



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL
Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

***“Simulación de un Esquema de
Modulación/Demodulación OFDM Utilizando un
Modelo de Canal Multitrayectoria”***

TESIS DE GRADO

Previo a la obtención del Título de:

**INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES**

Presentada por:

José Mauricio Vergara González

Directora de Tesis

MSc. Rebeca Estrada

GUAYAQUIL - ECUADOR

AÑO: 2008

DEDICATORIA

DEDICO ESTE TRABAJO CON MUCHO ENTUSIASMO Y CARIÑO A LA AUTORA DE MIS DIAS, A LA LICENCIADA LUZ GONZÁLEZ PINOS, POR SU CONSTANCIA, AMOR Y APOYO ENTREGADO DURANTE TODA MI CARRERA.

AGRADECIMIENTO

EN PRIMER LUGAR DEBO AGRADECER A DIOS, QUE ME LO HA DADO TODO. A MI DIRECTORA DE TESIS, LA INGENIERA REBECA ESTRADA, Y AL PROMOTOR DEL COMPONENTE 8 DEL PROGRAMA VLIR-ESPOL, EL INGENIERO CARLOS MONSALVE, ASÍ COMO A LOS DEMÁS PERSONAS QUE ESTÁN O HAN FORMADO PARTE DEL GRUPO CON EL QUE HE COMPARTIDO ESTA EMOCIONANTE EXPERIENCIA INVESTIGATIVA.

TAMBIÉN DEBO AGRADECER A TODOS LOS QUE HAN APORTADO EN EL LLEGAR A CUMPLIR CON LA META: COMPAÑEROS DE AULA, PROFESORES Y AUTORIDADES DE LA ESPOL.

DECLARATORIA EXPRESA

“La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestas en esta tesis me corresponden exclusivamente; y, el patrimonio intelectual de la misma, a la ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL”

JOSÉ MAURICIO VERGARA GONZÁLEZ

RESUMEN

El presente trabajo trata de un completo y riguroso análisis de un diseño de un sistema de comunicaciones de banda ancha inalámbrico, basado principalmente en el estándar IEEE 802.16, en conjunto con lo más novedoso del trabajo, que es el modelamiento y simulación de un canal multitrayectoria, desarrollado luego de un profundo estudio por parte del mismo grupo de investigación del Programa VLIR-ESPOL, componente 8, subcomponente Telecomunicaciones.

Se comienza por presentar una introducción teórica hacia los elementos más importantes del estudio, como lo es el concepto y descripción del funcionamiento de la modulación ortogonal por división de frecuencias (OFDM) para luego profundizar tanto en la técnica que encierra su funcionamiento como las tecnologías de comunicaciones inalámbricas de banda ancha a las que da camino.

A continuación se desarrollará el tema del modelamiento tanto del sistema OFDM como del canal. En cuanto al sistema se explican en que estándares se basa. Sobre el canal multitrayectoria, se comienza por explicar la caracterización de este canal tanto viendo sus efectos a gran escala como a pequeña escala, y se explica sobre las categorías de desvanecimiento a las que se enfrenta el sistema para luego enunciar finalmente los parámetros y modelos escogidos.

La parte que precede es básicamente la explicación detallada de cómo se construye lo modelado mediante el uso de la herramienta de software escogida para la tarea de realizar la simulación, que es Simulink, de lo cual luego se sacará provecho por su integración con Matlab.

Finalmente, se presentará el análisis detallado y minucioso de cada una de las simulaciones y mediciones de parámetros que se contempló hacer sobre el sistema modelado, tanto en su consideración a gran escala, como para pequeña escala. De esta se sacaran todas las conclusiones necesarias sobre la manera en que afectan ciertos parámetros al desempeño del sistema, así como determinar en que categorías de degradación se hallará eventualmente nuestro sistema.

TABLA DE CONTENIDO

DEDICATORIA	II
AGRADECIMIENTO	III
DECLARATORIA EXPRESA	IV
TRIBUNAL	V
RESUMEN	VI
TABLA DE CONTENIDO	VIII
ÍNDICE DE FIGURAS	XI
INDICE DE TABLAS	XIII
INTRODUCCION	1
1 ESTUDIO Y MODELAMIENTO DEL SISTEMA OFDM	3
1.1 Introducción Esquema Modulación por División Ortogonal de Frecuencias	3
1.1.1 Evolución de OFDM.....	5
1.1.2 Transformada rápida de Fourier FFT/iFFT.....	9
1.1.2.1 Transformada Discreta de Fourier.....	10
1.1.2.3 Algoritmos Rápidos de Fourier.....	14
1.1.2.4 Uso de la FFT en OFDM.....	17
1.1.3 Transmisor/Receptor OFDM.....	20
1.1.3.1 Transmisor OFDM.....	21
1.1.3.2 Receptor OFDM.....	24
1.1.3.3 Tiempo de Guarda y Prefijo Cíclico.....	25
1.1.3.4 La Etapa de Radiofrecuencia.....	28
1.1.4 Ventajas y Alcances de OFDM.....	30
1.2 OFDM y las Tecnologías de Acceso Fijo Inalámbrico	32
1.2.1 Diversidad en Frecuencia.....	33
1.2.1.1 Entrelazado y Codificación.....	33
1.2.1.2 Modulación y Carga Adaptable.....	35
1.2.1.3 OFDMA.....	36
1.2.2 Diversidad en Tiempo.....	36

1.2.2.1	ARQF	37
1.2.3	Diversidad en el Espacio	37
1.2.3.1	Diversidad en las Antenas	37
1.2.3.2	Antenas Inteligentes	38
1.2.3.3	Cancelación de Interferencia	39
1.2.4	Implementación basada en Software	40
1.3	Sumario.....	42
2	MODELOS DEL SISTEMA OFDM Y CANAL MULTITRAYECTORIA. 43	
2.1	Estándar IEEE 802.16	43
2.2	Modelo del Sistema OFDM Propuesto.....	45
2.3	Caracterización de Canales Multitrayectoria.....	47
2.3.1	Caracterización del Desvanecimiento a Gran Escala	49
2.3.2	Caracterización del Desvanecimiento a Pequeña Escala.....	54
2.3.2.1	Categorías de Degradación en Base a la Dispersión del Retardo	56
2.3.2.2	Categorías de Degradación en Base a la Dispersión Doppler	60
2.3.2.3	Modelo del Canal de Línea de Retardo con Derivaciones	64
2.3.3	Uso de OFDM en la mitigación del desvanecimiento.....	68
2.4	Modelo del Canal Multitrayectoria Escogido.....	70
2.4.1	Canal de Desvanecimiento a Gran Escala	71
2.4.2	Canal de Desvanecimiento a Pequeña Escala	72
2.5	Sumario.....	72
3	DESARROLLO DEL SISTEMA A SIMULAR.....	75
3.1	Plataforma de Simulación SIMULINK.....	75
3.2	Descripción del Sistema a Simular	77
3.2.1	Alcance y Principales parámetros de la simulación	77
3.2.2	Los Bloques del Sistema	81
3.2.2.1	Generador de Datos de Tasa Variable	81
3.2.2.2	Codificador/Decodificador.....	83
3.2.2.3	Entramado y Modulación/Demodulación OFDM.....	85
3.2.2.4	Determinación de la Tasa de Datos.....	89
3.2.3	Etapa de RF y su Regulación	91
3.2.4	Preámbulos y Ecuador	93
3.2.5	Medición de BER.....	95
3.3	Descripción del Canal.....	96
3.3.1	Canal de Desvanecimiento a Gran Escala	96
3.3.2	Canal de Desvanecimiento a Pequeña Escala	97
3.4	Parámetros de la Simulación	99
3.5	Sumario.....	101

4	EXPERIMENTACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS	103
4.1	Manejo de las simulaciones desde MATLAB	103
4.2	Experimentos sobre el Canal de Desvanecimiento a Gran Escala.....	104
4.2.1	Patrón de Pérdidas Medias	104
4.2.2	Probabilidad de Enlace.....	105
4.2.3	Porcentaje de Área de Cobertura.....	106
4.2.4	Análisis de resultados.....	107
4.3	Experimentos sobre el Canal de Desvanecimiento a Pequeña Escala	113
4.3.1	Variables sujetas a prueba en las simulaciones	115
4.3.1.1	Tipo de Canal de Pruebas	119
4.3.1.2	Uso del Ecuador.....	120
4.3.1.3	Estándar Base (Valor de N_{FFT}).....	121
4.3.1.4	Tipo de Modulación	121
4.3.1.5	Uso de la Guarda y el Prefijo Cíclico	122
4.3.1.6	Variaciones en la Frecuencia de Muestreo.....	123
4.3.2	Análisis de Resultados	124
4.3.2.1	Sobre el Canal de Pruebas	134
4.3.2.2	Sobre el Uso del Ecuador.....	139
4.3.2.3	Sobre la Variación del Estándar (N_{FFT}).....	143
4.3.2.4	Sobre la Variación en la Modulación	144
4.3.2.5	Sobre la Guarda y el Prefijo Cíclico	145
4.3.2.6	Sobre la Frecuencia de Muestreo	153
4.4	Sumario.....	157
	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	161
	GLOSARIO.....	167
	BIBLIOGRAFÍA.....	172

