propagación tendrán repercusiones en las señales transmitidas, generando deformaciones en las mismas. Es por este motivo que se han diseñado modelos más avanzados y sofisticados que permitan describir todas estas perturbaciones que son propias del canal como se muestra en la figura 2.3. En base a lo anterior podemos comprender la importancia que tiene la correcta selección de un modelo de propagación o de canal en el diseño y análisis de un sistema de comunicaciones [1].

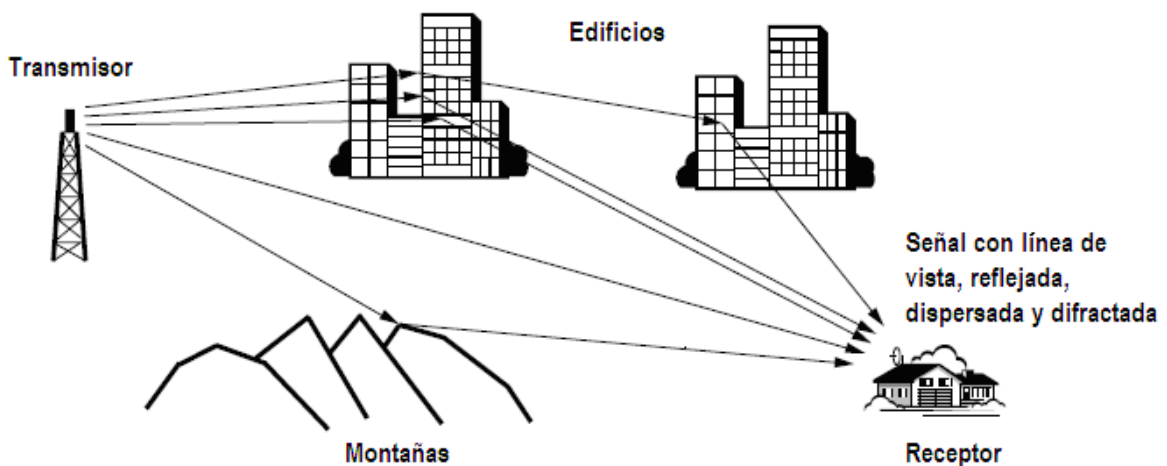


Figura 2.3. Ambiente con efectos de propagación por trayectorias múltiples.

La industria de las comunicaciones ha tenido un gran cuidado con los modelos de propagación y los modelos de canal, teniendo muy en claro su importancia en el diseño y construcción de un sistema

de comunicaciones [4]. Por ello, se han desarrollado diversos modelos que se dividen de manera fundamental en tres [1]:

- **Modelos Teóricos:** Estos modelos están basados en algunas suposiciones teóricas respecto a los mecanismos de propagación de las ondas electromagnéticas en el ambiente. Estas suposiciones son basadas en leyes físicas o algunas mediciones, pero no hacen ninguna referencia a ningún tipo de ambiente en específico. Por lo antes mencionado, estos modelos son útiles para el estudio analítico del comportamiento de los sistemas de comunicaciones bajo una gran variedad de circunstancias en la respuesta del canal, sin embargo, al no hacer referencia a ningún tipo de ambiente, además de no incluir ningún tipo de información específica de la propagación de las ondas en el mismo, estos modelos no son útiles en la planeación y diseño de sistemas de comunicación, quedando solamente disponibles para su uso en análisis matemáticos de propagación.
- **Modelos Físicos:** Estos modelos se basan en principios físicos así como en el resultado de experimentos que nos permiten conocer los campos electromagnéticos en un punto. Los modelos físicos consideran elementos particulares de ambientes de propagación definidos entre el transmisor y el receptor, de tal forma que son específicos a un ambiente o área en particular. Uno de los aspectos más importantes dentro de los modelos físicos, es el tipo de información sobre el ambiente de propagación que nos proporciona, así como el uso que se le da a esta información. La certeza en la predicción que haga un modelo físico es consecuencia directa de la aproximación que se realice del ambiente de propagación real, con respecto al ambiente de propagación definido por el modelo.
- **Modelos Empíricos:** Estos modelos usan mediciones o predicciones hechas con anticipación a ciertos ambientes bien definidos. Ejemplo de estos modelos son los proporcionados por la Comisión Federal de las Comunicaciones (FCC). Estos modelos están conformados por una serie de ecuaciones basadas en medidas de la potencia de la señal en diversos puntos de los Estados Unidos. Realmente estos modelos se representan por una serie de curvas para diferentes bandas de frecuencia mostrando la potencia de la señal contra la distancia para un rango de alturas por arriba de un terreno promedio (HAAT: Height Above Average Terrain). Los modelos de la FCC son un ejemplo clásico de modelos puramente empíricos.

La utilidad y demanda de un modelo empírico va muy relacionada con el tipo de ambiente en el que se hayan recopilado los datos originales y de que manera este es aplicable a cualquier ambiente semejante. Un error muy común dentro del diseño y análisis de los sistemas de comunicación es la

elección errónea de un modelo que especifica un tipo de ambiente distinto al que se trabajará. Ejemplo de esto es el modelo Hata, basado en el trabajo de Okumura, en el cual se describe el comportamiento de las ondas electromagnéticas en ambientes urbanos, suburbanos y áreas abiertas. El modelo Okumura-Hata es un modelo muy completo, su única desventaja radica en que las mediciones y predicciones originales hechas para este modelo fueron hechas en Japón, por lo cual, es de suma importancia que su aplicación sea en ambientes urbanos, suburbanos y áreas abiertas semejantes a las de aquel país [1].

En general, los modelos antes descritos se pueden subdividir en aquellos usados en ambientes o canales dispersivos en tiempo y en aquellos usados en canales no dispersivos en tiempo, así como en el caso de los modelos físicos, también se considera el hecho de que sean exclusivos de un lugar en específico o que no lo sean, como se observa en la figura 2.4.

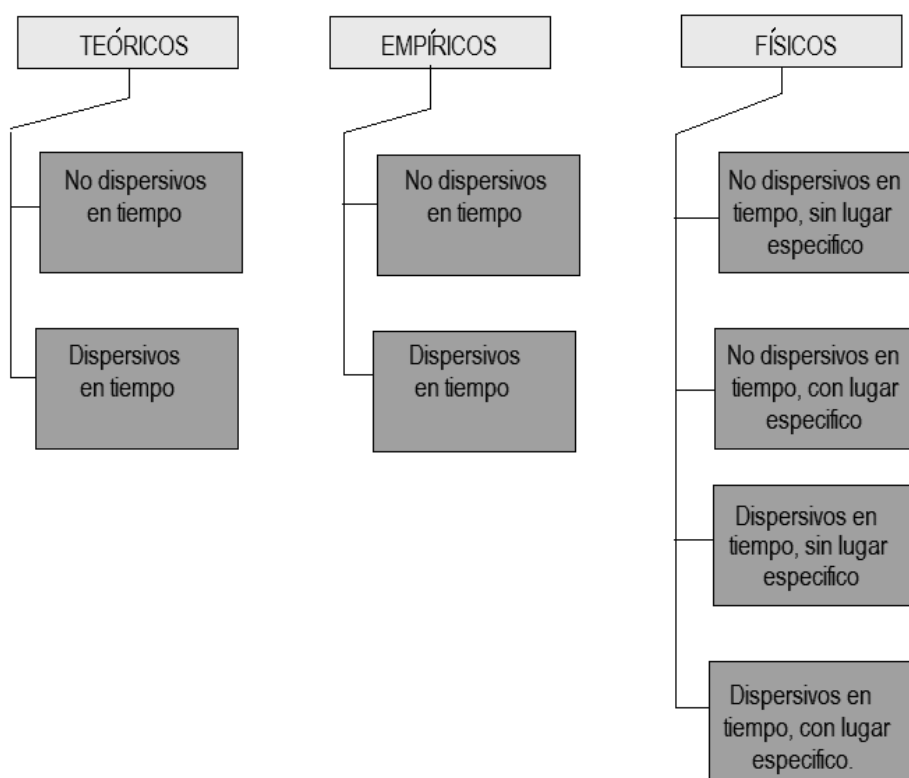


Figura 2.4. Clasificación de los modelos de propagación.

Como podemos darnos cuenta, existe una gran variedad de modelos que pueden describir y hacer predicciones de la forma en la cual un sistema interactúa con su medio o canal de transmisión. Como se mencionó anteriormente, existen modelos que solo se basan en la estimación de la potencia promedio recibida así como en la evaluación de las variaciones de la señal a lo largo de su trayecto. Es importante hacer mención de estos, ya que son la base y el fundamento de todos los modelos de propagación que actualmente se estudian. Ejemplo de esto es el modelo de propagación en el espacio libre.

2.1.1. Modelo de pérdidas de propagación en el espacio libre

El modelo de propagación en el espacio libre es usado para predecir la intensidad de señal recibida en un cierto punto, cuando el transmisor y el receptor poseen una trayectoria clara y sin obstrucciones entre ellos (condición LOS). Los sistemas de comunicaciones de tipo Satelital así como los enlaces de microondas punto a punto típicamente experimentan una propagación con las características antes mencionadas, es decir, una propagación en el espacio libre. Este modelo de propagación se basa en la predicción de las pérdidas en la potencia recibida como función de la distancia de separación entre el transmisor y el receptor. Esta potencia en el espacio libre recibida por una antena cuya separación de la antena transmisora es una distancia d , esta dada por la ecuación del espacio libre de Friis, mostrada por la ecuación 2.1 [3] [5]:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{4\pi^2 d^2 L} \quad (2.1)$$

Donde:

- P_t es la potencia transmitida
- P_r es la potencia recibida la cual esta en función de la separación entre en transmisor y el receptor.
- G_t es la ganancia de la antena de transmisión.
- G_r es la ganancia de la antena de recepción.
- d es la distancia de separación entre en transmisor y el receptor en metros.
- L es el factor de pérdidas del sistema no relacionado con la propagación ($L \geq 1$).
- λ es la longitud de onda de la señal transmitida dada en metros.

La ganancia de las antenas esta relacionada con su área efectiva, A_e , dada por la ecuación 2.2 mostrada a continuación [3]:

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (2.2)$$

Por otro lado, el área efectiva A_e , esta relacionada con las dimensiones físicas de la antena, así como λ esta relacionada con la frecuencia de la portadora por medio de la ecuación 2.3:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{2\pi c}{\omega_c} \quad (2.3)$$

Donde f es la frecuencia de portadora en Hertz, ω_c es la frecuencia de portadora en radianes por segundo y c es la velocidad de la luz dada en metros por segundo [3].

El factor L ($L \geq 1$) es usualmente referido a la atenuación de la línea de transmisión, las pérdidas en los filtros del transmisor y las pérdidas de la antena en el sistema de comunicaciones. Básicamente el factor L se refiere a todas las pérdidas generadas por el equipo de transmisión, de tal manera que un valor de $L=1$ indicaría que no existen pérdidas en el equipo.

La ecuación 2.1 muestra que la potencia recibida decae de manera inversa al cuadrado de la distancia de separación entre el transmisor y el receptor. Esto implica que la potencia recibida decae con la distancia a una razón de 20 dB/década.

En radiador isotrópico (el cual representa a una antena ideal), cuya característica es la radiación de potencia con una ganancia unitaria uniforme en todas direcciones, es la referencia usada al definir las ganancias de las antenas para el caso de los sistemas inalámbricos. Esto se lleva a cabo mediante la potencia isotrópica efectiva radiada (EIRP: Effective Isotropic Radiated Power), la cual está definida por la ecuación 2.4:

$$EIRP = P_t G_t \quad (2.4)$$

Esta ecuación representa la máxima potencia radiada disponible de un transmisor en la dirección de ganancia máxima, comparada con un radiador isotrópico.

De manera práctica, es más utilizada la potencia efectiva radiada (ERP, Effective Radiated Power) en vez de la EIRP para denotar la potencia máxima radiada como comparación con un dipolo de media longitud de onda (usado en vez de la antena isotrópica). La ERP tiene la característica de ser 2.15 dB menor que la EIRP analizando el mismo sistema de comunicaciones.

Las pérdidas por trayectoria, representan la atenuación de una señal dada en cantidades positivas y medida en decibeles. Esta es definida por la diferencia (en Decibeles), entre la potencia efectiva transmitida y la potencia recibida, incluyendo o no el efecto de la ganancia de las antenas. Las pérdidas por trayectoria en el modelo del espacio libre incluyendo los efectos de las ganancias de las antenas está dada por la ecuación 2.5 [3]:

$$PL \text{ (dB)} = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = -10 \log \left[\frac{G_t G_r \lambda^2}{4\pi d^2} \right] \quad (2.5)$$

Si se excluyen las ganancias de las antenas, es decir, poseen una ganancia unitaria entonces, las pérdidas por trayectoria son descritas por la ecuación 2.6:

$$PL_{dB} = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = -10 \log \left[\frac{\lambda^2}{4\pi d^2} \right] \quad (2.6)$$

El modelo de pérdidas en el espacio libre es válido solo para hacer predicciones de la potencia recibida para valores de d que se encuentren en el campo lejano de la antena transmisora. El campo lejano o la región Fraunhofer de una antena transmisora, es definida como la región que se encuentra más allá de la distancia de campo lejano d_f , la cual esta relacionada con la apertura de la antena transmisora así como la longitud de onda de la portadora. La distancia Fraunhofer esta dada por la ecuación 2.7a [3][5]:

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.7a)$$

Con base a la ecuación anterior podemos decir que para encontrarse en la región de campo lejano, se deben de satisfacer las siguientes condiciones:

$$d_f \gg D \quad (2.7b)$$

$$d_f \gg \lambda \quad (2.7c)$$

Es muy claro que la ecuación 2.1 no es aplicable para una $d = 0$. Por este motivo, para la aplicación de este modelo de propagación se usa una distancia de referencia d_0 . La potencia recibida P_r , en cualquier distancia bajo la condición de $d > d_0$, puede estar relacionada a la potencia P_r en el punto d_0 . El valor de P_r puede predecirse por la ecuación 2.1, o puede determinarse mediante mediciones en el ambiente radioeléctrico alrededor de la estación transmisora tomando un promedio de la potencia recibida en diversos puntos localizados en un área circular de radio d_0 . La distancia de referencia es escogida para delimitar la región de campo lejano, que sería, $d_0 \geq d_f$ escogiendo a d_0 como la distancia práctica mas pequeña usada en el sistema de comunicaciones. De

tal forma que la ecuación 2.1 puede ser escrita basándose en la distancia d_0 de la siguiente manera [3]:

$$P_r \left[\frac{d_0}{d} \right]^2 = P_r \left[\frac{d_0}{d} \right]^2 \quad d \geq d_0 \geq d_f \quad (2.8)$$

En un sistema de radio comunicaciones, dado que poseen un rango dinámico de niveles de potencia recibida, se usan comúnmente los dBm (decibeles referidos a un miliwatt) o dBW (decibeles referidos a un watt), como unidades de recepción de niveles de potencia. La ecuación 2.8 puede ser expresada usando dBm o dBW por el simple hecho de tomar el logaritmo de ambos lados y multiplicarlos por 10. Por ejemplo, si P_r usa unidades dBm, la potencia recibida estará dada por [3]:

$$P_r \left[\frac{d_0}{d} \right]_{dBm} = 10 \log \left[\frac{P_r \left[\frac{d_0}{d} \right]}{0.001 \text{ Watt}} \right] + 20 \log \left(\frac{d_0}{d} \right) \quad d \geq d_0 \geq d_f \quad (2.9)$$

Donde $P_r \left[\frac{d_0}{d} \right]$ esta dado en watts. La distancia de referencia d_0 para sistemas prácticos con antenas de poca ganancia en la gama de 1 – 2 GHz se escoge de 1m en ambientes interiores y de 100m o 1 Km en ambientes exteriores, por tal motivo el numerador de la ecuación 2.8 y 2.9 es múltiplo de 10. Esto permite que el cálculo de las pérdidas por trayectoria sea sencillo dado que se encuentra en dB.

En la figura 2.5, se muestra un esquema de un sistema de radiocomunicaciones el cual se adecua a las condiciones de uso del modelo de propagación en el espacio libre [3].

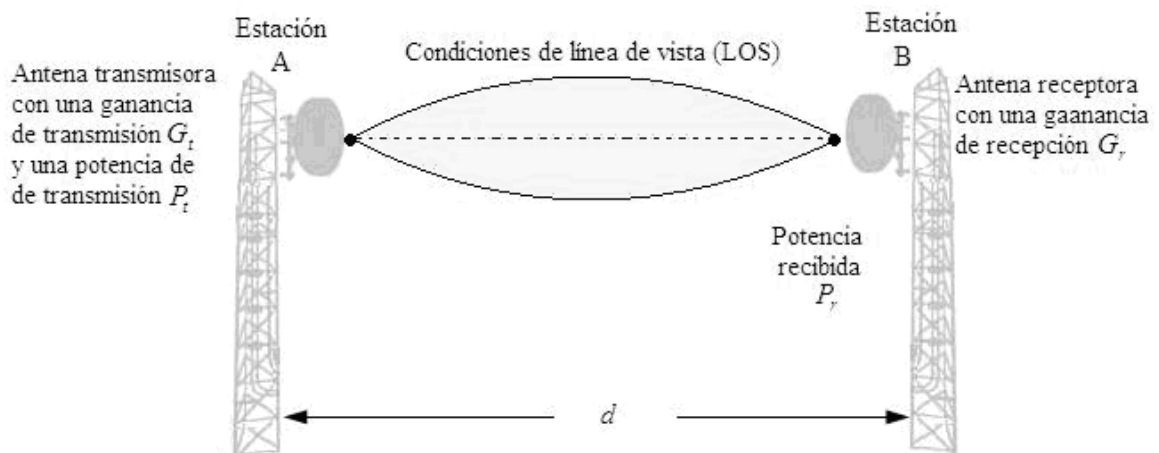


Figura 2.5. Sistema de Radiocomunicaciones con aplicación del modelo de propagación en el espacio libre.

2.1.2. Desvanecimientos en condiciones sin línea de vista (NLOS)

Es un sistema de radiocomunicaciones no solo encontraríamos los efectos de las pérdidas por trayectoria, ya que existe otro parámetro que generaría variaciones en las señales que deseamos transmitir debido a las condiciones en las cuales queremos implementar el sistema. Este otro parámetro es conocido como “*desvanecimiento*”, el cual es una característica que se presenta en ambientes bajo condiciones de NLOS. Los desvanecimientos antes mencionados, se pueden presentar tanto en sistemas de radiocomunicaciones con aplicaciones móviles, como en sistemas de radiocomunicaciones con aplicaciones fijas. Estos desvanecimientos pueden presentarse bajo dos circunstancias o condiciones [1]:

- Los desvanecimientos provocados por cambios locales desconocidos en el ambiente de propagación, como el movimiento de las personas en una habitación, el paso de vehículos, el movimiento de los árboles debido al viento, etc. El movimiento de los objetos causa variaciones en la amplitud y fase de la señal transmitida debido a la reflexión y dispersión de la señal en el mismo. Estas se manifiestan como variaciones en el tiempo de recepción de la señal aunque sean resultado de cambios en las posiciones de los elementos que se encuentran en el ambiente de propagación. Esta componente de desvanecimiento es comúnmente llamada desvanecimientos por trayectorias múltiples o “*desvanecimientos rápidos*”.
- El valor promedio de los desvanecimientos por trayectorias múltiples puede variar debido a que el valor promedio de las pérdidas por trayectoria cambian de lugar en lugar, impidiendo la estimación de los desvanecimientos por medio de los modelos de propagación. Por ejemplo, dentro de una casa, una terminal remota puede ser movida de una alcoba a otra, de tal manera que, cada lugar donde es colocada tendrá pérdidas diferentes debido a la penetración que exista en la construcción (paredes, puertas, etc.). De forma análoga, en un ambiente exterior es posible mover la terminal remota hacia diferentes lugares, algunos de los cuales, poseerán condiciones de LOS con el transmisor, habiendo otros que se encuentren obstruidos por edificios u otras construcciones. Si bien los modelos de propagación y los modelos que definen a los ambientes, no están diseñados para poder considerar esta variación promedio dentro de su análisis de cobertura, deben ser considerados de alguna otra manera. La manera en que usualmente estos son tomados en cuenta es por medio de la adición de una componente de “*desvanecimientos lentos*” en el modelo de pérdidas en condiciones de NLOS.

Tomando ambos, los desvanecimientos por trayectorias múltiples y desvanecimientos por oscurecimientos podemos formar un modelo de pérdidas compuesto [1].

2.1.2.1. Desvanecimientos por trayectorias múltiples

Los desvanecimientos por trayectorias múltiples son usualmente modelados por medio de varias distribuciones de probabilidad bien conocidas, las cuales, nos permiten delinear las variaciones del voltaje recibido de la señal transmitida. Para hacer este modelado, se considera que las señales sean de banda angosta teniendo así, una tasa de transmisión baja, dando como resultado, que los desvanecimientos que se presenten no sean selectivos en frecuencia. Inclusive en sistemas de banda ancha y en ambientes cuya naturaleza de propagación resulta en desvanecimientos selectivos en frecuencia, es posible emplear este modelado de desvanecimientos para describir el desvanecimiento que se presenta en intervalos de tiempo o segmentos de frecuencia sobre la señal de banda ancha. Para estos casos, es posible aplicar algún esquema de modulación de portadoras múltiples como es el caso de OFDM que permita dividir la tasa de transferencia en diversas subportadoras con lo cual se puede hacer una reducción del efecto de los desvanecimientos [1].

El modelado de los desvanecimientos por trayectorias múltiples se relaciona con el perfil de retardo en potencia, ya que este se genera por los efectos de las trayectorias múltiples, generando una serie de señales secundarias a la principal, como se puede apreciar en la figura 2.6. Los desvanecimientos se pueden derivar del perfil de retardo al eliminar todas las señales excedentes, dejando solo a la primera. Este retardo representaría el retardo de propagación simple de la señal al viajar del transmisor al receptor [1].

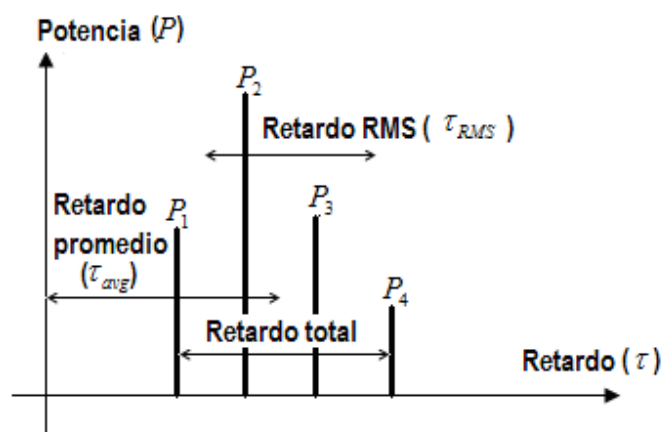


Figura 2.6. Perfil de retardo en potencia.

Como se aprecia en la figura 2.6 podemos tener un perfil de retardo promedio siendo este el promedio de los retardos de las componentes subsecuentes, el cual es representado como τ_{avg} . El

modelado de estos desvanecimientos se ha ido definiendo con el paso de los años, tomando diversas funciones de densidad de probabilidad (pdf: probability density function) para poder analizarlos. Las pdf usualmente mas usadas son [1]:

- Rayleigh.
- Rician.
- Nakagami.

Es comprensible que la elección de alguna de estas funciones de densidad de probabilidad para el modelado de los desvanecimientos afectara directamente la amplitud y fase detectada de la señal transmitida. No obstante, estas variaciones no poseen dependencia de la frecuencia, lo que implica, que la amplitud de la señal transmitida variara en la misma medida que la distribución de probabilidad escogida, sin importar la frecuencia a la cual se este operando.

2.1.2.2. Desvanecimientos por oscurecimientos (obstrucciones)

Al hablar de desvanecimientos oscurecimientos, nos referimos a las variaciones existentes en el valor promedio de la distribución de desvanecimientos por trayectorias múltiples. En muchas ocasiones existe confusión en este aspecto, ya que el término “valor promedio” puede referirse al valor promedio del efecto de los desvanecimientos por trayectorias multiples sobre el voltaje o puede referirse al valor promedio de los mismos efectos pero sobre la potencia. Para el modelado es los desvanecimientos por oscurecimientos se usa una distribución de tipo lognormal, la cual define una función de densidad de probabilidad (pdf) :

$$P_w \left(\overline{w} \right) \cong 10^{\frac{w}{10}} \quad (2.10)$$

Donde w es una variable aleatoria con distribución normal o gaussiana con una función de densidad de probabilidad dada por [5]:

$$P_w \left(\overline{w} \right) \cong \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_w^2}} \exp\left(-\frac{(w - \mu_w)^2}{2\sigma_w^2}\right) \quad \text{para } w \text{ en dB} \quad (2.10)$$

Para ambos casos tenemos se definen los parámetros de desviación estándar σ_w para los desvanecimientos lognormal que puede variar de los 5 hasta los 12 dB dependiendo del ambiente,

aunque comúnmente se usa un valor de 8dB. El valor promedio o la media μ_w , puede ser considerada como la media de la señal encontrada mediante la estimación de las pérdidas por trayectoria calculadas con el modelo de propagación adecuado. La pdf de los desvanecimientos por oscurecimientos permite integrar en las pérdidas por trayectoria este factor, pese a que el modelo que estemos usando no lo implemente de forma explícita [6].

La distribución lognormal también puede utilizarse para describir las pérdidas por trayectorias asociadas a factores variables en un modelo de propagación físico que afecte de esta manera la potencia de la señal. Las construcciones, el follaje y las pérdidas por penetración en las construcciones son efectos que pueden ser descritos individualmente por esta distribución con una determinada desviación estándar definida [6].

Es de suma importancia la consideración de estos desvanecimientos y de su impacto en la señal transmitida, ya que la distribución lognormal permite describir el efecto que los edificios y las casas poseen en un enlace bajo condiciones NLOS [6].

2.1.3. Definición de modelos de propagación para los sistemas WiMAX

Pensando en el diseño y la implementación adecuada de los sistemas WiMAX, el IEEE formó un grupo especial de trabajo encargado de definir modelos empíricos de canal que pudieran predecir eficientemente el comportamiento y el desempeño de los sistemas basados en los estándares IEEE 802.16. El resultado del desarrollo de este grupo fué publicado en el 2003 con el nombre de IEEE 802.16a-03 [2].

En esta publicación se hace una descripción de los principales aspectos a considerar dentro del análisis de propagación que se efectúa a un canal para hacer un uso eficiente del mismo, pudiendo así, estimar los efectos que este tendrá en la señal que se transmita por él, ayudándonos a caracterizarlo. Estos aspectos son [2]:

- Las pérdidas por trayectoria (incluyendo los desvanecimientos lentos).
- La dispersión debida al retardo por trayectorias múltiples (τ_{RMS}).
- La dispersión Doppler (Para el caso de sistemas móviles).
- La interferencia canal de compartido y de canales adyacentes.

Básicamente la descripción de los parámetros anteriores puede brindar una predicción de la eficiencia y el desempeño del canal de una manera precisa, permitiendo así poder diseñar un sistema de comunicaciones con un buen desempeño.

Comúnmente, los parámetros antes mencionados que caracterizan un canal son altamente dependientes de los siguientes factores [2]:

- La forma del terreno (plano o montañoso).
- La densidad de árboles existentes en dicha zona.
- La altura de las antenas transmisora y receptora.
- La velocidad del viento.
- La época del año.

Es por lo anterior que en su mayoría los modelos hacen algunas de estas consideraciones en su predicción para poder hacerla con más precisión.

2.2. CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DE LA BANDA DE MICROONDAS

Dado que los sistemas WiMAX trabajan en la banda de microondas, es importante hacer una breve revisión de estas para poder ubicar en que términos nos encontramos y bajo que condiciones manejaremos los modelos de propagación para nuestro análisis [7].

Para el estudio y análisis de lo que son las ondas electromagnéticas se ha hecho una división de las mismas, organizándolas de acuerdo a su longitud de onda y a su frecuencia, generando así el llamado espectro radioeléctrico [7].

En la tabla 2.1 se pueden apreciar las bandas más usuales para los sistemas de comunicaciones.

El espectro radioeléctrico define a todas las bandas de frecuencias desde las auditivas (refiriéndose a aquellas que son perceptibles mediante el oído) hasta los Rayos-X como se puede apreciar en la figura 2.7 [7].

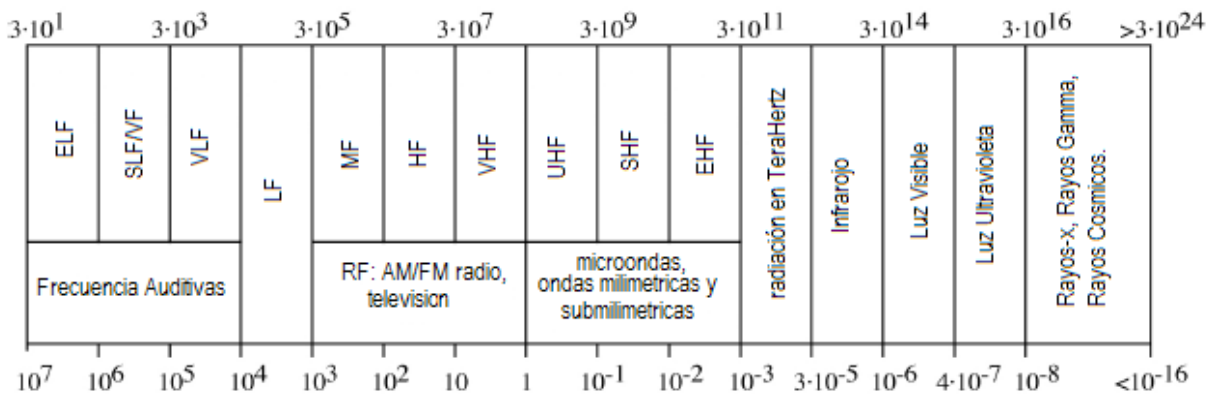


Figura 2.7. Espectro Radioeléctrico.

Tabla 2.1. Bandas de frecuencia usadas en los sistemas de comunicaciones.

Banda	Nombre	Frecuencias	Modo de propagación	Aplicaciones
ELF	Extremely Low Frequency (Frecuencia extremadamente baja).	30 – 300 Hz	Ondas Terrestres	Frecuencias audibles
SLF	Super Low Frequency (Frecuencias super bajas).	300 Hz – 3 KHz	Ondas Terrestres	Frecuencias audibles
VLF	Very Low Frequency (Frecuencias muy bajas)	3 – 30 KHz	Ondas Terrestres	Radio Navegación
LF	Low Frequency (Frecuencias bajas).	30 – 300 KHz.	Ondas Terrestres	Frecuencias Patrón
MF	Médium Frequency (Frecuencias Medias)	300 KHz – 3 MHz	Ondas Terrestres	Radiodifusión
HF	High Frquency (Frecuencias Altas)	3– 30 MHz	Ondas Ionosféricas	Radiodifusión
VHF	Very High Frequency (Frecuencias muy altas).	30 – 300 MHz	Ondas Espaciales	TV, Radiodifusión, Radionavegación
UHF	Ultra High Frequency (Frecuencias ultra altas).	300 MHz – 3 GHZ	Ondas Espaciales	Telefonía móvil, TV
SHF	Super High Frequency (Frecuencias súper altas).	3 – 30 GHz	Ondas Espaciales	TV Satelital, Radio enlaces, comunicaciones satelitales, Radar
EHF	Extremly High Frequency (Frecuencias extremadamente altas)	30 – 300 GHz	Ondas Espaciales	Comunicaciones entre satélites y militares

Un aspecto importante y de considerar al momento de apreciar las bandas de frecuencia y sus características es el modo en el cual estas se propagan [7].

Las ondas directas o terrestres son aquellas que discurren a baja altura paralelas a la tierra. Las ondas ionosféricas son aquellas que se lanzan contra la atmósfera propagándose a través de la ionosfera por medio de los mecanismos de propagación ya conocidos (reflexión, dispersión y refracción). Las ondas espaciales, se lanzan contra la atmósfera atravesándola debido a las altas frecuencias que se manejan y las longitudes de onda tan pequeñas. Esto se puede explicar dado que las longitudes de onda que se emplean son comparables con las dimensiones de las cargas (iones) que se localizan en la ionosfera y por tal motivo atraviesan la atmósfera pudiendo transmitirse hacia el espacio exterior [7].

Por las características antes mencionadas y la información de la tabla anterior podemos evidenciar que la banda que se maneja en las comunicaciones satelitales es la SHF y la EHF dado que por las altas frecuencias que manejan fácilmente pueden atravesar la atmósfera.

Es importante recalcar algunas de las características de la ionosfera ya que en gran medida de sus propiedades depende el tipo de propagación que se genera.

La ionosfera es un conjunto de capas de la atmósfera entre los 60 y 500 Km. de altitud. Presentan una fuerte ionización causada por la radiación solar. Las ondas electromagnéticas se reflejan y refractan en las distintas capas, que unido a la rotación y translación de la tierra, las manchas solares, que afectan al número de iones de las distintas capas, permiten que se pueda transmitir a todas las partes del mundo.

Debido a las distintas densidades de ionización, la ionosfera queda dividida en capas. La capa D se halla comprendida entre los 60 y 80 Km. de altura, y debido a su bajo grado de ionización tiene poco efecto en la propagación. Debido a sus características esta capa solo se presenta de día.

La capa E se halla entre los 80 y 144 Km, esta capa es más intensa durante el día, haciendo que se reflejen las ondas de hasta 20 MHz. La capa F abarca desde los 144 Km. hasta el límite superior de la ionosfera; durante el día esta capa se subdivide en otras dos F1 y F2.

Los efectos de la ionosfera sobre las ondas electromagnéticas son diversos, unas penetran a través de ellas sin retornar nunca a la Tierra (ondas espaciales) y en cambio otras son reflejadas hacia abajo (ondas ionosféricas), rebotando de nuevo hacia la ionosfera, repitiéndose el fenómeno nuevamente.

Uno de los aspectos importantes a considerar dentro del uso de bandas que posean altas frecuencias (y longitudes de onda cortas), es que la teoría de circuitos convencional generalmente no se puede utilizar en forma directa para resolver problemas que involucren circuitos y redes de microondas, por lo tanto, aumenta la complejidad de los sistemas que utilizan esta banda.

Aunado a esto, las microondas presentan una susceptibilidad a las condiciones climatológicas y atmosféricas, es decir, al planear un sistema que use la banda de frecuencias de microondas (WiMAX, MMDS, LMDS) es necesario considerar las condiciones atmosféricas y climatológicas como la temperatura, la humedad, etc.

Pese a esta complejidad y dificultad, se han empezado a desarrollar diversos sistemas usando la banda de las microondas u ondas milimétricas, siendo su principal causa, el poco uso dado a esta banda, teniendo como resultado una mayor disponibilidad de bandas de frecuencia y de anchos de banda.

Pero las microondas tienen otros muchos usos y aplicaciones, como las resonancias nucleares, atómicas y moleculares tienen lugar a frecuencias de microondas, lo que motiva una gran variedad de aplicaciones en áreas fundamentales:

- Estudio de las propiedades de determinados gases, líquidos y sólidos.
- Hornos de microondas (calentamiento)
- Diagnóstico y tratamiento médico.
- Radioastronomía.

2.3. MODELO DE PÉRDIDAS POR TRAYECTORIA EN ÁREAS SUBURBANAS

El modelo de pérdida por trayectoria Hata-Okumura es el más utilizado para simular y predecir la potencia de una señal en ambientes macrocelulares (células cuyo radio es de 1 a 10 Km). Este modelo se utiliza dentro del rango de frecuencias de 500 a 1500 MHz, existiendo una mejora que extiende el rango de frecuencias por arriba de los 2000 MHz.

El modelo contempla tres tipos de terreno que se pueden encontrar en diversos lugares alrededor del mundo. En la categoría A se encuentran los terrenos montañosos con alta o moderada densidad de árboles; la categoría C incluye los terrenos planos con pocos árboles y en la categoría B se encuentran aquellos terrenos semimontañosos. Para una distancia de referencia dada d_0 (esta distancia esta definida de la misma manera que en el modelo de pérdidas por trayectoria en el espacio libre), la pérdida por trayectoria promedio (PL en dB) están dadas por la ecuación 2.11 [2] [8]:

$$P_L = A + 10\gamma \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + S \quad \text{para } d > d_0 \quad (2.11)$$

Donde:

- $A = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d_0}{\lambda} \right)$ donde λ es la longitud de onda en metros
- γ es el exponente de pérdida por trayectoria con $\gamma = \left(-bh_b + c/h_b \right)$ para una h_b (altura de la estación base) entre los 10 y 80 metros.
- S representa el efecto de desvanecimientos lentos, el cual sigue una distribución lognormal. El valor típico de la desviación estándar para S se encuentra entre los 8.2 y 10.6 dB, dependiendo de la densidad de árboles y el tipo de terreno.
- A , B y C son constantes que dependen de la categoría del terreno, las cuales se pueden observar en la siguiente tabla [2][8]:

Tabla 2.3. Concentración de parámetros a, b y c.

Parámetro	Terreno tipo A	Terreno tipo B	Terreno tipo C
A	4.6	4	3.6
B	0.0075	0.0065	0.005
C	12.6	17.1	20

Para el caso de los desvanecimientos lentos definidos para estas frecuencias, su desviación estándar estará en función de las condiciones del terreno por lo cual tendremos las mostradas en la tabla 2.4 [9].

Tabla 2.4. Desviación estándar de acuerdo al terreno

Parámetro	Desviación estándar
A	10.6
B	9.6
C	8.2

2.3.1. Altura de las antenas receptoras y términos de ajuste de frecuencias

El modelo Hata-Okumura se puede utilizar en frecuencias cercanas a los 2000 MHz, además, la altura de las antenas receptoras es de 2 metros aproximadamente. Para utilizar este modelo con otras frecuencias y con alturas de antenas entre los 2 y 10 metros, se incluyeron algunos términos de corrección. El modelo está dado por [2]:

$$PL_{\text{modificado}} = PL + \Delta PL_f + \Delta PL_h \quad (2.12)$$

Donde:

- PL es la pérdida por trayectoria dada en la ecuación (2.1).
- ΔPL_f (en dB) es el término de corrección de la frecuencia dada por:

$$\Delta PL_f = 6 \log_{10}(f(\text{MHz}) / 2000) \quad (2.13)$$

- ΔPL_h (en dB) es el término de corrección de la antena receptora dada por:

$$\Delta PL_h = -10.8 \log_{10}(h/2) \quad \text{para las categorías A y B.}$$

$$\Delta PL_h = -20 \log_{10}(h/2) \quad \text{para la categoría C.}$$

Donde h es la altura de la antena receptora y se encuentra entre los 2 m y los 10 m.

2.4. MODELO DE PÉRDIDAS POR TRAYECTORIA EN ÁREAS URBANAS

Como alternativa para los ambientes urbanos, se tiene contemplado el modelo Cost 231 Walfish-Ikegami (W-I), el cual recopila una serie de datos experimentales para áreas urbanas y suburbanas con edificios de alturas uniformes. Podemos notar que el modelo de Hata-Okumura en su categoría C mostrado con anterioridad (terrenos planos con poca densidad de árboles), empata con el modelo Cost 231 W-I para áreas suburbanas, permitiendo una conexión entre ambos modelos [2].