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1.1 COMPARACIÓN ENTRE TRANSMISIÓN SC Y MULTIPORTADORA (OFDM), TOMADO DE (2) ..	3
FIGURA 1.2 MODULACIÓN OFDM REALIZADA EN RF CON 8 SUBPORTADORAS	6
FIGURA 1.3 TRANSCCEPTOR SEGÚN ESTÁNDAR 802.11A USANDO OFDM	9
FIGURA 1.4 GRÁFICO COMPARATIVO ENTRE ALGORITMOS PARA DFT	15
FIGURA 1.5 DÍGRAFO CORRESPONDIENTE AL ALGORITMO RADIX-2 FFT PARA N=8.....	16
FIGURA 1.6 ESTRUCTURA RADIX-2 BUTTERFLY	17
FIGURA 1.7 ESQUEMA DE MODULACIÓN/DEMODULACIÓN OFDM	18
FIGURA 1.8 DISPOSICIÓN DE LOS DATOS EN LOS CANALES DE FRECUENCIA ORTOGONALES CONTIGUOS EN OFDM.....	20
FIGURA 1.9 CONSTELACIÓN PARA 16-QAM QUE USA CÓDIGO GRAY	22
FIGURA 1.10 EL PREFIJO CÍCLICO	25
FIGURA 1.11 RF Y AFE DEL (A) TRANSMISOR Y (B) RECEPTOR	28
FIGURA 1.12 ESQUEMA DE CODIFICACIÓN CON ENTRELAZADO	34
FIGURA 1.13 MODULACIÓN Y CARGA ADAPTABLE A LA RESPUESTA DEL CANAL EN FRECUENCIA	35
FIGURA 1.14 EL PRINCIPIO DE SUBCANALIZACIÓN PARA OFDMA.....	36
FIGURA 1.15 UN ESQUEMA BÁSICO DE MULTIPLEXACIÓN ESPACIAL CON 3 ANTENAS TRANSMISORAS Y 3 RECEPTORAS.....	38
FIGURA 1.16 VISTA DEL SOFTWARE ISE (PROJECT NAVIGATOR) DE XILINX DURANTE EL DESARROLLO DE UN PROYECTO.....	41
FIGURA 1.17 TARJETA PARA DESARROLLO CON FPGAS DE XILINX	41
FIGURA 2.1 EJEMPLO DE PROPAGACIÓN MULTITRAYECTORIA, REPRESENTADA POR 6 RAYOS: LA COMPONENTE DE LÍNES DE VISTA Y 5 RAYOS REFLEJADOS TANTO EN ELEMENTOS FIJOS COMO MÓVILES PRESENTES EN EL CANAL	47
FIGURA 2.2 DESVANECIMIENTO A LARGA ESCALA Y DESVANECIMIENTO A CORTA ESCALA.	49
FIGURA 2.3 FAMILIA DE PDFs LOGNORMALES	52
FIGURA 2.4 PDF DE RALEIGH ($k=0$) JUNTO CON UNA FAMILIA DE PDFs RICIANAS.....	56
FIGURA 2.5 EJEMPLO DE UN PERFIL DE INTENSIDAD DE RETARDO; SE MUESTRAN LA DISPERSIÓN DEL RETARDO RMS, LA MEDIA DEL EXCESO DE RETARDO, EL TIEMPO MÁXIMO DE EXCESO DEL RETARDO (10 dB), Y EL UMBRAL.....	58
FIGURA 2.6 TÍPICA ENVOLVENTE DEL DESVANECIMIENTO RAYLEIGH A 900 MHz (DE (37))	60
FIGURA 2.7 FUNCIONES CARACTERÍSTICAS DEL DESVANECIMIENTO A CORTA ESCALA	63
FIGURA 2.8 MATRIZ ILUSTRANDO LOS TIPOS DE DESVANECIMIENTO EXPERIMENTADOS COMO FUNCIÓN DE: (A) PERÍODO DEL SÍMBOLO, Y (B) ANCHO DE BANDA DE LA SEÑAL EN BANDA BASE.....	64
FIGURA 3.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE COMUNICACIONES A SIMULAR	77
FIGURA 3.2 MÁSCARA DEL BLOQUE AJUSTE DE PARÁMETROS DE LAS SIMULACIONES	79
FIGURA 3.3 BLOQUE CODIFICADOR DEL TRANSMISOR OFDM	84
FIGURA 3.4 BLOQUE DECODIFICADOR DEL RECEPTOR OFDM	85
FIGURA 3.5 LOS BLOQUES QUE CONFORMAN EL TRANSMISOR OFDM	86
FIGURA 3.6 BLOQUES QUE HACEN EL ENTRAMADO PARA OFDM	87
FIGURA 3.7 BLOQUES QUE HACEN EL ENTRAMADO PARA OFDM DE ACUERDO AL ESTÁNDAR IEEE 802.16	88
FIGURA 3.8 BLOQUES EN EL RECEPTOR OFDM.....	89
FIGURA 3.9 BLOQUES DE RF EN EL EMISOR Y RECEPTOR OFDM	92
FIGURA 3.10 DIAGRAMA INTERNO DEL ECUALIZADOR	94
FIGURA 3.11 BLOQUES PARA LA MEDICIÓN DEL BER.....	95

FIGURA 3.12 ESQUEMÁTICO DE LOS BLOQUES QUE MODELAN EL CANAL DE DESVANECIMIENTO A LARGA ESCALA	97
FIGURA 3.13 BLOQUES DEL MODELO DE CANAL DE DESVANECIMIENTO A CORTA ESCALA	98
FIGURA 4.1 BLOQUES DEL MODELO DE TRANSMISOR OFDM PARA LOS EXPERIMENTOS BAJO EL CANAL DE DESVANECIMIENTO A LARGA ESCALA	104
FIGURA 4.3 PROBABILIDAD DE ENLACE EN FUNCIÓN DE LA DISTANCIA A DIFERENTES UMBRALES TANTO EN AMBIENTES (A) LOS COMO (B) N-LOS	110
FIGURA 4.4 COBERTURA EN FUNCIÓN DE LA DISTANCIA A DIFERENTES UMBRALES TANTO EN AMBIENTES (A) LOS COMO (B) N-LOS	112
FIGURA 4.5 VISUALIZACIÓN DE LAS TRAMAS OFDM CORRESPONDIENTES A LA RESPUESTA AL IMPULSO AL CANAL N-LOS.....	116
FIGURA 4.6 RESPUESTAS AL IMPULSO DE LOS CANALES A (A) Y B (B) INDIVIDUALES EN UN AMBIENTE DE PROPAGACIÓN LOS, MODELO Y RESPUESTA SIMULADA CON AWGN.....	129
FIGURA 4.7 FUNCIONES DE CORRELACIÓN ESPACIO-FRECUENCIA DE (A) CANAL A EN AMBIENTE N-LOS, Y (B) CANAL B EN AMBIENTE LOS. SE MUESTRA LOS UMBRALES DE CORRELACIÓN PARA DEFINIR B_c	133
FIGURA 4.8 FUNCIÓN DE CORRELACIÓN ESPACIO-FRECUENCIA DEL CANAL EN AMBIENTE LOS, MOSTRANDO LA TENDENCIA DE LOS PROMEDIOS PARCIALES.....	134
FIGURA 4.9 BER VS. SNR PARA LOS CANALES LOS Y N-LOS, CON $N_{FFT}=256$, CON Y SIN USO DE ECUALIZADOR, PARA LAS MODULACIONES (A) B-PSK Y Q-PSK, Y (B) 16-QAM Y 64-QAM....	136
FIGURA 4.10 BER VS. SNR PARA LOS CANALES LOS, N-LOS Y AWGN, CON $N_{FFT}=256$ Y USANDO ECUALIZADOR, PARA LAS MODULACIONES (A) B-PSK, (B) Q-PSK, (C) 16-QAM Y (D) 64-QAM.....	137
FIGURA 4.11 CAPTURA DE SECUENCIAS DE POTENCIA DE UNA SEÑAL OFDM AFECTADA POR EL CANAL MODELADO CUANDO PASA DE UN PERÍODO DE AUSENCIA DE MULTITRAYECTORIA O UNO CON PRESENCIA DE ÉSTE DE TIPO (A) LOS, (B) N-LOS.	138
FIGURA 4.12 BER VS. SNR USANDO Q-PSK, CON $N_{FFT}=64, 128$ Y 256 , CON Y SIN ECUALIZADOR, PARA LOS CANALES (A) LOS Y (B) N-LOS.	140
FIGURA 4.13 BER VS. SNR CON $N_{FFT}=64, 128$ Y 256 , CON Y SIN ECUALIZADOR, PARA EL CANAL LOS USANDO (A) 64-QAM Y (B) 256-QAM.....	141
FIGURA 4.15 BER VS. SNR USANDO $N_{FFT}=256$, B-PSK, Q-PSK, 16-QAM, 64-QAM Y 256-QAM (A) EN CANAL AWGN, SIN ECUALIZADOR (B) EN CANAL N-LOS CON ECUALIZADOR, (C) EN CANAL LOS CON ECUALIZADOR, (D) EN CANAL LOS SIN ECUALIZADOR.....	144
FIGURA 4.16 BER VS. SNR USANDO $N_{FFT}=256$, Q-PSK EN UN CANAL LOS, CON Y SIN ECUALIZACIÓN PARA DIFERENTES TAMAÑOS DE PREFIJO CÍCLICO, INCLUYENDO EL NO USO DE ÉSTE.	146
FIGURA 4.18 BER VS. SNR USANDO $N_{FFT}=256$, Q-PSK, EN UN CANAL N-LOS CON ECUALIZADOR, USANDO DIVERSOS TAMAÑOS RELATIVOS DE LA GUARDA, CON PREFIJO CÍCLICO Y SIN ESTE (CPNULL).	148
FIGURA 4.19 BER VS. SNR USANDO $N_{FFT}=64$, Q-PSK PARA LAS FRECUENCIAS DE PRUEBA ALTAS, USANDO DIVERSOS TAMAÑOS RELATIVOS DE CP, INCLUIDO EL NO USO DE ÉSTE (SIN GUARDA), (A) 20 MHz (B) 50 MHz (C) 100 MHz, Y EN CADA CASO: (I) EN UN CANAL LOS, SIN ECUALIZADOR, Y (II) EN UN CANAL N-LOS, CON ECUALIZADOR.....	150
FIGURA 4.20 BER VS. FRECUENCIA DE RESOLUCIÓN USANDO $N_{FFT}=64, 128$ Y 256 , TANTO PARA Q-PSK COMO PARA 64 QAM EN UN CANAL LOS (A) SIN ECUALIZADOR, Y (B) CON ECUALIZADOR.	154
FIGURA 4.21 BER VS. FRECUENCIA DE RESOLUCIÓN USANDO $N_{FFT}=64, 128$ Y 256 , TANTO PARA Q-PSK COMO PARA 64 QAM EN UN CANAL N-LOS USANDO ECUALIZADOR.	155
FIGURA 4.22 BER VS. SNR EN UN CANAL N-LOS CON ECUALIZADOR, USANDO Q-PSK Y 64-QAM CON LAS 3 FRECUENCIAS DE MUESTREO DE PRUEBA ALTAS CON (A) $N_{FFT}=64$, Y (B) $N_{FFT}=256$	156

INDICE DE TABLAS

TABLA 1.1 HISTORIA DE LA TÉCNICA OFDM Y SUS APLICACIONES INALÁMBRICAS	8
TABLA 2.1 NOMENCLATURA DEL ESTÁNDAR IEEE 802.16 EN SU REVISIÓN 2004	44
TABLA 2.2 VALORES DE LAS CONSTANTES PARA EL MODELO DEL PATRÓN DE PÉRDIDAS	51
TABLA 2.3 CANALES SUI SEGÚN EL TIPO DE TERRENO	67
TABLA 2.4 CANALES SUI SEGÚN EL FACTOR K DE RICE	67
TABLA 2.5 PARÁMETROS PARA EL MODELO DE RESPUESTA AL IMPULSO DEL CANAL PARA EL TE DE INTERIORES/EXTERIORES Y DE PEDESTAL	69
TABLA 3.1 TABLA DE PARÁMETROS Y VALORES CARACTERÍSTICOS DEL SISTEMA	80
TABLA 3.2 PARÁMETROS RELACIONADOS A LOS TIPOS DE CODIFICACIÓN	80
TABLA 3.3 PARÁMETROS DE LA SIMULACIÓN CORRESPONDIENTES AL ENVÍO DE TRAMAS Y EL MODELO DE DESVANECIMIENTO A CORTA ESCALA	100
TABLA 4.1 PARÁMETROS PARA LAS SIMULACIONES DE PATRÓN DE PÉRDIDAS MEDIAS	105
TABLA 4.2 PARÁMETROS PARA LAS SIMULACIONES DE PROBABILIDAD DE ENLACE Y COBERTURA...	106
TABLA 4.3 MEDICIONES EN LAS SIMULACIONES DE PROBABILIDAD DE ENLACE Y COBERTURA DERIVADAS DEL RADIO DE COBERTURA	113
TABLA 4.4 CONJUNTOS DE VALORES USADOS PARA MEDICIÓN DE ESTADÍSTICOS QUE CARACTERIZAN LA RESPUESTA AL IMPULSO DEL CANAL A W=54 MHZ	116
TABLA 4.5 SERIES DE SIMULACIONES SOBRE EL CANAL DE DESVANECIMIENTO A CORTA ESCALA Y SUS VARIABLES	118
TABLA 4.6 RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES Y SU MEDICIÓN DE ESTADÍSTICOS QUE CARACTERIZAN LA RESPUESTA AL IMPULSO DEL CANAL A W=54 MHZ	125
TABLA 4.7 RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES AL ANÁLISIS DE LA CORRELACIÓN ESPACIO- FRECUENCIA A W=54 MHZ	131
TABLA 4.8 TIEMPOS DE SÍMBOLO OFDM (T_{SYM}) SEGÚN ACHO DE BANDA, LONGITUD N_{FFT} Y DEL PREFIJO CÍCLICO (CP), Y TIPO DE DEGRADACIÓN PRESENTADA.	151

INTRODUCCION

La división ortogonal por división de frecuencias u OFDM es un esquema de modulación actualmente presente en los principales modernos estándares para comunicaciones de banda ancha inalámbricos, algunos de los cuales se mencionan y dos en particular sirven como base para la discusión sobre el modelamiento del sistema, de donde se parte para el diseño de una extensa serie de simulaciones para finalmente hacer un riguroso análisis de las mismas.

El objetivo general del desarrollo de este trabajo es el fomentar la investigación en el campo de redes de acceso fijo inalámbrico de banda ancha sin línea de vista (FWA - NLOS), mediante la simulación de un esquema OFDM basado en protocolos existentes (WiFi y WiMax) probados sobre un modelo de canal multitrayectoria. Lo mismo que serviría de base importante para estudios posteriores.

De manera específica, en principio se pretende construir el modelo del esquema de modulación OFDM en banda base mediante el uso de Matlab-Simulink, así como también construir el modelo de un canal multitrayectoria mediante el uso de esta misma herramienta de software.

Luego, se desea realizar diferentes pruebas al sistema modificando diversos parámetros (tipo de estándar usado, modulación, nivel de ruido, frecuencia de muestreo, etc).

Finalmente, se compararían y analizarían los resultados obtenidos en las pruebas y los que constan en estudios anteriormente realizados en este campo.

Para el grupo promotor de esta investigación, el programa VLIR-ESPOL, componente 8, subcomponente telecomunicaciones, es fundamental el fomentar el desarrollo académico de la FIEC mediante transferencia de la información con la elaboración de ensayos técnicos (papers), seminarios, presentaciones, etc. Objetivo que se puso en marcha de un principio con éxito.

1 ESTUDIO Y MODELAMIENTO DEL SISTEMA OFDM

1.1 Introducción Esquema Modulación por División Ortogonal de Frecuencias

La Modulación por División Ortogonal de Frecuencias (OFDM) es un esquema de modulación/demodulación multiportadora (1), por lo que su uso se da de manera natural para aplicaciones de banda ancha.

En contraposición a lo que vemos en las típicas comunicaciones monoportadora o *Single Carrier* (SC), donde cada símbolo se transmite serialmente (uno a la vez) ocupando todo el ancho de banda disponible, en una modulación multiportadora se envían los símbolos paralelamente en subportadoras adyacentes, es decir, usando algún tipo de multiplexaje por división de frecuencias (FDM) (1). Una comparación gráfica se puede observar en la figura 1.1.

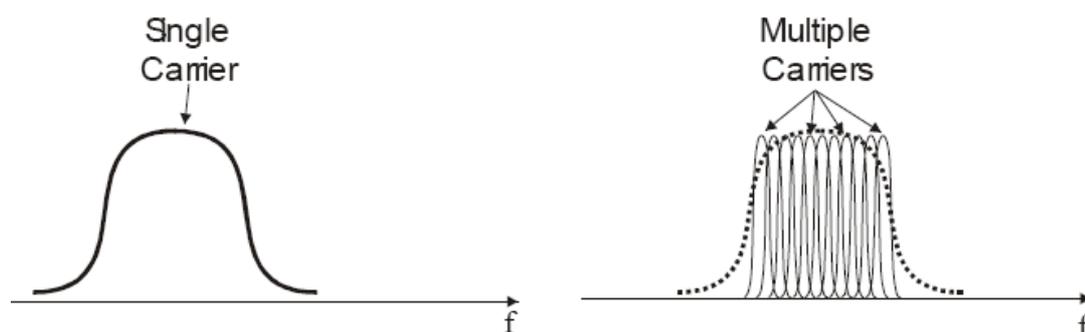


Figura 1.1 Comparación entre transmisión SC y Multiportadora (OFDM), tomado de (2)

De manera conceptual OFDM ha existido durante décadas; pero su implementación real y a costos aceptables no fue posible sino con el advenimiento y propagación de tecnologías como los microprocesadores de alta velocidad de procesamiento y los dispositivos de lógica programable para poder hacer fiable el procesamiento digital (DSP) requerido. Así se ha llegado en una tecnología muy compatible con aplicaciones de comunicaciones inalámbricas (2).