El modelo esta definido con los siguientes parámetros:

$$L_b = L_0 + L_{rts} + L_{msd} \quad (2.14)$$

Donde:

- L_b son las pérdidas totales.
- L_0 pérdidas por trayectoria.
- L_{rts} Difracción generada de los techos hacia la calle (roof top to street diffraction).
- L_{msd} Pérdidas de pantallas múltiples.

Cada uno de estos parámetros se define como:

- *Pérdidas por trayectoria:*

$$L_0 = 32.4 + 20\log_{10}\left(\frac{R}{1Km}\right) + 20\log_{10}\left(\frac{f}{1MHz}\right) \quad (2.15)$$

Donde:

$$R = 0.02km - 5km$$

$$f = 800 - 2GHz$$

- *Difracción generada de los techos hacia la calle:*

$$L_{rts} = -16.9 - 10\log\left(\frac{w}{1m}\right) + 10\log\left(\frac{f}{1MHz}\right) + 20\log\left(\frac{\Delta h_{movil}}{1m}\right) + L_{roi}, \quad h_{techo} > h_{movil} \quad (2.16)$$

Donde:

$$L_{roi} = -10 + 0.354 \frac{\phi}{1grado} \quad \text{Para } 0^\circ < \phi < 35^\circ \quad (2.17)$$

$$L_{roi} = 2.5 + 0.075 \left(\frac{\phi}{1\text{grado}} - 35 \right) \quad \text{Para } 35^\circ < \phi < 55^\circ \quad (2.18)$$

$$L_{roi} = 4.0 - 0.114 \left(\frac{\phi}{1\text{grado}} - 55 \right) \quad \text{Para } 55^\circ < \phi < 90^\circ \quad (2.19)$$

$$\Delta h_{móvil} = h_{techo} - h_{móvil}$$

Nota: Para este caso, ϕ es el ángulo con respecto a la normal que se genera por la difracción en los techos de los edificios así como h_{techo} (4 – 50m) es la altura del techo de los edificios y $h_{móvil}$ (1 – 3m) es la altura de la estación móvil o suscriptor como se muestra en la figura 2.8.

- Pérdidas por difracción de pantallas múltiples

$$L_{msd} = L_{beh} + k_a + k_d \log_{10} \left(\frac{R}{1Km} \right) + k_f \log_{10} \left(\frac{f}{1MHz} \right) - 9 \log_{10} \left(\frac{b}{1m} \right) \quad (2.20)$$

Teniendo como consideración que para una $L_{msd} < 0$ se considera la $L_{msd} = 0$. Donde cada uno de los parámetros esta definido como:

$$L_{beh} = -18 \log_{10} \left(1 + \frac{\Delta h_{base}}{1m} \right), \quad h_{base} > h_{techo}, \quad \text{siendo cero para O.C.} \quad (2.21)$$

Los factores k_a se definen de la siguiente manera:

$$k_a = 54 \quad h_{base} > h_{techo} \quad (2.22a)$$

$$k_a = 54 - 0.8 \frac{\Delta h_{base}}{1m} \quad R \geq 0.5km \text{ y } h_{base} \leq h_{techo} \quad (2.22b)$$

$$k_a = 54 - 0.8 \frac{\Delta h_{base}}{1m} \frac{R/1km}{0.5} \quad R < 0.5km \text{ y } h_{base} \leq h_{techo} \quad (2.22c)$$

El factor k_d se encuentra definido por:

$$k_d = 18 \quad h_{base} > h_{techo} \quad (2.23a)$$

$$k_d = 18 - 15 \frac{\Delta h_{base}}{h_{techo}} \quad h_{base} \leq h_{techo} \quad (2.23b)$$

El factor k_f se encuentra definido por:

$$k_f = -4 + 0.7 \left(\frac{f/1MHz}{925} - 1 \right) \quad \begin{array}{l} \text{para ciudades de tamaño mediano y} \\ \text{centros suburbanos con densidad de arboles} \\ \text{moderada} \end{array} \quad (2.24a)$$

$$k_f = -4 + 1.5 \left(\frac{f/1MHz}{925} - 1 \right) \quad \text{para centros metropolitanos} \quad (2.24b)$$

$$\Delta h_{base} = h_{base} - h_{techo}$$

Este modelo esta limitado por los siguientes parámetros:

$$f = 800 - 2GHz$$

$$h_{base} = 4 - 50m$$

$$h_{movil} = 1 - 3m$$

$$R = 0.02 - 5km$$

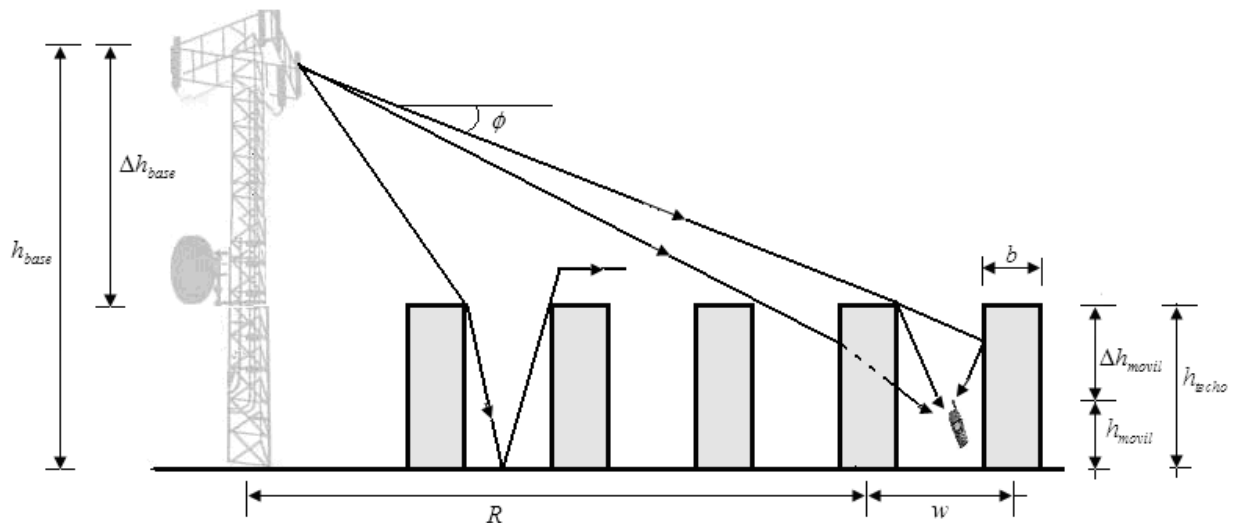


Figura 2.8. Parámetros del modelo COST-231.

También se ha encontrado que el modelo Cost 231 W-I concuerda en gran medida con los resultados medidos en áreas urbanas, si aplicamos los valores adecuados de altura de las

construcciones y la separación entre las mismas. Esto ha permitido que este modelo sea utilizado en áreas urbanas o suburbanas independientemente de la zona o país en el que se encuentre.

Para los efectos de WiMAX es posible ajustar ese modelo con los factores de ajuste y corrección de Hata.

2.5. PERFIL DE RETARDOS POR TRAYECTORIAS MÚLTIPLES

En el caso de los canales dispersivos en el tiempo, el canal poseerá perfiles de retardo por trayectorias múltiples. Para el caso de antenas directivas, el perfil de retardo puede caracterizarse por la dispersión debida al retardo RMS τ_{RMS} , el cual estará definido de la siguiente manera [2]:

$$\tau_{RMS}^2 = \sum_j P_j \tau_j^2 - \left(\tau_{avg} \right)^2 \quad (2.17)$$

Donde:

- $\tau_{avg} = \sum_j P_j \tau_j$ Retardo en tiempo promedio.
- τ_j es el tiempo de retardo de la j-ésima componente del perfil.
- P_j es la potencia de la j-ésima componente del perfil definido por:

$$P_j = \frac{\text{Potencia de la } j\text{-ésima componente de retardo}}{\text{Potencia total en todas las componentes}} \quad (2.18)$$

2.5.1. Perfil de retardos RMS

Se ha encontrado que el perfil de retardo rms sigue una distribución lognormal y que la media de esta distribución crece con a la distancia. El modelo de perfil de retardo rms ha sido diseñado para ambientes rurales, urbanos, suburbanos y montañosos. El modelo posee la siguiente forma [2]:

$$\tau_{rms} = T_1 d^\varepsilon y \quad (2.19)$$

Donde el término τ_{rms} es el perfil de retardo rms, d es la distancia en kilómetros, T_1 es el valor medio de τ_{rms} a una distancia de 1 Km, ε es un exponente que se encuentra entre los 0.5-1.0, teniendo por último que y es la variable lognormal [2].

2.6. MODELO DE CANAL PROVISIONAL DE LA UNIVERSIDAD DE STANDFORD (SUI)

El grupo de trabajo IEEE 802.16 fue uno de los primeros grupos en desarrollar estándares técnicos para sistemas de banda ancha fijos. Su primera tarea fue desarrollar estándares de interoperabilidad para bandas por encima de los 11 GHz. Estos fueron publicados por la IEEE en el año 2001. Para frecuencias por debajo de los 11 GHz, el estándar propuesto incluye modelos de canal conocidos informalmente como los modelos provisionales de la Universidad de Standford (SUI) debido a la participación de la Universidad de Standford en su desarrollo. El modelo básico para pérdidas por trayectoria esta definido por [2][1]:

$$PL = A + 10\gamma \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_f + X_h + S \quad (2.20)$$

Donde:

- d es la distancia en metros.
- d_0 es una distancia de referencia a 100 metros.
- A representa la pérdida por trayectoria en el espacio libre y esta dada por:

$$A = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d_0}{\lambda} \right) \quad (2.21)$$

- Donde λ es la longitud de onda en metros.
- γ es el exponente de pérdidas por trayectoria definido como:

$$\gamma = a - bh_b + c / h_b \quad (2.22)$$

Donde h_b es la altura de la antena en la estación base en metros ($10\text{m} < h_b < 80\text{m}$). Las constantes a , b y c dependen de la categoría del terreno definida en la tabla [2][1]:

Tabla 2.5. Parámetros característicos de los terrenos

Constante	Terreno tipo A	Terreno tipo B	Terreno tipo C
a	4.6	4.0	3.6
b	0.0075	0.0065	0.005
c	12.6	17.1	20

- Los términos X_f y X_h son factores de corrección para la frecuencia y la altura de la antena receptora respectivamente. Dichas correcciones están dadas por:

$$X_f = 6.0 \log_{10} \left(\frac{f}{2000} \right) \quad (2.22)$$

$$X_h = -10.8 \log_{10} \left(\frac{h_{movil}}{2.0} \right) \text{ para terrenos tipo A y B.} \quad (2.23)$$

$$X_h = -20 \log_{10} \left(\frac{h_{movil}}{2.0} \right) \text{ para terrenos tipo c.} \quad (2.24)$$

Donde f es la frecuencia en MHz y h_{movil} es la altura de la antena receptora en metros.

- S es el factor de pérdida por trayectoria con distribución lognormal que toma en cuenta el desvanecimiento por sombra desde árboles y estructuras. La desviación estándar de S va desde 8.2 hasta 10.6 dependiendo del terreno. En la tabla 2.4 se muestran las desviaciones estándar de acuerdo al terreno

REFERENCIAS:

- [1] Harry R. Anderson, *Fixed Broadband Wireless System Design*, Editorial: Wiley, 2003
- [2] IEEE 802.16 Working Group, "Channels models for fixed wireless applications", *IEEE 802.16a-03/01*, 27 de Junio del 2003.
- [3] Theodore Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice 2nd edition*, Editorial: Prentice Hall. 2001.
- [4] Andriy Luntovskyy Dietbert Gutter Alexander Schill. "Models and Methods for WLAN / WIMAX-Network Design", *Department of Computer Science, Dresden University of Technology*; Septiembre 2006, Vol: 1, pp: 391-393.
- [5] John D. Kraus, Ronald J. Marhefka, *Antennas: For All Applications*. Editorial: Mc Graw Hill. 2002.
- [6] Andrea Goldsmith, *Wireless Communications*. Editorial: Cambridge University, Nueva York, 2005.
- [7] Mike Golio, *The RF and Microwave Handbook*. Editorial: CRC Press LLC, 2001.
- [8] J. Garcia Fragoso, G. M. Galvan Tejada, "Cell planning based on the WiMax standard for home access: a practical case", *2005 2nd International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, 7-9 Sept. 2005, pp: 89-92.
- [9] Vinko Erceg, Larry J. Greenstein, Sony Y. Tjandra, Seth R. Parkoff, Ajay Gupta, Boris Kulic, Arthur A. Julius y Renee Bianchi, "An Empirically Based Path Loss Model for Wireless Channels in Suburban Enviroments". *IEEE Journal on Selected Areas in communications*, Vol. 17, No. 7, Julio 1999. pp: 1-7.
- [10] L. J. Greenstein, V. Erceg, Y. S. Yeh, M. V. Clark, "A New Path-Gain/Delay-Spread propagation model for Digital Cellular Channels", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, Vol. 48, No. 2, May 1997. pp: 1-8.
- [11] Vinko Erceg, David G. Michelson, Saedd S. Ghassemzadeh, Larry J. Greenstein, A. J. Rustako, Peter B. Guerlain, Marck K. Dennison, R. S. Roman, Donald J. Barnickel, Spencer C. Wang, Robert R. Miller, "A Model for the Multipath Delay Profile of Fixed Wireless Channels", *IEEE Journal on Selected Areas in communications*, Vol. 17, No. 3, Marzo 1999. pp: 1-12.

CAPÍTULO III

DISEÑO DEL ENLACE EN REDES WIMAX

3.1. GENERALIDADES

Para la planeación y estructuración de los sistemas de comunicaciones de tipo inalámbricas (figura 3.1), es sustancial realizar un diseño del enlace (mejor conocido como *link budget*), para poder determinar los niveles de potencia en una cobertura dada así como la eficiencia del sistema en un medio ó canal determinado a lo largo de un área geográfica dada, basándose de forma general, en la suma de las ganancias dentro del sistema, menos todas las pérdidas existentes en el mismo. Básicamente el diseño del enlace es un análisis para la determinación de la potencia recibida en diversos puntos de un área determinada mediante la cual, se podrá determinar la cobertura del sistema de comunicaciones. El presupuesto del enlace contempla las atenuaciones y pérdidas generadas por el medio (como lo son las pérdidas por trayectoria, los desvanecimientos y las pérdidas por trayectorias múltiples) así como las generadas por el equipo de transmisión y recepción (pérdidas en los componentes eléctricos y electrónicos de la radio base y del receptor, conocidas como ruido térmico y las pérdidas generadas por las líneas de transmisión usadas); considerando de igual manera, todas las ganancias posibles dentro del sistema de comunicaciones (las ganancias de la antena receptora y de la antena transmisora o la ganancia por diversidad).

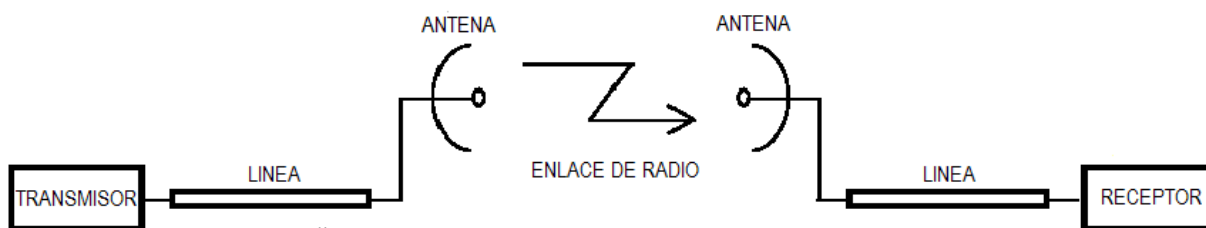


Figura 3.1. Sistema de comunicaciones inalámbricas.

Como se mencionó, se puede expresar de manera general la potencia recibida en un diseño del enlace con ayuda de la ecuación 3.1 [1]:

$$P_{Rx} = P_{Tx} + \sum_n G_n - \sum_m L_m \quad (3.1)$$

Donde:

- P_{Rx} : Es la potencia recibida en un cierto punto del área de análisis en dBm.
- P_{Tx} : Es la potencia usada en el equipo de transmisión en dBm.
- $\sum_n G_n$: Es la suma de las ganancias del sistema.
- $\sum_m L_m$: Es la suma de todas las pérdidas dentro del sistema, tanto las que son debidas al equipo de transmisión y recepción, así como las inherentes al canal de transmisión y al medio que le rodea.

Para poder lograr un diseño eficiente en un sistema de comunicaciones inalámbricas de alta velocidad, es necesario contemplar y analizar el tipo de enlace que se realizará, así como diversos parámetros dentro del mismo antes de implementar el sistema. Un diseño del enlace es un ejercicio complejo, ya que este implica el conocimiento preciso y completo de la operación del sistema de comunicaciones a analizar, dando como resultado un análisis de sus características y rentabilidad del sistema pudiendo pensar en los posibles costos y ventajas del mismo.

3.1.1 Enlaces punto a punto

La red punto a punto (PTP) esta conformada de uno o más enlaces fijos PTP, usualmente empleados en antenas transmisoras y receptoras altamente direccionales, como se muestra en la figura 3.2.

Una red punto a punto es el modelo más simple de red inalámbrica, compuesta por dos radios y dos antenas de alta ganancia en comunicación directa entre ambas (LOS). Este tipo de enlaces se utilizan habitualmente en conexiones de alto rendimiento o enlaces de interconexión de alta capacidad; es fácil de instalar, pero es difícil crear una red grande. Se usa habitualmente para enlaces PTP en clientes finales o para realizar el “backhaul”³⁶ de redes.

³⁶ Se usa para interconectar redes utilizando diversas tecnologías alámbricas o inalámbricas.

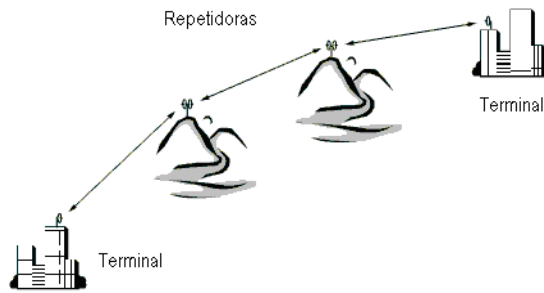


Figura 3.2. Enlace punto a punto entre dos sitios a través de montañas con repetidoras.

En el diseño de enlaces inalámbricos fijos, un objetivo fundamental es lograr una adecuada trayectoria en línea de vista. La trayectoria en línea de vista significa que las antenas transmisoras y receptoras están colocadas lo suficientemente altas sobre sus respectivos sitios debido a que cada punto en la trayectoria entre ellos tienen una cierta distancia o espaciamiento desde cualquier obstáculo a lo largo de la trayectoria. La trayectoria podría no ser recta y puede cambiar con el efecto de refracción cambiante de la atmósfera [2].

En las zonas de Fresnel se examina la LOS desde la antena transmisora a la receptora, posteriormente al espacio que hay alrededor, el cual también contribuye a lo que está llegando a la antena receptora. Algunas ondas viajan directamente, mientras que otras lo hacen en trayectorias indirectas, por consiguiente, su trayectoria es más larga, introduciendo un desplazamiento de fase entre los rayos directos e indirectos. Existen múltiples zonas de Fresnel alrededor de la trayectoria directa, pero es de mayor importancia la primera zona, debido a que si ésta fuera bloqueada por un obstáculo (edificios, árboles, etc.) la señal que llegará a la antena receptora será atenuada. Por consiguiente, cuando se planean enlaces inalámbricos, se tiene que asegurar que ésta zona se encuentre libre de obstáculos, por lo que se debe de tomar en cuenta que al menos 60% de la primera zona de Fresnel quede libre [2].

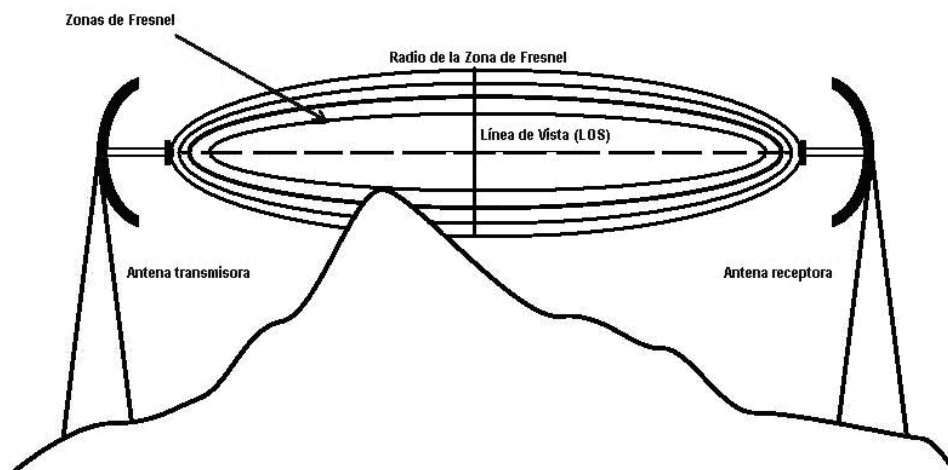


Figura 3.3. Ejemplificación de las zonas de Fresnel.

3.1.2 Enlaces punto a multipunto

Es la más ocupada en las comunicaciones con un gran número de destinos o nodos, así como para redes telefónicas celulares, sistemas de radio móvil comercial y de gobierno, en el contexto de redes inalámbricas de banda ancha fijas. Para los sistemas con LOS, los sitios terminales también son conocidos como sitios discretos y su principal objetivo en el diseño de una red inalámbrica fija es proporcionar servicio a los clientes de todos estos sitios siendo fijos, temporales, conocidos o desconocidos.

Un enlace punto a multipunto (figura 3.2), comparte un determinado nodo (en el enlace de subida), que se caracteriza por tener una antena omnidireccional y puntos de terminación con antenas direccionales de ganancia elevada. Este tipo de redes son más sencillas de implementar que las redes punto a punto, ya que el hecho de añadir un suscriptor, solo requerirá incorporar equipamiento del lado del cliente, y así no se tendrá que cambiar nada en la estación base, aunque cada sitio remoto debe encontrarse dentro del radio de cobertura de la señal, que en el caso de WiMAX (a diferencia de la tecnología LMDS) no requerirá que se sitúe en puntos con LOS. Además, será posible utilizar este tipo de enlace para clientes que no deseen disponer de capacidad dedicada, al compartir los recursos con todas las terminales. El problema de este tipo de enlace es que el diseño direccional de las antenas de los usuarios hace que no pueda conectarse con otro tipo de redes. Para el estudio que realizaremos en esta tesis, diseñaremos un enlace punto a multipunto.

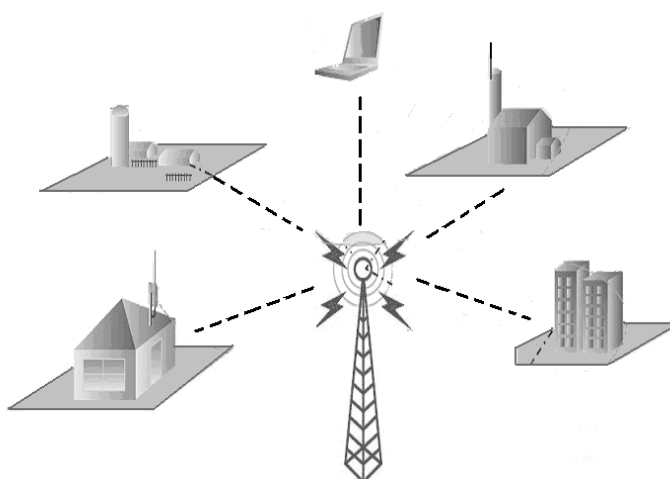


Figura 3.4. Enlace punto a multipunto.

3.1.3 Elementos básicos en el diseño del enlace de un sistema de comunicaciones inalámbrico

Al evaluar un enlace en un sistema de comunicaciones inalámbricas existen tres preguntas importantes que debemos responder [3]:

1. ¿Cuanta potencia de radiofrecuencia esta disponible?
2. ¿De cuanto ancho de banda disponemos?
3. ¿Qué tan fiable es el sistema, siendo esto definido por la probabilidad de bit erróneo (BER: Bit Error Rate)?

En general, la potencia de radiofrecuencia y el ancho de banda son parámetros sumamente importantes que definen la capacidad del enlace en un sistema de comunicaciones. El límite superior de capacidad en términos de tasa de datos esta dado por el teorema de capacidad del canal de Shannon mostrado en la ecuación 3.2 [3]:

$$C = B \times \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (3.2)$$

Donde:

C=Capacidad del canal dado en bit/s

B=Ancho de banda del canal dado en Hertz

S=Potencia de la señal transmitida dada en Watts

N=Potencia de ruido dada en Watts

Nótese que el teorema de capacidad del canal de Shannon implica que para un sistema ideal la BER será muy próxima a cero si la tasa de transmisión de datos está por debajo de la capacidad del canal dado por la misma ecuación. En el mundo real, el grado en el cual un sistema práctico se puede aproximar a este límite depende en gran medida de la técnica de modulación y codificación aplicada en su transmisión y del ruido recibido.

3.2 DESCRIPCIÓN DE LOS PARÁMETROS A CONSIDERAR PARA EL DISEÑO DEL ENLACE EN UNA RED WIMAX

Estos parámetros se pueden utilizar para evaluar la disponibilidad del enlace sobre una variedad de mecanismos de desvanecimientos [2].

3.2.1 Potencia de salida del transmisor

Es la potencia promedio en tiempo del transmisor de acoplamiento al canal de transmisión. Por convención, el nivel de potencia esta dado en dB relativos a un miliwatt (dBmW) o simplemente dBm. Normalmente, el enlace es operado con la potencia máxima transmitida posible [2].

El dBm se define como el nivel de potencia en dB en relación a un nivel de referencia de 1mW; en la tabla 3.1 se muestran algunas conversiones de potencia. El valor en dBm de un punto donde tenemos una potencia P en Watts, está dado por la ecuación 3.3:

$$dBm = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{1mW} \right) \quad (3.3)$$

Así, una lectura de 20 dBm significa que la potencia medida es 100 veces mayor que 1mW. La ventaja de esta unidad logarítmica es que reduce los cálculos de potencias cuando hay ganancias o atenuaciones.

Tabla 3.1. Conversiones de potencias dadas en watts a dBm.

mW	dBm	W	dBm
1	0	1	30
5	6.99	5	36.99
10	10	10	40
15	11.76	15	41.76
20	13.01	20	43.01
30	14.77	30	44.77
40	16.02	40	46.02
50	17.40	50	46.99
60	17.78	60	47.78
70	18.45	70	48.45
80	19.03	80	49.03
90	19.54	90	49.54
100	20	100	50

3.2.2 Antenas transmisoras para diversidad, ganancias de las antenas transmisoras y receptoras

Los algoritmos de diversidad en WiMAX tanto en transmisión como en recepción, incrementan la disponibilidad del sistema. Para este fin, se han desarrollado diversas técnicas y métodos para poder reducir los efectos de las trayectorias múltiples para los sistemas inalámbricos, como WiMAX. Uno de los métodos para lograr este objetivo es el uso de antenas múltiples en la transmisión y en la recepción, también llamado arreglo de antenas, donde los elementos del arreglo poseen una separación entre sí de media longitud de onda. Este tipo de diversidad se le llama “*diversidad espacial*”. La finalidad de eso es lograr que la separación entre las antenas permita que los desvanecimientos generados por las trayectorias múltiples a cada antena del arreglo sean independientes.

Otro método que permite alcanzar la diversidad es el uso de dos antenas transmisoras o dos antenas receptoras con polarización diferente, por ejemplo, una con polarización vertical y otra con polarización horizontal. Esta técnica logra conseguir que ambas ondas transmitidas con diferentes polarizaciones puedan seguir la misma trayectoria, sin embargo, dado que existirá una dispersión y una serie de reflexiones aleatorias a lo largo de su trayectoria, la potencia de las señales se distribuirá de forma equitativa, de tal manera que la potencia promedio recibida correspondiente a cada polarización será aproximadamente la misma.

Existen otras técnicas de diversidad en las cuales se usan arreglos de antenas inteligentes o antenas directivas, como ya se mencionó en el capítulo 1, pudiendo así mitigar los efectos de las trayectorias múltiples [4].

En base a lo anterior podemos plantear que las técnicas de diversidad buscan de manera general la reducción de los efectos provocados por los desvanecimientos y el combate a la interferencia.

En este aspecto es importante considerar que las antenas nos proporcionan una cierta ganancia, la cual puede expresarse como la relación de la densidad de potencia en la dirección de máxima radiación respecto a la de una antena isotrópica que radia la misma potencia [5].

Para el caso práctico, la ganancia de una antena es proporcionada por el fabricante. Es importante mencionar que la ganancia de una antena está normalmente dada en decibeles isotrópicos [dBi]. Estos representan a la ganancia de energía en comparación con una antena isotrópica. Cabe mencionar, que algunos fabricantes también expresan la ganancia de una antena en decibeles sobre dipolo estándar [dBd], los cuales representan la ganancia comparada con una antena dipolo.

Por lo anterior, es evidente que la elección de las antenas en un sistema de comunicaciones inalámbricas es un factor primordial dentro de su diseño, por lo que es necesario tomar a consideración todos los aspectos que las antenas poseen.

En base a lo anterior, tomaremos de ejemplo la antena DB906SN-T de la empresa ANDREWS, la cual, en primera instancia es una antena omnidireccional, siendo este el primer parámetro a considerar dentro de la elección de una antena, ya que esto influirá en gran medida en el diseño y la eficiencia de nuestro sistema. De igual manera, es importante tomar en cuenta los parámetros eléctricos de la misma definidos en sus hojas de especificaciones, de los cuales, los principales son:

- Frecuencia de operación.
- Polarización.
- Ganancia de la antena.
- Patrón de radiación de la antena.

Para el caso del ejemplo de la antena DB906SN-T de la empresa ANDREWS los parámetros anteriores se muestran en la tabla 3.2.

Tabla 3.2. Parámetros de la antena DB906SN-T.

Parámetro	Valor
Frecuencia (MHz)	2400 – 2483
Polarización	Vertical
Ganancia (dBd/dBi)	6/8.1

Como ya se mencionó, también es importante el patrón de radiación de una antena, existiendo dos tipos de este: el patrón de radiación en el plano de azimut y el patrón de radiación en el plano de elevación. El plano de azimut se mide en el plano perpendicular a la antena, y el plano de elevación se mide en plano paralelo a la antena. Los patrones de radiación de la antena DB906SN-T se muestran en la figura 3.5:

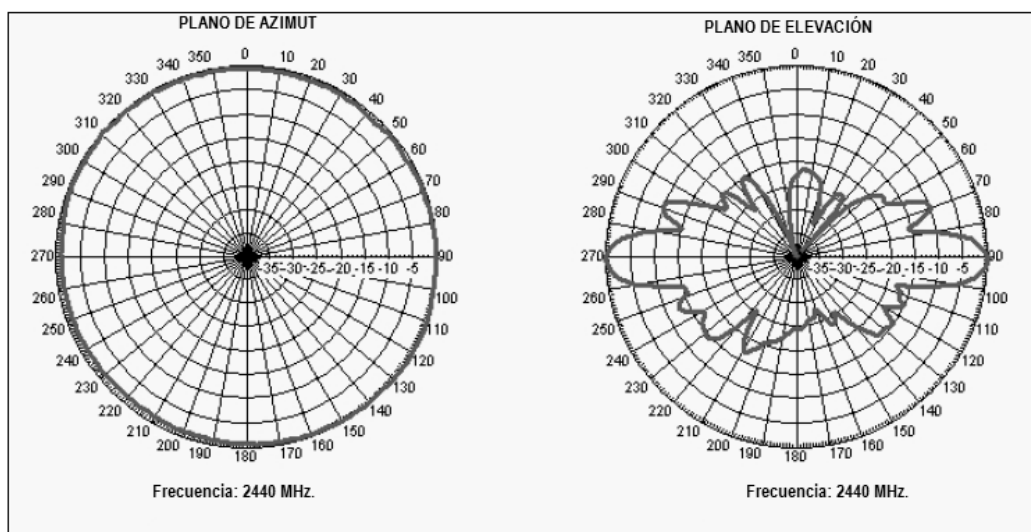


Figura 3.5. Patrón de radiación de la antena DB906SN-T.

Para nuestro caso de análisis, ocuparemos la antena DB910SN-W de la empresa ANDREWS, y sus hojas de especificaciones se muestran en el apéndice C.

3.2.3 Pérdidas debido a efectos no lineales del amplificador de potencia y del equipo transmisor

Un amplificador de potencia (PA: Power Amplifier) es un circuito, el cual, convierte la potencia de entrada de un sistema en una señal con una cantidad de potencia significativa de radio frecuencia (RF: Radio Frequency) o microondas. En muchos casos, un PA no es solo un amplificador de pequeña señal en estado de saturación, ya que, existe una gran variedad de amplificadores de potencia, de los cuales, la mayoría emplean técnicas que van más allá de la amplificación lineal simple.

Un equipo transmisor contiene uno o más amplificadores de potencia, así como circuitos auxiliares convertidores de frecuencia, moduladores, circuitos de procesamiento de señales y fuentes de poder. La arquitectura clásica dentro del diseño de la etapa de potencia en un equipo transmisor esta conformada de una serie de PA's que elevan una señal de bajo nivel a la potencia de salida deseada. No obstante, existe una gran cantidad de arquitecturas disponibles, las cuales en esencia, realizan la operación de desensamblar y reensamblar la señal deseada con la finalidad de permitir una amplificación con una eficiencia y linealidad mayores.

En este aspecto, la linealidad es uno de los principales parámetros a considerar en el diseño de amplificadores de potencia modernos. Un amplificador altamente lineal es requerido cuando la señal posee una modulación tanto en fase como en amplitud, tal como es el caso de los esquemas de modulación BPSK, QPSK, 16QAM y 64QAM usados en las redes WiMAX. Esto puede lograrse por medio de una cadena de PA's lineales o una combinación de PA's no lineales. La falta de linealidad en un amplificador de potencia bajo los parámetros antes mencionados, produciría distorsiones en la señal que se desea amplificar, lo cual daría como resultado la dispersión de la señal transmitida en canales adyacentes al suyo así como errores en el proceso de detección de la señal [6].

Pensando en lo antes mencionado, podemos decir que cuando una señal transmitida pasa a través de un dispositivo no lineal, como un PA o un convertidor digital a analógico (DAC: Digital-to-Analog Converter), genera un desbordamiento de la potencia de la señal (expansión espectral) y una distorsión en la señal (dispersión en las constelaciones), teniendo entonces que, estas distorsiones en la señal pueden afectar gravemente el desempeño del sistema a implementar.

La figura 3.6 muestra la respuesta típica de un PA, asociada con sus respectivas entradas y salidas de la región de estancamiento (IBO: Input Back-Off, OBO: Output Back-Off).

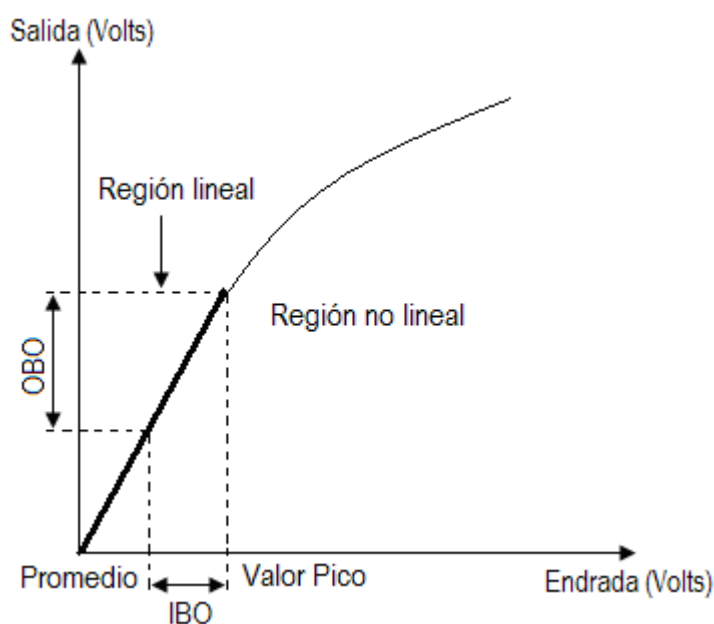


Figura 3.6. Respuesta de un amplificador de potencia (PA) típico.

Como se ve en la figura 3.6, la operación del PA en la región lineal es ideal para evitar distorsiones en la señal, por ello el valor pico es considerado dentro de esta región.

Para evitar esos efectos indeseables de la región no lineal del comportamiento del PA, debe de transmitirse una forma de onda con una potencia pico elevada en la región lineal del PA con la finalidad de minimizar la potencia promedio de la señal de salida. Esto se denomina IBO y da como resultado un OBO. Un estancamiento alto reduce la eficiencia en potencia de un PA y puede limitar la vida útil de una batería en una aplicación móvil. Comúnmente el promedio de estancamiento es mayor o igual a la relación pico promedio (PAR: Peak-to-Average Ratio) de la señal transmitida. Por tal motivo, la eficiencia en potencia de un PA puede ser incrementada con la reducción del PAR de la señal deseada.

Este punto es indispensable dentro del análisis de las redes WiMAX, ya que al implementar técnicas de modulación de portadoras múltiples como lo es OFDM, se incrementa considerablemente la relación pico promedio de las señales de las subportadoras, teniendo un impacto fuerte en la eficiencia y en el costo de los amplificadores de potencia de RF, los cuales son unos de los componentes más caros en los sistemas de radiocomunicaciones [7].

Es por lo anterior que se busca tener amplificadores de potencia altamente lineales, los cuales nos proporcionarán una distorsión nula en nuestra señal a transmitir.

3.2.4 Frecuencia de operación y ancho de banda del canal

Cada región geográfica define y regula su propio conjunto de bandas de frecuencia [8]. Para conocer los requerimientos globales y permitir a proveedores el uso del espectro disponible dentro de

estas bandas, el estándar IEEE 802.16-2004 soporta canales con anchos de banda que van desde los 1.25 MHz hasta los 15 MHz y define dos bandas de operación con licencia y una libre, como se puede apreciar en la tabla 3.3, las cuales describiremos a continuación:

- *Banda de 2.5 GHz:* La FCC creó los Servicios de Radio de Banda Ancha (BRS: Broadband Radio Services) previamente conocidos como MMDS para accesos inalámbricos de banda ancha. Una reestructuración de esta banda permitió su implementación en los sistemas WiMAX. Tiene un espectro total de 195 MHz entre los 2.495 GHz y los 2.690 GHz.
- *Banda de 3.5 GHz:* Es una banda disponible con licencia en muchos países alrededor del mundo para los accesos inalámbricos de ancho de banda fijo, es el espectro más utilizado en la actualidad para WMAN. Su espectro total disponible varía de país en país pero, generalmente es de 200 MHz entre los 3.4 GHz y 3.6 GHz.
- *Banda de 5 GHz:* En muchos países se le ha designado como una banda libre. De forma aproximada su espectro total es de 300 MHz y comprende las frecuencias de los 5.25 GHz a los 5.85 GHz.