La principal característica para su implementación en la actualidad es la utilización de la transformada rápida de Fourier o FFT para lograr la transmisión por medio de subportadoras paralelas de manera que se elimina en lo posible la interferencia o traslape entre ellas. Por eso el dato del número de subportadoras está ligado al número de muestras que usa la FFT, N_{FFT} . Así es que, de manera general, OFDM refiere a la transmisión de una trama digital que requiere una gran tasa de transferencia mediante N_{FFT} líneas paralelas más lentas, en subportadoras contiguas y ortogonales, que transportan símbolos independientes que son producto de algún tipo de modulación digital como QPSK, 16-QAM, 64-QAM, etc. dependiendo del sistema (3).

Siendo N subportadoras ortogonales las que se utilizan para un sistema OFDM cualquiera, éstas estarán separadas en frecuencia justamente por el valor correspondiente a la inversa del tiempo útil del símbolo OFDM o T_u , como se explicará más adelante (en la sección 1.1.2.4), y durante este período se transmitirán N símbolos independientes codificados por QPSK, 16-QAM, 64-QAM o cualquier otro tipo de modulación I/Q. Entonces la señal modulada puede expresarse mediante la siguiente expresión (3):

$$s(t) = \operatorname{Re} \left[e^{j\omega_c t} \cdot \sum_{k=1}^N A_k e^{j\frac{2\pi k t}{T_u}} \cdot e^{j\theta_k} \right] = \sum_{k=1}^N A_k \cos \left[\left(\omega_c + \frac{2\pi k}{T_u} \right) \cdot t + \theta_k \right] \quad (1.1)$$

donde A_k y θ_k toman todos los valores posibles de acuerdo a su constelación correspondiente.

Si cada fase y amplitud se mantiene estable durante todo el período de símbolo como se teoriza, entonces se puede demostrar la ortogonalidad que existe entre las subportadoras comprobando que para valores diferentes de m y n se cumple que (3):

$$\int_{T_u} A_m e^{j\left(\left(\omega_c + \frac{2\pi m}{T_u}\right)t + \theta_m\right)} \cdot A_n e^{-j\left(\left(\omega_c + \frac{2\pi n}{T_u}\right)t + \theta_n\right)} dt = 0 \quad (1.2)$$

1.1.1 Evolución de OFDM

Diversos métodos para FDM han sido ampliamente utilizados para canales selectivos en frecuencia, tal como lo sería un canal con multitrayectoria. El problema constante que había presentado este tipo de multiplexaje es la prevención del traslape entre subportadoras, lo que exige la colocación de una región de espectro de separación entre ellas, la cual debía ser igual a lo que permitieran la precisión de los filtros en el receptor (3).

La separación y posterior discriminación entre subportadoras no supone tampoco un eficiente aprovechamiento del ancho de banda. Es entonces que eventualmente se propone OFDM, pues emplea tonos ortogonales para modular las señales. De este modo los tonos están espaciados a intervalos

de frecuencia iguales a la tasa de símbolos y a la que es capaz de separar el receptor (4).

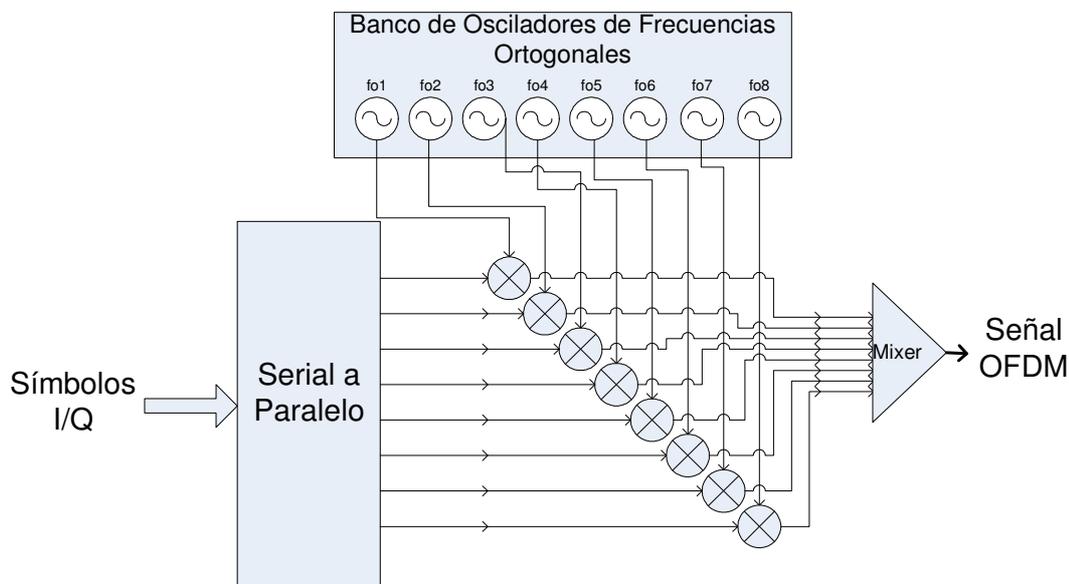


Figura 1.2 Modulación OFDM realizada en RF con 8 subportadoras

En la figura 1.2 se observa un esquema de lo que sería una implementación de OFDM con apenas 8 frecuencias ortogonales, realizada totalmente en la etapa de radiofrecuencia (RF). Se observa la dependencia del sistema de la precisión de cada oscilador y demás elementos que pueden introducir espurias como mixers y divisores, y debemos contar con las no linealidades de filtros y amplificadores que suponen una demodulación coherente en el receptor. Si tomamos en cuenta que normalmente se requerirían muchas más subportadoras, es fácil presumir la complejidad y costos prohibitivos en que incurriría este tipo de dispositivo. A pesar de estas limitantes este concepto fue introducido ya en los años 60's para usarse en radios militares de alta frecuencia (4;5).

Más adelante se presenta la transformada discreta de Fourier (DFT) y su inversa (iDFT) como los métodos que le darían viabilidad a OFDM, en lugar

de los bancos de osciladores y la inmensa y costosa circuitería de RF. El uso de estos algoritmos implica pasar el trabajo a una etapa de procesamiento digital de señales (DSP). Por eso la implementación pudo hacerse efectiva con los avances en dispositivos de muy larga escala de integración (VLSI) y el desarrollo de los algoritmos de la Transformada Rápida de Fourier (FFT) (5).

Fue en 1971 en que Weinstein y Ebert introdujeron la iFFT/FFT para OFDM junto con el concepto de intervalo de guarda para evitar la interferencia intersimbólica (ISI) y la interferencia intercanal (ICI) (5). Desde ese entonces la técnica ha empezado a ocupar un sitio importante dentro de las comunicaciones siendo posiblemente en la actualidad su aplicación más difundida y trascendental el Estándar Europeo para Difusión de Video Digital por Redes Terrestres (DVB-T), cuya forma usada se denomina OFDM Codificada (COFDM) (3;5;6). Pero también está el estándar Europeo para Difusión de Audio Digital (DAB) (3,6) y otros para transmisión de datos como Cable-MODEM y DSL Asimétrico (ADSL) (7;8), no en todos los casos completamente estandarizados como para el caso de las comunicaciones usando las líneas de poder o PLC (9). En años más recientes se ha introducido en estándares para redes de área local inalámbricas (WLAN) como el IEEE 802.11a en Norteamérica e HIPERLAN/2 en Europa (5;10) y por supuesto en el IEEE 802.16 popularizado con el nombre comercial de WiMAX (11;12). Hoy en día ya se perfila como uno de los principales contendientes para 4G (4), donde se ha llegado a proponer *“Fast Low-latency Access with Seamless Handoff OFDM”* (FLASH-OFDM) como un estándar más completo que abarca capas superiores (8).

En la tabla 1.1 podemos ver detallado el proceso histórico de OFDM en aplicaciones inalámbricas (5;8) y en la figura 1.3 encontramos un esquemático de un transceptor con el Estándar 802.16a para WLAN.

Tabla 1.1 Historia de la Técnica OFDM y sus Aplicaciones Inalámbricas

1957	Kineplex, multi-carrier high frequency (HF) MODEM
1966	R. W. Chang, Bell Labs, OFDM paper + patente
1971	Weinstein y Ebert proponen el uso de la FFT y el intervalo de guarda
1985	Cimini describió el uso de OFDM para comunicaciones móviles
1985	MODEM Telebit Trailblazer fue incorporado usando un protocolo de ensamblaje de paquetes de 512 portadoras
1987	Alard&Lasalle propone OFDM para difusión digital
1988	TH-CSF LER, primer enlace experimental de TV Digital con OFDM, Área de París
1993	Morris: OFDM de 150Mbit/s wireless LAN experimental
1995	La ETSI establece el primer estándar basado en OFDM, el DAB
1997	El Estándar DVT-T fue adoptado
1997	Se emplea en difusión de Internet con Linea de Suscriptor Digital Asimétrica (ADSL).
1998	El proyecto Magic WAND demostró módems OFDM para W-LAN
1999	Los estándares IEEE 802.11a (WiFi) e HIPERLAN/2 son establecidos para W-LAN
2000	Vector-OFDM (V-OFDM) para acceso fijo inalámbrico y otros estándares propietarios como FLASH-OFDM
2001	OFDM fue considerado para los estándares IEEE 802.11g (W-LAN) e IEEE 802.16 (W-MAN).
2002	IEEE 802.11g para Wireless LAN
2004	IEEE 802.16-2004, para Wireless MAN (WiMax)

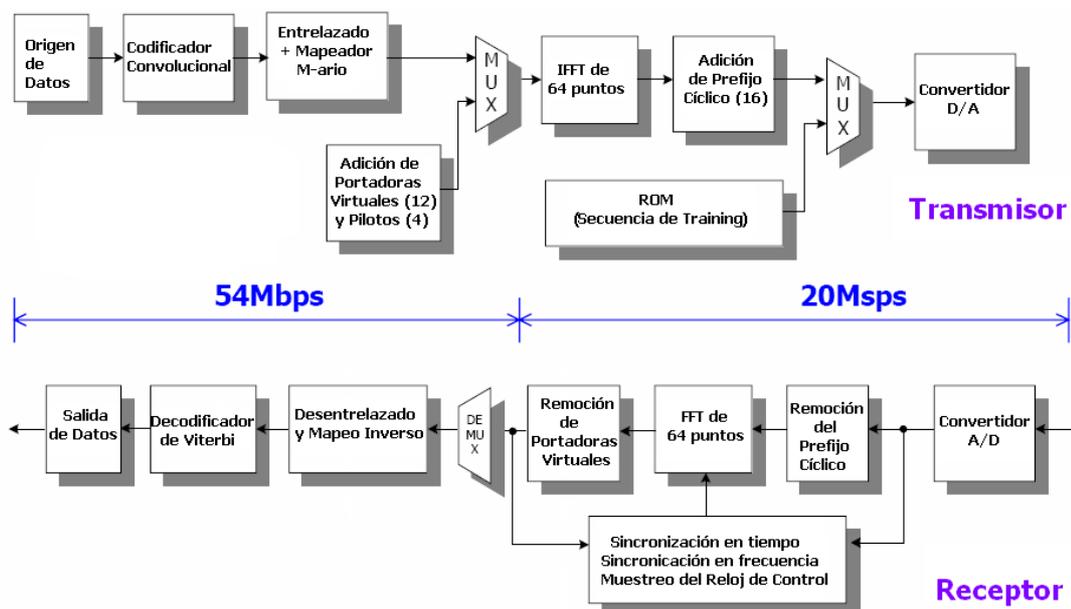


Figura 1.3 Transceptor según Estándar 802.11a usando OFDM

1.1.2 Transformada rápida de Fourier FFT/iFFT

Las etapas de la FFT/iFFT constituyen sin duda alguna el núcleo mismo del esquema de modulación OFDM, al ser el que reemplazaría los grandes bancos de osciladores e incluso de filtros (5).

Para comprender su utilización deberemos partir del concepto mismo de la Transformada de Fourier y su inversa, así conocidos, teniendo establecida cualquier señal continua $x(t)$ en el dominio del tiempo, la transformada de Fourier $\mathcal{F}\{x(t)\}$, constituye la relación con la misma señal en su representación en el dominio de la frecuencia, $X(\omega)$, tal como rezan las ecuaciones (1.3) que define la Transformada de Fourier y (1.4) que define la transformada inversa de Fourier (13).

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt = \mathcal{F}\{x(t)\} \quad (1.3)$$

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \mathcal{F}^{-1}\{X(\omega)\} \quad (1.4)$$

Siempre recordando la relación entre la frecuencia en radianes con la frecuencia en hertzios, descrita en (1.5).

$$\omega = 2\pi f \quad (1.5)$$

Estas relaciones son ampliamente estudiadas en el mundo de las telecomunicaciones, y de manera más intensiva en las inalámbricas, donde el análisis en frecuencia tiene una inestimable importancia al ser el espectro un recurso limitado y controlado por los reguladores estatales. Sin embargo su utilización está limitada al campo de los conceptos, al no ser aprovechables de manera práctica cuando hay que usar métodos numéricos.

1.1.2.1 Transformada Discreta de Fourier

En un sistema digital, como lo sería nuestro esquema OFDM, el paso al mundo analógico se da mediante convertidores analógico a digital (DACs) y digital a analógico (ADCs) ubicados en la misma frontera del sistema que maneja la modulación en banda base. Esto lo podemos observar gráficamente en la figura 1.3. En vista de esto, las señales que manejamos en realidad están muestreadas, y son así mismo, señales discretas.

Por otro lado, incluso para los análisis realizados con la ayuda de una computadora, como al utilizar MATLAB, jamás tendremos realmente señales continuas, sino muestras de ellas. Y para realizar el análisis necesario en frecuencia, y luego entender los métodos numéricos que se deben usar

comenzaremos por contemplar la utilización de la transformada de Fourier de una señal muestreada (13).

El muestreo implica una separación constante en el tiempo de los impulsos, y por lo tanto de las muestras; a esta separación se denomina “período de muestreo”, T_s ; que es la inversa de la “frecuencia de muestreo”, f_s , según ecuación (1.6) (13). A veces también referidos como “período de resolución” y “frecuencia de resolución”, en referencia a los DACs y ADCs, en los que implican el valor límite de resolución¹ (5).

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (1.6)$$

De este modo, siendo la señal continua en el tiempo $x(t)$, siendo n el índice de las muestras de dicha señal, $x(nT_s)$ es para cada valor de n , una de las muestras de la señal $x(t)$ (13).

Defínase un tren de impulsos $\sigma(t)$:

$$\sigma(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s) \delta(t - nT_s) \quad (1.7)$$

Matemáticamente la señal muestreada la constituye la multiplicación del tren de impulsos $\sigma(t)$ por la señal $x(t)$. A la “versión muestreada de la señal continua en el tiempo” la podemos denotar con $\tilde{x}(t)$. Y su transformada de Fourier se definiría de la siguiente manera (13;14):

¹ En los posteriores capítulos se utilizará justamente esta última denominación para referirnos a la señal que se transmite al canal.

$$\mathcal{F}\{\tilde{x}(t)\} = \tilde{X}(\omega) = \mathcal{F}\left\{\sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s)\delta(t - nT_s)\right\} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_s)e^{-j\omega T_s n} \quad (1.8)$$

Resultado logrado usando adecuadamente las propiedades lineales y de desplazamiento en el tiempo que tiene la transformada de Fourier (13).

Otra manera de escribir esta relación es la siguiente (13;14):

$$\tilde{X}(\omega) = \mathcal{F}\{\tilde{x}(t)\} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T_s} X(\omega - n\omega_s) \quad (1.9)$$

donde:

$$\omega_s = \frac{2\pi}{T_s} \quad (1.10)$$

Las ecuaciones (1.6) y (1.7) definen lo que se denomina “transformada de Fourier en tiempo discreto” o DTFT (13;14).

Al tratar de aterrizar estos conceptos con lo que se podría usar en la realidad, vemos que la utilización de la DTFT como método numérico o para DSP tiene dos limitantes básicas:

- Una sumatoria infinita no es computablemente posible
- Según el teorema de Nyquist, la frecuencia de muestreo limita el ancho de banda de las señales a la mitad de su valor (13).

Por esta razón la versión computable de Fourier es la denominada Transformada Discreta de Fourier o DFT. Ésta es un algoritmo basado en la

misma DTFT, pero donde se usa un número limitado de muestras en el tiempo, y como consecuencia obtendremos así mismo la misma cantidad de muestras en el dominio de la frecuencia (13).

Entonces definiremos $\hat{x}(n)$ como la versión truncada de $\tilde{x}(t)$, cuya relación es la siguiente (13):

$$\hat{x}(n) = x(nT_s) \quad (1.11)$$

$$\tilde{X}(\omega) \Big|_{\Omega=T_s\omega} = \hat{X}(\Omega) \quad (1.12)$$

Y la DFT para N_s muestras, queda definida por (13;14):

$$\begin{aligned} \hat{X}(k) &= \sum_{n=0}^{N_s} \hat{x}(n) e^{-j\Omega_k n} = \sum_{n=0}^{N_s-1} \hat{x}(n) e^{-j\frac{2\pi k n}{N_s}} \\ &= \sum_{n=0}^{N_s-1} \hat{x}(n) W^{kn}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N_s - 1 \end{aligned} \quad (1.13)$$

donde:

$$W = e^{-j\frac{2\pi}{N_s}} \quad (1.14)$$

A W^2 normalmente se lo suele denominar como *factor de giro* (“*twiddle factor*”) (13). También quedan establecidos el índice k para las muestras en el dominio de la frecuencia, y n en el del tiempo.

² El símbolo W sólo toma esta definición (como factor de giro) para las secciones 1.1.2.2 y 1.1.2.3. Fuera de ellas permanecerá definida como Ancho de Banda Teórico. En ambos casos se lo hizo para mantener compatibilidad con la literatura respectiva.