Tabla 3.3. Frecuencias de operación y anchos de banda del canal del estándar IEEE 802.16-2004.

Banda	Frecuencia	¿Requiere de una licencia para su utilización?	Ancho de banda del canal
2.5GHz	2.495GHz – 2.690GHz	Si	1.25MHz, 1.75MHz, 3.5MHz, 5MHz,
3.5GHz	3.4GHz - 3.6GHz	Si	7MHz, 8.75MHz, 10MHz, 14MHz, 15MHz
5GHz	5.25GHz – 5.85GHz	No	

3.2.5 Nivel de ruido y cifra de ruido (noise figure) en el receptor

El ruido en el receptor esta caracterizado por la temperatura de ruido eficaz o la cifra de ruido. La potencia de ruido está dada por las ecuaciones 3.4 y 3.5 [9]:

$$N = kT_0B + kT_eB \quad (3.4)$$

$$N = kT_0BF \quad (3.5)$$

Donde:

N =potencia de ruido en Watts.

$k=1.38 \times 10^{-23}$ J/K (constante de Boltzman).

$T_0=290^\circ\text{K}$ (temperatura de ruido estándar).

B =ancho de banda del ruido equivalente en Hz.

T_e =temperatura de ruido en el receptor.

F =cifra de ruido dado en dB y es igual a $[1+(T_e/T_0)]$.

El término F también puede expresarse como la relación entre la SNR de entrada y la SNR de salida como lo podemos ver en la ecuación 3.6. La cifra de ruido es una medida de la cantidad de ruido agregada por el propio receptor tal como se aprecia en la figura 3.7.

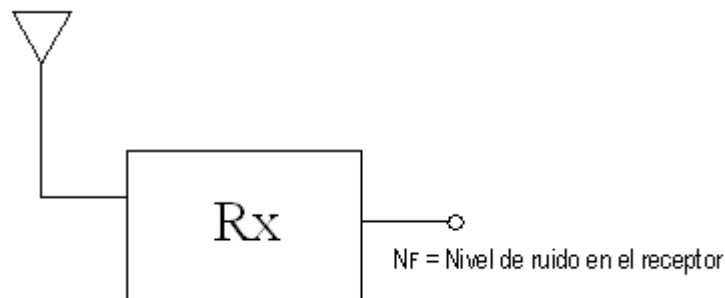


Figura 3.7. Nivel de ruido en el receptor.

La cifra de ruido en el receptor, está en función del diseño del equipo receptor. Su valor se obtiene del fabricante.

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (3.6)$$

El nivel de ruido en el receptor esta en función de la cifra de ruido del receptor, diversas pérdidas en el receptor y en ocasiones, pérdidas dentro de la atmósfera [2]. Para obtenerlo, nos valemos de la ecuación 3.7:

$$NL = -174 + 10 \log_{10} BW \quad (3.7)$$

Donde:

NL=nivel de ruido dado en dBm.

BW=ancho de banda del canal en Hertz.

3.2.6 Relación señal a interferencia (SIR), relación señal a ruido requerida (SNR) y sensibilidad del receptor (S_{\min})

En cualquier estudio de los sistemas de comunicaciones es necesario familiarizarse con las figuras de merito del mismo, como la SNR, que es la relación de la potencia promedio de la señal con respecto a la potencia promedio de ruido y esta dada de la siguiente manera:

$$SNR = \frac{P_{señal}}{P_{ruido}} = \left(\frac{A_{señal}}{A_{ruido}} \right)^2 \quad (3.8)$$

La SNR puede expresarse en términos de las amplitudes RMS de las potencias antes mencionadas. Para el análisis de los sistemas de comunicaciones es conveniente considerar la SNR en dB por su fácil interpretación y apreciación para el estudio del comportamiento de un sistema por lo que se puede establecer como [10]:

$$SNR(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{señal}}{P_{ruido}} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{A_{señal}}{A_{ruido}} \right) \quad (3.9)$$

La SNR nos permite apreciar la razón existente entre la potencia de ruido del canal y la señal transmitida, de tal manera que podemos determinar la SNR requerida para que se lleve a cabo una transmisión exitosa, es decir, adecuar la potencia de la señal transmitida de tal manera que la potencia de ruido no la afecte ni la distorsione al grado de no ser recuperable.

En el caso de las redes WiMAX podemos ver que la SNR es dependiente del esquema de modulación empleado, debido a la BER característica de cada uno de estos esquemas. Podemos apreciar la SNR correspondiente a cada uno de los esquemas de modulación aplicables a WiMAX en la tabla 3.4 [11]:

Tabla 3.4. SNR requerida para los esquemas de modulación.

Modulación	Razón de Codificación R_c	SNR requerida [dB]	Sensibilidad S_{\min} [dBm]
BPSK	1/2	6.4	-83.05
QPSK	1/2	9.4	-80.05
	3/4	11.2	-78.25
16QAM	1/2	16.4	-73.05
	3/4	18.2	-71.25
64QAM	2/3	22.7	-66.25
	3/4	24.4	-65.05

Aunado a la SNR, es necesario analizar la relación señal a interferencia (SIR: Signal-to-Interference Ratio), la cual nos da una idea de la relación que existe entre la potencia promedio de la señal transmitida y la potencia promedio de interferencia de los canales compartidos. Es evidente que la SIR es una figura de mérito en un sistema de comunicaciones completo, pensando en la existencia de un bloque o conjunto de celdas ("cluster"), mostrado en la figura 3.7. Para esto es importante definir el factor de reutilización de frecuencia, ya que este determina en que medida se distribuirán las frecuencias en el sistema, por ejemplo, un factor de reutilización de 1 indicaría que todas las celdas que conforman un bloque utilizarán las mismas frecuencias. En base a este factor, podemos determinar las celdas de canal compartido dentro de un sistema, siendo estas, las que utilizan la misma frecuencia, por tanto, entre estas celdas que comparten la misma frecuencia habrá un efecto de interferencia, el cual será definido por la SIR [7].

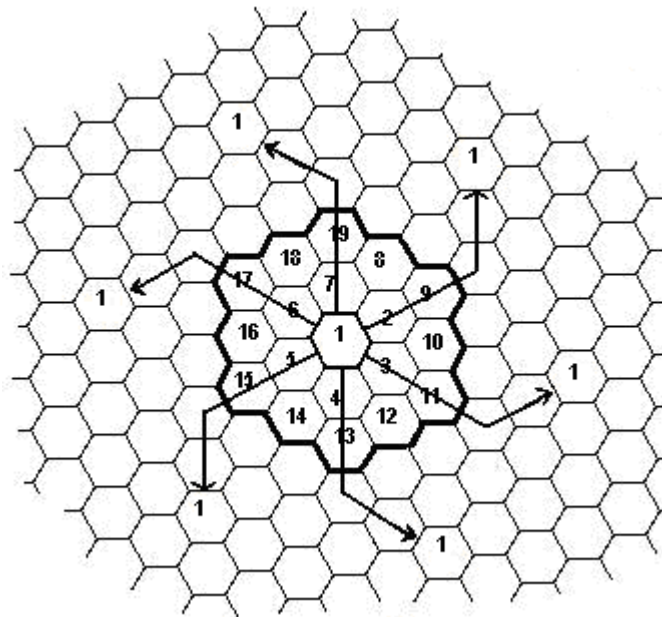


Figura 3.8. Bloque de 19 celdas, con celda de referencia a un determinado canal de frecuencias (reutilización de frecuencias).

En si, la SIR es un parámetro que al igual que la SNR nos permite determinar el nivel de potencia necesaria para evitar que la interferencia genere distorsiones tales de la señal, que no pueda ser detectada por el equipo receptor.

Pensando en N_i celdas de canal compartido, podemos determinar la SIR de la siguiente manera:

$$\frac{S}{I} = \frac{S}{\sum_{i=1}^{N_i} I_i} \quad (3.10)$$

Donde S es la potencia recibida de la señal deseada e I_i es la interferencia generada por cada celda N_i de canal compartido.

Al igual que la SNR, la SIR es afectada por diversos factores, siendo unos de sus principales el radio de las celdas, el factor de reutilización de frecuencia, y los esquemas de modulación a utilizar. Comúnmente en los sistemas de comunicaciones también se considera la relación señal a interferencia mas ruido (SINR: Signal-to-Interference Noise Ratio), siendo determinada por la potencia promedio recibida al borde de la celda y la suma de la interferencia y del ruido en el receptor. Dado lo anterior, se entiende que la cantidad de interferencia esperada por las celdas de canal compartido, que se expresa por la SINR esta determinada por:

$$SINR = \frac{P_{señal}}{N_0 B + P_I} \quad (3.11)$$

Donde $P_{señal}$ es la potencia promedio de la señal recibida, la N_0 es la potencia promedio de ruido, B es el ancho de banda de la señal y finalmente la P_I es la potencia asociada a los efectos de la interferencia de canal compartido la cual anteriormente también denominamos I_i .

Esta tasa es la adición de los efectos de la SNR con la SIR siendo igualmente afectada por los esquemas de modulación a utilizar.

En base a lo anterior es posible establecer la sensibilidad del receptor (S_{min}), ya que este parámetro determinara el nivel de potencia mínima que podrá detectar de manera eficiente el receptor, siendo que este ya incluye los efectos de la SIR y de SNR.

3.2.7 Ganancia por diversidad macroscópica.

De manera general, en los sistemas de comunicaciones, el termino “*diversidad*” hace referencia a técnicas que nos permiten minimizar los efectos de diversos elementos que se presentan en el canal. Por una parte, aquellas técnicas de diversidad que nos permiten reducir los efectos de las pérdidas por trayectorias múltiples son denominadas técnicas de diversidad microscópica (Las cuales se discutieron en el capítulo 1 al hablar de los sistemas de antenas inteligentes). Por otro lado, las técnicas que nos permiten reducir los efectos de los desvanecimientos por oscurecimientos (debido a obstrucciones de edificios y otros objetos) se denominan técnicas de diversidad macroscópica.

Las técnicas de diversidad macroscópica comúnmente son implementadas por la combinación de diversas señales de diferentes estaciones base, por lo cual, es necesario coordinar dichas estaciones base mediante mecanismos propios de la arquitectura de la red inalámbrica [4].

Para esta coordinación entre estaciones base, se implementa la técnica denominada transferencia de transmisión de datos con diversidad macroscópica (MDHO: Macro Diversity HandOver), la cual es soportada por estaciones móviles, así como por estaciones base. En este esquema, existe un compendio de diversidad el cual se refiere a una lista de estaciones base involucradas en el proceso de transferencia de transmisión de datos, así como todas las estaciones móviles de la red. Las estaciones móviles se comunican con el conjunto de estaciones base que se encuentran en el compendio de diversidad, de tal manera que las estaciones puedan determinar el desempeño de la transmisión permitiendo así la elección de un conjunto de estaciones base que se quedaran en el compendio de diversidad. Esto es determinado por la intensidad de la potencia de su transmisión, ya que aquellas que no tengan una potencia suficiente serán denominadas, estaciones base vecinas. La estación base que tenga el mejor desempeño de las concentradas dentro del compendio de diversidad, será con la cual se establezca el tráfico de datos, las demás solo recibirán y transmitirán datos a la estación móvil pero no procesaran nada. Este proceso se puede observar en la figura 3.8 [12].

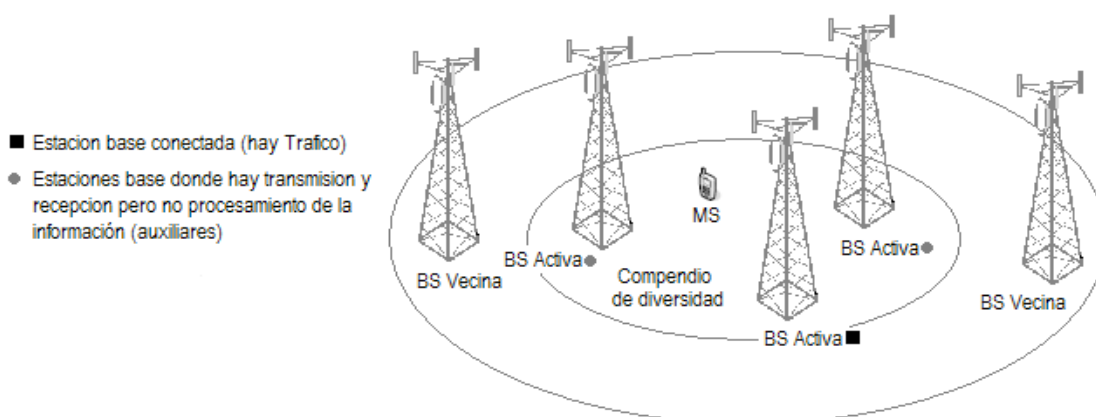


Figura 3.9. Diversidad Macroscópica.

Es importante mencionar que esta técnica produce una ganancia al sistema que la implemente, la cual se denomina ganancia de diversidad macroscópica. La técnica MDHO solo puede implementarse en sistemas que incluyan movilidad. Para el caso de WiMAX esta técnica se considera dentro de su revisión de estándar IEEE 802.16e, siendo evidente que para el caso de aplicaciones de WiMAX con acceso fijo basado en el estándar IEEE 802.16-2004 este mecanismo no se utiliza.

3.2.8 Margen de desvanecimientos por obscurecimientos y pérdidas por penetración en edificios

El diseño del enlace incluye el margen de desvanecimiento de ruido térmico AT y el margen de desvanecimiento por interferencia, Ai . El margen de desvanecimiento plano AF en dB, está dado por la ecuación 3.12 [2]:

$$AF = -10 \log [10^{(-Ar/10)} + 10^{(-Ai/10)}] \quad (3.12)$$

El margen de desvanecimiento se utiliza para encontrar la disponibilidad del enlace. Cuando el margen de desvanecimiento plano está dado, el margen de desvanecimiento asume que el ancho de banda de la señal es menor que el ancho de banda de coherencia del canal. En términos simples, el ancho de banda que ocupa la señal es bastante estrecho, de manera que el mismo grado de desvanecimiento se produce en todas las frecuencias dentro de la señal de ancho de banda. Cuando la dispersión debida al retardo en el canal aumenta, el ancho de banda de coherencia del canal disminuye, entonces es probable que el desvanecimiento sea selectivo en la frecuencia ó dispersivo en el tiempo [3].

Para trayectorias con LOS, las pérdidas por penetración en edificios establecen al espacio libre de modo que las terminales del enlace estén fuera de obstrucciones (sin edificios o estructuras) que atenúen la señal. Por consiguiente, el valor de este parámetro es de 0 dB. [2].

3.2.9 Pérdidas por trayectoria.

Otro factor sumamente importante a considerar en un sistema de comunicaciones es el rango de cobertura, ya que, por las diversas construcciones que obstruyen la línea de vista en un sistema de comunicaciones inalámbricas (como lo son techos y paredes), las pérdidas en la propagación de las ondas pueden ser realmente significativas. Esto ocurre debido a una combinación de atenuaciones por obstrucciones existentes y en el caso de ambientes interiores por equipos, personas o muebles.

Por todas estas características, se han implementado diversos modelos que describen el comportamiento de las ondas de radiofrecuencia a lo largo de su propagación en un medio determinado, generando una estimación de las pérdidas y la potencia recibida mucho más precisa adecuándose a diversos medios, condiciones y canales. Ejemplo de estos modelos y de los medios o condiciones de propagación son el modelo Okumura-Hata para áreas suburbanas y el modelo COST 231 Walfisch-Ikegami para áreas urbanas.

Estos modelos descritos anteriormente en el capítulo 2, nos dan una estimación sumamente precisa de las variaciones existentes en la potencia recibida, permitiéndonos así una mejor planeación y diseño de un sistema de comunicaciones inalámbricas. La figura 3.10 nos muestra un comparativo de los modelos de propagación propuestos para Wimax.

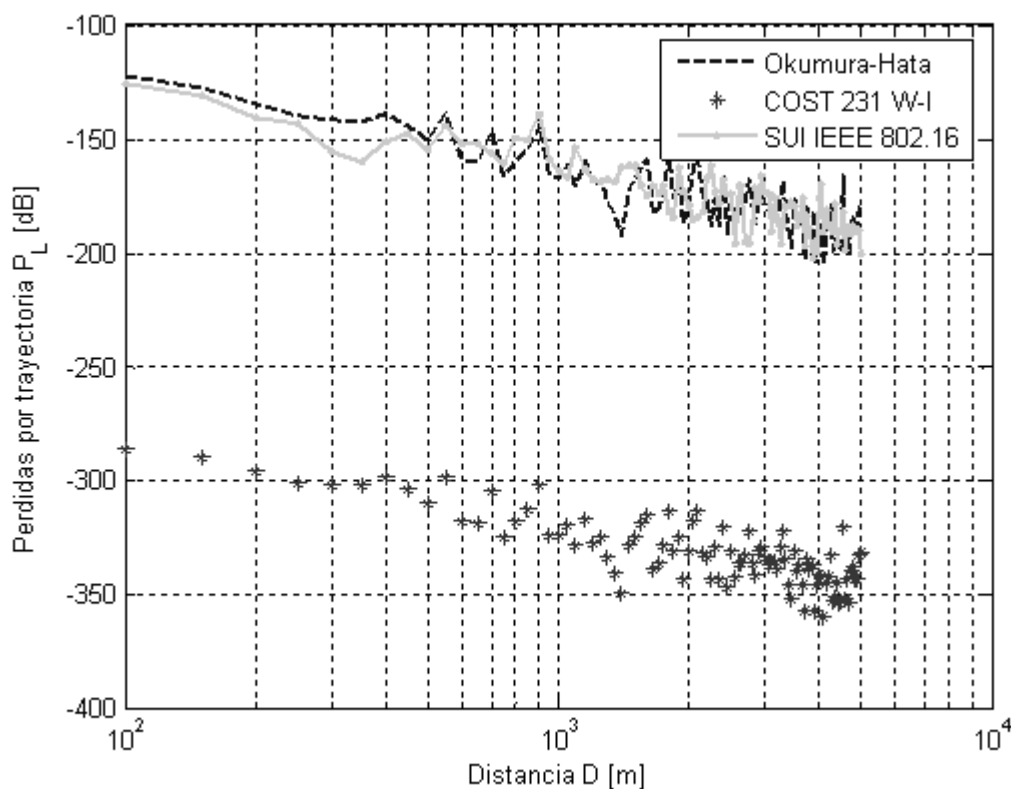


Figura 3.10. Comparativo de modelos de propagación con el efecto de los desvanecimientos propuestos para WiMAX.

3.2.10 Determinación del radio (tamaño) de la celda.

El tamaño de una celda depende de muchos parámetros entre los cuales destacan:

- **Del transmisor:** potencia transmitida, pérdida en la transmisión, tipo de antena y su localización, etc.
- **Del canal:** ambiente de propagación, interferencia con sistemas de radio próximos, etc.
- **Del receptor:** Sensitividad del receptor dinámica y estática, tipo de antena, elevación de la antena, pérdidas del receptor, etc.

Para calcular el radio de una celda se utilizan la Potencia Efectiva Radiada (EPR), los modelos de propagación descritos anteriormente en el capítulo 2 y las propiedades del receptor [13].

3.3 EJEMPLO DE DISEÑO DEL ENLACE PARA REDES WiMAX.

Para determinar los niveles de potencia requeridos tanto en la estación base así como en la terminal de usuario, para un determinado alcance o cobertura del servicio, es indispensable realizar el diseño del enlace (link budget). En otras palabras, el diseño del enlace, determina las pérdidas de trayectoria máximas permitidas en un enlace de comunicación dado. En tabla 3.6 se muestran los parámetros a considerar para realizar el diseño del enlace en una red WiMAX [7].

Tabla 3.6. Parámetros el diseño del enlace de una red WiMAX.

Parámetro	Enlace de bajada	Notas
Potencia a la salida del amplificador (P_{TX})	43 dBm	Se calcula en función del radio y otros parámetros
Número de antenas transmisoras N_{ATx}	2	Se considera como una ganancia por diversidad en la transmisión $G_{DTX} = 10\log_{10}(N_{ATx})$
Pérdidas debido a efectos no lineales del amplificador de potencia ($L_{backoff}$)	0 dB	Se considera un Amp. altamente lineal
Ganancia de la antena transmisora (G_{Atx})	18 dBi	Dependerá del fabricante
Pérdidas del transmisor (L_{tx})	3 dB	Debido a cables, conectores
Potencia isotrópica radiada efectiva (EIRP).	61 dBm	$EIRP = P_{TX} + G_{DTX} + L_{backoff} + G_{Atx} - L_{tx}$
Ancho de banda del canal (BW)	10 MHz	IEEE 802.16 Soporta varios anchos de banda del canal
Banda de Frecuencia de operación f	3.5 GHz	IEEE 802.16 Opera en varias bandas 2-11 GHz, etc.
Nivel de ruido del receptor (N)	-104 dBm	$-174 + 10\log_{10}(BW \times 10^6)$
Cifra de ruido del receptor (N_F)	8 dB	
SNR requerida	0.8 dB	Para QPSK, R = 1/2, BLER = 10 %.
Ganancia por diversidad Macroscópica (G_{DM})	0 dB	Si se utiliza diversidad por selección
Sensibilidad del receptor (S_{min})	-95.2 dBm	$S_{min} = N + N_F + SNR + G_{DM}$
Ganancia de la antena receptora (G_{ARx})	0 dBi	Dada por el fabricante
Ganancia del Sistema ($G_{sistema}$)	156.2 dBm	$G_{sistema} = EIRP - S_{min} + G_{ARx}$
Margen de desvanecimientos por obscurecimientos (M_F)	10 dB	(Depende de la cobertura requerida en el borde de la celda si la P_{TX} esta dada)
Pérdidas por penetración en edificios (L_{Pe})	0 dB	Para una sola pared
Margen del enlace (M_L)	146.2 dBm	$M_L = G_{sistema} - M_F - L_{Pe}$
Radio de la celda R	1.06 Km	Dependiente de la P_{TX}
Perdidas por trayectoria (L_p)	146.2	Dependerá del modelo a utilizarse.

Es importante hacer mención de que el diseño del enlace se realiza tanto para el enlace de subida como el enlace de bajada. Para el caso del ejemplo se ha escogido solo el cálculo del enlace de bajada.

De forma general la potencia recibida se representa:

$$P_{Rx} = P_{Tx} + \sum G - \sum L - L_p \quad (3.13)$$

Donde:

- P_{Tx} es la potencia a la salida del amplificador.
- $\sum G$ es la suma de todas las ganancias dentro del sistema (tabla 3.6).
- $\sum L$ son todas las pérdidas excepto las pérdidas de propagación (tabla 3.6).
- L_p son las pérdidas de propagación que dependen del modelo empleado.

Para que el sistema funcione de manera eficiente y podamos garantizar una cobertura en el borde de la celda en un área determinada con una buena calidad, se debe de cumplir con la siguiente condición:

$$P_{Rx} \geq S_{\min} \quad (3.14)$$

Por lo antes mencionado podemos establecer que $P_{Rx} = S_{\min}$ en el borde de la celda entonces la potencia de transmisión es:

$$P_{Tx} = P_{Rx} - \sum G + \sum L + L_p \quad (3.15)$$

Basándonos en la tabla 3.6 podemos determinar que:

$$\sum G = G_{DTx} + G_{ATx} + G_{DM} + G_{ARx} = 3 + 18 + 0 + 0 = 21 \text{ dB}$$

$$\sum L = L_{backoff} + L_{tx} + L_{pe} + M_F = 0 + 3 + 0 + 10 = 13 \text{ dB}$$

$$L_p = 146.2 \text{ dB}$$

Por lo que tendremos que la potencia de transmisión será:

$$P_{Tx} = -95.2 - 21 + 13 + 146.2 = 43 \text{ dBm} \quad (3.15)$$

Lo cual implica que se requieren 43 dBm de potencia de transmisión para garantizar la cobertura en una celda cuyo radio sea de 1.06 Km.

REFERENCIAS

- [1] Theodore Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice 2nd edition*, Editorial: Prentice Hall. 2001
- [2] Harry R. Anderson. *Fixed Broadband Wireless System Design*. Editorial: Wiley. 2003.
- [3] Intersil, "Tutorial on Basic Link Budget Analysis". Junio 1998.
- [4] Andrea Goldsmith, *Wireless Communications*. Editorial: Cambridge University, Nueva York, 2005.
- [5] John D. Kraus, Ronald J. Marhefka, *Antennas: For All Applications*. Editorial: Mc Graw Hill. 2002.
- [6] Frederick H. Raab, Peter Asbeck, Steve Cripps, Peter B. Kenington, Zoya B. Popovic, Nick Potheary, John F. Sevic and Nathan O. Sokal. "Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Marzo 2002.
- [7] Jeffrey G. Andrews , Arunabha Ghosh; Rias Muhamed; *Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking*. Editorial: Prentice Hall Communications, Engineering and Emerging Technologies Series. 2007.
- [8] Intel Coporation; "Deployment License-Exempt WiMAX Solutions", Whitepaper 2005.
- [9] John S. Seybold, *Introduction to RF propagation*, Editorial: Wiley-Interscience, 2005.
- [10] Bernard Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. Editorial: Prentice Hall, 1988.
- [11] IEEE 802.16-2004, "IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems," *Rev. of IEEE 802.16-2001*, 2005, pp 1-857.
- [12] Zdenek Becvar, Jan Zelenka, "Handovers in the Mobile WiMAX", FIREWORKS Consortium.
- [13] Tomaz Javornik, Gorazd Kandus, Andrej Hrovat, Igor Ozimek; "Comparison of WiMAX coverage at 450MHz and 3.5GHz". *Department of Comunication Systems*. Ljubljana, Slovenia.

CAPÍTULO IV

ANÁLISIS DE COBERTURA PARA UNA RED WIMAX EN LA CIUDAD DE MÉXICO

4.1. SIMULACIÓN DE SISTEMAS DE COMUNICACIONES INALÁMBRICAS.

En términos generales definimos una simulación como una técnica numérica mediante la cual podemos hacer una representación de un fenómeno determinado con el uso de relaciones y expresiones matemáticas y lógicas, las cuales nos ayudan a describir el comportamiento de dicho fenómeno, logrando así, el adaptar la conducta de este fenómeno o evento del mundo real, a un modelo, el cual nos facilita enormemente su estudio.

La simulación es un método muy útil para el análisis de un sistema o proceso muy complejo, aunque la respuesta de esta simulación no sea del todo exacta, nos puede proporcionar una aproximación muy precisa del fenómeno a analizar.

En el ámbito de las comunicaciones podemos pensar que una simulación es el proceso de diseñar un modelo de un sistema de comunicaciones real, con el propósito de analizarlo, y en base a esto, lograr proponer soluciones y estrategias más eficientes dentro de su diseño u operación.

4.1.1. El papel de la simulación en los sistemas de comunicaciones Inalámbricas.

La complejidad de los sistemas de comunicaciones actuales es la naturaleza de la rápida difusión del uso de las simulaciones. Esta complejidad esta incluida tanto en la arquitectura de los sistemas de comunicaciones modernos, así como en los ambientes en los cuales estos sistemas se desenvuelven.

Los sistemas de comunicaciones actuales están diseñados para operar a altas tasas de transmisión, a una potencia y un ancho de banda determinado. Este detalle en su operación, provoca un conflicto en los mismos, teniendo que ser implementados sistemas más complejos de modulación y de detección y corrección de errores, aunado a la necesidad de desarrollar sistemas mas robustos de sincronización debido a las altas tasas de transferencia que se buscan alcanzar, así como un aumento

en la capacidad de los sistemas de procesamiento de señales en el receptor. Todo lo antes mencionado, son factores que motivan al aumento en la complejidad de los sistemas, aunado a que es relativamente simple el análisis de los sistemas lineales de comunicaciones que operan en presencia de AWGN, siendo mucho más complicado para los sistemas de comunicaciones actuales, debido a que estos operan en condiciones y ambientes más hostiles. Esta combinación de sistemas complejos y de ambientes hostiles, deja un problema muy grande en el análisis y diseño de los mismos, siendo ya muy difícil realizar esta operación mediante el uso de técnicas tradicionales [1].

Afortunadamente, se ha tenido un avance impresionante en las últimas décadas en el desarrollo de equipos de cómputo digitales, los cuales actualmente son sumamente robustos y relativamente baratos. Este aspecto ha impactado de forma considerable en el mundo, ya que el uso de las computadoras se ha vuelto sumamente sencillo y el costo de estas ya no es un factor relevante en muchos ámbitos. Lo anterior ha permitido que las técnicas de diseño y análisis computacional estén disponibles para casi todo el mundo que lo necesite. Este desarrollo de los sistemas computacionales aunado al progreso de poderosos paquetes de software ha hecho posible el uso de las simulaciones en el área de las comunicaciones, ya que el aumento en la complejidad de los sistemas de comunicaciones ha ido acompañado con un aumento en las capacidades de los sistemas computacionales.

Este crecimiento en los sistemas computacionales ha sido acompañado por un rápido desarrollo de lo que ahora llamamos teoría de la simulación. Lo anterior ha dado como resultado un mejor entendimiento y estudio de la herramienta y metodología requeridas para el diseño de una simulación y el análisis de un problema determinado, siendo esto más accesible que hasta hace algunas décadas. Actualmente existen una variedad de documentos técnicos y libros que permiten ilustrar y entender las aplicaciones de estas herramientas en el diseño y análisis de los sistemas de comunicaciones.

Un aspecto importante en el uso de las simulaciones, es el hecho de que una simulación es una herramienta invaluable para agudizar nuestro entendimiento del comportamiento de un sistema. Una simulación adecuadamente diseñada es mucho mejor que la implementación de un sistema en un laboratorio, esto debido a que las mediciones necesarias pueden ser fácilmente realizadas en diversos puntos del sistema a estudiar, aunado a que los parámetros que están involucrados dentro del sistema son fácilmente manejables, tal como el ancho de banda del canal o la relación señal a ruido (SNR), observando sus efectos en el desempeño del sistema casi de manera instantánea al cambio en ellos. De forma similar, el análisis de los resultados obtenidos de las mediciones es mucho más simple en una simulación ya que el hecho de realizar histogramas, diagramas de constelaciones, análisis espectral de las señales y muchas otras gráficas, es mucho más sencillo, e inclusive, si uno desea hacer una comparación entre dichas gráficas o resultados, es fácilmente realizable desplegando su gráfico equivalente [1].

Por lo antes mencionado es evidente que la comparación de resultados generados por una simulación en un equipo de cómputo, es una parte importante del proceso de diseño de un sistema de comunicaciones, dado que las simulaciones actuales son capaces de abarcar casi todas las etapas de un sistema de comunicaciones, tal como se ve en la figura 4.1.

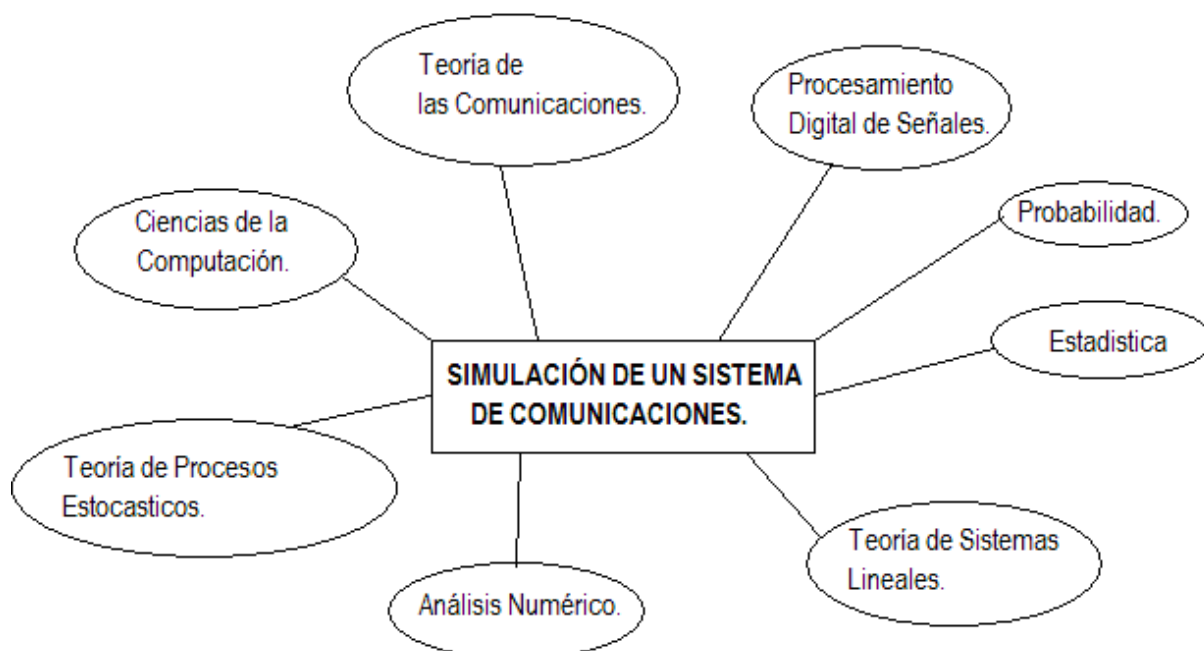


Figura 4.1. Áreas de estudio de las simulaciones en los sistemas de comunicaciones.

4.1.2. Modelo de Simulación.

El primer paso para el desarrollo de una simulación de un sistema de comunicaciones es el diseño de un modelo de simulación para el sistema de interés. En el ambiente de las comunicaciones estamos familiarizados con modelos, por tanto, debemos de entender que los modelos describen la relación de la entrada con la salida de un sistema o dispositivo físico, siendo comúnmente expresados en términos matemáticos. El modelado es todo un arte dentro del análisis de sistemas o procesos, ya que implica el desarrollo de esquemas que puedan describir el comportamiento de algún dispositivo o sistema, en otras palabras, se desarrollan modelos de comportamiento que son suficientemente detallados para mantener las características esenciales del sistema que se este modelando, aunado a que no debe ser muy complejo, de tal forma que se pueda analizar sin un gasto significativo en recursos de cómputo.

Existen dos tipos de modelos diferentes contemplados de acuerdo a su forma de trabajo [1]:

- Modelos Analíticos.
- Modelos de Simulación.

Ambos modelos son abstracciones de un dispositivo o sistema tal como se ilustra en la figura 4.2. El dispositivo físico que se muestra en la figura 4.2, puede ser un circuito elemental tal como una resistencia o un subsistema como un microchip, inclusive puede ser un sistema de comunicaciones completo.

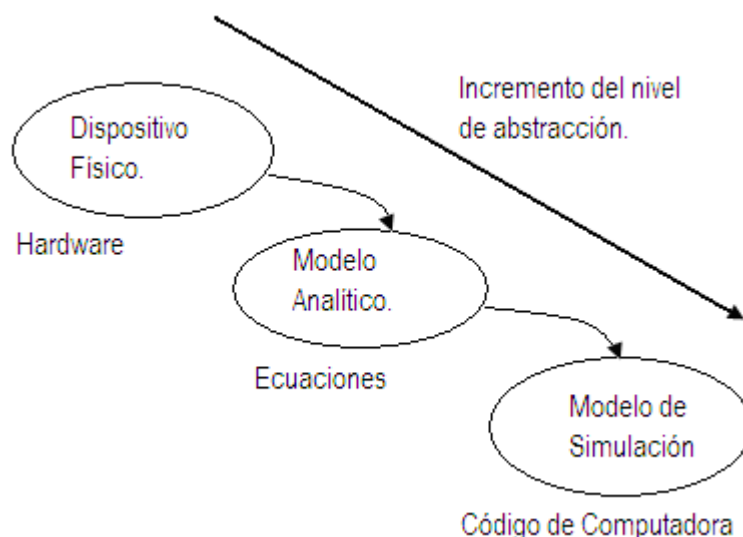


Figura 4.2. Modelos de simulación.

El primer paso y el más importante en el modelado de un proceso o sistema, es identificar todos los atributos y características de operación del dispositivo o sistema físico que serán representadas mediante el modelo. La identificación de estas características esenciales comúnmente requiere un análisis de ingeniería y siempre necesita la comprensión de la aplicación para la cual se desarrollará el modelo. La exactitud de cualquier análisis matemático o simulación por computadora basada en un modelo, está limitada por la exactitud del modelo a implementar. Una vez que todos estos puntos han sido resueltos, se puede diseñar un modelo analítico capturando todas las características esenciales del dispositivo o sistema físico. Un modelo analítico típicamente toma la forma de una ecuación o un sistema de ecuaciones, las cuales definen la relación de la entrada con la salida del dispositivo o sistema físico. En el mejor de los casos, estas ecuaciones son solo una descripción parcial del dispositivo o sistema a modelar, dado que solo algunos de los aspectos del dispositivo o sistema son modelados, aunado a que estas ecuaciones que definen al dispositivo están limitadas por un rango de voltajes, corrientes y frecuencias. Los modelos de simulación comúnmente son una colección de algoritmos que implementan soluciones numéricas a las ecuaciones definidas por el modelo analítico, siendo las técnicas de análisis numérico y de procesamiento digital de señales, las herramientas usadas para desarrollar estos algoritmos.

De acuerdo a lo anterior, podemos ver de la figura 4.2 que el nivel de abstracción se incrementa con el paso del dispositivo físico hacia el modelo analítico llegando finalmente al modelo de simulación. El incremento en el nivel de abstracción, es en parte, causado por las suposiciones y aproximaciones hechas al pasar del dispositivo físico hacia el modelo analítico llegando al modelo de simulación. Cada aproximación y suposición que hacemos nos hace alejarnos del comportamiento del dispositivo físico y sus características de operación. Adicionalmente, el nivel de abstracción presente en cualquiera de las etapas de su proceso es debido a la representación usada para el modelo analítico.

Es evidente que uno de los atributos deseados en una simulación es que posea un tiempo de ejecución del código de simulación corto. Los modelos más simples se ejecutarán más rápido que los modelos más complejos, dado que menos líneas del código de simulación deben ser procesadas al momento de invocar la simulación. Es importante considerar que los modelos simples posiblemente no caractericen del todo los atributos del dispositivo, por tanto, la simulación puede que nos proporcione resultados inexactos, siendo necesario el uso de modelos más complejos. Mientras más complejo sea el modelo, nos entregará resultados de simulación más exactos, teniendo como costo, el hecho de incrementar el tiempo de ejecución de la simulación.

Por otro lado, los modelos de simulación más complejos comúnmente requieren un análisis más extenso antes de desarrollarlos, siendo ejemplo de esto el diseño de un modelo de simulación para un amplificador no lineal o el diseño de un modelo para la simulación de un canal de comunicaciones inalámbrico con interferencias de diversas fuentes y la presencia de desvanecimientos. Es importante mencionar que este análisis requiere más recursos (tanto equipo y tiempo de ingeniería), siendo importante considerar el compromiso existente entre el costo del desarrollo del modelo y la complejidad del mismo, lo cual se aprecia en la figura 4.3 [1].