Nótese que la relación inversa está dada básicamente por la misma relación, en vista que tan solo tendríamos que cambiar los índices, sin embargo se considera incluir un factor de compensación a la sumatoria. Entonces la iDFT se define (14):

$$\begin{aligned}\hat{x}(n) &= \frac{1}{N_S} \sum_{k=0}^{N_S-1} \hat{X}(k) e^{-j\Omega_k n} = \frac{1}{N_S} \sum_{k=0}^{N_S-1} \hat{X}(k) e^{-j \frac{2\pi n k}{N_S}} \\ &= \frac{1}{N_S} \sum_{k=0}^{N_S-1} \hat{X}(k) W^{kn}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N_S - 1\end{aligned}\tag{1.15}$$

1.1.2.3 Algoritmos Rápidos de Fourier

El cálculo de la DFT o su inversa, de acuerdo a las expresiones base (1.13) y (1.15) implica para su cálculo la realización de sucesivas multiplicaciones y sumas, además de los gastos de memoria que crecen de acuerdo al valor de muestras. Considerando el algoritmo basado en lazos, es decir, la realización secuencial de N_S multiplicaciones por cada valor de k , el esfuerzo computacional asciende en función N_S^2 , que sería el número total de multiplicaciones (14).

Con el objeto básico de reducir dicho número de multiplicaciones, fue diseñada la denominada “Transformada Rápida de Fourier” o FFT, en el cual el número de multiplicaciones se reduce a $\frac{N(\log_2 N)}{2}$. La figura 1.4 muestra la gran diferencia entre los dos algoritmos en cuanto al número de cálculos realizados, lo que justifica plenamente su uso, no obstante su complejidad.

La FFT logra la eficiencia algorítmica a través de la estrategia “divide y vencerás”. La idea básica es que un grupo de N muestras de la sumatoria de

la DFT pueden ser expresadas como una combinación de sumatorias de DFT de $N/2$ muestras. Siendo así, cuando N es una potencia de dos, el proceso se puede repetir hasta llegar al caso de la simple sumatoria para DFT de solo 2 muestras (15). Podemos concluir que el proceso es además recursivo.

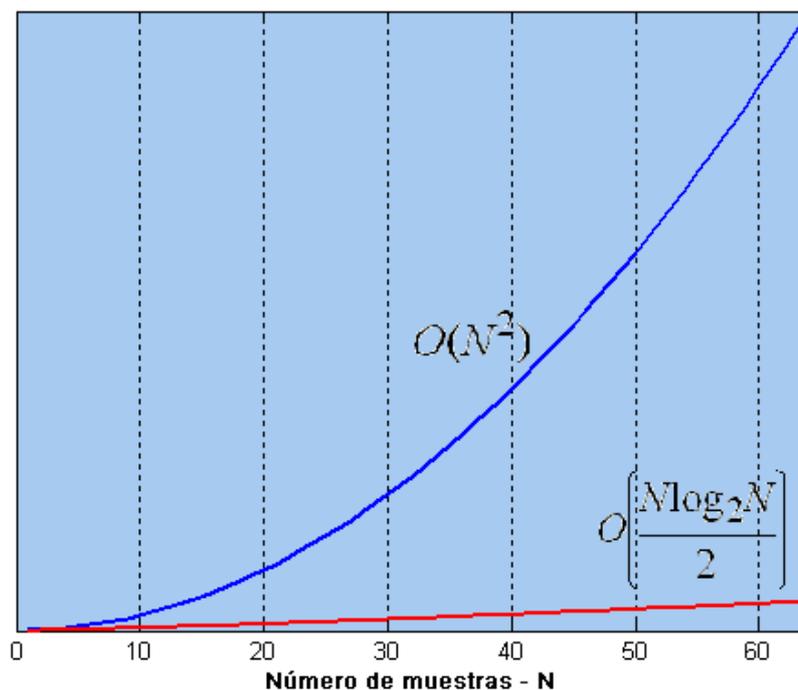


Figura 1.4 Gráfico comparativo entre algoritmos para DFT

De la ecuación (1.13) se puede derivar la denominada radix-2 FFT, aprovechando las simetrías que presenta la sumatoria de la DFT (14;15):

$$\hat{X}(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \hat{x}(2n) W_{\frac{N}{2}}^{nk} + W_N^k \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \hat{x}(2n+1) W_{\frac{N}{2}}^{nk} \quad (1.16)$$

donde el factor de giro, tiene la siguiente relación con (1.14):

$$W_{\frac{N}{2}} = e^{-j\frac{2\pi}{N/2}} = e^{-j\frac{2\pi 2}{N}} = W_N^2 \quad (1.17)$$

En la figura 1.5 se pueden observar un ejemplo para N=8 para completar el algoritmo de acuerdo a este esquema.

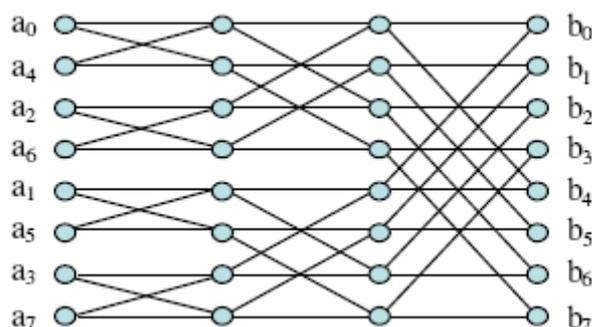


Figura 1.5 Dígrafo correspondiente al algoritmo Radix-2 FFT para N=8

Nótese que de acuerdo al flujo de los datos es totalmente factible la reutilización de los mismos recursos en cada etapa subsiguiente de la sumatoria, con el apoyo de memorias temporales y acumuladores. Esto ayuda significativamente en cuanto al ahorro de recursos.

La estructura computacional básica que permite este cálculo recursivo se denomina “*butterfly*” (mariposa), y en el caso de Radix-2 FFT requiere una multiplicación compleja y dos sumas complejas (15). El diagrama de este circuito se observa en la figura 1.6.

De acuerdo a factores como el número total de muestras y la optimización alcanzada en algún tipo específico de circuito Butterfly, también se pueden hacer agrupaciones de diferentes tamaños con las muestras. Es así que se puede optimizar la Radix-4 FFT, Radix-16 FFT, Radix-32 FFT, y así en adelante para grupos de muestras cuya dimensión sea una potencia de 2.

Asimismo, para cantidades de muestras que no son estrictamente potencias de 2, pero combinaciones de ellas, se pueden mezclar algoritmos, dado como resultados denominaciones tales como Radix-2-4 FFT o Radix-2-16 (15).

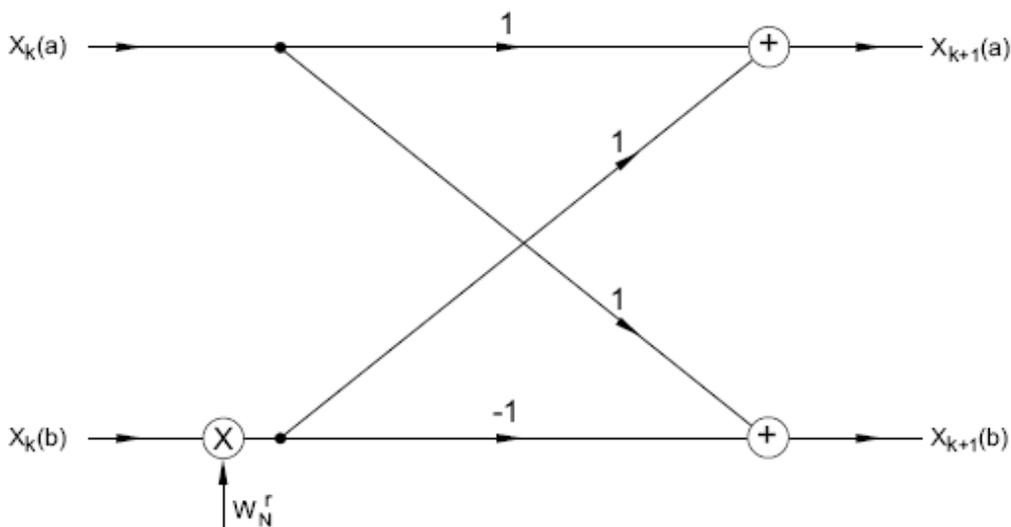


Figura 1.6 Estructura Radix-2 Butterfly

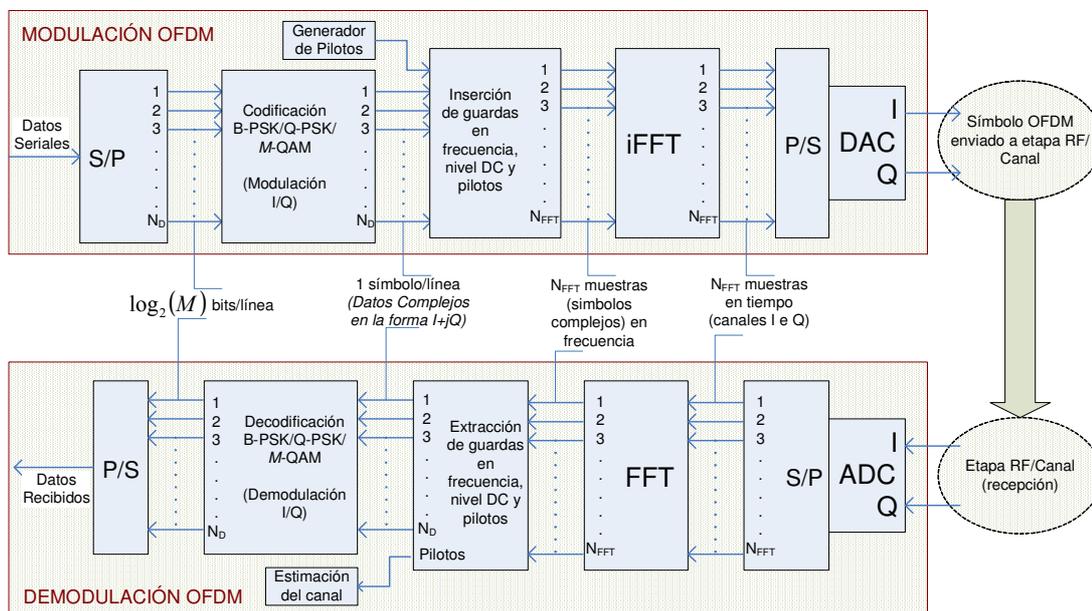
Como es lógico, para circuitos Butterfly de mayor índice, la complejidad de los cálculos crecerá, pero al ser a la vez más cálculos hechos a la vez, al crecer el índice también crece la eficiencia computacional prácticamente de la misma manera exponencial, no obstante, siempre pueden usar la misma estructura básica del Radix-2 Butterfly (15).

1.1.2.4 Uso de la FFT en OFDM

La FFT, como una implementación de la DFT, también tiene su inversa, la iFFT, que funciona exactamente con el mismo algoritmo. Comprendiendo la base de que esta transformada toma un número definido de muestras N_{FFT}

en el tiempo y nos da como resultado N_{FFT} muestras en el dominio de la frecuencia, ahora podemos observar su aplicación en OFDM.

Al requerir OFDM una señal que sea la sumatoria de señales tales que, en el dominio de la frecuencia correspondan a frecuencias adyacentes y con un separación constante. Es exactamente esta la disposición de la información del contenido espectral que nos ofrece la FFT. Entonces, más bien, para la generación y transmisión de OFDM, deberemos usar la iFFT, puesto que el paso previo será el hacer un mapeo del contenido de cada subportadora para que luego la transformada inversa convierta esto en la muestras de una señal en tiempo. Luego de la transmisión, es la FFT quien hace el trabajo de separar los datos entre subportadoras en el lado del demodulador (7;10). Este esquema se lo puede observar en la figura 1.7.



NOTA: No se incluyen etapas complementarias como entrelazado, inserción de prefijo cíclico, códigos de corrección de errores, etc.

Figura 1.7 Esquema de Modulación/Demodulación OFDM

De esta manera, de una forma sencilla y muy eficiente con la iFFT se asegura que las subportadoras producidas sean además, ortogonales entre si (16).

Como se indicó en la ecuación (1.8), el trabajo con las señales discretas y sus transformadas, implica el trabajo bajo el régimen de un tiempo de muestreo T_s , que es básicamente el que pone las limitantes básicas, y por ende, principales características del sistema.

Es así que el ancho de banda teórico W es igual f_s -ecuación (1.6)-, y el espaciamiento entre subportadoras, o lo que es lo mismo, ancho de banda de subportadora, está dado por:

$$\Delta f = \frac{f_s}{N_{FFT}} = \frac{1}{T_u} \quad (1.18)$$

recordando que T_u es el tiempo útil del símbolo OFDM que sirvió para definir la forma de la señal en la ecuación (1.1). Éste valor se puede definir de la misma ecuación (1.18), reescribiéndola como:

$$T_u = \frac{N_{FFT}}{f_s} \quad (1.19)$$

Normalmente se pensaría que el ancho de banda debe ser, de acuerdo al criterio de Nyquist, la mitad del valor de la frecuencia de muestro para señales en banda base, sin embargo, en vista de que estamos en posibilidad de colocar los datos en todas las posiciones correspondientes tanto al rango positivo como negativo, se puede decir que de algún modo se van a reutilizar todas las frecuencias, pero esto deja de ser así en el momento que la señal pasa a RF.

En la figura 1.8 se puede observar la disposición de las subportadoras dentro del rango de frecuencias. Nótese que la disposición de las subportadoras, tomando como eje d_0 (la correspondiente a la portadora de frecuencia=0 cuando está en banda base, o a la frecuencia de la portadora, en RF), van en el rango $[d_{-\frac{N_{FFT}}{2}} \dots d_{\frac{N_{FFT}}{2}-1}]$, donde, siendo f_k la frecuencia correspondiente a la subportadora d_k :

$$f_k = \frac{k \cdot f_s}{N_{FFT}} + f_0, \quad k \in \left[-\frac{N_{FFT}}{2}, \frac{N_{FFT}}{2} - 1 \right] \quad (1.20)$$

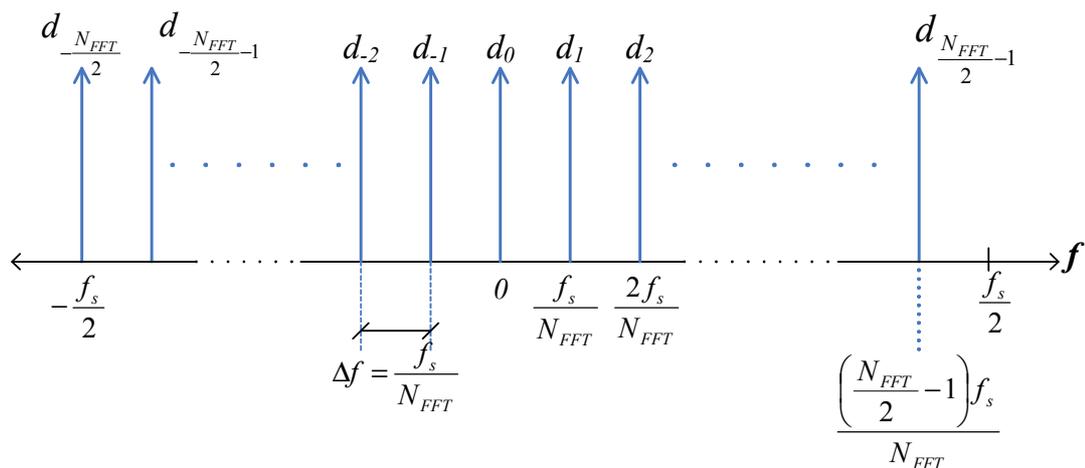


Figura 1.8 Disposición de los datos en los canales de frecuencia ortogonales contiguos en OFDM

1.1.3 Transmisor/Receptor OFDM

Un esquema básico para la modulación y demodulación OFDM ya fue presentado en la figura 1.7. Sin embargo, actualmente, rara vez se trabaja de manera práctica con un sistema así de básico para comunicaciones, siendo ahora prácticamente inseparable la etapa de inserción del prefijo

cíclico tal como si fuera un estándar intrínseco incluso para las más simples implementaciones de OFDM (5;7;10;17;19).

A continuación se describen las principales características de un transmisor/receptor OFDM, la etapa RF y se explicará en que consiste el tiempo de guarda y prefijo cíclico.

1.1.3.1 Transmisor OFDM

El Transmisor OFDM básicamente trabaja transformando un grupo de bits en un grupo de números complejos correspondientes a valores dentro de las constelaciones disponibles para realizar la modulación I/Q (4). Sus elementos esenciales ya se han estudiado y algunos más se pueden visualizar en la figura 1.7, además se mostró un ejemplo más completo en la figura 1.3 (MODEM 802.11a), donde podemos observar etapas destinadas a corrección de errores y la adición del prefijo cíclico.

En general todo el tratamiento adicional que se deba hacer a los datos se realiza previo a la iFFT, que es el que hace la modulación OFDM propiamente dicha, a la cual ya llegan únicamente los símbolos I/Q ordenados en la trama que es la que se desea enviar. En general con esto nos referimos a etapas de adición de *códigos convolucionales o redundancia cíclica*. Asimismo se puede incluir adición de *FEC* en virtud de los cual se puede denominar al sistema como COFDM (Coded OFDM) (1).

En la etapa de *codificación I/Q*, se cuenta con un número finito de esquemas entre los que se puede escoger para operar entre los de mayor o menor orden de acuerdo al estándar a utilizar. En general los sistemas cableados como xDSL tienden a usar aquellos de mayor orden como 256-QAM,

mientras los sistemas inalámbricos se mantienen usando los de menor como BPSK o QPSK o sus modos diferenciales (1).

Si el sistema soportara más de un tipo de modulación en esta parte, esto implica que el sistema en su conjunto debe ser capaz de soportar en las etapas previas diferentes tasas de bits correspondientes a cada orden en que opere el transmisor (4). También la adición de códigos de corrección afectará la tasa de bits que deberá adaptarse.

Los mapas o constelaciones usan, se puede decir que de manera generalizada, código gray, lo cual sirve para asegurar que si ocurre un error a nivel de éstos símbolos por el desplazamiento hacia una posición adyacente, en el decodificador esto significará tan solo un bit de error (4). Un ejemplo de uno de estos mapas está en la figura 1.9.