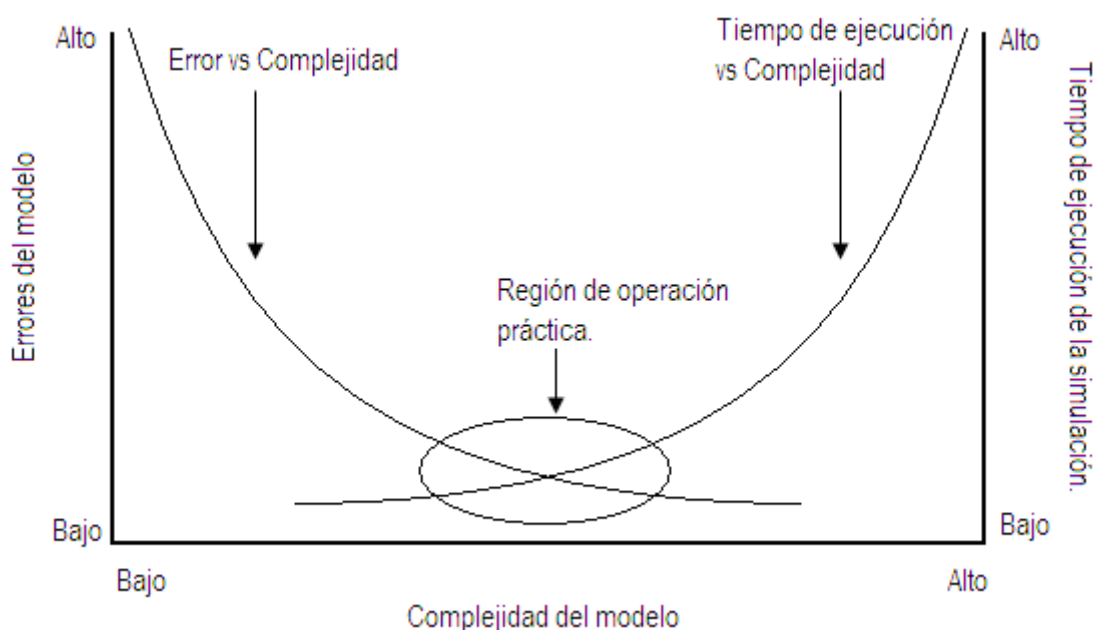


Figura 4.3. Compromiso en los modelos de simulación.

La idea mas importante que debemos retomar de todo lo antes mencionado es que los modelos analíticos (ecuaciones) con abstracciones de los dispositivos y sistemas físicos, involucran muchas aproximaciones y suposiciones con respecto al comportamiento del mismo. Los modelos de simulación se basan en los modelos analíticos e involucran aproximaciones y suposiciones adicionales, por lo cual, es imprescindible tener mucho cuidado en cada etapa del proceso de diseño de una simulación, validando el modelo de simulación y asegurando que los resultados de la simulación realmente reflejen el comportamiento del sistema o dispositivo real.

4.1.3. Tipos de simulación.

Básicamente existen dos tipos de simulación [1]:

- Simulaciones determinísticas.
- Simulaciones estocásticas.

Las simulaciones determinísticas son muy familiares para nosotros en nuestra experiencia. Un ejemplo de ello seria el uso del simulador SPICE para circuitos eléctricos en el cual es de nuestro interés la respuesta a una señal de entrada conocida. Un paquete de software se desarrolla para representar el comportamiento de los componentes del circuito así como la señal de entrada aplicada al mismo. Lo que hace la simulación es generar la presencia de corriente en cada rama de la red y en consecuencia, generar los voltajes que se producen a través de cada elemento del circuito. Los voltajes y corrientes son típicamente expresados en formas de onda y el periodo de tiempo de duración de las ondas es especificado antes de la ejecución de la simulación. Dado que el circuito es fijo y la entrada de la señal es determinística, se obtendrán resultados iguales cada vez que la simulación sea ejecutada. Adicionalmente, se puede decir que las mismas formas de onda se obtienen si resolvemos la red eléctrica mediante técnicas tradicionales (usando lápiz y papel). Para este caso podemos afirmar que la simulación se usa para ahorrar tiempo y evitar errores matemáticos que pueden resultar de cálculos largos y tediosos.

Ahora, pensando en el mismo ejemplo, excitaremos a la red con una forma de onda aleatoria (en forma mas precisa, diremos que la entrada de la red será una función muestra de un proceso estocástico). De manera análoga, tenemos que el modelo de dicho sistema requerirá que la resistencia de los resistores sea una variable aleatoria con una función de densidad de probabilidad determinada (pdf conocida). El resultado de esta simulación no será una forma de onda determinística y las muestras de esta forma de onda serán producto de un conjunto de variables aleatorias. Por lo tanto podemos decir que una simulación en la cual se presentan cantidades aleatorias es denominada

simulación estocástica. Otro ejemplo puede ser un sistema de comunicaciones digitales en el cual, dentro de la señal transmitida se consideran una serie de pulsos aleatorios de ruido, por tanto, se estarían evaluando parámetros aleatorios con pdf conocidas.

Es muy importante notar que de los dos tipos de simulaciones antes mencionados, los resultados de las simulaciones determinísticas son números y cada vez que el análisis se lleva a cabo, se obtienen los mismos resultados. En el caso de las simulaciones estocásticas, su respuesta son variables aleatorias y el comportamiento estadístico de cada variable aleatoria es muy importante para determinar la calidad del resultado de la simulación [1].

4.2. MODELO DE SIMULACIÓN PARA EL ANÁLISIS DE PROPAGACIÓN EN EL VALLE DE MÉXICO.

Para hacer un estudio adecuado de la cobertura de una red WiMAX de acceso fijo en el Valle de México, es necesario empezar por un análisis de propagación en base a uno de los modelos analíticos de canal definidos para WiMAX[2], considerando las condiciones del mapa de elevaciones de la región. Esto es debido a que los parámetros a considerar en los modelos analíticos propuestos tienen una gran dependencia de las características topográficas de la zona, por tanto, primeramente tenemos que analizar las particularidades de la zona en base al mapa de elevaciones del Valle de México, el cual se describe en el apéndice A, con el cual podemos mencionar que a pesar de no tener muchas variaciones en cuanto a su territorio, no podríamos incluirlo concretamente dentro de alguno de los terrenos definidos por los modelos analíticos.

El diseño del modelo de simulación para el análisis de propagación en el Valle de México, requiere partir de un modelo analítico, y en este caso se ha escogido el modelo SUI IEEE 802.16, ya que con este se puede tomar en cuenta las condiciones topográficas de la región aunado al poco conocimiento en cuanto a la distribución de las construcciones y los edificios en la Ciudad de México, por lo cual el modelo SUI IEEE 802.16 nos permite incluir un modelo estadístico para representar los efectos que estos edificios y construcciones tendrán a lo largo de la trayectoria de propagación de las ondas electromagnéticas por el canal, con estas consideraciones es posible adaptar el modelo a las condiciones del lugar por medio de un estudio estadístico ajustado por el método de mínimos cuadrados, para obtener así los parámetros del modelo a utilizar en el Valle de México, permitiéndonos realizar un análisis mas preciso en la zona antes mencionada [3][4][5][6].

Para poder evaluar el efecto de la propagación de las ondas electromagnéticas en esta zona, emplearemos una metodología basada en el modelo de simulación descrito previamente utilizando el modelo de canal SUI IEEE 802.16 mediante la técnica de Monte Carlo [1] o de simulaciones estáticas,

con lo cual podremos determinar el impacto que tienen las condiciones del terreno en la propagación de las ondas a través del canal.

4.2.1. Caracterización del modelo de simulación.

Debido a las características de la distribución topográfica de la Ciudad de México, consideramos el estudio de propagación en la región norte de la ciudad, tomando en cuenta que en esta zona se tiene la mayor concentración de población (mas de 50 000 habitantes), aunado a que la zona sur presenta un ambiente montañoso para lo cual las consideraciones en el análisis de propagación cambiarían, lo cual requiere plantear un modelo de simulación diferente. Tomando esta consideración, proponemos que para el análisis de propagación tomemos un radio de celda de 6 Km debido a la cantidad de tráfico que podríamos manejar en esta zona, de tal forma que considerando el área de la zona norte entre el área de la celda es posible determinar que para cubrir esta región se requiere un bloque de 7 celdas[5]. Otra consideración que es importante tomar dentro del modelo de simulación es la altura de la estación base (BS) ya que esta oscila entre los 10 y los 80 m, proponiendo una altura de 30 m, ya que en un aspecto real, una altura mayor sería impráctica y muy peligrosa para el personal que la instale o que le de mantenimiento [7]. De igual modo se hace la consideración de una altura de estación móvil (MS) de 2 m, contemplando que esta oscila entre los 2 y los 10 m y que la altura de una persona promedio bajo cualquier circunstancia se encuentre en ese punto[7]. Estas consideraciones se muestran en la figura 4.4.

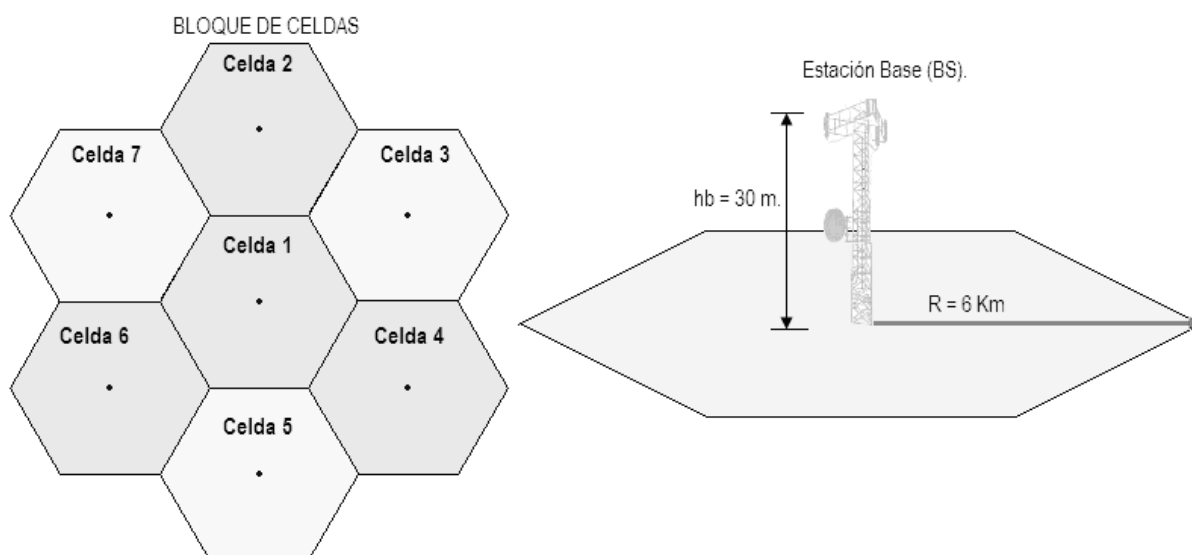


Figura 4.4. Grupo de 7 celdas, radio de la celda y altura de la estación base.

Con los parámetros antes determinados, se hace la implementación del bloque de 7 celdas en el mapa topográfico de la Ciudad de México, segmentando así la zona de análisis y estableciendo el

ambiente bajo el cual se llevará a cabo la evaluación de los efectos de propagación sobre la zona antes mencionada, tal y como se muestra en la figura 4.5.

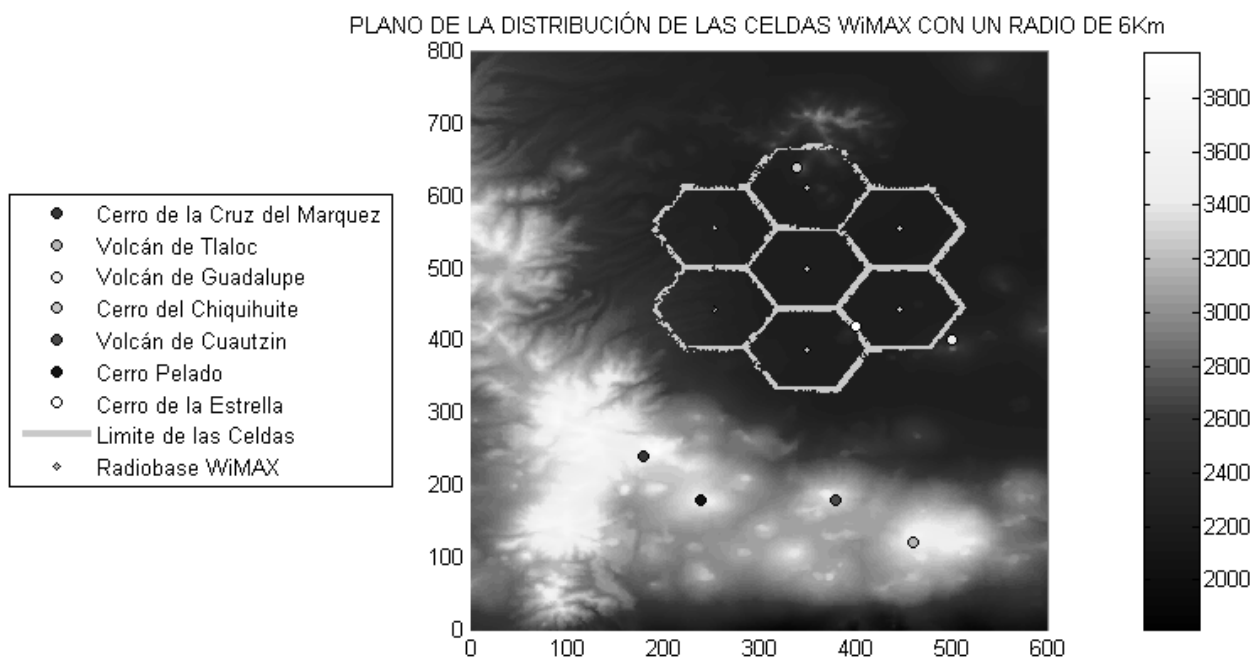


Figura 4.5. Distribución del bloque de 7 celdas sobre el territorio norte de la Ciudad de México.

Ya que se ha delimitado el área de evaluar, es momento de desarrollar el modelo de simulación adecuado para el territorio norte de la Ciudad de México, contemplando como base el modelo analítico SUI IEEE 802.16 para un terreno plano[2][6]. Esto debido a que este modelo incluye las alturas de las antenas, entre otros parámetros, y eso nos permite hacer un análisis de las condiciones topográficas del terreno y en base a ello ver el impacto que estas tienen sobre sus parámetros de operación. Además, este modelo nos da la posibilidad de incluir un modelo estadístico para considerar los efectos que los edificios y otras obstrucciones presentes a lo largo de la trayectoria de propagación de las ondas por el medio, generen en el nivel de potencia de la señal recibida.

Con el fin de determinar el impacto que las variaciones del terreno tendrán en los parámetros que determinan al modelo SUI IEEE 802.16, evaluamos el factor de pérdidas por trayectoria γ , planteando a la Ciudad de México como un terreno plano (tipo C) con el fin de determinar la dependencia que existe entre el factor γ y el terreno en el cual se hace el análisis. Para esto proponemos hacer un barrido de áreas concéntricas en cada celda con una frecuencia de operación de 3.5 GHz (frecuencia comercial descrita en el capítulo 3) como se ve en la figura 4.6a, ubicando al centro de las áreas concéntricas en el punto donde se encuentra la BS. Consideramos una distancia de referencia $d_0 = 92$ Km y comparando la relación entre la altura de la BS (h_b) y la MS (h_m), dejando

como punto de referencia la altura del terreno donde se encuentra la MS y a partir de ese punto realizamos la medición de la altura de la estación base (h_b) tal y como se muestra en la figura 4.6b.

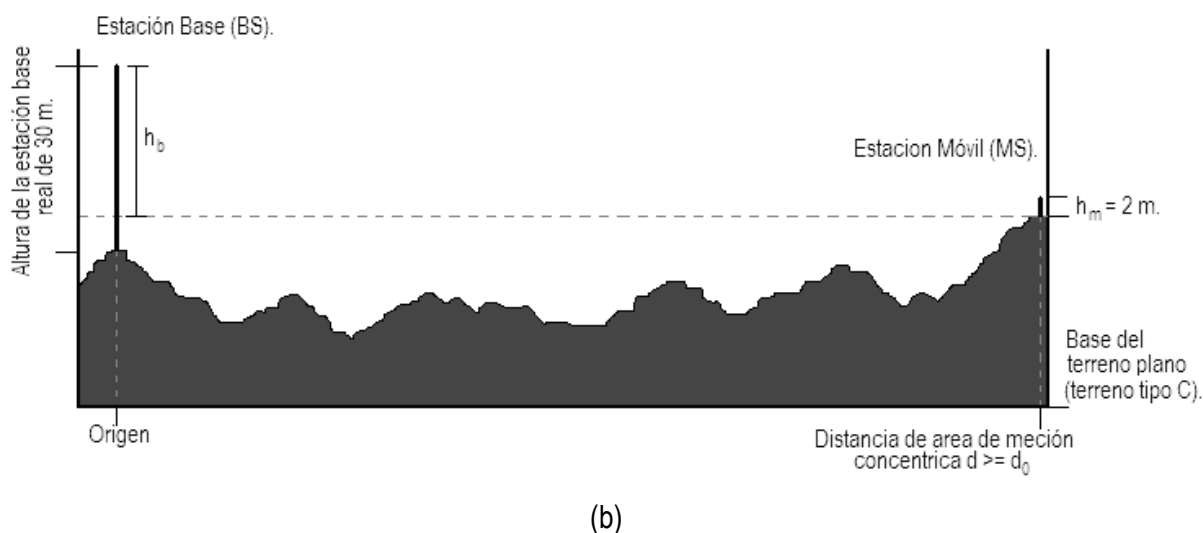
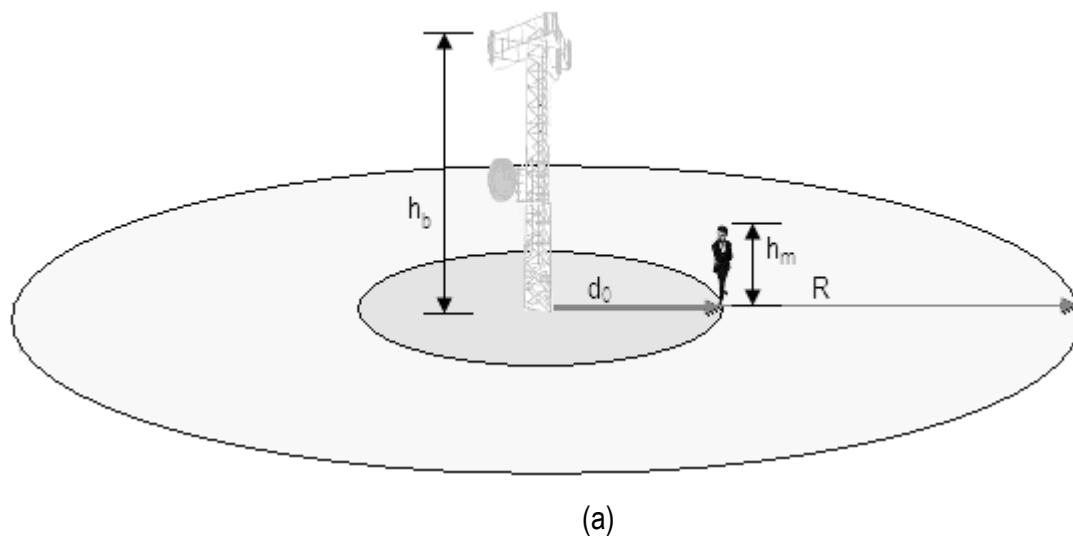


Figura 4.6. (a) Esquema del barrido de áreas concéntricas, (b) método comparativo de la altura de la BS con respecto a la MS.

En base a los resultados obtenidos, podemos determinar para cada punto de medición el exponente de pérdidas por trayectoria γ , tomando los valores de a, b y c de la tabla 2.5 siendo estos:

Tabla 4.1. Constantes del terreno tipo C

Constante	a	b	c
Terreno tipo C	3.6	0.005	20

Por tanto podríamos calcular el exponente de pérdidas por trayectoria con la siguiente expresión:

$$\gamma = a - bh_b + c/h_b \quad (4.1)$$

Es evidente que para cada punto tomamos en cuenta la condición del modelo SUI IEEE 802.16 de que h_b debe oscilar entre los 10 y los 80 m, por tal motivo, todos aquellos puntos en los cuales no se cubre esta condición se denominan “*puntos de no cobertura*”, dado que nuestro modelo no es válido para esas posiciones del terreno debido a sus características. En las figura 4.7 se puede apreciar el factor de pérdidas por trayectoria γ obtenido en los puntos de medición correspondientes a cada celda, aunado al promedio generado a partir de dichos puntos, comparando este con el factor γ obtenido de los parámetros del modelo analítico mostrados en la tabla 4.1, es decir, considerando un terreno totalmente plano. Para esto se toma en consideración que cada punto de medición a lo largo de cada área concéntrica de radio d sea independiente, es decir, la posición de cada punto en el perímetro de medición de cada área concéntrica es generada de forma aleatoria evitando así la correlación entre las mismas.

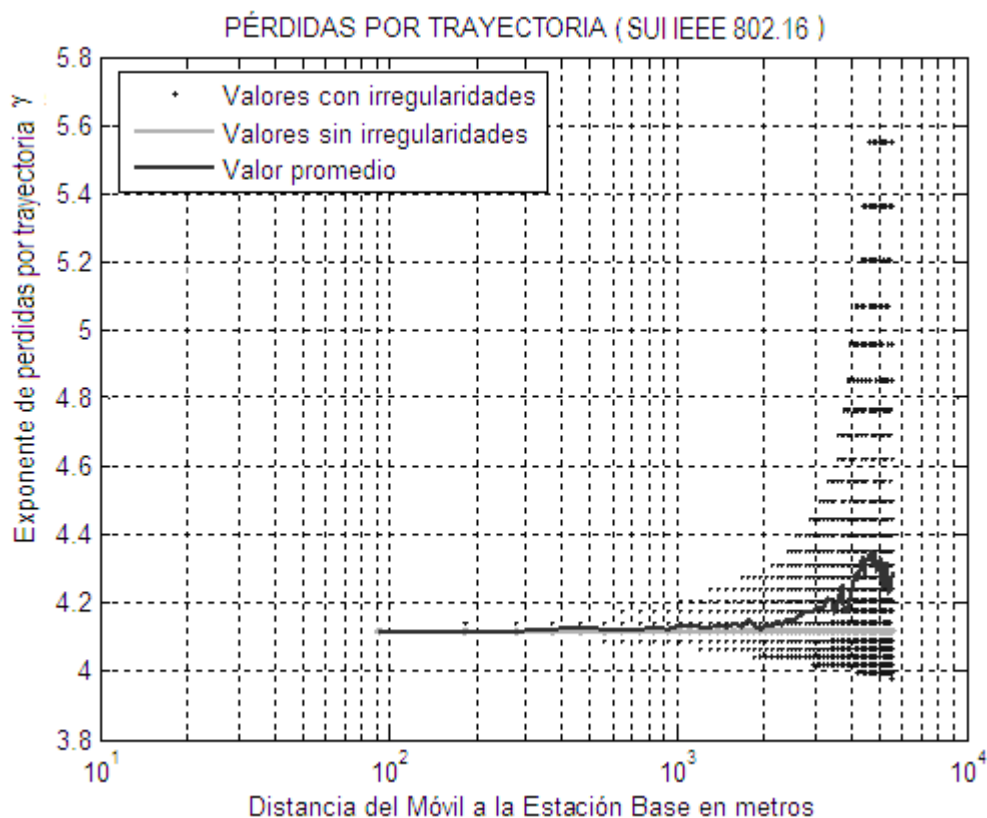


Figura 4.7a. Exponente de pérdidas por trayectoria γ de la celda 1.

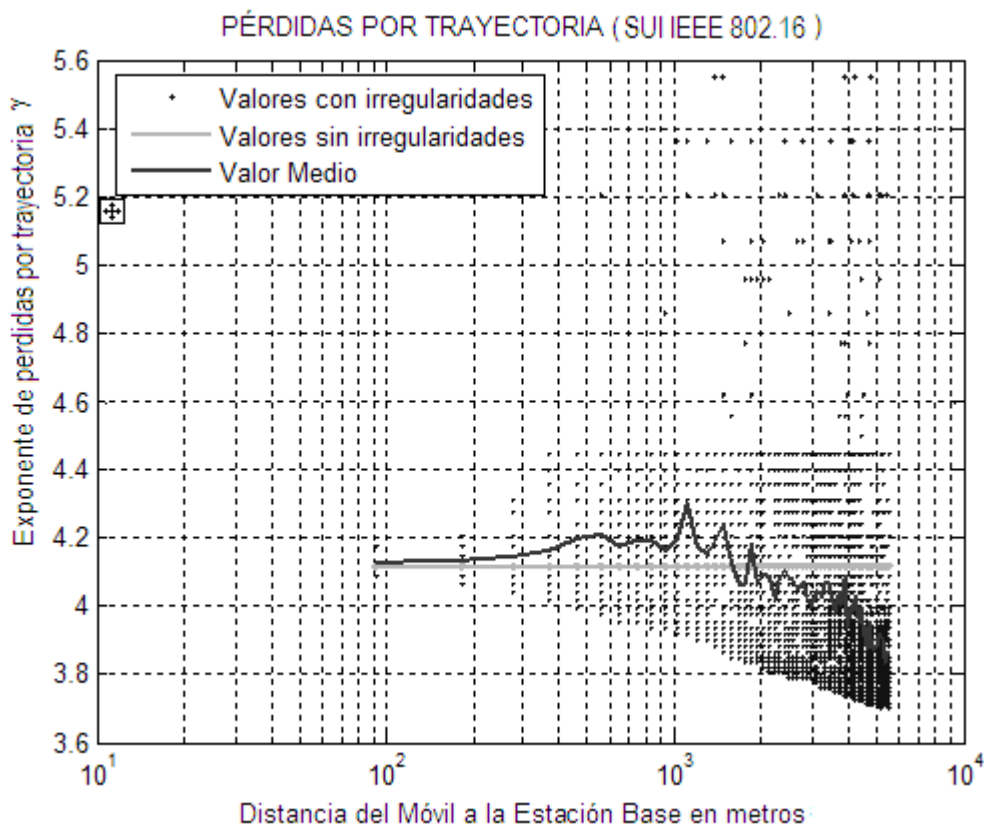


Figura 4.7b. Exponente de pérdidas por trayectoria γ de la celda 2.

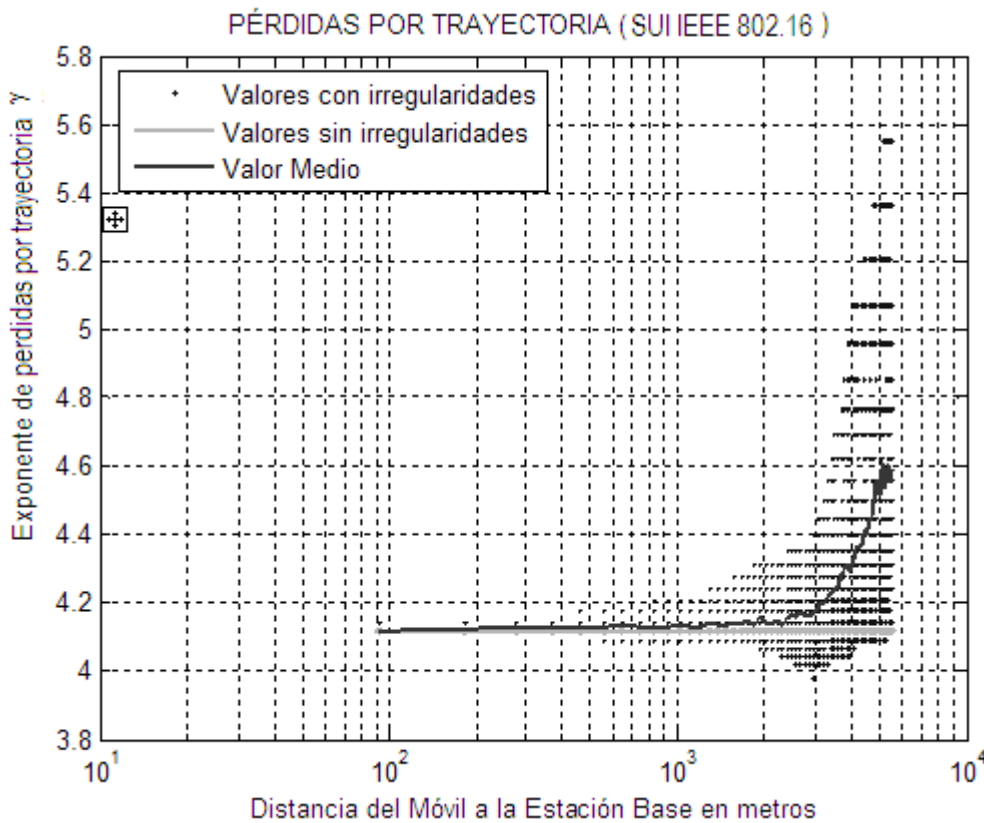


Figura 4.7c. Exponente de pérdidas por trayectoria γ de la celda 3.

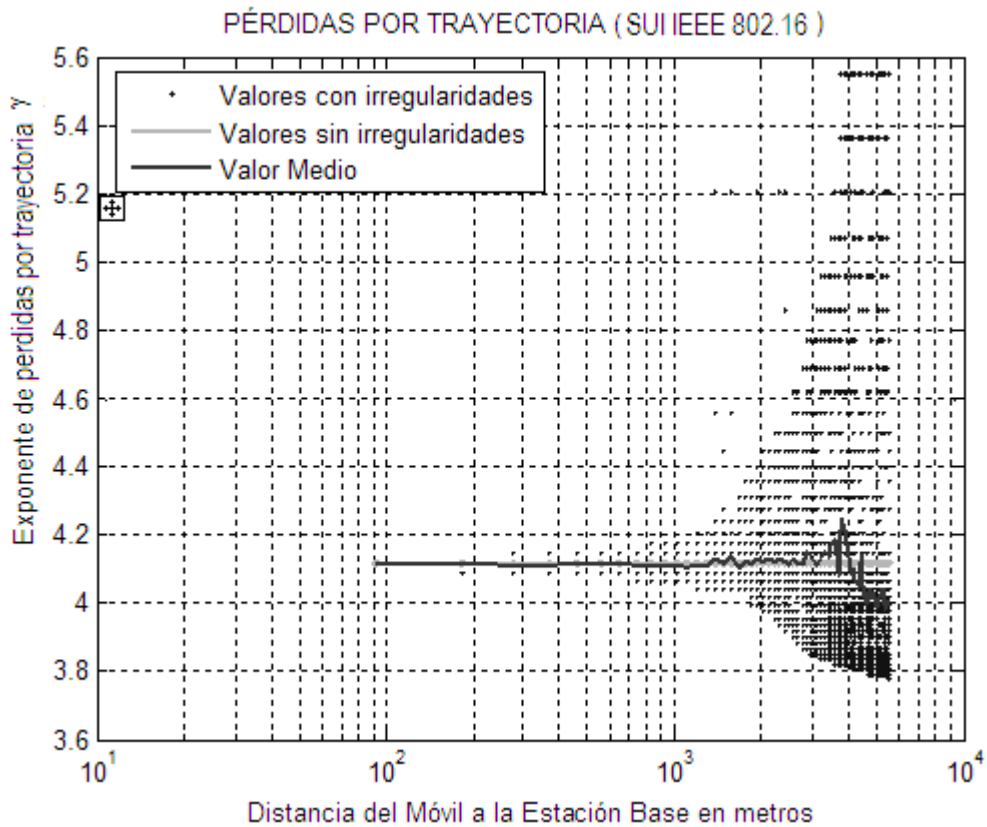


Figura 4.7d. Exponente de pérdidas por trayectoria γ de la celda 4.

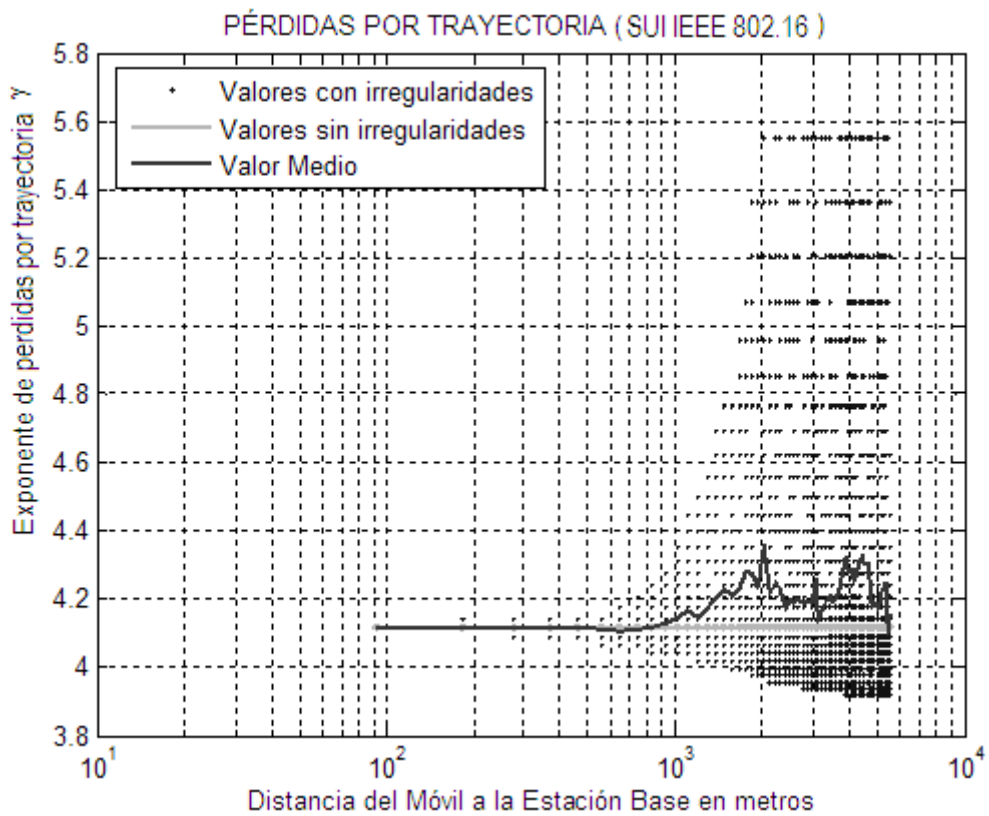


Figura 4.8e. Exponente de pérdidas por trayectoria γ de la celda 5.

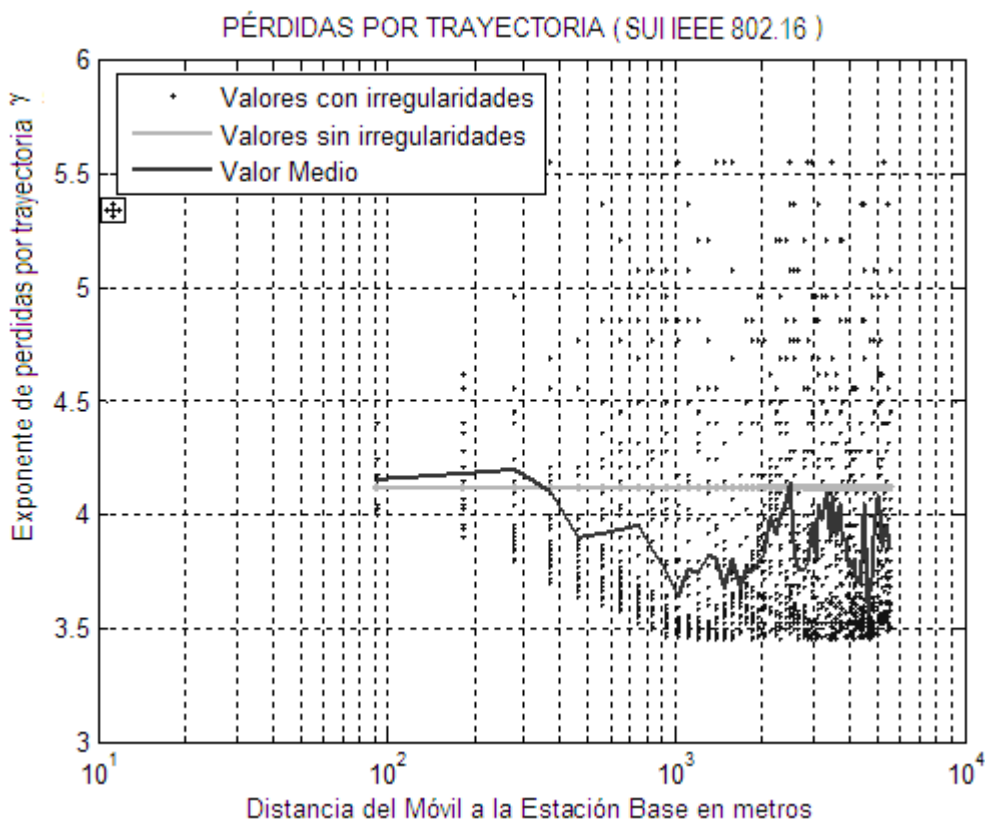


Figura 4.7f. Exponente de pérdidas por trayectoria γ de la celda 6.

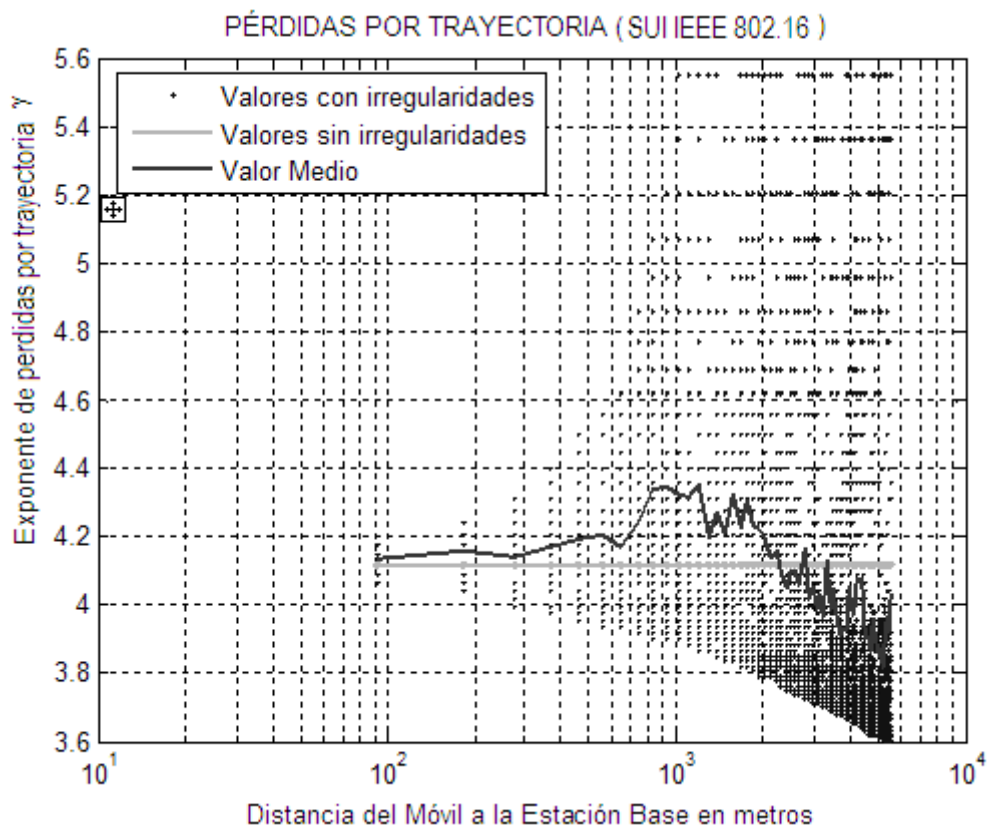


Figura 4.7g. Exponente de pérdidas por trayectoria γ de la celda 7.

De las figuras 4.7 podemos observar que las irregularidades topográficas existentes en cada una de las celdas que hemos definido en el ambiente de simulación, tienen un impacto en el factor de pérdidas por trayectoria γ , notando que en aquellas zonas donde existen irregularidades muy marcadas, el factor γ tiende a variar de forma brusca y abrupta permitiéndonos evidenciar que este es el término que nos permite incluir las características topográficas del terreno en el modelo que estamos analizando, esto se debe a que el valor del factor γ medido fluctúa alrededor de su valor obtenido mediante cálculos analíticos, debido a que si el terreno fuera completamente plano, el factor de pérdidas se mantendría invariante en todas las celdas analizadas.

En las figuras 4.8, se muestran las pérdidas por trayectoria obtenidas por medio del factor γ de cada punto de medición, evaluando y comparando estas con las obtenidas mediante cálculos analíticos.

En este punto es importante considerar el efecto de los desvanecimientos por oscurecimientos (shadowing), los cuales son producto de las obstrucciones que se presentan a lo largo de la trayectoria de propagación de las ondas electromagnéticas. El modelo estadístico se emplea con la finalidad de representar los efectos de estos desvanecimientos siendo descrita en dB como una variable aleatoria Gaussiana con media $\mu = 0$ y cuya desviación estándar es dependiente del tipo de terreno a analizar, tal como se ve en la tabla 2.4 [8], por lo cual tenemos que para el terreno tipo C la desviación estándar es de $\sigma = 8.2$ dB.

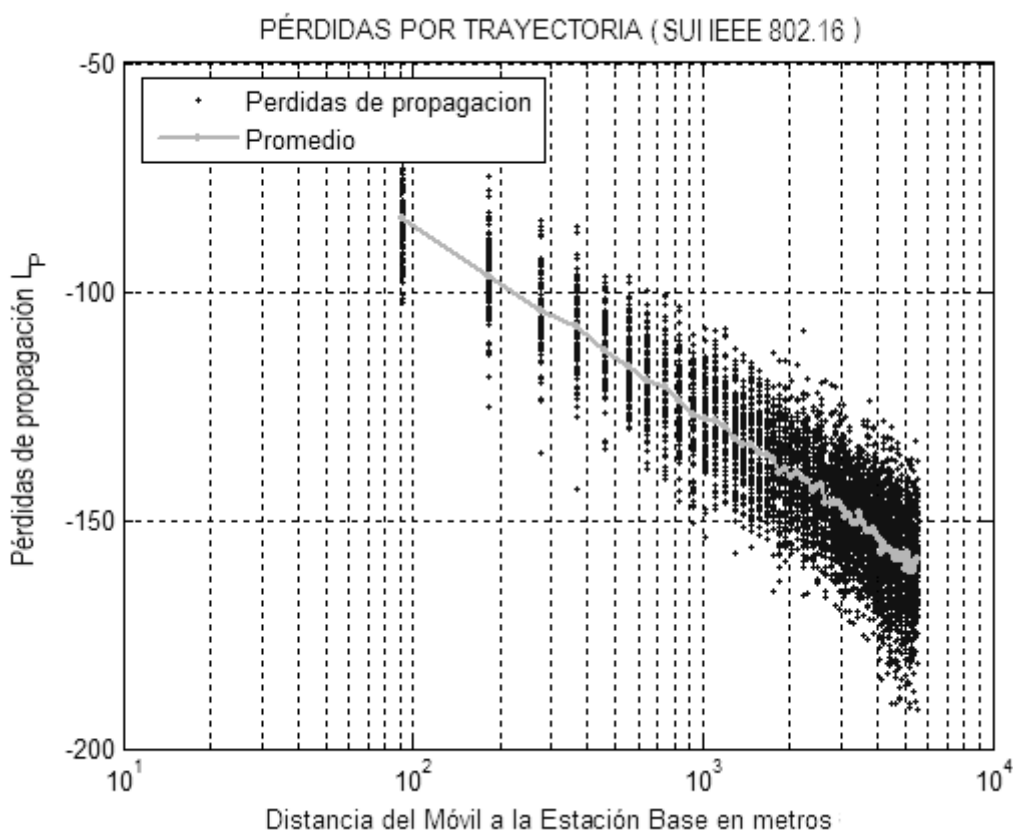


Figura 4.8a. Pérdidas de propagación (L_p) de la celda 1.

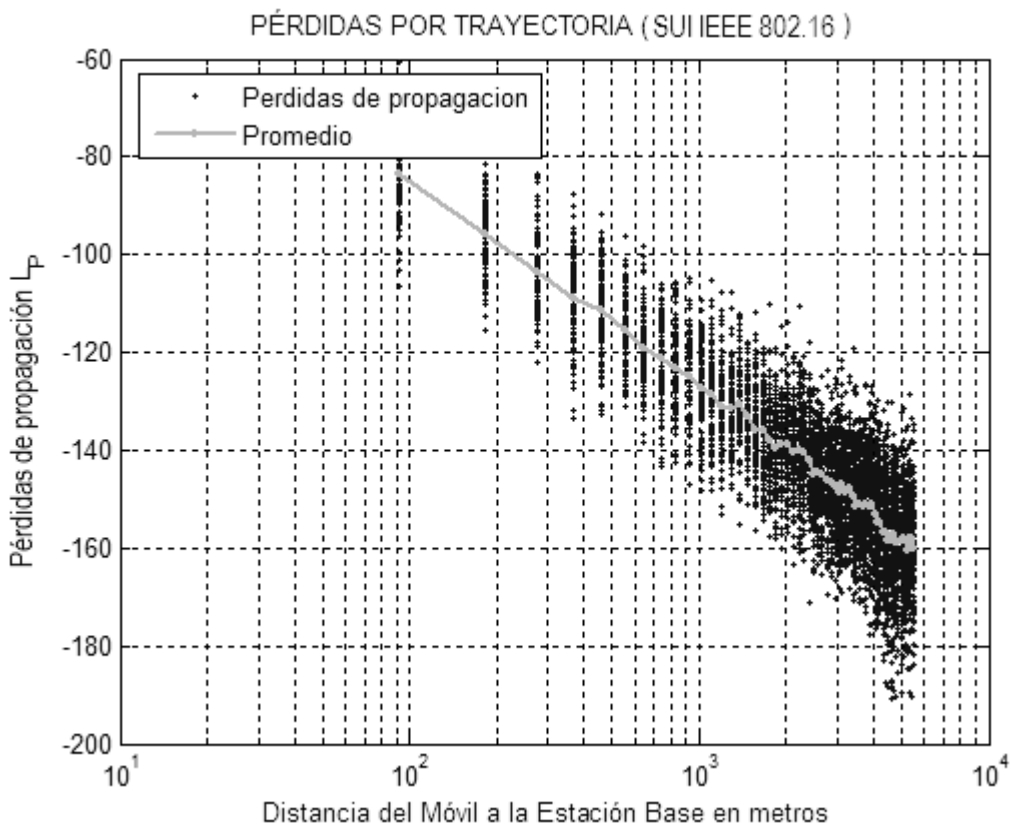


Figura 4.8b. Pérdidas de propagación (L_p) de la celda 2.

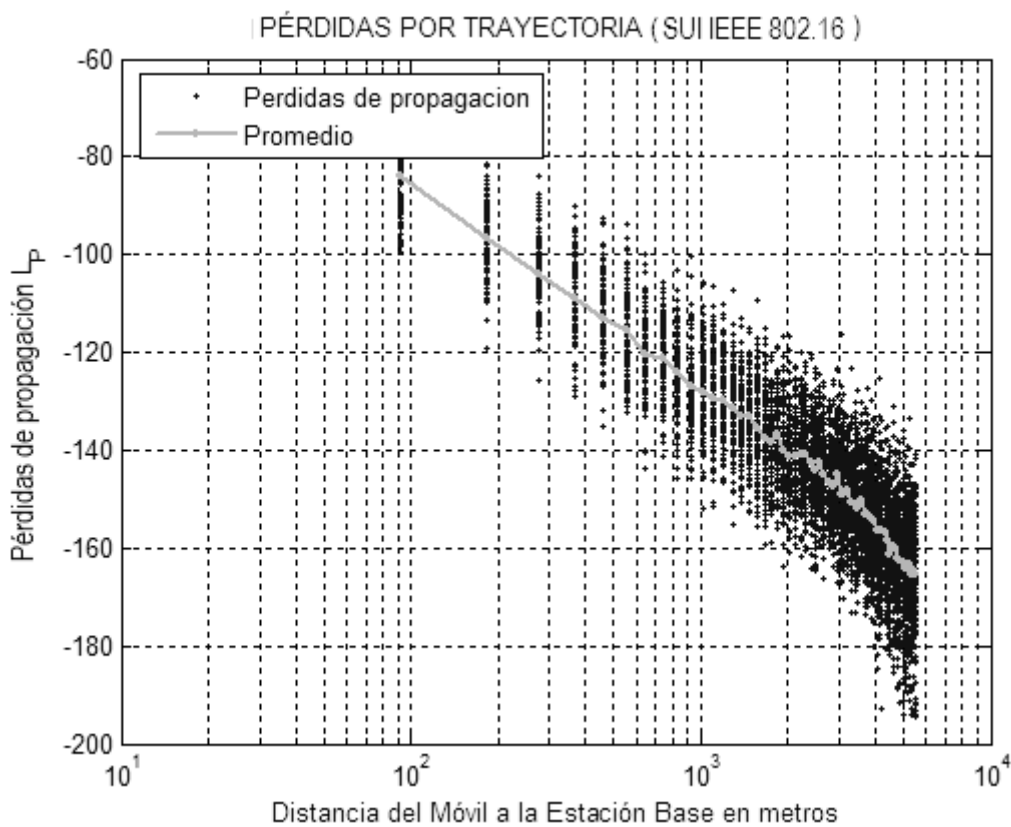


Figura 4.8c. Pérdidas de propagación (L_p) de la celda 3.

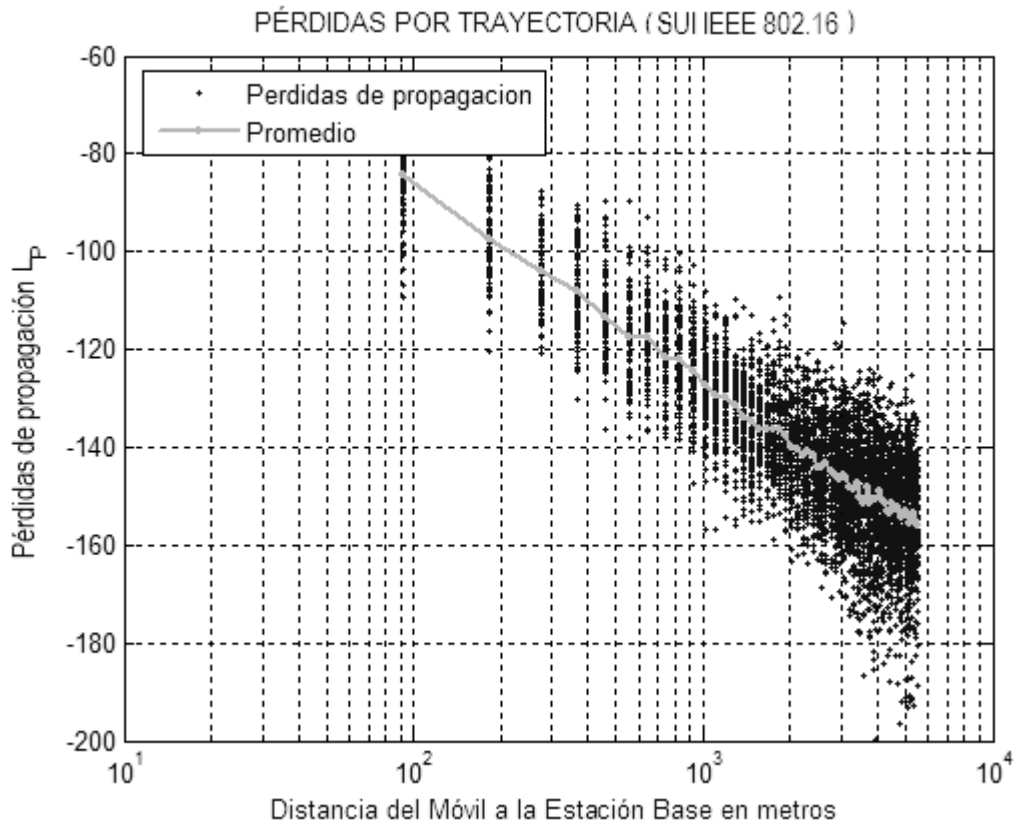


Figura 4.8d. Pérdidas de propagación (L_P) de la celda 4.

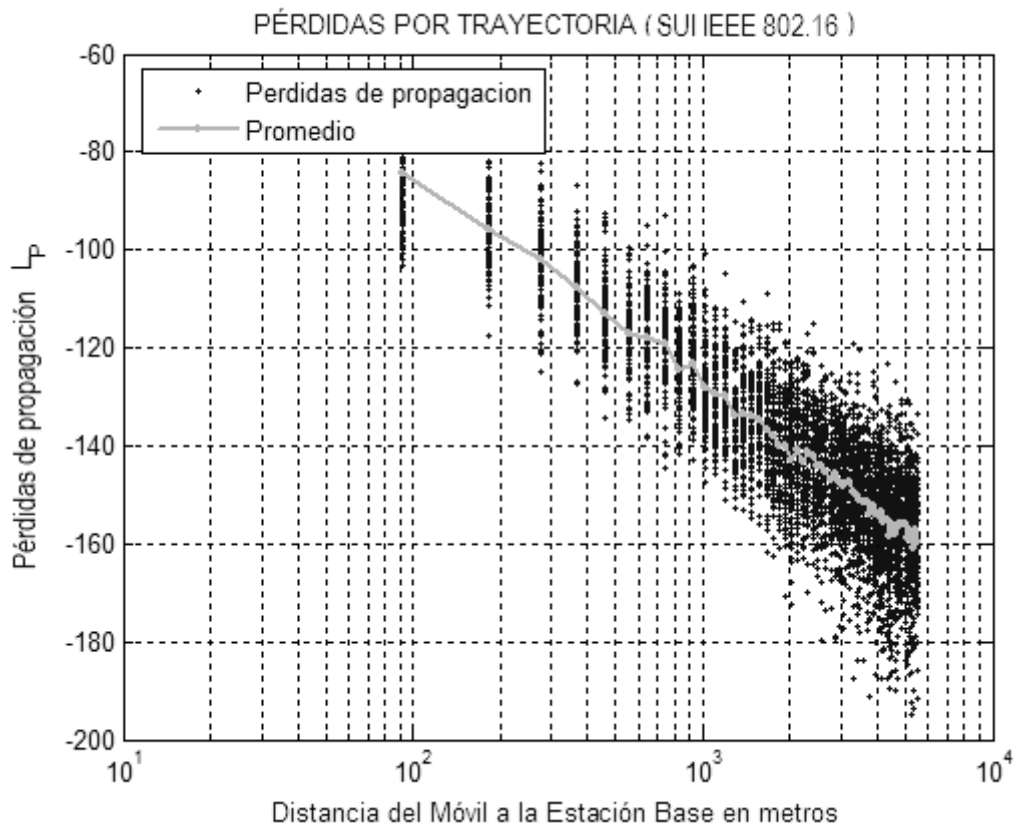


Figura 4.8e. Pérdidas de propagación (L_P) de la celda 5.

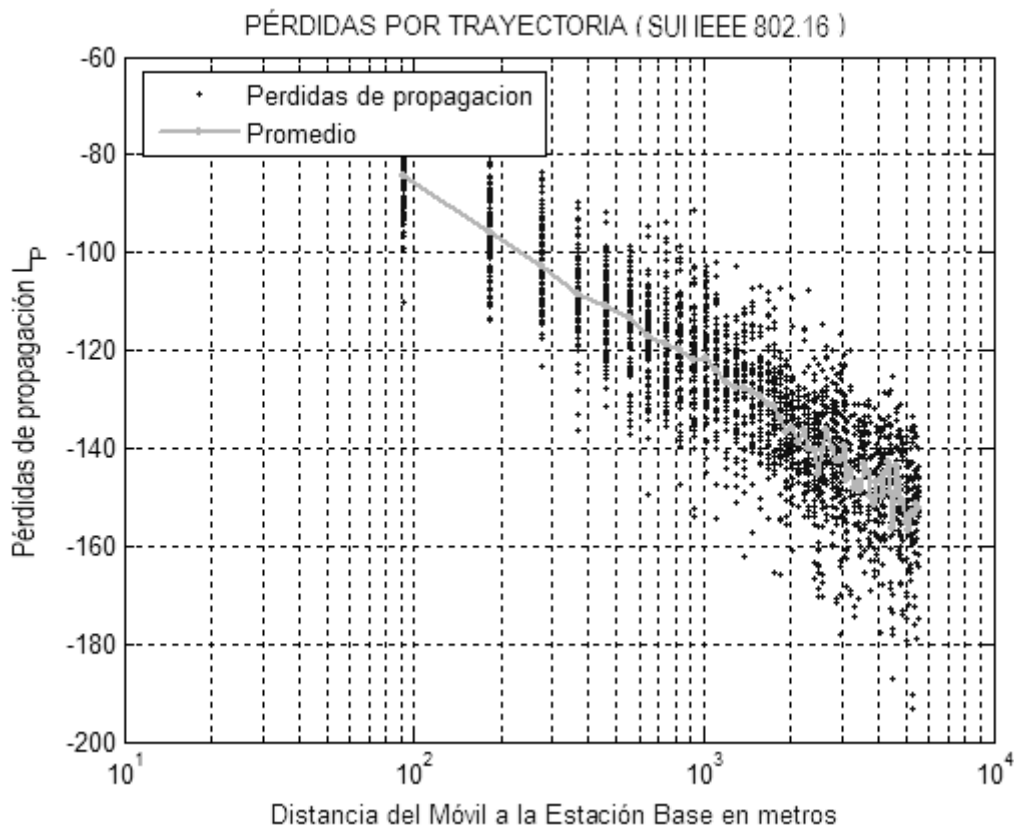


Figura 4.8f. Pérdidas de propagación (L_P) de la celda 6.

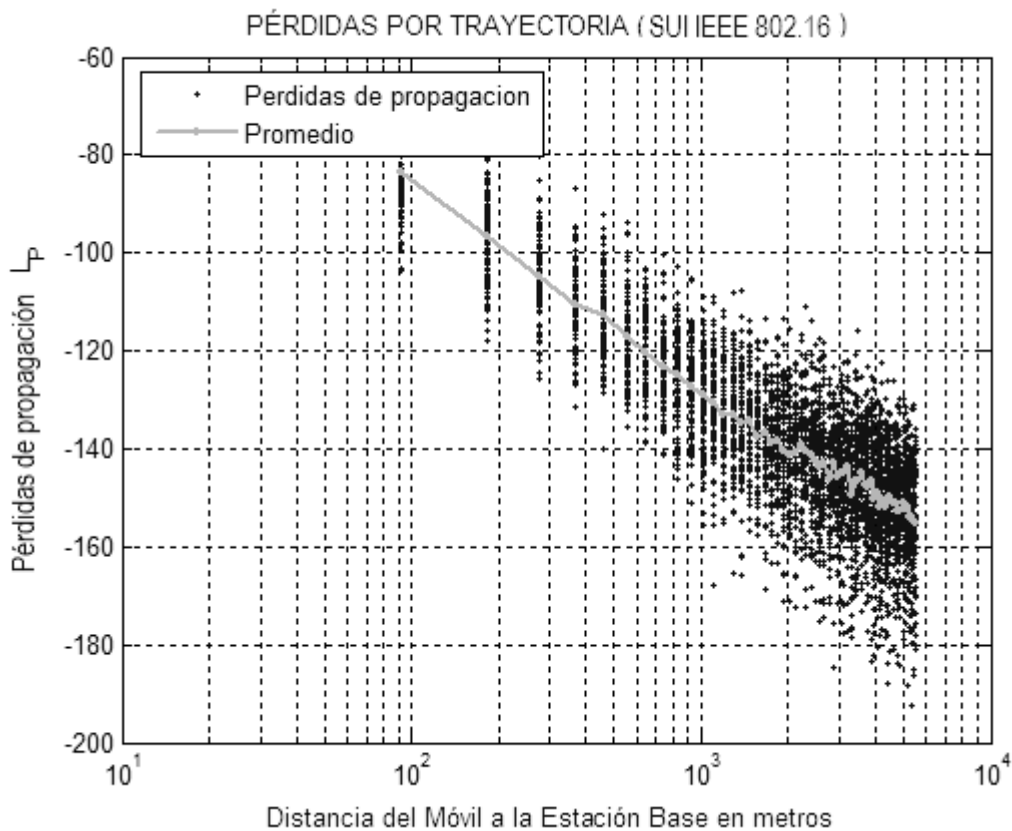


Figura 4.8g. Pérdidas de propagación (L_P) de la celda 7.

En las figuras 4.8 podemos apreciar el efecto que los desvanecimientos tienen sobre las pérdidas por trayectoria que de forma conjunta con las variaciones del terreno producen fluctuaciones alrededor su valor analítico, lo cual se puede apreciar en la figura 4.9 en la que se muestra el promedio de pérdidas por trayectoria del bloque de celdas propuesto, en el cual podemos observar el efecto conjunto de las variaciones del terreno (factor de pérdidas por trayectoria γ) y los desvanecimientos por oscurecimientos (variable aleatoria Gaussiana con $\mu = 0$ y $\sigma = 8.2$).

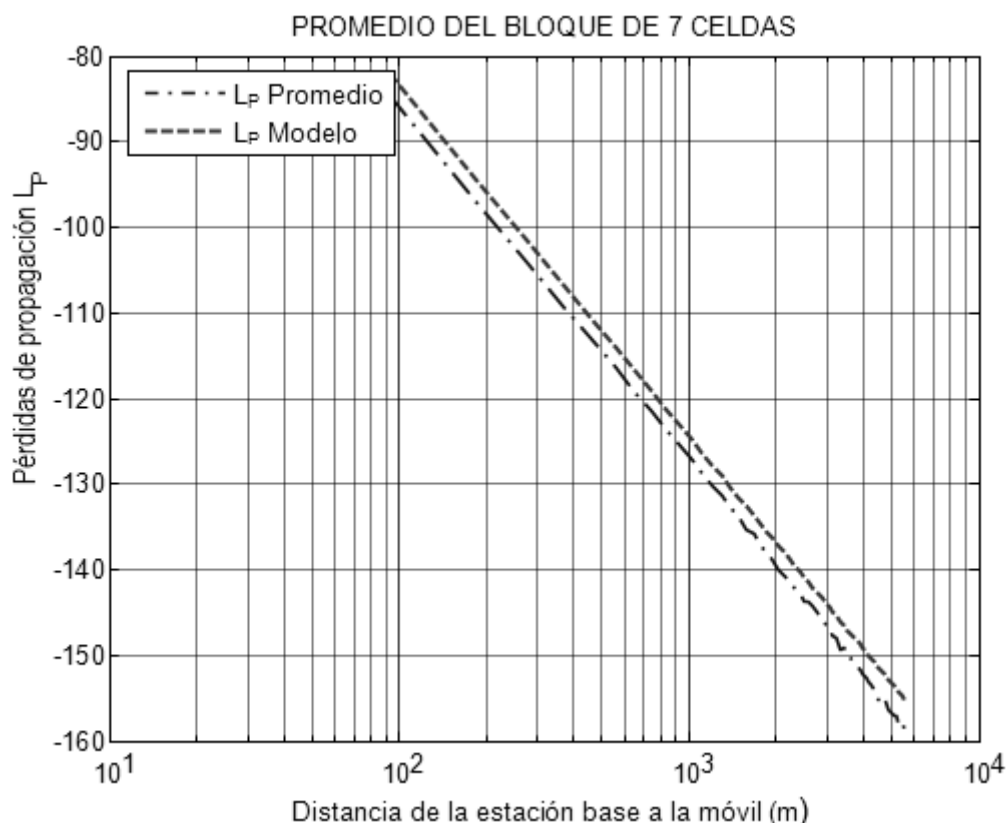


Figura 4.9. Promedio de pérdidas de propagación (L_P) del bloque de 7 celdas propuesto.

Se aprecia que los efectos de las irregularidades topográficas en conjunto con los desvanecimientos por oscurecimientos no representan una variación significativa dentro de las pérdidas por trayectoria, sin embargo, para un análisis preciso de cobertura, requerimos acoplar el modelo de simulación en base a sus parámetros a las condiciones bajo las cuales se está operando, en otras palabras, requerimos hacer un ajuste del modelo SUI IEEE 802.16 para que este sea adecuado a las irregularidades del terreno verificando de igual manera el impacto que estas tienen en los desvanecimientos por oscurecimientos, dado que estos también son dependientes del tipo de terreno bajo el cual se está analizando el sistema.

4.2.2. Ajuste del modelo SUI IEEE 802.16 para el Valle de México.

Como se aprecia en la figura 4.9, existe una ligera variación entre el modelo analítico y el modelo de simulación aplicado, el cual considera los efectos del terreno y los desvanecimientos por oscurecimientos. Es debido a esta pequeña variación que es necesario hacer un ajuste en el modelo que estamos aplicando para que los resultados obtenidos del mismo sean realmente un reflejo de las condiciones reales bajo las cuales se está implementando el sistema. Es por ello que debemos considerar dos factores de ajuste en el modelo:

- El exponente de pérdidas por trayectoria γ .
- La desviación estándar de los desvanecimientos por oscurecimientos σ .

El exponente de pérdidas por trayectoria γ es un término relacionado íntimamente con las condiciones topográficas del terreno dado que las constantes a, b y c con las cuales se realiza su cálculo son dependientes del tipo de terreno en el cual se desenvuelvan.

De forma análoga, la desviación estándar de los desvanecimientos por oscurecimientos σ es un factor que pese a no tener una expresión matemática que la relacione directamente con las características del territorio donde se desarrolle, es evidente que posee una dependencia de las variaciones del terreno donde se lleve a cabo su análisis debido a que dichas variaciones producirán efectos diversos por los obstáculos que pudieran presentarse a lo largo de las trayectorias de propagación de las ondas electromagnéticas, reflejándose directamente en la desviación estándar de los desvanecimientos por oscurecimientos.

Dada que las pérdidas por trayectoria promedio debidas a las variaciones del terreno y a los desvanecimientos por oscurecimientos fluctúan alrededor del valor analítico de las pérdidas por trayectoria, es necesario realizar un ajuste en dicho promedio de tal forma que el error cuadrático medio sea mínimo, garantizando así que esta aproximación no diste mucho de las condiciones reales de pérdidas por trayectoria.

Para este efecto es necesario considerar las pérdidas por trayectoria promedio de nuestro bloque de celdas considerando los efectos de las variaciones del terreno y los desvanecimientos por oscurecimientos, los cuales son mostrados en la figura 4.10.

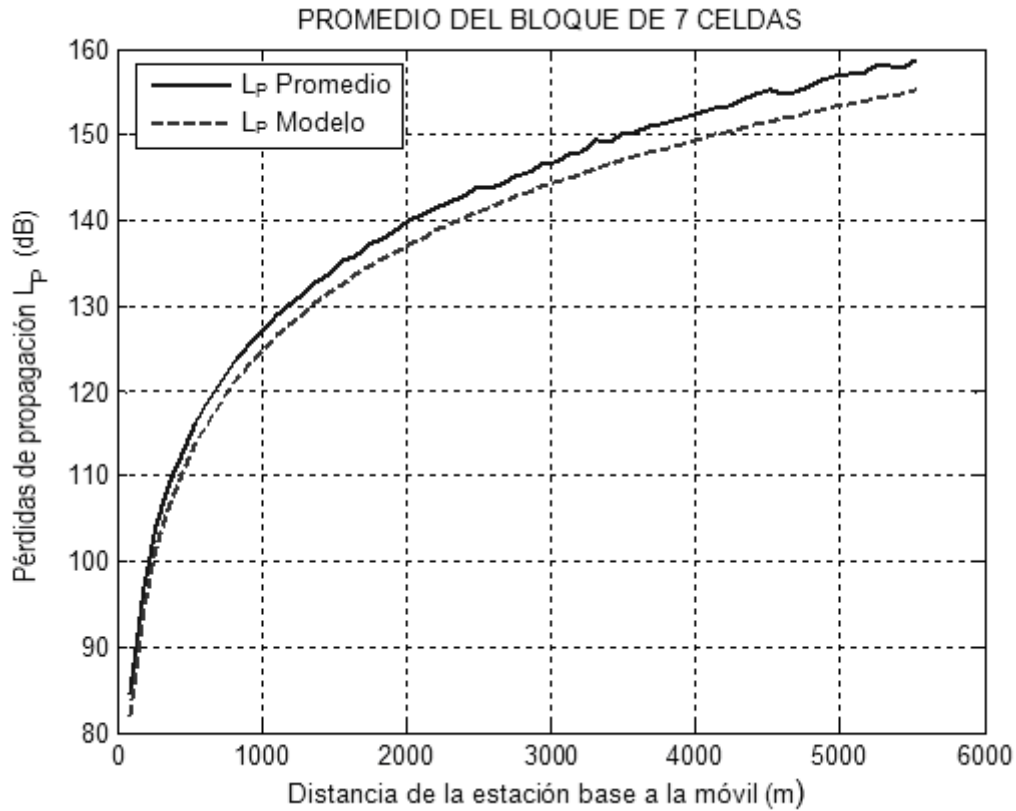


Figura 4.10. Pérdidas de propagación promedio del bloque de 7 celdas con $h_b = 30$ m.

Por tanto, para poder garantizar que el error cuadrático medio sea mínimo en el ajuste a realizar aplicamos el método de los mínimos cuadrados para poder obtener un exponente de pérdidas por trayectoria γ acoplado a estas condiciones. Este ajuste está dado por la siguiente expresión [9]:

$$F = \sum_{i=1}^{60} \left(\text{Pérdidas}_{\text{medidas}}(d_i) - \text{Pérdidas}_{\text{modelo}}(d_i) \right)^2 \quad (4.2)$$

Donde $\text{Pérdidas}_{\text{medidas}}(d_i)$ son las pérdidas por trayectoria promedio que se obtuvieron del modelo de simulación y $\text{Pérdidas}_{\text{modelo}}(d_i) = A + 10\gamma \log_{10}(d/d_0) + X_f + X_h$, donde evaluando al factor de pérdidas en el espacio libre A tenemos que tiene un valor de 82.599 dB así como los factores de ajuste en frecuencia y en altura de la estación base son $X_f = 1.45$ y $X_h = 0$, es decir:

$$A = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d_0}{\lambda} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d_0 f}{c} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi (2m) (5 \times 10^9 \text{ Hz})}{3 \times 10^8 \text{ m/s}} \right) = 82.599 \text{ dB} \quad (4.3a)$$

$$X_f = 6 \log_{10} \left(\frac{f \text{ [MHz]}}{2000} \right) = 6 \log_{10} \left(\frac{3500}{2000} \right) = 1.45 \quad (4.3b)$$

$$X_h = -20 \log_{10} \left(\frac{h_m}{2} \right) = -20 \log_{10} \left(\frac{2}{2} \right) = 0 \quad (4.3c)$$

Esta ecuación describe el método de mínimos cuadrados para la obtención del exponente γ que nos permita obtener un error cuadrático medio mínimo, por lo tanto, podemos traducir la ecuación 4.2 en:

$$F(\gamma) = \sum_{i=0}^{60} \left[\text{Pérdidas}_{medidas}(\gamma) - A - 10\gamma \log_{10} \left(\frac{d_i}{d_0} \right) + X_f + X_h \right]^2 \quad (4.4a)$$

$$F(\gamma) = \sum_{i=0}^{60} \left[\text{Pérdidas}_{medidas}(\gamma) - 82.599 - 10\gamma \log_{10} \left(\frac{d_i}{2m} \right) + 1.45 + 0 \right]^2 \quad (4.4b)$$

Desarrollando la ecuación (4.4b) ecuación tal como se muestra en el apéndice B tenemos que:

$$F(\gamma) = 1.2087 \times 10^4 \gamma^2 - 1.0073 \times 10^5 \gamma + 2.0987 \times 10^5 \quad (4.7)$$

Minimizando el error cuadrático medio de $F(\gamma)$ tenemos que:

$$\frac{dF(\gamma)}{d\gamma} = 24175.40\gamma - 100733.419 \quad (4.8)$$

Resolviendo la ecuación (4.8) tendremos que:

$$\gamma = 4.1667 \quad (4.9)$$

Con el valor del exponente γ obtenido apreciamos que si existe una variación significativa del orden de las centésimas con respecto al exponente analítico de pérdidas por trayectoria, dado que este valor es de $\gamma = 4.11$, demostrando que las variaciones topográficas del terreno tienen un impacto en el factor de pérdidas por trayectoria modificando su pendiente.

Para lograr la caracterización completa del ajuste del modelo SUI IEEE 802.16 es necesario realizar el cálculo de las constantes a, b y c. Para este fin es necesario establecer un sistema de ecuaciones que nos permita determinar estas constantes en base a los parámetros conocidos dados como:

$$\gamma = a - b \left(\frac{d}{d_0} \right)^c + c/30 = 4.1667 \quad (4.10)$$

Por tanto es necesario desarrollar la misma evaluación del terreno y de las pérdidas por trayectoria en base al análisis de propagación de ondas electromagnéticas con un elemento h_b distinto que nos proporcione un exponente de pérdidas por trayectoria γ con el cual podamos establecer nuestro sistema de ecuaciones, por tanto, desarrollamos la evaluación del terreno con un valor de $h_b = 10$ m siendo este un valor suficientemente distante de 30 m logrando así considerar las condiciones extremas de ese punto. En la figura 4.11 se muestra el valor promedio de las pérdidas por trayectoria evaluadas en base al exponente γ considerando las condiciones topográficas del terreno, siendo este contrastado con el valor obtenido por medio de cálculos analíticos.

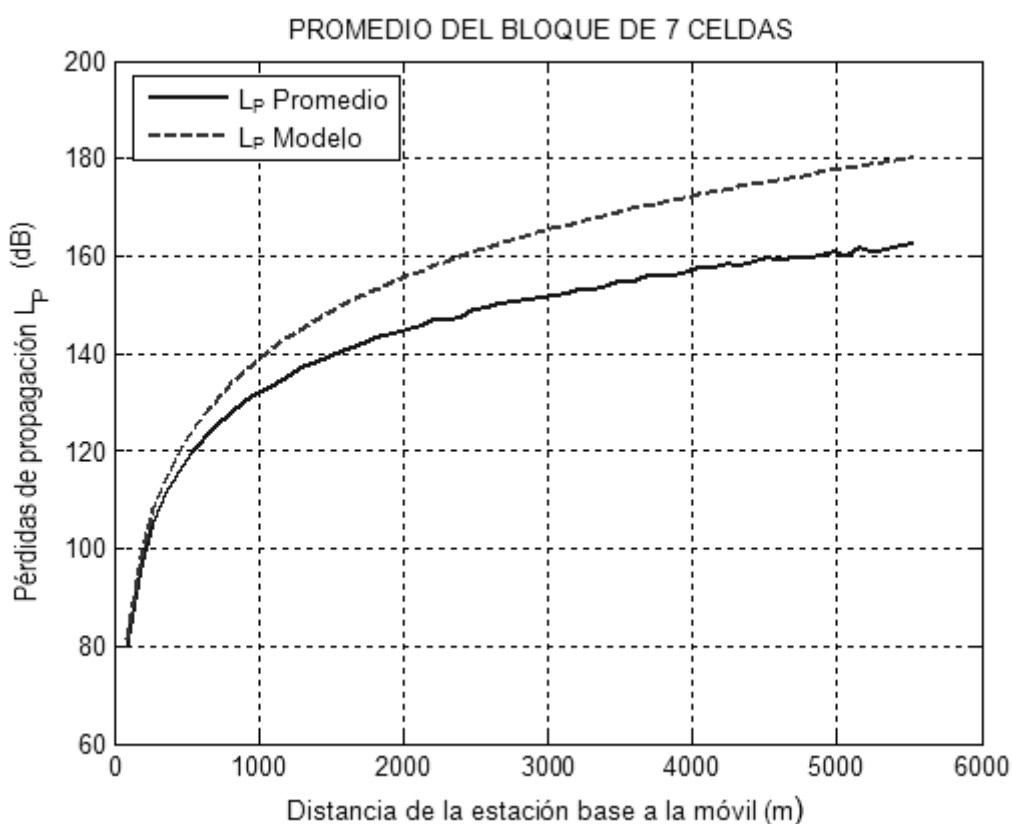


Figura 4.11. Pérdidas de propagación promedio del cluster de 7 celdas con $h_b = 10$ m.

En base al promedio de pérdidas por trayectoria que se obtiene con el análisis de propagación realizado para una $h_b = 10$ m se puede obtener un exponente γ ajustado que proporcione un error cuadrático medio mínimo con respecto al valor analítico de γ , tal y como se desarrolla en el apéndice B, obteniendo [9]:

$$\gamma = 4.4731 \quad (4.11)$$

En base al resultado anterior queda nuevamente demostrado el impacto que las irregularidades en el terreno tendrán, debido a que el valor obtenido mediante el modelo analítico es de $\gamma = 5.55$, variando de forma significativa del valor obtenido mediante el ajuste.

De igual modo se repite la evaluación al terreno y el análisis de las pérdidas por trayectoria en base al estudio de propagación realizado en el terreno considerando una constante $h_b = 50$ m, dado que este valor es un valor lo suficientemente distante del valor central de 30 m, de tal forma que podremos apreciar de forma mas evidente el efecto que este tenga con respecto a las variaciones del terreno. En la figura 4.12 se muestra el valor promedio de las pérdidas por trayectoria evaluadas en base al exponente γ considerando las condiciones topográficas del terreno, siendo este contrastado con el valor obtenido por medio de cálculos analíticos.

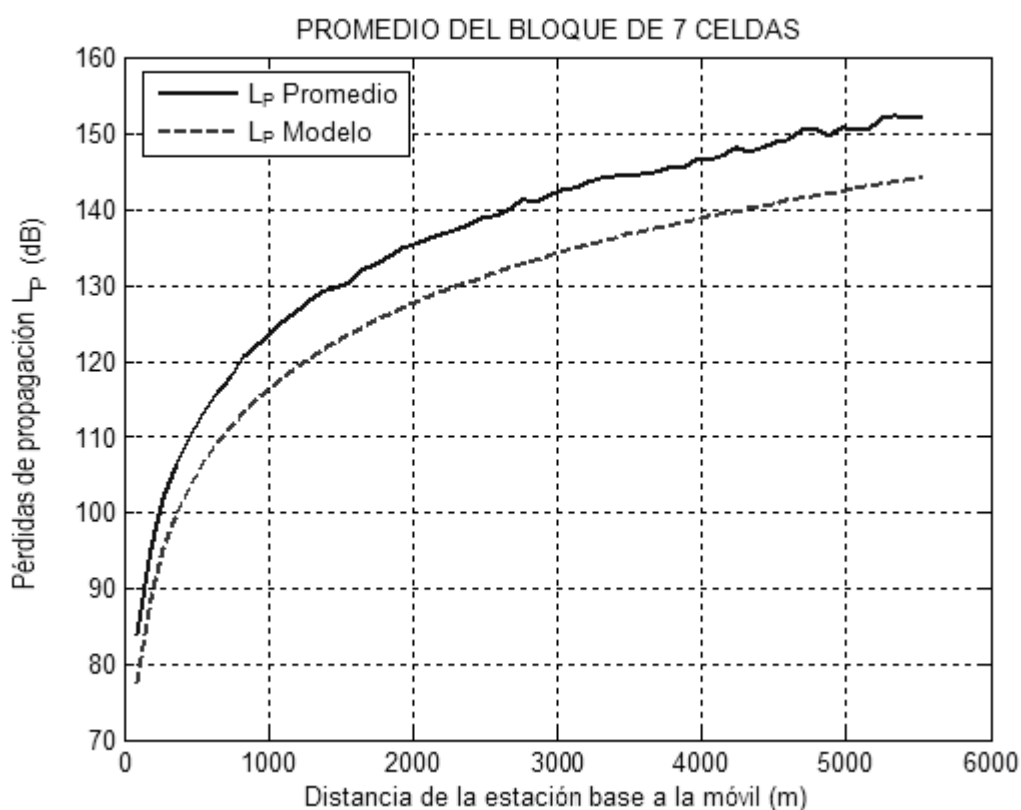


Figura 4.12. Pérdidas por trayectoria promedio del cluster de 7 celdas con $h_b = 50$ m.

Con base en el promedio de pérdidas por trayectoria que se obtiene con el análisis de propagación realizado para una $h_b = 50$ m se puede obtener un exponente γ ajustado que proporcione un error cuadrático medio mínimo con respecto al valor analítico de γ , tal y como se desarrolla en el apéndice B, obteniendo [9]:

$$\gamma = 3.8223 \quad (4.12)$$

En base al resultado anterior queda demostrado el impacto que las irregularidades en el terreno tendrán, dado que el valor obtenido mediante el modelo analítico es de $\gamma = 3.75$, observando una variación del orden de décimas con respecto al valor obtenido mediante el ajuste.

En base a los valores de los factores de pérdidas por trayectoria obtenidos en los 3 casos anteriores, podemos establecer nuestro sistema de ecuaciones que nos permita determinar las constantes propias del terreno correspondiente a la zona norte de la Ciudad de México, siendo estas:

$$\begin{aligned} a - b \left(\frac{10}{h_b} \right) + c/10 &= 4.4731 \\ a - b \left(\frac{30}{h_b} \right) + c/30 &= 4.1667 \\ a - b \left(\frac{50}{h_b} \right) + c/50 &= 3.8223 \end{aligned} \quad (4.13)$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones para a, b y c obtenemos:

$$\begin{aligned} a &= 4.7213 \\ b &= 0.0176 \\ c &= -0.7133 \end{aligned}$$

Con los valores anteriores ya es posible establecer el primer parámetro de ajuste, siendo que con las constantes obtenidas se logra adaptar el factor de pérdidas por trayectoria γ a las condiciones del terreno del Valle de México, lo cual nos provee de un factor general de análisis para un terreno de este tipo.

Siendo de nuestro interés el ajuste del parámetro que determina a los desvanecimientos por oscurecimientos, tal y como lo es la desviación estándar σ de la variable con distribución Gaussiana con $\mu = 0$ que la representa, primeramente debemos ver en base a los elementos ajustados a las condiciones topográficas del terreno, en que medida podría variar la desviación estándar de su valor propuesto por el modelo analítico, realizando un análisis de la variación de la desviación estándar bajo las condiciones del terreno de la Ciudad de México [9][10][11].

Considerando las constantes a, b, y c de nuestro modelo ajustado obtenemos el exponente de pérdidas por trayectoria γ ajustado siendo esto:

$$\gamma = a - bh_b + c/h_b = 4.7213 - (0.0176) \left(\frac{30}{h_b} \right) + (-0.7133) \left(\frac{1}{30} \right) = 4.1667 \quad (4.14)$$

Ya obtenido el valor del exponente γ en base a las irregularidades del terreno, obtenemos la variación de la desviación estándar, considerando las 60 distancias que se tomaron como radio de las áreas concéntricas de medición mediante la expresión [10]:

$$\sigma_{\sigma}^2 = \frac{1}{60} \sum_{i=1}^{60} \left[\text{Pérdidas}_{medidas} \left(\frac{d_i}{d_0} \right) - \text{Pérdidas}_{modelo} \left(\frac{d_i}{d_0} \right) \right]^2 \quad (4.15)$$

Lo cual podemos expresar como:

$$\sigma_{\sigma}^2 = \frac{1}{60} \sum_{i=0}^{60} \left[\text{Pérdidas}_{medidas} \left(\frac{d_i}{d_0} \right) - A - 10\gamma \log_{10} \left(\frac{d_i}{d_0} \right) + X_f + X_h \right]^2 \quad (4.15a)$$

$$\sigma_{\sigma}^2 = \frac{1}{60} \sum_{i=0}^{60} \left[\text{Pérdidas}_{medidas} \left(\frac{d_i}{2m} \right) - 82.599 - 10(4.1667) \log_{10} \left(\frac{d_i}{2m} \right) + 1.45 + 0 \right]^2 \quad (4.15b)$$

En base a lo anterior y desarrollando la expresión tal y como se muestra en el apéndice B, es posible determinar la variación de la desviación estándar del modelo de simulación propuesto al valor analítico, definiendo así su relación con el terreno en el cual se desarrolla el análisis. Esto nos da como resultado:

$$\sigma_{\sigma}^2 = 0.3121$$

Por lo tanto:

$$\sigma_{\sigma} = 0.3634$$

De tal manera que la desviación estándar de nuestro modelo, posee una desviación del valor analítico de 0.5651, implicando que habrá un cambio en el valor promedio de la desviación estándar para esta región. Es por lo cual se requiere hacer un análisis de los promedios estadísticos de los elementos de las pérdidas de propagación medidos en cada celda. Para esto se evaluara el comportamiento de estos elementos mediante un histograma, aislando la variable aleatoria Gaussiana con lo cual, podemos determinar sus promedios estadísticos y establecer el punto de cambio de la desviación estándar para cada caso.

En las figuras 4.13 se aprecia los histogramas respectivo de cada celda pudiendo ver la comparación en cuanto su promedios estadísticos.

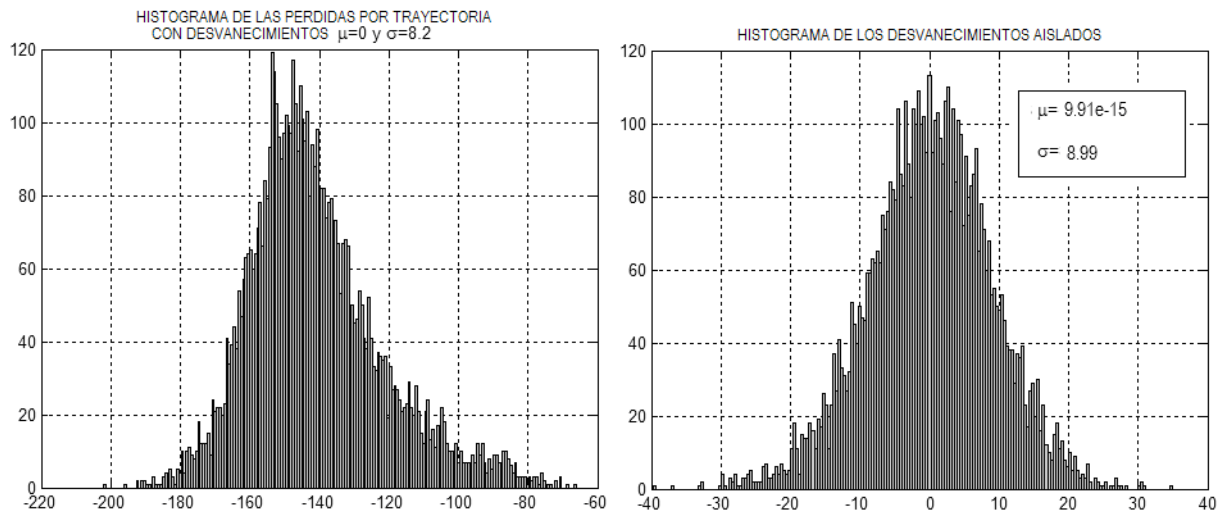


Figura 4.13a. Promedios estadísticos de los desvanecimientos por oscurecimientos en la celda 1.

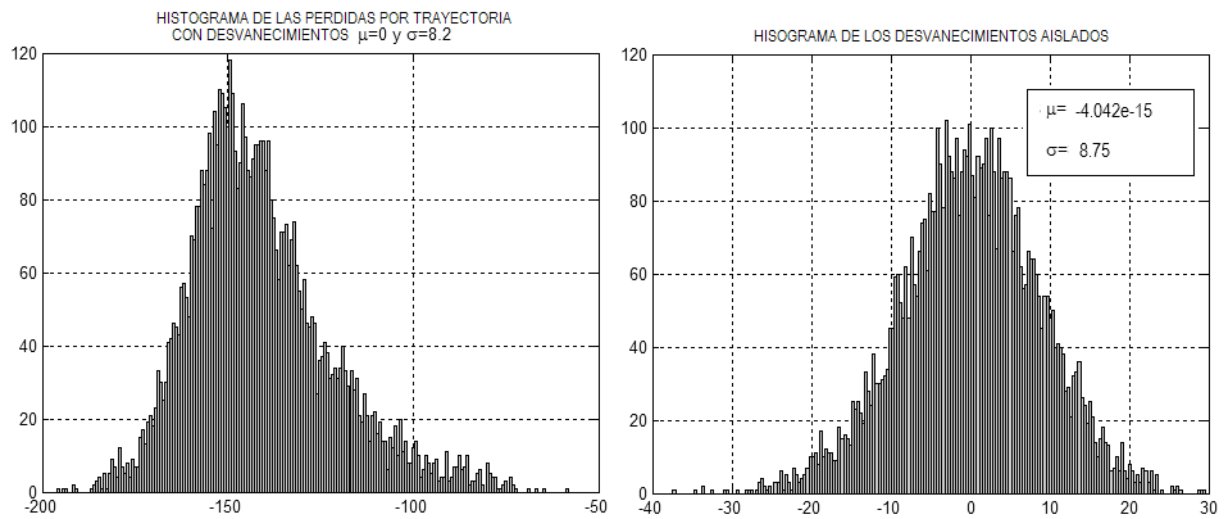


Figura 4.13b. Promedios estadísticos de los desvanecimientos por oscurecimientos en la celda 2.

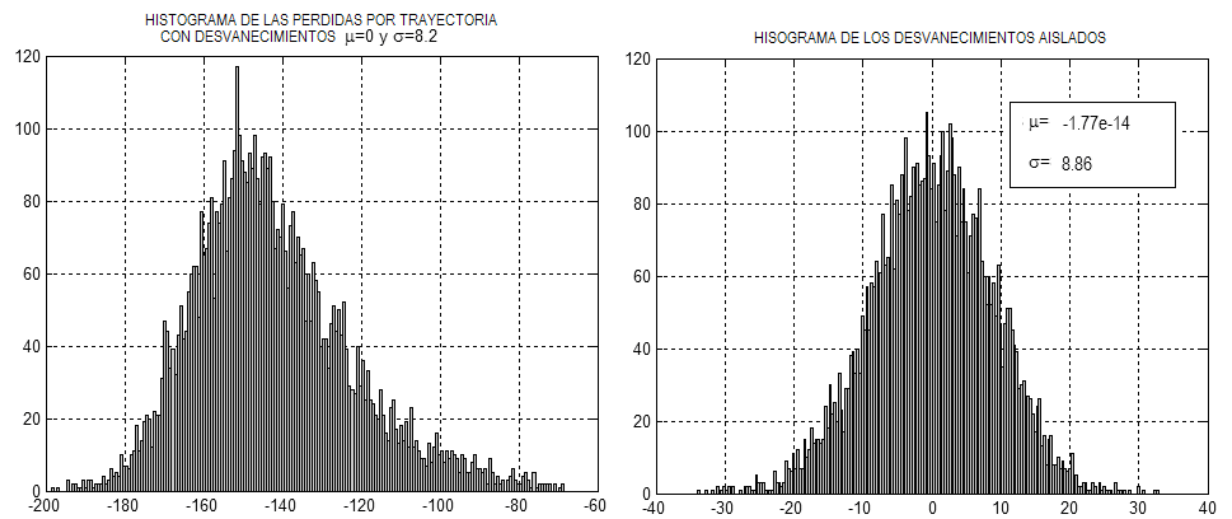


Figura 4.13c. Promedios estadísticos de los desvanecimientos por oscurecimientos en la celda 3.

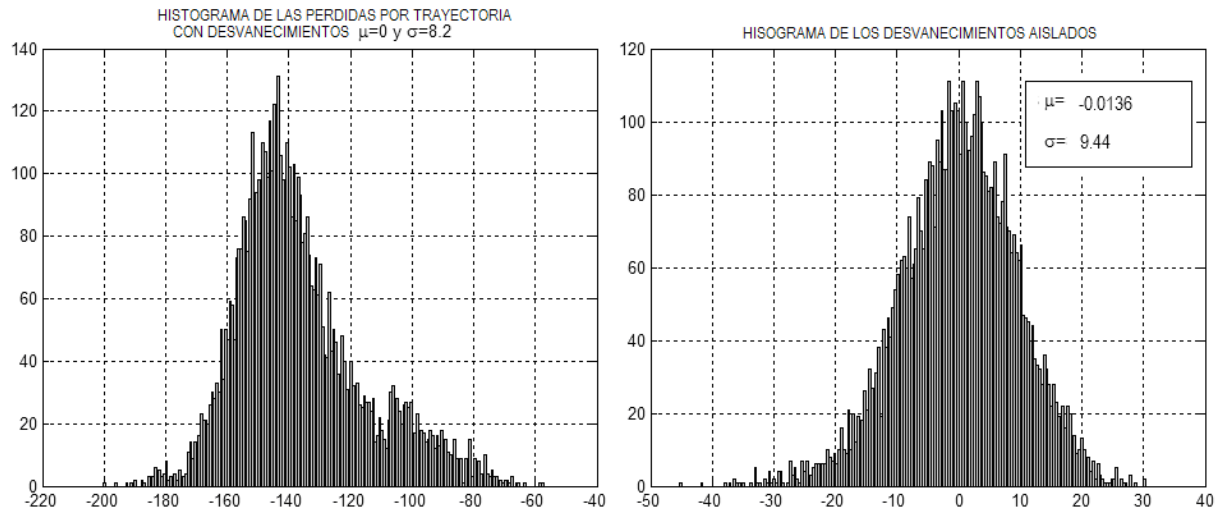


Figura 4.13d. Promedios estadísticos de los oscurecimientos por desvanecimientos en la celda 4.

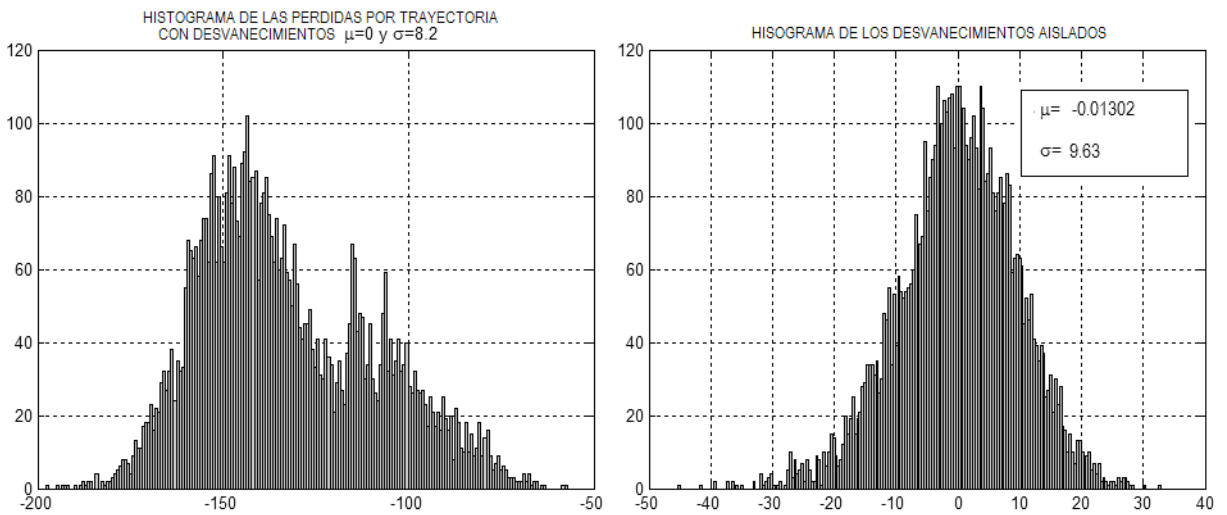


Figura 4.13e. Promedios estadísticos de los oscurecimientos por desvanecimientos en la celda 5.

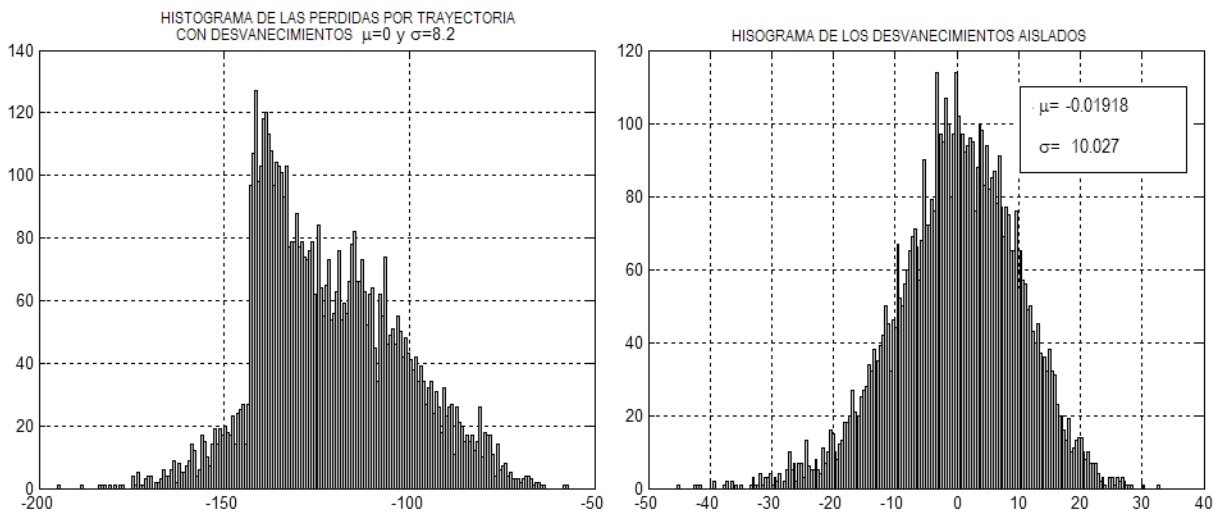


Figura 4.13f. Promedios estadísticos de los oscurecimientos por desvanecimientos en la celda 6.

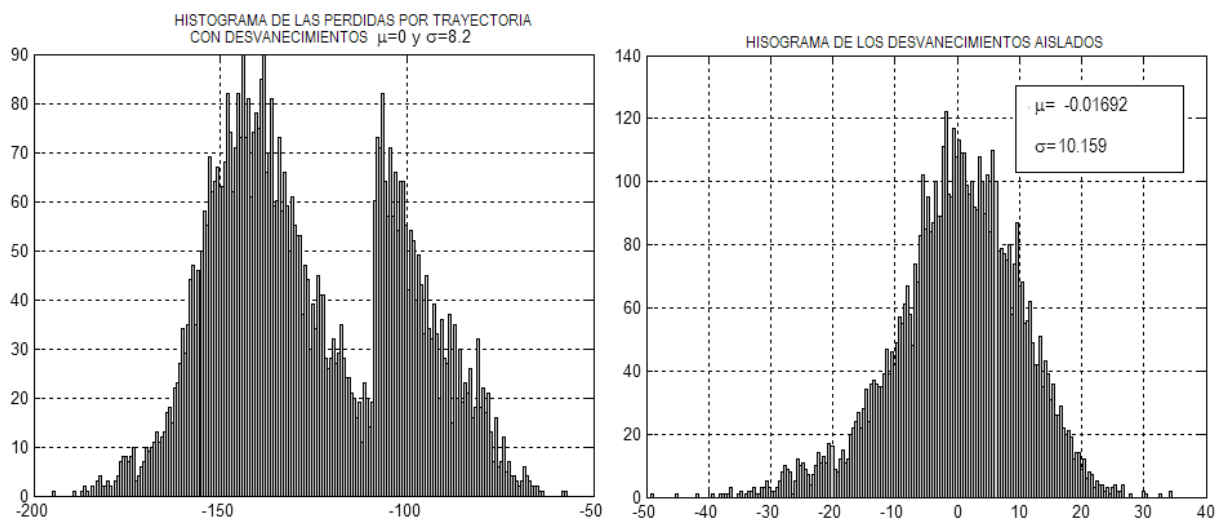


Figura 4.13g. Promedios estadísticos de los oscurecimientos por desvanecimientos en la celda 7.

De manera general es posible apreciar en las figuras 4.13 el impacto que las condiciones topográficas tienen en los desvanecimientos por oscurecimientos, alterando su desviación estándar. Como evidencia de esto podemos ver que en la celda 7 tendremos una desviación estándar de 10.159 dB y en la celda 1 se tiene una de 8.99 dB, eso debido a las características y condiciones del terreno en el cual se está realizando el estudio de propagación.

En base a los promedios estadísticos definidos en cada celda podemos sacar el promedio de las mismas, es decir, obtener un promedio de las desviaciones estándar:

$$\sigma^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \sigma_i^2 \tag{4.16}$$

Por tanto tenemos que la desviación estándar promedio para las condiciones del terreno del Valle de México es:

$$\sigma^2 = \frac{1}{7} \left[(8.99)^2 + (8.75)^2 + (8.86)^2 + (8.44)^2 + (8.63)^2 + (0.0276)^2 + (0.1598)^2 \right] \tag{4.17}$$

$$\sigma = 9.4275$$

Por tanto podemos establecer los parámetros de ajuste del modelo SUI IEEE 802.16 tal como se muestran en la tabla 4.2:

Tabla 4.2. Comparativo de los parámetros ajustados y del terreno tipo C del modelo SUI IEEE 802.16.

Parámetros	Valores ajustados al terreno del Valle de México	SUI IEEE 802.16 Terreno tipo C
a	4.7213	3.6
b	0.0176	0.005
c	-0.7133	20
σ_σ	0.3634	0.59
μ_σ	9.4275	8.2

En base a estos parámetros es posible establecer las condiciones para desarrollar la evaluación de cobertura en una red WiMAX para la Ciudad de México contemplando el modelo SUI IEEE 802.16 ajustado, debido a que estos parámetros ya nos permiten incluir los efectos que las irregularidades del terreno tendrán sobre las pérdidas por trayectoria y en los desvanecimientos por oscurecimientos.

Evidentemente estos parámetros al ser determinados por medio de un modelo de simulación requieren de una validación física, realizando mediciones de potencias en la región norte de la Ciudad de México (*drive test*), logrando así establecer la validéz de estos parámetros para su uso.

4.3. TRAZADO DE LAS CELDAS, FRECUENCIA DE OPERACIÓN Y CARACTERÍSTICAS DE LA ANTENA TRANSMISORA.

Para la evaluación y análisis de cobertura de una red WiMAX en la Ciudad de México consideramos que la celda bajo estudio tiene una forma circular (o hexagonal) con un radio de 1.25 Km para operación en condición sin línea de vista (NLOS) para la banda de 2-11 GHz [8][12], con la estación base localizada en el centro de la celda como se muestra en la figura 4.14. Este radio es propuesto debido a que se puede esperar un tráfico elevado en esa zona, aunado a los efectos que pudieran presentarse debido a las pérdidas de propagación. Se propone utilizar un ancho de banda de 7 MHz en la banda de frecuencias comercial de 3.5 GHz, ambos especificados en el estándar IEEE 802.16-2004.

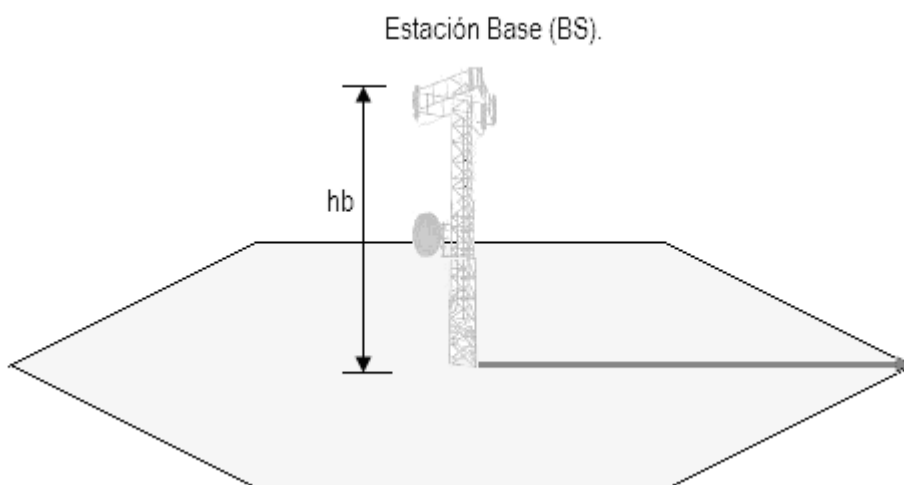


Figura 4.14. Trazado de la celda.

Se propone el uso de una antena en la estación base con un patrón de radiación omnidireccional, eligiendo la antena DB910SN-W de la empresa ANDREWS, la cual es una antena que puede operar en la banda de frecuencias seleccionada en el ancho de banda propuesto. La antena DB910SN-W es descrita en base a sus hojas de especificaciones en el Apéndice C, mostrando todas sus características físicas y eléctricas. En la figura 4.15 se puede observar los patrones de radiación de la antena DB910SN-W de la empresa ANDREWS.

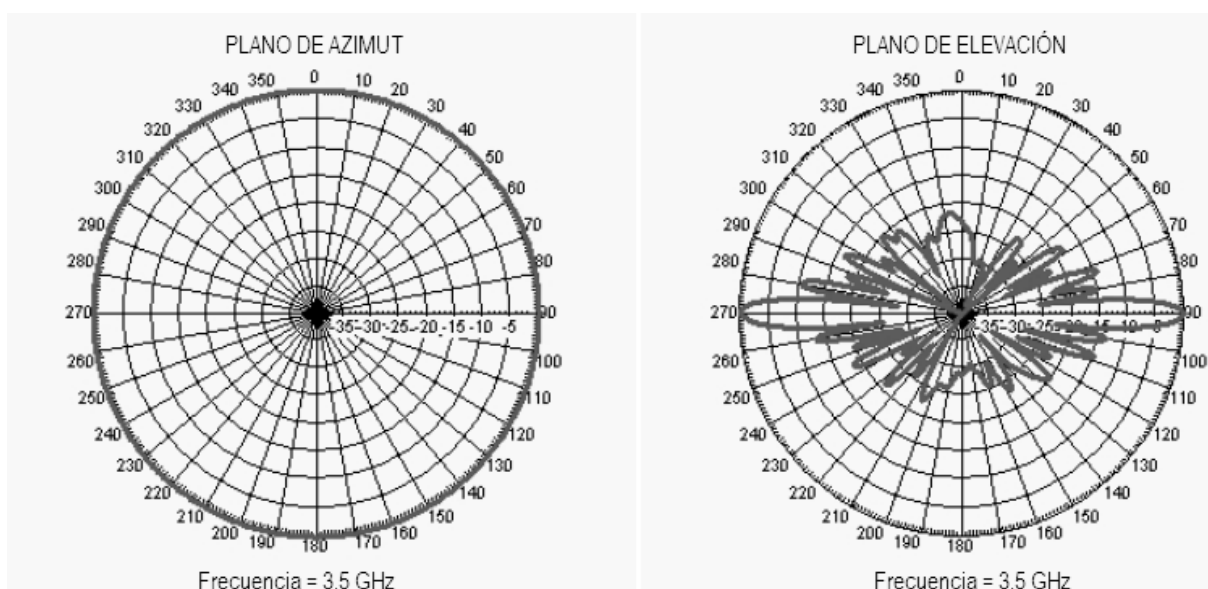


Figura 4.15. Patrones de radiación de la antena DB910SN-W.

Esta antena se caracteriza por estar diseñada con una ganancia de 10 dBi, la cual es montada a una altura de h_b metros, proponiendo nosotros una altura de 30 m por cuestiones prácticas y de seguridad del personal de mantenimiento e instalación.

4.4. DISEÑO DEL ENLACE DE UNA RED WIMAX PARA LA ZONA NORTE DE LA CIUDAD DE MÉXICO.

Para determinar de forma adecuada los niveles de potencia requeridos tanto en la estación base (BS) así como en la estación móvil (MS), para un determinado alcance o cobertura del servicio, es indispensable realizar el diseño del enlace (link budget) respectivo del sistema. En tabla 4.3 se muestran los parámetros a considerar para realizar el diseño del enlace en una red WiMAX para la zona norte de la Ciudad de México [6][11].

Tabla 4.3. Diseño del enlace de una red WiMAX para la Ciudad de México

Parámetro	Enlace de bajada	Notas
Potencia a la salida del amplificador (P_{Tx})	33 dBm	Se calcula en función de todas las pérdidas y todas las ganancias.
Número de antenas transmisoras N_{ATx}	2	Se considera como una ganancia por diversidad en la transmisión $G_{DTX} = 10\log_{10}(N_{ATx})$
Pérdidas debido a efectos no lineales del amplificador de potencia ($L_{backoff}$)	0 dB	Se considera un Amplificador altamente lineal
Ganancia de la antena transmisora (G_{ATx})	10 dBi	Dependerá del fabricante (DB910SN-W)
Pérdidas del transmisor (L_{Tx})	3 dB	Debido a cables, conectores
Ancho de banda del canal (BW)	7 MHz	IEEE 802.16 Soporta varios anchos de banda del canal
Banda de Frecuencia de operación f	3.5 GHz	IEEE 802.16 Opera en varias bandas 2-11 GHz, etc.
Nivel de ruido del receptor (N)	-105.54 dBm @ 7 MHz	$-174 + 10\log_{10}(BW) = -174 + 10\log_{10}(7 \times 10^6)$
Cifra de ruido del receptor (N_F)	8 dB	Depende del fabricante
SNR requerida	0.8 dB	Para QPSK, $R = 1/2$, BLER = 10 %, ITU Ped. B Channel
Ganancia por diversidad Macroscópica (G_{DM})	0 dB	Si se utiliza diversidad por selección
Sensibilidad del receptor (S_{min})	-96.24 dBm	$S_{min} = N + N_F + SNR + G_{DM}$
Ganancia de la antena receptora (G_{ARx})	0 dBi	
Margen de desvanecimientos por obscurecimientos (M_F)	12 dB	(Depende de la cobertura requerida en el borde de la celda si la P_{Tx} esta dada)
Pérdidas por penetración en edificios (L_{Pe})	0.10 dB	Para una sola pared
Radio de la celda R	1 Km	Depende de la potencia de transmisión y del trafico que se vaya a manejar
Perdidas de propagación (PL)	131.26 dB	Empleado el modelo de propagación ajustado a la Ciudad de México SUI IEEE 802.16.

Los parámetros definidos para el diseño del enlace, se basan en los criterios descritos en el capítulo 3, dado que a partir del radio de $R = 1$ Km se calculan las pérdidas por trayectoria en el borde de la celda antes descrita utilizando el modelo SUI IEEE 802.16 ajustado al Valle de México.

Consideramos las ganancias de la antena DB910SN-W de la compañía ANDREWS, así como un ancho de banda de 7 MHz y una frecuencia de operación de 3.5 GHz. Esta elección de ancho de banda y de frecuencia de operación se realiza basándonos en las hojas de especificaciones de los equipos RedMAX Base Station (AN-100U), el RedMAX 4C y el RedMAX Subscriber Unit (SU-O), los cuales son producidos por la compañía Redline communications, tal como se puede apreciar en el apéndice C.

Con lo antes descrito es evidente que es de primordial determinar las pérdidas por trayectoria que se tienen al borde de la celda con el modelo SUI IEEE 802.16 ajustado al Valle de México, por lo que tenemos que:

$$PL = A + 10\gamma \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_f + X_h \quad (4.18)$$

Donde los términos A, X_f y X_h tienen un valor de:

$$A = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi d_0}{\lambda}\right) = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi d_0 f}{c}\right) = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi \cdot 2m \cdot 3.5GHz}{3 \times 10^8 m/s}\right) = 82.599dB \quad (4.19a)$$

$$X_f = 6\log_{10}\left(\frac{f}{2000}\right) = 6\log_{10}\left(\frac{3500}{2000}\right) = 1.45 \quad (4.19b)$$

$$X_h = -20\log_{10}\left(\frac{h_m}{2}\right) = -20\log_{10}\left(\frac{2}{2}\right) = 0 \quad (4.19c)$$

Considerando que el diseño del enlace se realiza en la zona norte de la Ciudad de México, utilizaremos los parámetros del modelo ajustado SUI IEEE 802.16 que obtuvimos con anterioridad, por tal motivo, el exponente de pérdidas por trayectoria γ es igual a:

$$\gamma = a - bh_b + c/h_b = 4.7213 - \{0.0176 \cdot 30\} + \{0.7133\}/30 = 4.1667 \quad (4.20)$$

Por lo que las pérdidas por trayectoria a la distancia determinada por el radio de la celda propuesto son:

$$PL = 82.599 + 10 \{4.1667\} \log_{10}\left(\frac{1250m}{92m}\right) + 1.45 + 0 = 131.26 dB \quad (4.21)$$

De tal forma que con la expresión de la potencia recibida descrita en el capítulo 3, contemplando que $P_{Rx} = S_{\min}$ dada la condición de que $P_{Rx} \geq S_{\min}$ obtenemos:

$$P_{Tx} = P_{Rx} - \sum G + \sum L + PL \quad (4.22)$$

Con esta expresión y en base a los parámetros proporcionados por la tabla 4.3 tendremos:

$$\begin{aligned} \sum G &= G_{DTx} + G_{ATx} + G_{DM} + G_{ARx} = 3 + 10 + 0 + 0 = 13dB \\ \sum L &= L_{backoff} + L_{tx} + L_{Pe} + M_F = 0 + 3 + 0 + 12 = 15dB \end{aligned}$$

Es importante denotar que la sensibilidad S_{\min} que estamos utilizando es aquella que nos proporciona debido al sistema en general. Dado todo lo anterior la potencia de transmisión P_{Tx} sera:

$$P_{Tx} = -96.24dBm - 13dB + 15dB + 82.599dB + 10 \left[10 \log_{10} \left(\frac{1000}{92} \right) + 1.45dB + 0 \right] \quad (4.23)$$

$$P_{Tx} = 32.98 \cong 33 \text{ dBm (2 Watts).}$$

Por lo cual con una potencia de 33 dBm o 2 Watts podremos satisfacer las condiciones de cobertura en una celda de radio $R = 1$ Km cubriendo los requerimientos mínimos para los diversos esquemas de modulación y codificación adaptable que WiMAX contempla, así mismo, estos valores mostrados dentro de la tabla 4.3 están dentro de los parámetros de operación de los equipo de radio comunicación descritos en el Apéndice A.

4.5. DETERMINACIÓN DE LA POTENCIA DE TRANSMISIÓN USANDO EL MODELO SUI IEEE 802.16 AJUSTADO A LA CIUDAD DE MÉXICO.

Considerando la expresión de potencia recibida descrita en el capítulo 3 y la condición de $P_{Rx} \geq S_{\min}$, con la cual podemos hacer a $P_{Rx} = S_{\min}$, tendremos que la potencia de transmisión estará dada por:

$$P_{Tx} = P_{Rx} - \sum G + \sum L + PL \quad (4.24)$$

En primera instancia, el calculo que se realiza para la obtención de la potencia de transmisión es en base a poder satisfacer los esquemas de modulación y codificación adaptable, por lo cual tendremos que debemos satisfacer las condiciones para que al borde de la celda de análisis podamos

establecer la modulación de mas bajo nivel, por tal motivo tomamos $S_{\min} = -83.05$ para una modulación BPSK con una razón de codificación de $1/2$, la cual representa al esquema de modulación y codificación adaptable de mas bajo nivel. Para este caso de análisis proponemos un margen de desvanecimientos $M_F = 0$, debido a que solo estamos considerando las pérdidas por trayectoria. Considerando los términos antes definidos y los parámetros del diseño del enlace que se determinan en la tabla 4.3 tenemos:

$$\sum G = 13dB \quad \text{y} \quad \sum L = 3dB$$

Por lo cual tendremos que:

$$P_{Tx} = -83.05dBm - 13dB + 3 + 82.599dB + 10 \left[4.1667 \right] \log_{10} \left(\frac{1000}{92} \right) + 1.45dB + 0 \quad (4.25)$$

$$P_{Tx} = 34.17 \text{ dBm (2.61 Watts).}$$

Por lo tanto, minimamente se requieren de 34.17 dBm en el borde de la celda para que se pueda garantizar el adecuado desempeño del sistema a lo largo de esa región cubriendo con los requisitos para alcanzar el esquema de modulación y codificación adaptable de nivel mas bajo.

4.6. DETERMINACIÓN DEL MARGEN DE DESVANECIMIENTOS USANDO EL MODELO SUI IEEE 802.16 AJUSTADO A LA CIUDAD DE MÉXICO.

El efecto combinado de las pérdidas por trayectoria y los desvanecimientos presentes a lo largo de la trayectoria de propagación de las ondas electromagnéticas por el medio, tiene un impacto significativo en el diseño y la cobertura de los sistemas de comunicaciones inalámbricos. En todos los sistemas inalámbricos hay un nivel mínimo en la potencia recibida S_{\min} (sensibilidad del receptor) que debe cumplirse para garantizar la calidad del servicio de comunicación. Sin embargo, debido a la naturaleza aleatoria de los desvanecimientos existe la posibilidad de que en ocasiones la potencia recibida a una cierta distancia d sea menor a la potencia mínima. Por esta causa es posible definir a lo largo del área donde se desea proporcionar el servicio de comunicaciones la probabilidad de que esta potencia mínima que requiere el receptor no sea satisfecha. A esto se le denomina probabilidad de no cobertura (outage) la cual podemos definir como la probabilidad de que la potencia recibida a una distancia d [$P_{Rx}(d)$] sea menor a la potencia mínima (S_{\min}) [9]:

$$P_{out} = P \left[P_{Rx}(d) < S_{\min} \right] \quad (4.26)$$

Donde tenemos por definición que:

$$P_{Rx} = P_{Tx} + \sum G - \sum L - A - 10\gamma \log_{10} \left(\frac{d}{d_o} \right) - X_f - X_h + S_F \quad (4.27)$$

Donde el término S_F es una variable aleatoria Gaussiana con media cero y desviación estándar de σ [dB] el cual se incluye como un modelo estadístico para considerar el efecto de los desvanecimientos lentos. En base a lo anterior podemos definir a la probabilidad de no cobertura como:

$$P_{out} = P \left[S_F < S_{\min} - (P_{Tx} + \sum G - \sum L - A - 10\gamma \log_{10} \left(\frac{d}{d_o} \right) - X_f - X_h) \right] \quad (4.28a)$$

$$P_{out} = 1 - Q \left(\frac{S_{\min} - [P_{Tx} + \sum G - \sum L - A - 10\gamma \log_{10} (d/d_o) - X_f - X_h]}{\sigma} \right) \quad (4.28b)$$

Donde $Q(x)$ es la probabilidad de que una variable aleatoria Gaussiana X con media cero y varianza uno, sea mayor que z :

$$Q(x) \equiv p(x > z) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} dy \quad (4.29)$$

Teniendo que la función $Q(x)$ puede ser expresada en términos de la función de error complementario (erfc) de la siguiente manera:

$$Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{z}{\sqrt{2}} \right) \quad (4.30)$$

Tomando en cuenta lo antes mencionado y la propiedad de que $P_{out} = 1 - Q(x) = Q(-x)$ tenemos:

$$P_{out} = Q \left(\frac{P_{Tx} + \sum G - \sum L - A - 10\gamma \log_{10} (d/d_o) - X_f - X_h - S_{\min}}{\sigma} \right) \quad (4.31)$$

En vista de que todos los parámetros de la ecuación (4.31) son fijos, entonces para obtener una probabilidad de no cobertura (P_{out}) dada, es necesario agregar un margen de desvanecimientos M_F

a la potencia de transmisión en la ecuación (4.31), esto con el fin de incluir los efectos de los desvanecimientos lentos, por lo tanto:

$$P_{out} = Q\left(\frac{P_{Tx} + M_F + \sum G - \sum L - A - 10\gamma \log_{10}(d/d_o) - X_f - X_h - S_{min}}{\sigma}\right) \quad (4.32)$$

Como criterio de diseño, la probabilidad de no cobertura requerida generalmente es del 10 %, es decir, se garantiza en la región de análisis una cobertura del 90%.

Considerando la zona norte del Valle de México, se requiere una $P_{Tx} = 34.17$ dBm para lograr una modulación BPSK con $R = 1/2$ con una $S_{min} = -83.05$ dBm a una distancia de 1 Km (o radio de celda) sin desvanecimientos y considerando una frecuencia de operación de 3.5 GHz, una $h_b = 30$ m y una $h_m = 2$ m, entonces el margen de desvanecimientos (M_F) requerido para una cobertura del 90 % (es decir una $P_{out} = 0.1$) se puede determinar a partir de:

$$P_{out} = Q(1.28) \approx 0.1003 \quad (4.33)$$

Por lo que tenemos que :

$$\begin{aligned} M_F &= 1.28\sigma - P_{Tx} - \sum G + \sum L + A + 10\gamma \log_{10}(d/d_o) + X_f + X_h + S_{min} = \\ &= 1.28 \times 1.28 - 34.17 - 13 + 3 + 82.599 + 10 \times 1.667 \log_{10}\left(\frac{1000}{92}\right) + 1.45 + 0 - 83.05 \end{aligned} \quad (4.57)$$

$$M_F = 12.06 \cong 12 \text{ dB}$$

4.7. COMPARACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS.

Para corroborar la veracidad de estos elementos se ha propuesto el análisis de no cobertura en el área antes descrita bajo los parámetros propuestos, tratando de validar la garantía de servicio de un 90%. Esto se hace mediante una simulación basada en el modelo analítico SUI IEEE 802.16 con los criterios de ajuste para la Ciudad de México, para realizar así el análisis de cobertura en la zona norte de la Ciudad de México.

4.7.1. Probabilidad de no cobertura para una celda aislada.

Para este efecto se usarán los parámetros definidos en la tabla 4.3 considerando como modelo analítico el modelo SUI IEEE 802.16 ajustado a la Ciudad de México. En base a este modelo podremos estructurar un modelo de simulación para la zona descrita con un radio de 1 Km y una potencia de transmisión de 33 dBm, aplicando el modelo estadístico que nos permita representar los efectos de edificios y obstrucciones en la trayectoria de propagación de las ondas electromagnéticas mediante el uso del factor S, el cual es una variable aleatoria Gaussiana con media cero y desviación estándar para el Valle de México de 9.42 dB.

Con base en esto, primeramente establecemos el modelo estadístico que describe a los desvanecimientos lentos (oscurecimientos), el cual se ve caracterizado en las figuras 4.16.

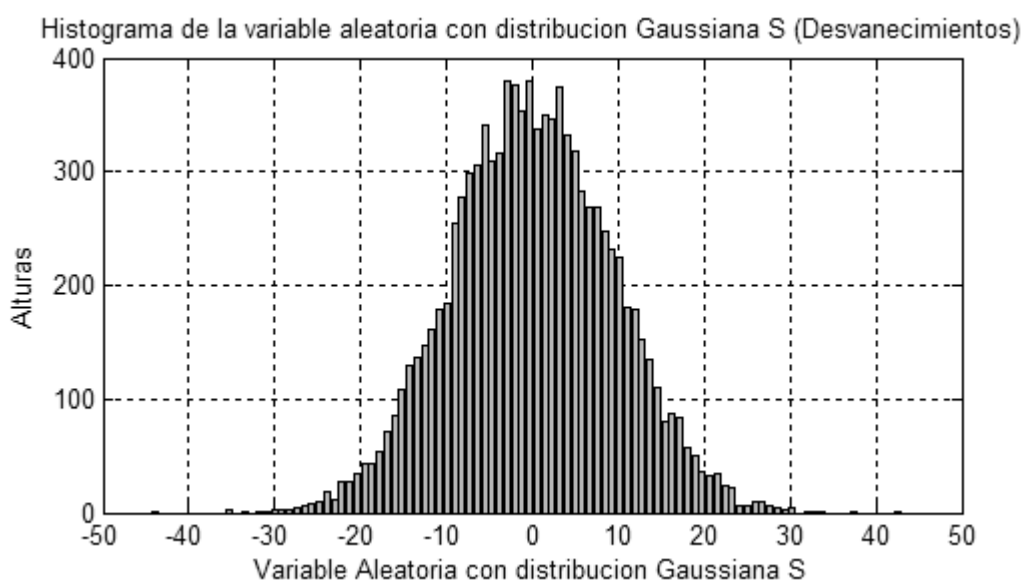


Figura 4.16a. Histograma de los desvanecimientos lentos de manera aislada considerando 10000 usuarios.

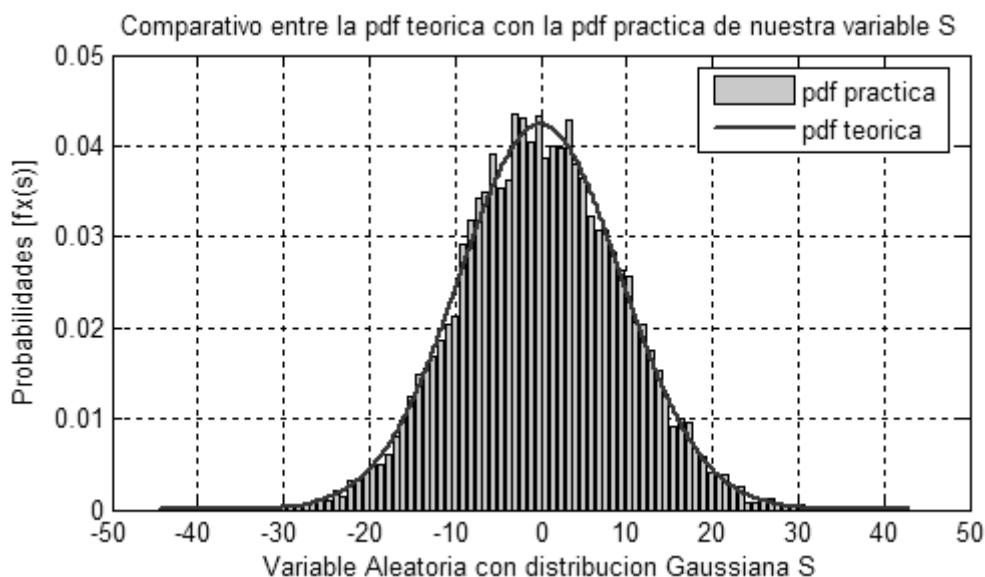


Figura 4.16b. Histograma representativo de la pdf de los desvanecimientos lentos mostrados de forma aislada para 10000 usuarios.

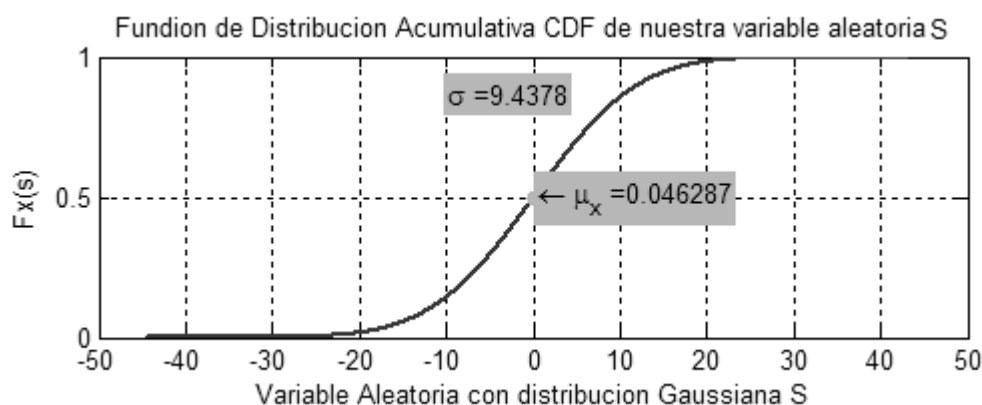


Figura 4.16c. Función de distribución acumulativa corroborando los parámetros establecidos para la variable S ($\mu=0$ y $\sigma=9.42$).

En base a la caracterización de los desvanecimientos lentos de forma aislada, es de suma importancia para nuestro análisis estudiar su interacción e impacto en las pérdidas por trayectoria. Esto basándonos en el modelo analítico SUI IEEE 802.16 ajustados a las condiciones del Valle de México, dado que con esto, podremos caracterizar los efectos que de manera general pueden afectar a la señal transmitida a lo largo de su propagación por el medio. Esta caracterización la podemos apreciar de manera general para la región de análisis en las figuras 4.17.

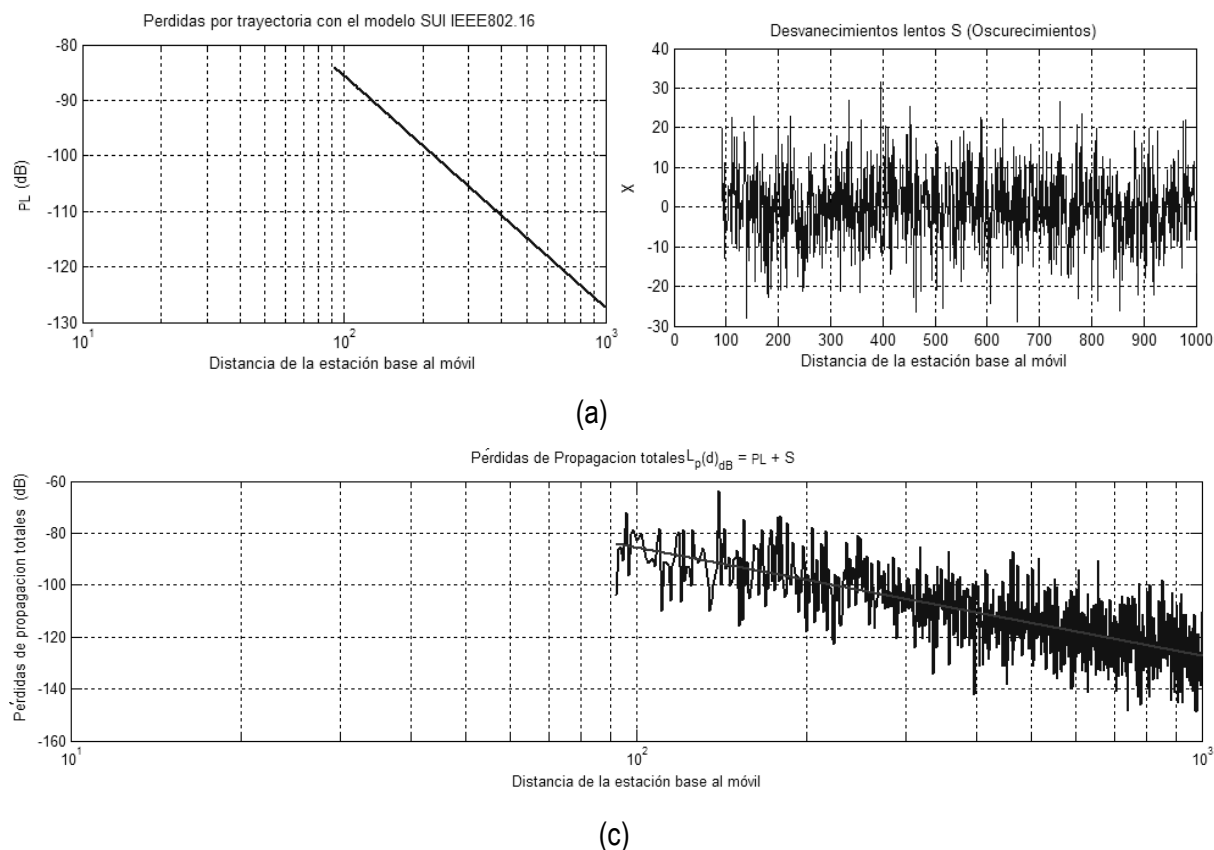


Figura 4.17. (a) Perdidas por trayectoria y desvanecimientos lentos de manera aislada. (b) Perdidas por trayectoria y desvanecimientos lentos en conjunto (Perdidas de propagación totales).

Ya habiendo incluido las características generales del canal, podemos hacer el análisis de cobertura en el Valle de México para corroborar los criterios que planteamos con anterioridad en base a los parámetros de diseño del enlace mostrados en la tabla 4.3. Se hace el análisis en el borde de la región para corroborar que en esos puntos y bajo los elementos característicos del canal (perdidas por trayectoria y desvanecimientos lentos) se cumplan los parámetros descritos.

En la figura 4.18, podemos ver el análisis de cobertura en la región del Valle de México en base a los requerimientos en potencia que se presentan, es decir, se muestran las potencias que se reciben en diversos puntos aleatorios al borde de la celda de 1 Km, considerando $S_{min} = -96.24$ dBm. Este análisis se realiza con una distribución aleatoria de 1000 usuarios en el borde de la celda propuesta.

Probabilidad de no cobertura en un sistema WiMAX en un área de radio = 1 km (P_{outage})

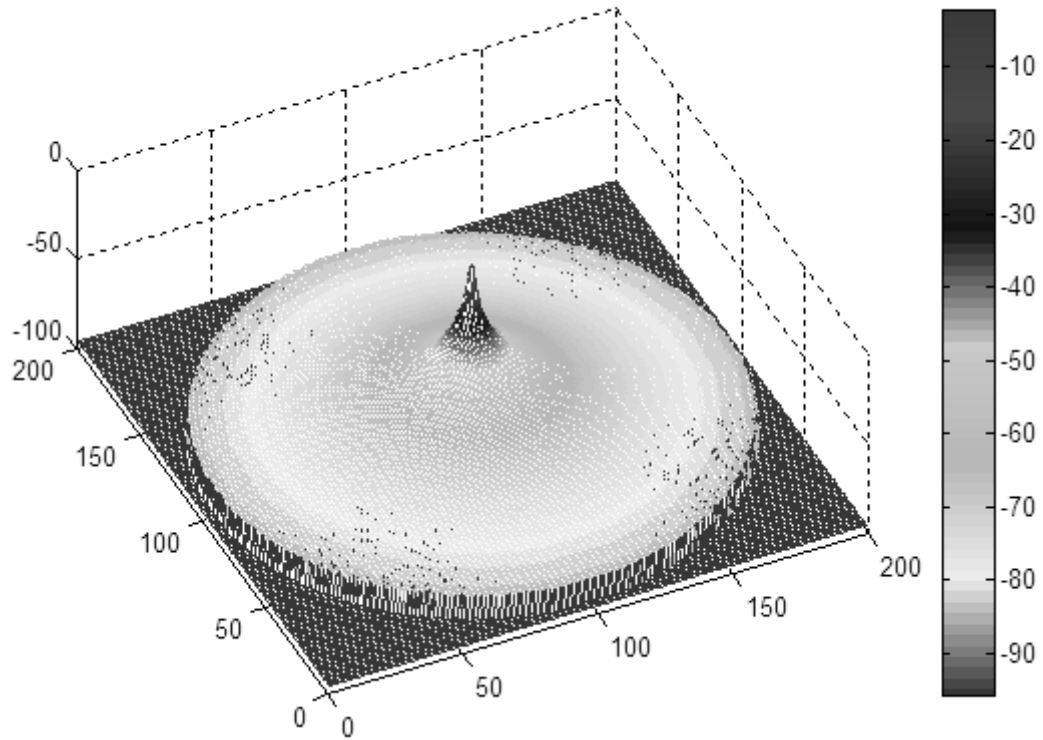


Figura 4.18a. Análisis de cobertura de un sistema WiMAX a lo largo de la celda.

Probabilidad de no cobertura en un sistema WiMAX en un área de radio = 1 km (P_{outage})

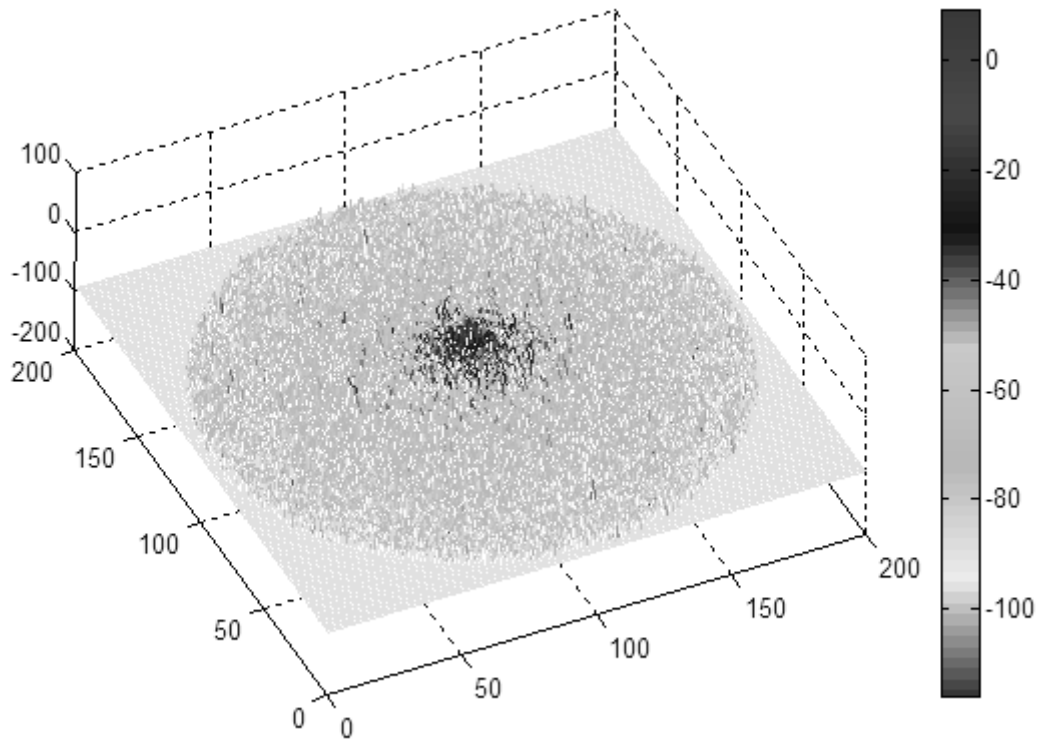


Figura 4.18. Análisis de cobertura de un sistema WiMAX a lo largo de la celda con el efecto de los desvanecimientos.

Por otro lado, la figura 4.19, nos muestra el mismo análisis pero en función de las dimensiones de la celda.

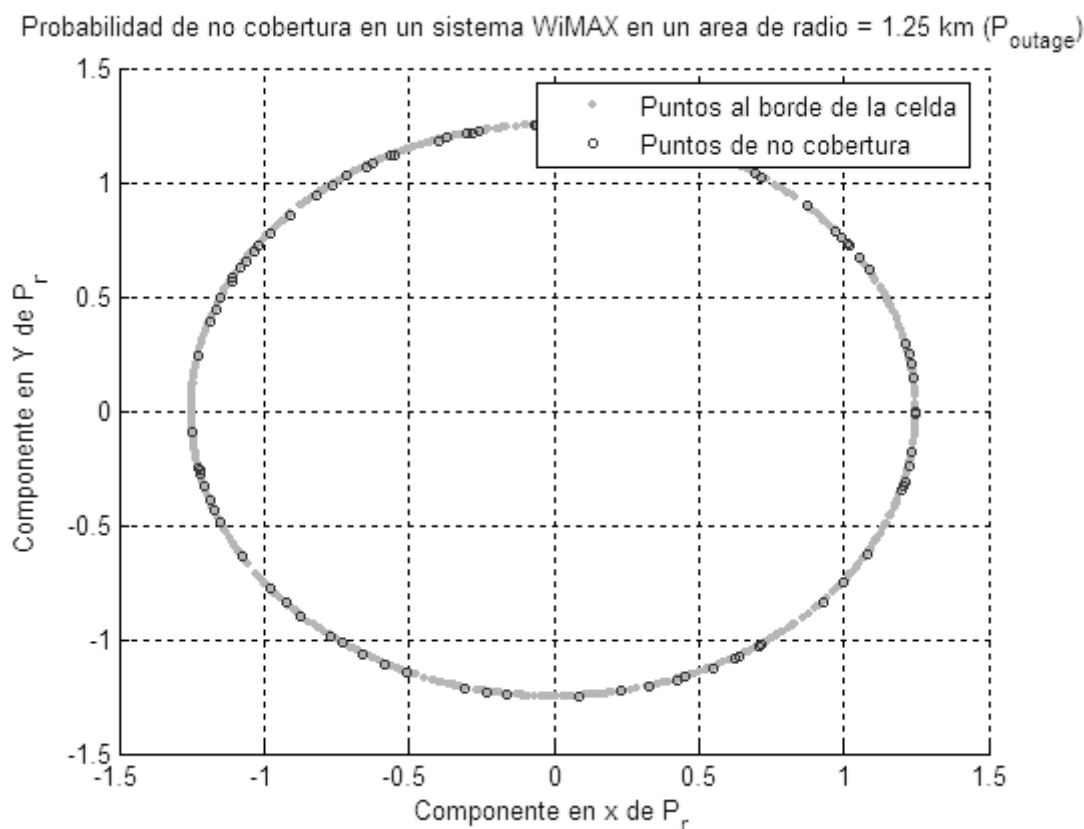


Figura 4.20. Análisis de cobertura de un sistema WiMAX en función de S_{min} y de las posiciones a lo largo del borde de la celda.

Al ejecutar la simulación anterior el resultado es:

La potencia de transmisión que se requiere para una probabilidad de cobertura del 90% a una distancia igual al radio de la celda de 1 Km es :

$$P_t = 32.5147 \text{ dBm}$$

$$P_t = 1.7843 \text{ Watts}$$

Para 1000 de valores generados a una distancia del radio de la celda $d = 1 \text{ Km}$ tenemos que el numero de veces en que no se alcanza la potencia mínima es de 89 de tal modo la Probabilidad de "outage" seria igual a 0.0979098 ó 9.79098 %. La Probabilidad de "outage" analítica es: 0.110996 ó 11.0996%

REFERENCIAS.

- [1] William H. Tranter, K. Sam Shamugan, Theodore S. Rappaport, Kurt L. Kosbar, *Principles of Communication Systems Simulation with Wireless Applications*, Editorial: Prentice Hall. New Jersey, 2003.
- [2] IEEE 802.16-2004, "IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems," *Rev. of IEEE 802.16-2001*, 2005, pp 1-857.
- [3] J. Garcia Fragoso, G. M. Galvan Tejada, "Cell planning based on the WiMax standard for home access: a practical case", *IEEE 2nd International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, 7-9 Sept. 2005, pp: 89-92.
- [4] Tomaz Javornik, Gorazd Kandus, Andrej Hrovat, Igor Ozimek; "Comparison of WiMAX coverage at 450MHz and 3.5GHz". *Department of Communication Systems*. Ljubljana, Slovenia. Pp: 1-5.
- [5] Fernando J. Velez, Vitor Carvalho, Dany Santos, Rui P. Marcos, Rui Costa, Pedro Sebastião, Antonio Rodrigues, "Aspects of Cellular Planning for Emergency and Safety Services in Mobile WiMAX Networks", *2006 1st International Symposium on Wireless Pervasive Computing*, Junio 2006, pp: 1-6.
- [6] Harry R. Anderson, *Fixed Broadband Wireless System Design*, Editorial: Wiley, 2003.
- [7] IEEE Std 802.16™ – 2004, "IEEE Standard for Local and metropolitan area network". *Rev. of IEEE 802.16-2001*, 2005, pp. 1-185.
- [8] Vinko Erceg, Larry J. Greenstein, Sony Y. Tjandra, Seth R. Parkoff, Ajay Gupta, Boris Kulic, Arthur A. Julius y Renee Bianchi, "An Empirically Based Path Loss Model for Wireless Channels in Suburban Enviroments". *IEEE Journal on Selected Areas in communications*, Vol. 17, No. 7, Julio 1999. pp: 1-7.
- [9] Andrea Goldsmith, *Wireless Communications*. Editorial: Cambridge University, Nueva York, 2005.
- [10] Jeffrey G. Andrews , Arunabha Ghosh; Rias Muhamed, *Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking*. Editorial: Prentice Hall Communications, Engineering and Emerging Technologies Series. 2007.

CONCLUSIONES

En este trabajo se hace una descripción de las características generales del sistema WiMAX de acceso fijo, estableciendo sus particularidades por lo cual se considera un sistema óptimo para su implementación en la Ciudad de México, aunado a una evaluación del impacto de las condiciones topográficas de la región antes descrita, en los parámetros del modelo de propagación SUI IEEE 802.16, llevando a cabo un ajuste en el mismo para su aplicación en el diseño del enlace de un sistema WiMAX de acceso fijo en el Valle de México, esto mediante el uso de modelos de analíticos y de simulación, que consecuentemente nos proporcionan una serie de simulaciones estáticas.

Considerando las particularidades que se presentan en este trabajo sobre el sistema WiMAX, es simple entender la potencialidad que este posee al implementar en sus parámetros de operación técnicas que permiten el desarrollo de sistemas inalámbricos de banda ancha, teniendo como claro ejemplo, los esquemas de codificación y modulación adaptable o la modulación de portadoras múltiples OFDM. Aunado a estos parámetros de operación, se presenta a WiMAX como un sistema capaz de ofrecer la integración de servicios soportando diversas plataformas de operación e inclusive viéndose como un sistema complementario de los ya existentes como Wi-Fi, dando como resultado una red muy robusta y completa capaz de satisfacer las necesidades y las demandas que los usuarios actuales tenemos.

En base a lo anterior, se puede ver al sistema WiMAX como una solución para los operadores de sistemas de telecomunicaciones que deseen proporcionar servicios de voz, datos y video, pudiendo implementar así una red paralela a las redes convencionales ya existentes, integrando así a los operadores de sistemas de telecomunicaciones que escojan esta opción, al mercado de comunicaciones con fuerza como una competencia franca [1][2].

Es por lo anterior que es imprescindible un estudio de cobertura completo, lo cual implica, un adecuado análisis de propagación teniendo claras las condiciones ambientales y topográficas de la zona geográfica a utilizar, pudiendo así escoger el modelo de propagación que se ajuste a nuestras necesidades, aunado a un diseño del enlace que englobe todos los parámetros que pudieran influir en la cobertura dentro del sistema.

Con este fin, proponemos el modelo de propagación SUI IEEE 802.16 como el que se adecua a las condiciones topográficas de la Ciudad de México, siendo que este no requiere una descripción exacta y precisa de la distribución de edificios y construcciones, pero si es capaz de considerar sus efectos de manera general. Es evidente notar que el modelo analítico SUI IEEE 802.16 es diseñado a partir del modelo de propagación Okumura-Hata con la inclusión de sus factores de corrección de frecuencia y de altura de la estación móvil, permitiendo así su extensión a las condiciones de operación del sistema WiMAX [3].

Dado lo anterior nos fue posible realizar un análisis de propagación con el fin de demostrar que las irregularidades topográficas afectan las pérdidas de propagación, las cuales incluyen a las pérdidas por trayectoria y a los desvanecimientos lentos, obteniendo así un ajuste en los parámetros que incluye el modelo SUI IEEE 802.16, como el exponente de pérdidas por trayectoria y la desviación estándar del modelo estadístico que nos permite incluir el efecto de los desvanecimientos lentos. Esto nos permite establecer un ajuste en los parámetros del modelo SUI IEEE 802.16 para adecuarlo a las condiciones del Valle de México proporcionando así un estudio mas propicio en a región antes descrita. Es importante destacar que el análisis de propagación desarrollado en base a un modelo de simulación es un fundamento importante debido a la falta de estudios de propagación documentados en la región del Valle de México y en si, en todo el país, lo cual nos brinda la posibilidad de realizar análisis mas precisos en la zona antes descrita. Sin embargo, pese a esta base, es necesario realizar un estudio de propagación físico en la región de nuestro análisis para poder brindarle la valides necesaria a los resultados obtenidos mediante el análisis al modelo de simulación propuesto .

Otro factor de vital importancia dentro de las consideraciones tomadas en el análisis de propagación, es la delimitación de la zona a estudiar, debido a que nos enfocamos en la parte norte de la Ciudad de México contemplando la alta concentración de población que existe en esta región, así como las características topográficas y físicas de la misma, ya que la región norte de la Ciudad de México es relativamente plana o con muy pocas irregularidades, pudiendo así aplicar el modelo que estamos proponiendo. Esto seria diferente en la zona sur de la ciudad dada su condición montañosa, por lo cual tendríamos que tomar otras consideraciones y nuestro análisis tendría que ser diferente, no pudiendo aplicar así el modelo propuesto.

De acuerdo a la evaluación realizada al impacto que el terreno podría tener en los parámetros del modelo SUI IEEE 802.16 podemos establecer que tanto el exponente de perdidas por trayectoria γ así como la desviación estándar del modelo estadístico considerado para tomar en cuenta el efecto de los edificios y otras obstrucciones presentes a lo largo de la trayectoria de propagación de las ondas electromagnéticas σ , se ven alterados por las características

topográficas de la región a analizar. Esto va acorde a los parámetros que se propusieron para dicha evaluación, estableciendo así un rango de valores para el ajuste obtenido limitado por la altura de la estación base, que para efectos de nuestro análisis va de los 10 a los 50 m, aunado a una altura de la estación móvil de 2 m.

Es evidente que la precisión de cualquier aplicación realizada a un modelo de propagación, es en gran medida influenciada por la capacidad de este de poder caracterizar los efectos que se presenten a lo largo de la trayectoria de propagación de las ondas electromagnéticas, dando una gran importancia al modelo SUI IEEE 802.16 ajustado al Valle de México, para efectos de un análisis de cobertura en dicha zona.

El análisis de cobertura se basa en el desarrollo de un diseño del enlace en la región deseada, contemplando todos los parámetros involucrados en el mismo, tal como lo es la SNR, la ganancia por diversidad macroscópica, el ancho de banda y las características eléctricas de todos los dispositivos que integran tanto la radio base como la estación móvil (ganancia de las antenas receptora y transmisora, pérdidas del transmisor, sensibilidad del receptor y la cifra de ruido), lo cual es proporcionado por el fabricante de dichos dispositivos.

Para realizar el diseño del enlace con base a los parámetros antes mencionados, es necesario partir de un elemento propuesto, ya sea el radio de la celda, o la potencia de transmisión, por lo cual, nosotros partimos de un radio propuesto de 1 Km, para así, obtener la potencia de transmisión necesaria logrando cubrir el área propuesta, para garantizar una cobertura del 90%.

En base a este análisis es posible establecer que para cubrir esta zona se requiere una potencia de transmisión de 33 dBm considerando ya el margen de desvanecimientos que se producirá por el efecto de los edificios y otras obstrucciones, con lo cual podremos garantizar la cobertura que hemos definido. Es importante destacar que en base a este análisis se puede pensar que los factores dentro del diseño del enlace que nos permiten establecer criterios de diseño y de arquitectura de una red inalámbrica son el radio de la celda, la potencia de transmisión y los márgenes de desvanecimientos. Esto es debido a que estos 3 parámetros nos permitirán establecer el sistema de manera física. Es importante tener en consideración que no es posible establecer estos parámetros de forma arbitraria o por azar, debido a que todo esto está relacionado dentro del sistema y es necesario realizar diversas pruebas para corroborar que los resultados obtenidos son adecuados para el diseño del sistema. Es decir, no se puede utilizar una potencia desmedida al momento de implementar un sistema, y más aun, en un sistema como WiMAX que opera en la banda de microondas, debido a que una potencia demasiado elevada podría causar daño a los usuarios localizados a la rededor de la radio base, es por ello que existe una limitante en los

equipos dependiendo de la frecuencia que se este utilizando, siendo comúnmente de entre los 36 y los 40 dBm.

Este parámetro impacta considerablemente en el radio de la celda, teniendo como consecuencia una reducción de la misma. Para la evaluación realizada al diseño del enlace propuesto se ha encontrado evidente que el radio máximo posible bajo las condiciones dadas es de 1 Km, teniendo como consecuencia que un aumento en el radio de la celda tendrá un impacto considerable en la potencia de transmisión, lo cual no es adecuado dadas las razones antes expuestas.

Con la simulación estática de análisis de cobertura en una celda, es posible ratificar los parámetros propuestos en el diseño del enlace, teniendo entonces que los parámetros y las condiciones definidas para el diseño del enlace, nos brindan una garantía de servicio al borde de la celda del 90%, teniendo cobertura a lo largo de nuestra región de análisis, dándonos de primera instancia los criterios básicos para la implementación de una red WiMAX de acceso fijo para la Ciudad de México.

El análisis de cobertura mostrado puede tener múltiples variantes dentro del diseño del enlace debido a que existen técnicas diversas descritas al principio de este trabajo que pueden hacer más eficiente el sistema aumentando su desempeño tal como las técnicas de diversidad.

Las redes WiMAX al igual que los diversos sistemas de comunicaciones inalámbricas emergentes poseen una serie de retos y desafíos técnicos, por las características que poseen, como las altas velocidades que manejan, la integración de servicios así como la implementación de técnicas que si bien prometen hacer mas eficiente nuestros sistemas, aumenta el grado de complejidad dentro de los mismos. Por lo anterior, es imprescindible empezar a desarrollar mecanismos que nos permitan el diseño, implementación y operación de dichas tecnologías, para lograr entrar en ese mundo de elite del desarrollo e implementación técnica y tecnológica.

Como posible trabajo futuro se puede extender el estudio de propagación y de cobertura haciendo una evaluación de la región descrita mediante la implementación de técnicas que permitan elevar el desempeño del sistema, así como aumentar el área de cobertura como lo es el uso de antenas direccionales, usando métodos de sectorización de las celdas o la utilización de técnicas de diversidad para lograr optimizar el sistema y apreciar el impacto que estas puedan tener sobre la cobertura y diseño de una red WiMAX de acceso fijo.

REFERENCIAS.

- [1] Jeffrey G. Andrews , Arunabha Ghosh; Rias Muhamed, *Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking*. Editorial: Prentice Hall Communications, Engineering and Emerging Technologies Series. 2007.
- [2] IEEE 802.16-2004, "IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems," *Rev. of IEEE 802.16-2001*, 2005, pp 1-857.
- [3] IEEE 802.16 Working Group, "*Channels models for fixed wireless applications* ", *IEEE 802.16a-03/01*, 27 de Junio del 2003.

APÉNDICE A

CARACTERÍSTICAS TOPOGRÁFICAS DEL VALLE DE MÉXICO

Para el desarrollo de este trabajo, es de vital importancia conocer la geografía y topografía de la Ciudad de México, ya que nos permitirá definir que tipo de modelos de propagación a utilizar en la zona, así como los posibles lugares en donde ubicaremos las estaciones base.

La Ciudad de México se localiza a $19^{\circ}36'$ al norte y $19^{\circ}03'$ al sur de latitud norte, y de longitud oeste a $98^{\circ}57'$ al este y $99^{\circ}22'$ al oeste. Tiene una superficie de 1479 Km^2 dividida en 16 delegaciones políticas, tal como se ve en la figura A.1.

Su territorio está conformado en su mayoría por diversos sistemas montañosos: al norte se encuentra la Sierra de Guadalupe, al sur la Sierra del Ajusco-Chichinautzin y al oeste la Sierra de las Cruces. Por otro lado, la parte plana corresponde a la zona donde se encontraba el antiguo lago de Texcoco y es aquí donde se asienta la mayor parte de la población; cabe destacar que en esta zona se encuentran dispersas algunas elevaciones como lo son el cerro de la Estrella, el volcán de Guadalupe, el cerro de Chapultepec, entre otras. En la tabla A.1 se mencionan las principales elevaciones, así como sus respectivas alturas:

Tabla A. Principales elevaciones en el Valle de México

NOMBRE	ALTITUD (msnm)
Cerro La Cruz del Marqués (Ajusco)	3,930
Volcán Tláloc	3,690
Cerro Pelado	3,620
Volcán Cuautzin	3,510
Volcán Chichinautzin	3,490
Volcán Guadalupe (El borrego)	2,820
Cerro del Chiquihuite	2,730
Cerro de la Estrella	2,450
Cerro de Chapultepec	2,280

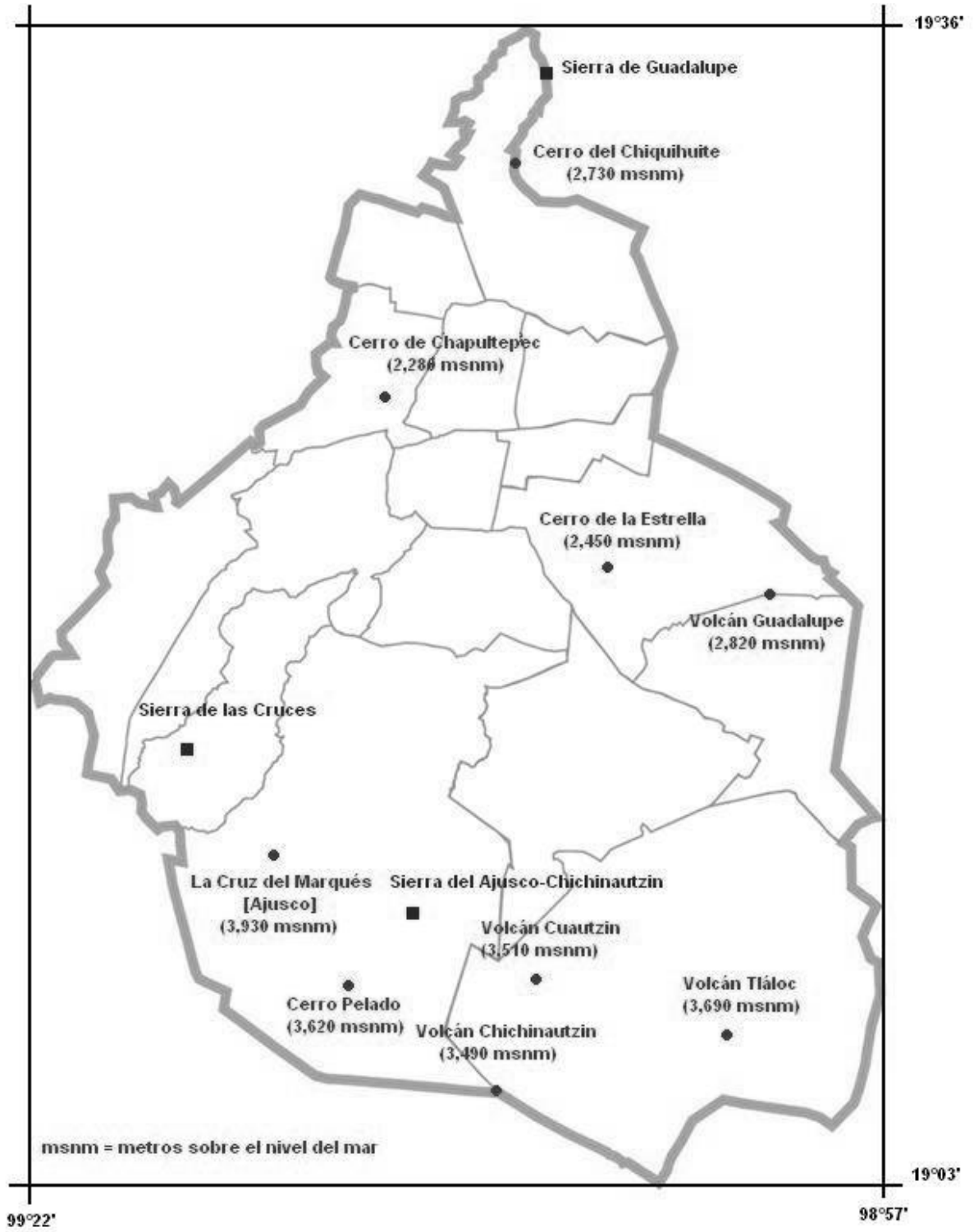


Figura A.1. Ciudad de México con división política, ubicación geográfica y sus principales elevaciones

Para lograr los objetivos de este trabajo, emplearemos un mapa topográfico digital del Instituto Nacional de Estadística Geografía e Informática (INEGI) con las siguientes características [1]:

- Es un modelo de elevación generado por una matriz de 1200x1200 el cual contempla todo el territorio de la Ciudad de México y gran parte del Estado de México, en una escala de 1:250,000.
- El modelo cubre una superficie equivalente a un grado de longitud (99° - 100°) por un grado de latitud (19° - 20°) delimitado por los meridianos y paralelos.
- De acuerdo a la escala, un grado terrestre equivale a 11,317 Km, un minuto a 1,855 Km, y un segundo a 0.0309 Km.

Las características antes mencionadas se pueden apreciar en la figura A.2.

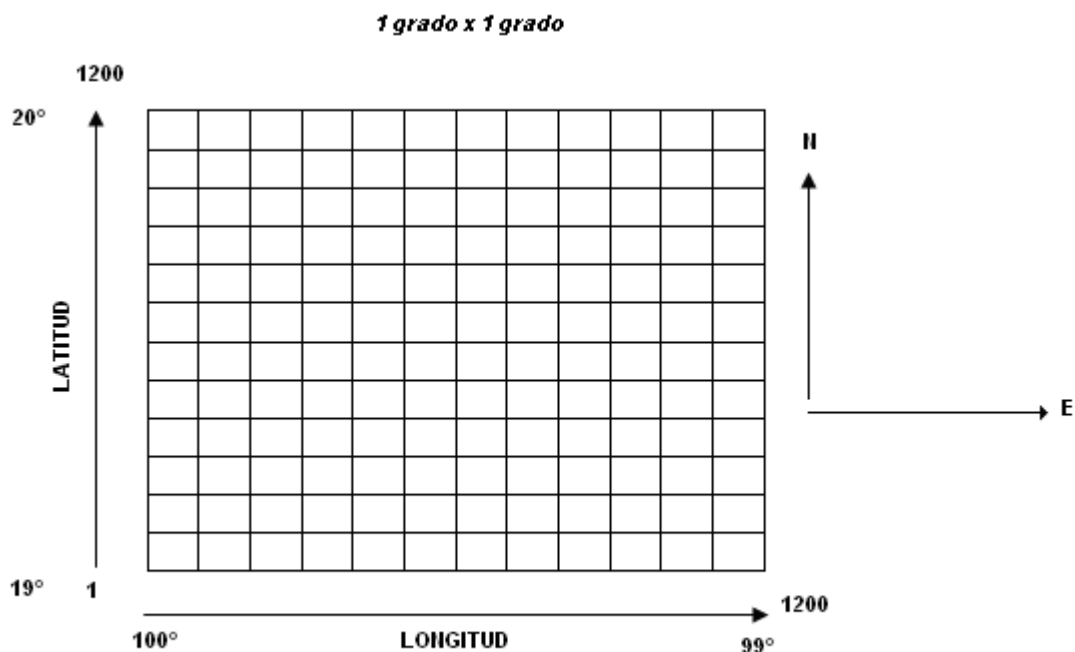


Figura A.2. Características del mapa digital de la Ciudad de México.

Teniendo en cuenta esto, nos dimos a la tarea de delimitar la zona en la que se encuentra la Ciudad de México, para esto, en base a sus coordenadas geográficas, definimos una nueva matriz de 600x800 la cual cubre todo su territorio de nuestro interés tal como se ve en la figura A.3.

MAPA DE ELEVACIONES DE LA CIUDAD DE MÉXICO

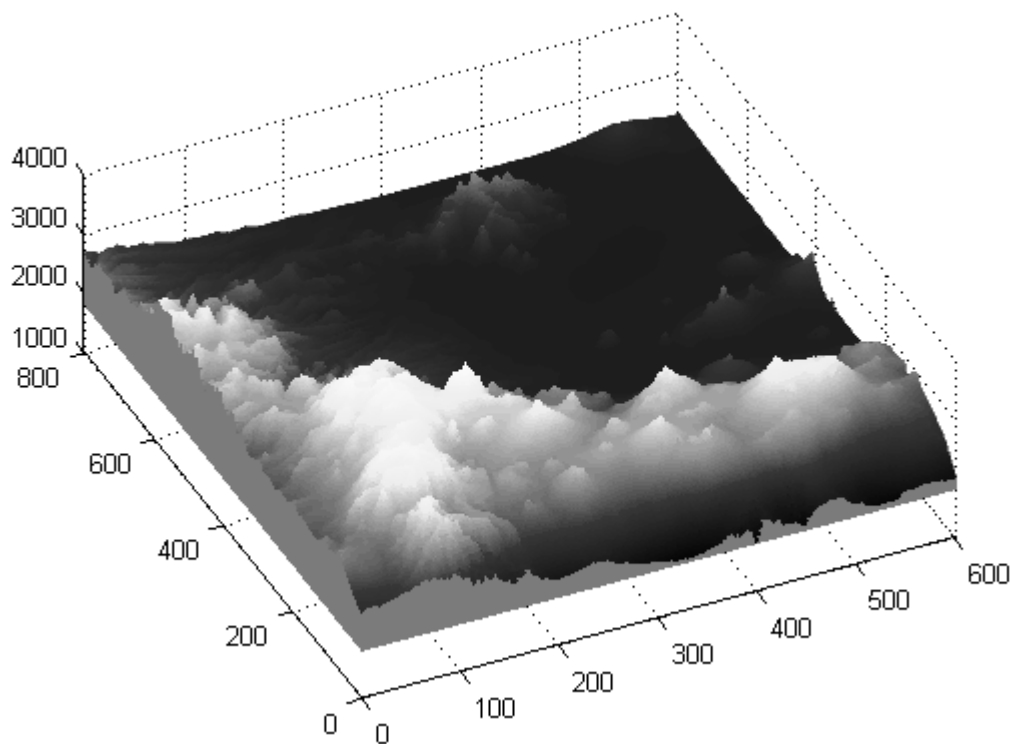


Figura A.3. Mapa digital de elevaciones de la Ciudad de México.

REFERENCIAS.

- [1] Dirección general de geografía del Instituto Nacional de Estadística Geografía e Informática (INEGI), *Geomodelos de Altimetría del Territorio Nacional (GEMA)*.

APÉNDICE B

AJUSTE DEL FACTOR DE PÉRDIDAS POR TRAYECTORIA (γ) Y OBTENCIÓN DE LA VARIACIÓN DE LA DESVIACIÓN ESTÁNDAR (σ) POR MEDIO DEL MÉTODO DE MÍNIMOS CUADRADOS

Con el fin de obtener ajustar el modelo SUI IEEE 802.16 a las características y condiciones topográficas que presenta la Ciudad de México tal como se presenta en el capítulo 3, es necesario realizar un ajuste en el término dentro del modelo que incluya el efecto de las condiciones topográficas, tal es el caso del exponente de pérdidas por trayectoria (γ), el cual está definido por la siguiente expresión [1]:

$$\gamma = a - bh_b + c/h_b \quad (\text{B.1})$$

De la cual, las constantes a, b y c son definidas de acuerdo al tipo de terreno, tal como se muestra en el capítulo 2. Para este fin se realiza la simulación propuesta en el capítulo 3 y se efectúa el método de mínimos cuadrados, en el caso de la regresión lineal para lograr obtener una recta que sea capaz de minimizar el error cuadrático medio entre las pérdidas de propagación simuladas y las pérdidas de propagación analíticas, logrando así un ajuste válido a los elementos medidos. Para este fin, se hace el ajuste de la ecuación del método de los mínimos cuadrados para minimizar el error cuadrático medio de la siguiente manera[2]:

$$F = \sum_{i=1}^N \left(\text{Pérdidas}_{\text{medidas}}(d_i) - \text{Pérdidas}_{\text{modelo}}(d_i) \right)^2 \quad (\text{B.2})$$

Donde $\text{Pérdidas}_{\text{medidas}}(d_i)$ son las pérdidas por trayectoria promedio que se obtuvieron del modelo de simulación y $\text{Pérdidas}_{\text{modelo}}(d_i) = A + 10\gamma \log_{10}(d/d_0) + X_f + X_h$, tal como se describe en el modelo analítico. El factor N es el número de elementos medidos, que en nuestro caso es de 60,

debido a la propuesta de realizar esta evaluación en celdas circulares (hexagonales) de radio de 6 Km haciendo una medición cada 100 m, por lo cual la ecuación (B.2) quedaría de la siguiente manera:

$$F_{\text{dB}} = \sum_{i=1}^{60} \left[\text{Pérdidas}_{\text{medidas}} - \text{Pérdidas}_{\text{modelo}} \right] \quad (\text{B.3})$$

Por tanto establecemos que dados los elementos considerados dentro del modelo analítico tendremos que:

$$F_{\text{dB}} = \sum_{i=0}^{60} \left[\text{Pérdidas}_{\text{medidas}} - 82.599 - 10\gamma \log_{10} \left(\frac{d_i}{2m} \right) + 1.45 + 0 \right] \quad (\text{B.4})$$

Donde el factor de perdidas en el espacio libre $A = 82.599\text{dB}$, el factor $X_f = 1.45\text{dB}$ y el factor $X_h = 0$. Ahora bien, trabajando con los valores de perdidas de propagación promedio obtenidas en el capítulo 4 para una altura de estación base de $h_b = 30$ m, es posible desarrollar la ecuación (B.4) como:

$$\begin{aligned} F_{\text{dB}} = & \left(-84.445 + 82.599 + 1.45 \right) + \left(-96.887 + 82.599 + 3.01\gamma + 1.45 \right) \\ & + \left(-104.17 + 82.599 + 4.7712\gamma + 1.45 \right) + \left(-109.29 + 82.599 + 6.02\gamma + 1.45 \right) \\ & + \left(-113.11 + 82.599 + 6.9897\gamma + 1.45 \right) + \left(-116.38 + 82.599 + 7.78\gamma + 1.45 \right) \\ & + \left(-119.11 + 82.599 + 8.45\gamma + 1.45 \right) + \left(-121.6 + 82.599 + 9.03\gamma + 1.45 \right) \\ & + \left(-123.71 + 82.599 + 9.5424\gamma + 1.45 \right) + \left(-125.48 + 82.599 + 10\gamma + 1.45 \right) \\ & + \left(-127.04 + 82.599 + 10.4239\gamma + 1.45 \right) + \left(-128.75 + 82.599 + 10.7918\gamma + 1.45 \right) \\ & + \left(-130.18 + 82.599 + 11.1394\gamma + 1.45 \right) + \left(-131.45 + 82.599 + 11.4612\gamma + 1.45 \right) \\ & + \left(-132.86 + 82.599 + 11.7609\gamma + 1.45 \right) + \left(-133.7 + 82.599 + 12.0411\gamma + 1.45 \right) \\ & + \left(-135.23 + 82.599 + 12.3044\gamma + 1.45 \right) + \left(-135.83 + 82.599 + 12.5527\gamma + 1.45 \right) \\ & + \left(-137.26 + 82.599 + 12.7875\gamma + 1.45 \right) + \left(-137.96 + 82.599 + 13.0102\gamma + 1.45 \right) \\ & + \left(-138.8 + 82.599 + 13.2221\gamma + 1.45 \right) + \left(-139.91 + 82.599 + 13.4242\gamma + 1.45 \right) \\ & + \left(-140.64 + 82.599 + 13.6172\gamma + 1.45 \right) + \left(-141.42 + 82.599 + 13.8021\gamma + 1.45 \right) \\ & + \left(-142.06 + 82.599 + 13.9794\gamma + 1.45 \right) + \left(-142.8 + 82.599 + 14.1497\gamma + 1.45 \right) \\ & + \left(-143.778 + 82.599 + 14.3136\gamma + 1.45 \right) + \left(-143.81 + 82.599 + 14.4715\gamma + 1.45 \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \left(144.27 + 82.599 + 14.6239\gamma + 1.45 \right)^2 + \left(145.12 + 82.599 + 14.7712\gamma + 1.45 \right)^2 \\
& + \left(145.53 + 82.599 + 14.9136\gamma + 1.45 \right)^2 + \left(146.51 + 82.599 + 15.0514\gamma + 1.45 \right)^2 \\
& + \left(146.8 + 82.599 + 15.1851\gamma + 1.45 \right)^2 + \left(147.66 + 82.599 + 15.3147\gamma + 1.45 \right)^2 \\
& + \left(148.04 + 82.599 + 15.4406\gamma + 1.45 \right)^2 + \left(149.43 + 82.599 + 15.563\gamma + 1.45 \right)^2 \\
& + \left(149.16 + 82.599 + 15.682\gamma + 1.45 \right)^2 + \left(150.08 + 82.599 + 15.7978\gamma + 1.45 \right)^2 \\
& + \left(150.19 + 82.599 + 15.9106\gamma + 1.45 \right)^2 + \left(150.98 + 82.599 + 16.0205\gamma + 1.45 \right)^2 \\
& + \left(151.28 + 82.599 + 16.1278\gamma + 1.45 \right)^2 + \left(151.74 + 82.599 + 16.2324\gamma + 1.45 \right)^2 \\
& + \left(152.13 + 82.599 + 16.3346\gamma + 1.45 \right)^2 + \left(152.52 + 82.599 + 16.4345\gamma + 1.45 \right)^2 \\
& + \left(153.17 + 82.599 + 16.5321\gamma + 1.45 \right)^2 + \left(153.4 + 82.599 + 16.6275\gamma + 1.45 \right)^2 \\
& + \left(154.15 + 82.599 + 16.7209\gamma + 1.45 \right)^2 + \left(154.85 + 82.599 + 16.8124\gamma + 1.45 \right)^2 \\
& + \left(155.3 + 82.599 + 16.9019\gamma + 1.45 \right)^2 + \left(154.67 + 82.599 + 16.9897\gamma + 1.45 \right)^2 \\
& + \left(155.01 + 82.599 + 17.0757\gamma + 1.45 \right)^2 + \left(155.76 + 82.599 + 17.16\gamma + 1.45 \right)^2 \\
& + \left(156.45 + 82.599 + 17.2427\gamma + 1.45 \right)^2 + \left(156.9 + 82.599 + 17.3239\gamma + 1.45 \right)^2 \\
& + \left(157.03 + 82.599 + 17.4036\gamma + 1.45 \right)^2 + \left(157.14 + 82.599 + 17.4818\gamma + 1.45 \right)^2 \\
& + \left(157.93 + 82.599 + 17.5587\gamma + 1.45 \right)^2 + \left(158.01 + 82.599 + 17.6342\gamma + 1.45 \right)^2 \\
& + \left(157.72 + 82.599 + 17.7085\gamma + 1.45 \right)^2 + \left(158.7 + 82.599 + 17.7815\gamma + 1.45 \right)^2
\end{aligned}$$

Dándonos como resultado:

$$F(\gamma) = 12087.70\gamma^2 - 100733.419\gamma + 209874.5852 \quad (B.5)$$

Para poder obtener el valor del exponente de pérdidas por trayectoria γ que minimice el error cuadrático medio entre las pérdidas obtenidas mediante el modelo de simulación y las obtenidas mediante el modelo analítico, es necesario obtener la primera derivada de la ecuación (B.5) de tal modo que[2]:

$$\frac{dF(\gamma)}{d\gamma} = 24175.40\gamma - 100733.419 \quad (B.6)$$

Resolviendo la ecuación (B.6) obtenemos:

$$\gamma = \frac{100733419}{2417540} = 4.1667 \quad (\text{B.7})$$

Con lo cual obtenemos un factor de pérdidas por trayectoria γ que nos permite minimizar el error cuadrático medio entre las pérdidas de propagación obtenidas con el modelo de simulación y las obtenidas mediante el modelo analítico, dando como resultado, un ajuste entre dichas pérdidas mediante el factor γ obtenido.

De manera análoga se aplica el mismo método para la obtención de los exponentes de pérdidas por trayectoria correspondientes a las alturas de prueba seleccionadas $h_b = 10$ m y $h_b = 50$ m, con lo cual podemos completar el sistema de ecuaciones que nos permite determinar los parámetros a, b y c, para el ajuste descrito en el capítulo 4.

De manera similar, se desarrolla un proceso basado en el mismo método para la obtención de la variación de la desviación estándar σ usada en el modelo estadístico para incluir el efecto de los desvanecimientos lentos (por oscurecimientos). La expresión para este caso es[2]:

$$\sigma_\sigma^2 = \frac{1}{60} \sum_{i=1}^{60} \left[\text{Pérdidas}_{medidas} \left(\frac{P_i}{P_0} \right)^\gamma - \text{Pérdidas}_{modelo} \left(\frac{P_i}{P_0} \right)^\gamma \right]^2 \quad (\text{B.8})$$

Con dicha expresión logramos obtener la varianza de la variación de la desviación estándar σ , aplicando el exponente γ que obtuvimos, por lo cual tendremos:

$$\begin{aligned} \sigma_\sigma^2 = \frac{1}{60} & \left[(84.445 + 82.599 + 1.45^\gamma) + (96.887 + 82.599 + 3.01(4.1667)^\gamma + 1.45^\gamma) \right. \\ & + (104.17 + 82.599 + 4.7712(4.1667)^\gamma + 1.45^\gamma) + (109.29 + 82.599 + 6.02(4.1667)^\gamma + 1.45^\gamma) \\ & + (113.11 + 82.599 + 6.9897(4.1667)^\gamma + 1.45^\gamma) + (116.38 + 82.599 + 7.78(4.1667)^\gamma + 1.45^\gamma) \\ & + (119.11 + 82.599 + 8.45(4.1667)^\gamma + 1.45^\gamma) + (121.6 + 82.599 + 9.03(4.1667)^\gamma + 1.45^\gamma) \\ & + (123.71 + 82.599 + 9.5424(4.1667)^\gamma + 1.45^\gamma) + (125.48 + 82.599 + 10(4.1667)^\gamma + 1.45^\gamma) \\ & + (127.04 + 82.599 + 10.4239(4.1667)^\gamma + 1.45^\gamma) + (128.75 + 82.599 + 10.7918(4.1667)^\gamma + 1.45^\gamma) \\ & + (130.18 + 82.599 + 11.1394(4.1667)^\gamma + 1.45^\gamma) + (131.45 + 82.599 + 11.4612(4.1667)^\gamma + 1.45^\gamma) \\ & \left. + (132.86 + 82.599 + 11.7609(4.1667)^\gamma + 1.45^\gamma) + (133.7 + 82.599 + 12.0411(4.1667)^\gamma + 1.45^\gamma) \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &+ \left(\left(135.23 + 82.599 + 12.3044 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 + \left(\left(135.83 + 82.599 + 12.5527 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 \\
 &+ \left(\left(137.26 + 82.599 + 12.7875 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 + \left(\left(137.96 + 82.599 + 13.0102 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 \\
 &+ \left(\left(138.8 + 82.599 + 13.2221 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 + \left(\left(139.91 + 82.599 + 13.4242 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 \\
 &+ \left(\left(140.64 + 82.599 + 13.6172 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 + \left(\left(141.42 + 82.599 + 13.8021 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 \\
 &+ \left(\left(142.06 + 82.599 + 13.9794 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 + \left(\left(142.8 + 82.599 + 14.1497 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 \\
 &+ \left(\left(143.778 + 82.599 + 14.3136 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 + \left(\left(143.81 + 82.599 + 14.4715 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 \\
 &+ \left(\left(144.27 + 82.599 + 14.6239 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 + \left(\left(145.12 + 82.599 + 14.7712 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 \\
 &+ \left(\left(145.53 + 82.599 + 14.9136 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 + \left(\left(146.51 + 82.599 + 15.0514 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 \\
 &+ \left(\left(146.8 + 82.599 + 15.1851 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 + \left(\left(147.66 + 82.599 + 15.3147 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 \\
 &+ \left(\left(148.04 + 82.599 + 15.4406 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 + \left(\left(149.43 + 82.599 + 15.563 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 \\
 &+ \left(\left(149.16 + 82.599 + 15.682 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 + \left(\left(150.08 + 82.599 + 15.7978 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 \\
 &+ \left(\left(150.19 + 82.599 + 15.9106 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 + \left(\left(150.98 + 82.599 + 16.0205 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 \\
 &+ \left(\left(151.28 + 82.599 + 16.1278 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 + \left(\left(151.74 + 82.599 + 16.2324 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 \\
 &+ \left(\left(152.13 + 82.599 + 16.3346 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 + \left(\left(152.52 + 82.599 + 16.4345 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 \\
 &+ \left(\left(153.17 + 82.599 + 16.5321 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 + \left(\left(153.4 + 82.599 + 16.6275 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 \\
 &+ \left(\left(154.15 + 82.599 + 16.7209 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 + \left(\left(154.85 + 82.599 + 16.8124 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 \\
 &+ \left(\left(155.3 + 82.599 + 16.9019 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 + \left(\left(154.67 + 82.599 + 16.9897 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 \\
 &+ \left(\left(155.01 + 82.599 + 17.0757 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 + \left(\left(155.76 + 82.599 + 17.16 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 \\
 &+ \left(\left(156.45 + 82.599 + 17.2427 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 + \left(\left(156.9 + 82.599 + 17.3239 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 \\
 &+ \left(\left(157.03 + 82.599 + 17.4036 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 + \left(\left(157.14 + 82.599 + 17.4818 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 \\
 &+ \left(\left(157.93 + 82.599 + 17.5587 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 + \left(\left(158.01 + 82.599 + 17.6342 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 \\
 &+ \left(\left(157.72 + 82.599 + 17.7085 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2 + \left(\left(158.7 + 82.599 + 17.7815 \right) \left(1.1667 \right)^{-1} + 1.45 \right)^2
 \end{aligned}$$

Con lo cual obtenemos:

$$\sigma_{\sigma}^2 = \frac{7.926535711}{60} = 0.1321 \tag{B.9}$$

Teniendo finalmente que:

$$\sigma_{\sigma} = 0.3634 \quad (\text{B.10})$$

Lo cual nos indica en que medida varía la desviación estándar σ usada en el modelo estadístico para incluir los efectos de los edificios y obstrucciones que se puedan presentar a lo largo de la trayectoria de propagación de las ondas electromagnéticas.

Cabe resaltar que con la finalidad de obtener resultados mas precisos en los cálculos y procedimientos antes descritos, se hizo uso del software matemático *Derive versión 6.10* de la empresa Texas Instruments para desarrollar y resolver los procedimientos descritos con anterioridad, evitando así los errores que se puedan presentar por la serie de cálculos tan largos y extenuantes.



REFERENCIAS.

- [1] IEEE 802.16 Working Group. "*Channels models for fixed wireless applications* ", Documento IEEE 802.16a-03/01. 27 de Junio del 2003.
- [2] Andrea Goldsmith, *Wireless Communications*. Editorial: Cambridge University, Nueva York, 2005.

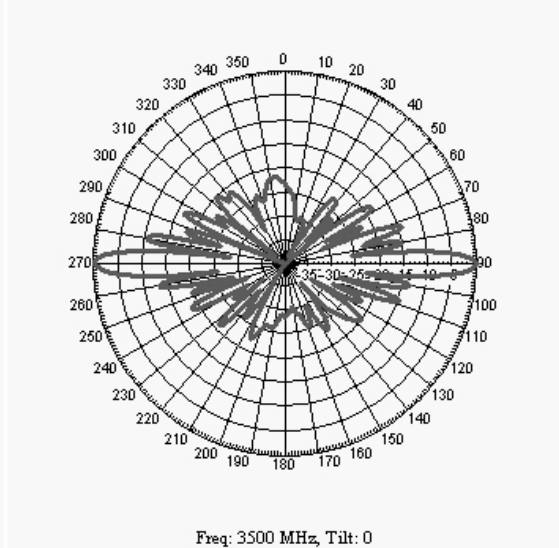
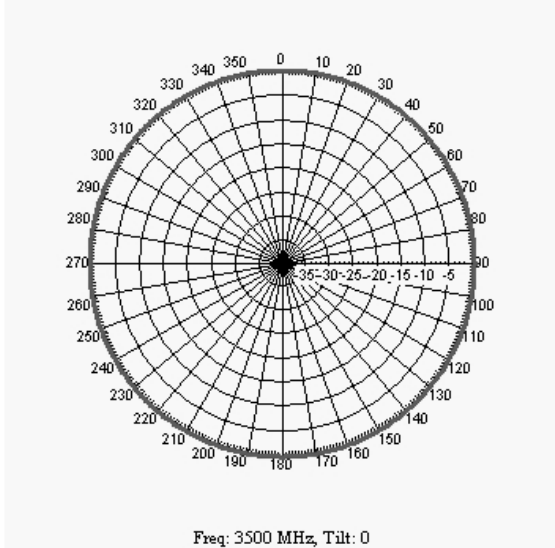
APÉNDICE C

ESPECIFICACIONES TÉCNICAS DE LA ANTENA DB910SN-W Y DE LOS EQUIPOS RedMAX 4C™, RedMAX Base Station (AN-100U) y RedMAX Subscriber Unit (SU-O).

Con el fin de hacer mas real y preciso el estudio de cobertura que se esta planteando en este trabajo, se consideran parámetros eléctricos de equipos y dispositivos físicos reales. Para el efecto de nuestro análisis consideramos una antena omnidireccional DB910SN-W de la compañía ANDREWS cuyas especificaciones eléctricas y físicas se muestran a continuación [1].

	DB910SN-W Omni Antenna	Decibel® Base Station Antennas
ELECTRICAL		
Frequency (MHz) : 3400 - 3600 Polarization : Vertical Gain (dBd/dBi) : 7.9/10 Azimuth BW (Deg.): 360 Elevation BW (Deg.): 7 Beam Tilt (Deg.): 0 VSWR : <1.5:1 Max. Input Power (Watts) : 150 Impedance (Ohms) : 50 Lightning Protection : DC Ground		
MECHANICAL Weight : 0.4 kg (1 lb) Dimensions (LxUO) : 991 x 25 mm (39 x 1 in) Max. Wind Area : 0.02 m² (0.2 ft²) Max. Wind Load (@ 100 mph) : 42.2 N (9.5 lbf) Max. Wind Speed : 201 km/h (125 mph) Hardware Material : Stainless Steel Connector Type : N - Type Female (1, Bottom) Color : White Standard Mounting Hardware : DB365-OS		

	<p>DB910SN-W Omni Antenna</p>	<p>Decibel® Base Station Antennas</p>
<p>AZIMUTH PATTERN</p>		<p>ELEVATION PATTERN</p>




Andrew Corporation
2601 Telecom Parkway
Richardson, Texas U.S.A 75082-3521
Tel: 214.631.0310

Fax: 214.631.4706
Toll Free Tel: 1.800.676.5342
Fax: 1.800.229.4706
www.andrew.com


* - Indicates Typical
8/24/2006
dbtech@andrew.com

Information correct at date of issue but may be subject to change without notice.

De modo análogo, hemos tomado a consideración las características eléctricas de la estación base RedMAX 4C™, de la compañía Redline comunicatios [2].



www.redlinecommunications.com



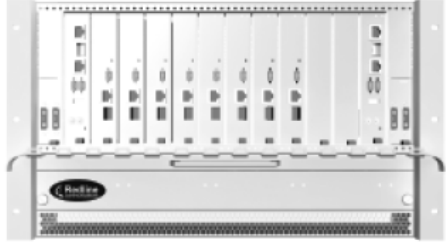
RedMAX™ family of WiMAX Forum Certified™ solutions

RedMAX 4C™ - The ultimate choice for WiMAX

Capacity, Coverage, Capabilities and Convergence

REDMAX 4C Base Station Specifications

Dimensions (H x W x D):	26.67cm x 48.26cm x 23.7cm
Weight:	12.5 kg (empty, with fan tray), 19 kg (fully equipped)
Frequency band:	2.5 – 2.7 GHz; 3.3-3.5 GHz; 3.4-3.6 GHz; 3.6-3.8 GHz
Capacity:	Scalable from one to six sectors
Power supply:	-48 V DC; 90-264 V AC
Power consumption:	230 W for single sector without redundancy 1770 W for fully redundant 6 sector configuration.
Operating temperature:	Indoor Unit 0 C to +40 C; RRM -40 C to +60 C
Installation:	19" rack
Redundancy:	N+1 for baseband module; 1+1 for control & power modules
WAN Interface:	GigE, 10/100BaseT
Radio Specifications:	
• Rx sensitivity:	up to -99.5 dBm (QPSK) for 5 MHz channel
• Tx Power:	40 dBm (2.5 GHz) 36 dBm (3.5 GHz)




WiMAX Features:

IEEE 802.16-2004 compliant


- OFDM access scheme, WiMAX Forum Certified feature list in the 3.x GHz band (3.5/7 MHz channels) with additional option including:
 - > Uplink subchannelization
 - > ARQ
 - > AES

IEEE 802.16e-2005 compliant


- Scalable OFDMA access scheme: WiMAX Forum Certification Wave II profile, including:
 - > Permutation: PUSC, FUSC, AMC2*3
 - > Convolutional turbo coding
 - > Hybrid ARQ (Chase Combining) Automatic Repeat request:
 - > Ethernet/IP CS – Convergence sublayer
 - > Modulation: QPSK/16QAM/64QAM
 - > QoS: BE, nrtPS, rtPS, ertPS, UGS
 - > Encryption: AES
 - > Antenna Systems: MIMO (multiple input multiple output) support with MRC receive diversity (maximal ratio combining)
 - > R6 Support for ASN connectivity - Access service network
 - > TDD
 - > Frequency Bands: 2.5-2.7 GHz, 3.4-3.6 GHz
 - > Channel Bandwidth: 3.5/5/7/10 MHz



Por ultimo, consideramos las características eléctricas de los equipos de abonados como lo son el equipo RedMAX Base Station (AN-100U) y le RedMAX Subscriber Unit (SU-O).




www.redlinecommunications.com




RedMAX™ family of WiMAX Forum Certified™ solutions

RedMAX Base Station (AN-100U)



RedMAX Base Station (AN-100U) System Specifications

System Capability:	LOS, Optical LOS, non LOS Cellular-based point-to-multipoint
RF Band ¹ :	3.3-3.5*; 3.4-3.6; and 3.6-3.8 GHz
Channel Size:	3.5 MHz, 7 MHz
RF Dynamic Range:	> 40 dB
Spectral Efficiency:	Up to 5 bps/Hz (over the air)
Over The Air Rate:	Up to 35 Mbps (7 MHz channel, rates depend on channel size)
Ethernet Data Rate:	Up to 23 Mbps (7 MHz channel)
Latency:	6-18 msec (depends on channel size, OFDM frame duration)
Maximum Tx Power:	+23 dBm across all modulation/coding levels (region specific)
Rx Sensitivity:	Better than -98 dBm @ BPSK 1/2 (based on BER of 1x10e-6)
IF Cable:	Maximum length up to 984 ft (300 m) using Redline recommended high-grade IF cable
Network Attributes:	Transparent bridge 802.1Q, TOS/DSCP and L2/L3 address, traffic classification DHCP client, client pass-through
Modulation/Coding Rates:	Auto-select modulation: BPSK, QPSK, 16 QAM, 64 QAM Auto-select coding: 1/2, 2/3, 3/4
Over the Air Encryption:	DES, 3DES
Synchronization:	Input for external 1 PPS GPS dock signal
MAC:	802.16-2004 compliant PMP 802.16-2004 packet convergence sub-layer mode TDMA Access
Range:	Over 28 mi (40 km) LOS; 12mi (20 km) PMP Over 2 mi (3 km) non LOS
Duplex Technique:	TDD (time division duplex) HD-FDD (half duplex frequency division duplex)
Wireless Transmission (PHY):	256 FFT Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
Network Connections:	Standard: 10/100 Ethernet (RJ-45)
System Configuration:	HTTP (Web) interface, SNMP CLI via Telnet and Local Console
Network Management:	SNMP, standard and proprietary MIBs Full management by RedMAX Management Suite (RMS)
Power Requirements:	Auto-sensing 110/220/240 VAC 50/60 Hz Auto-sensing 18-72 VDC, 80 W
Redundant Power:	Optional dual AC or dual DC power supply (dual cord) with automatic fail-over
Compliance:	EMC: EN 301 489-1, EN 301 489-4, EN 55022/CISPR 22 RF: EN 302 326, Industry Canada: RSS-192, FCC: Parts 90 & 15** Safety: IEC 60950-1, UL 60950-1
Operating Temperature:	IDU: 0 C to 40 C ODU: -40 C to 60 C
Dimensions	17 x 12 x 1.75 in (431.8 x 304.8 x 44.45 mm)
Weight:	5.5 lb (2.5 kg)
Humidity:	Up to 90% non-condensing





www.redlinecommunications.com

RedMAX™ family of WiMAX Forum Certified™ solutions

RedMAX Subscriber Unit (SU-O)



RedMAX Subscriber Unit (SU-O) System Specifications

System Capability:	LOS, Optical LOS, non-LOS Cell-based Point-to-Multipoint
RF Band*:	3.3-3.5*; 3.4-3.6; and 3.6-3.8 GHz
Channel Size:	3.5 MHz, 7 MHz
Spectral Efficiency:	Up to 5 bps/Hz (over the air) Up to 3 bps/Hz (net to Ethernet)
Over The Air Rate:	Up to 35 Mbps (@7 MHz, rates depend on channel size)
Ethernet Data Rate:	Up to 23 Mbps (@7 MHz)
Maximum Tx Power:	Up to +20 dBm (region specific)
Rx Sensitivity:	Better than -98 dBm @ BPSK 1/2 (based on BER of 1x10e-6)
Cable:	Maximum length up to 250 ft (76 m) using Redline recommended shielded outdoor cable
Network Attributes:	Transparent bridge 802.1p, 802.1Q VLAN port tagging 802.1Q, TOS/DSCP and L2/L3 address, traffic classification DHCP client
Modulation/Coding Rates:	Auto select: BPSK, QPSK, 16 QAM, 64 QAM
Coding Rates:	1/2, 3/4 and 2/3
Over the Air Encryption:	DES and AES*
MAC:	Cell-based PMP deployment 802.16-2004 compliant PMP 802.16-2004 packet convergence sub-layer mode TDMA access
Duplex Technique:	TDD (time division duplex) HD-FDD (Half Duplex Frequency Division Duplex)
Wireless Transmission (PHY):	256 FFT Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)
System Configuration:	SNMP, FTP, CLI
Network Management:	SNMP, standard and proprietary MIBs Full management by RedMAX Management Suite (RMS)
Power Requirements:	PoE-Standard IEEE 802.3af
Available Power Blocks:	Auto-sensing 110/220/240 VAC 50/60 Hz
Compliance:	EMC: EN 301 489-1, EN 301 489-4, EN 55022/CISPR 22 RF: EN 301 021, EN 301 753, Industry Canada: RSS-192 Safety: IEC 60950-1, EN 60950-1, UL 60950-1
Operating Temperature:	-40 C to 65 C
Antenna:	Standard: Integrated 14 dBi flat panel Optional: Selection of non integrated high gain antennas
Dimensions/Weight:	8" W x 8" L x 2.5" H (20 cm x 20 cm x 6.35 cm) / 4.5 lbs (2 Kg) not including mounting bracket

Interface Options* Ethernet Option

Standard:	10/100 Ethernet (RJ-45)
Optional:	4 port mini switch

Voice Interface Options

VoIP	SIP
POTS	1 to 2 FXO/FXS



REFERENCIAS.

[2] ANDREW Corporation, <http://www.andrew.com/default.aspx>

[3] Redline communications, <http://www.redlinecommunications.com/>