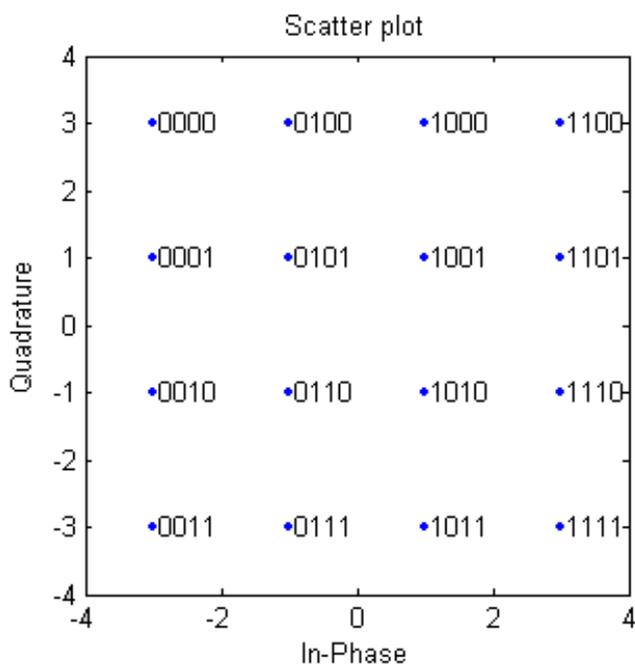


Figura 1.9 Constelación para 16-QAM que usa código Gray

Otra etapa que normalmente se incluye luego de los codificadores para corrección de errores es la del *entrelazado*, que bien se puede hacer antes o después de generar los símbolos I/Q, la diferencia hace que este trabajo afecte la distribución de los posibles errores a través de la dimensión del tiempo o a la de la frecuencia esto se estudiará luego en la parte 1.2.

La trama OFDM se completa con la *inserción de pilotos*. Cómo se observa en la figura 1.7, usan frecuencias fijas que no son usadas para datos, en su lugar se envían secuencias de datos conocidas o pseudoaleatorias (PN) codificadas con modulaciones de bajo orden como BPSK o QPSK (3).

Los pilotos tienen diversas utilidades, entre ellas el facilitar la sincronización y la estimación del canal (3), así como la detección de desplazamientos en fase y frecuencia (5;18).

Además de los pilotos, también reducen la capacidad de transporte de información la utilización de *guardas en frecuencia*, que se usan con la finalidad de evitar ICI, que se da por el traslape con los canales adyacentes. Éstas guardas en frecuencia, así como la portadora correspondiente al nivel DC, simplemente se dejan en su valor de cero, y reducen la cantidad de energía utilizada en la transmisión (12).

Con la trama completa, puede tener lugar una etapa de *moldeamiento* (*shaping*) del espectro de la señal, en función de los requerimientos en frecuencia de las etapas analógicas o de los DACs. Según el caso, este trabajo puede ser realizado por una sencilla tabla de búsqueda (look up table) según frecuencias, o bien por un filtro complejo para hacer las variaciones en amplitud y fase. Entonces, esta trama reformada es la que se introduce en la iFFT (1).

Luego de tener la trama en forma de sus muestras en el tiempo, es decir, luego de la iFFT, es que tiene lugar la adición de la guarda o *prefijo cíclico* (CP), cuya función se explica más a fondo en 1.1.3.3.

En el transmisor también tiene lugar la generación del *preámbulo* o *tramas de entrenamiento* (*training*), que consiste en un grupo de símbolos OFDM con datos conocidos para el receptor, generados especialmente al inicio de la transmisión, y luego de cada bloque, de acuerdo a lo que se encuentre configurado. Su principal objetivo es el poder realizar la sincronización, pero también puede servir para control automático de ganancia (AGC) y estimación del canal (1;5;19).

1.1.3.2 Receptor OFDM

El receptor se encarga de recibir la señal en forma compleja por medio de los canales I e Q (en fase y en cuadratura) para realizar el trabajo de demodulación, el cual primordialmente lo efectúa la FFT como se explicó en la parte 1.1.2.4. La complejidad en su conjunto dependerá mucho de todas las etapas adicionales que hayan contemplado el estándar respectivo y demás mejoras que se hayan implementado en la parte del transmisor (1).

A la señal digitalizada por los ADCs que se obtiene, normalmente se le debe extraer el CP o tiempo de guarda, lo que para el sistema significará reducir el número de muestras a N_{FFT} , sobre las cuales se realizará la FFT que convertirá las muestras en tiempo, en muestras en frecuencia (10;7).

El receptor también deberá encargarse de la *sincronización en tiempo y en frecuencia* o *ecualización*, y, de haber sido consideradas estas etapas, efectuar la realimentación necesaria a la etapa de RF para realizar el AGC y la *estimación del canal*, para lo cual debe valerse de las secuencias de

entrenamiento enviadas con datos conocidos, así como de los pilotos insertados en medio de los datos que se envían en todas las tramas (1;3;5;19;20). EL flujo de datos para algunas de estas etapas se pueden observar tanto en la figura 1.3 como en la 1.7.

Luego de extraer todas estas componentes que no son información propiamente dicha, se hace la demodulación I/Q (B-PSK, Q-PSK o M-QAM) y, en caso de haberse incluido en el modulador, las etapas de *descentralizado* y de *detección y corrección de errores*, frecuentemente se tratará un decodificador de Viterbi, y entonces, puede venir incluido el mecanismo de *Forward Error Correction* (FEC) para solicitud de reenvío de datos mal receptados (1).

1.1.3.3 Tiempo de Guarda y Prefijo Cíclico

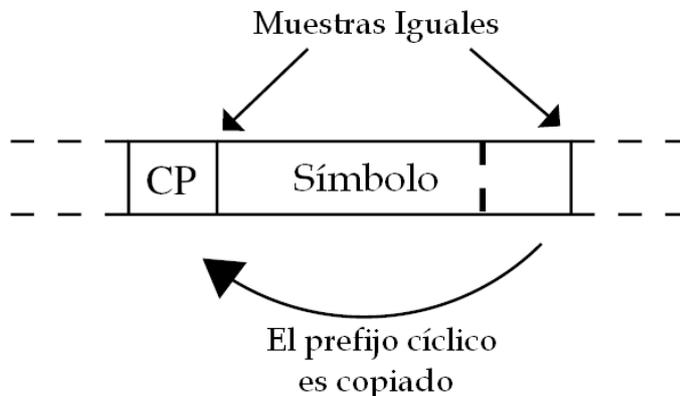


Figura 1.10 El Prefijo Cíclico

El *tiempo de guarda* o *intervalo de guarda* (GI) se refiere a aquel período que se deja entre símbolos OFDM consecutivos. Esta técnica tiene la finalidad de evitar la interferencia intersímbolo (ISI) e intercanal (ICI) en canales multitrayectoria. De acuerdo a la teoría, para cumplir con estos objetivos, su longitud debe corresponder al menos a la misma longitud del *tiempo máximo de exceso de retardo* (*maximum excess delay time*) o T_m que caracteriza el

canal (3;5;16;19). El tema de la caracterización y mitigación de los efectos del canal será profundizado en 1.3.

Para OFDM, ya es prácticamente un estándar el utilizar un *prefijo cíclico* durante este intervalo. De esta manera se completa el símbolo OFDM: añadiendo por delante de las N_{FFT} muestras que emite la iFFT, G muestras que no son más que copias de las últimas G del símbolo. Entonces debemos distinguir entre un período útil T_u y el de guarda T_g dentro del período de símbolo T_{sym} (3;10;16). Lo que inevitablemente reducirá la eficiencia de la transmisión, no obstante los beneficios de la técnica (5).

La secuencia del símbolo se completa con las G copias: $\{x_{-G}, x_{-G+1}, \dots, x_{-1}, x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N_{FFT}-2}, x_{N_{FFT}-1}\}$, donde la subsecuencia $\{x_{-G}, x_{-G+1}, \dots, x_{-1}\} = \{x_{N_{FFT}-G}, x_{N_{FFT}-G-1}, \dots, x_{N_{FFT}-2}, x_{N_{FFT}-1}\}$, como se muestra en la figura 1.10 (10).

De acuerdo con los conceptos establecidos anteriormente, se generan las siguientes relaciones:

$$T_{sym} = T_u + T_g \quad (1.21)$$

para el tiempo total de símbolo, y

$$T_g = G \times T_s \quad (1.22)$$

para el tiempo de guarda. Recordando que T_u está definido por (1.19).

La reducción por ocupación de tiempo-espacio en el espectro debida a la técnica está dada por un factor de $\left(\frac{N_{FFT}}{G + N_{FFT}}\right)$ (5), por lo que el ancho de

banda total BT estaría dado por (3) (cada estándar lo puede definir según algunos parámetros adicionales):

$$BT = \left(\frac{G + N_{FFT}}{N_{FFT}} \right) \times W \quad (1.23)$$

Existen más posibilidades para trabajar con el intervalo de guarda más allá de dejarlo en cero o de usar el prefijo cíclico durante todo él mismo, así como la variación de su longitud. Se puede mencionar el uso de un prefijo cíclico de 50% de ocupación del tiempo de guarda con cero señal en la otra mitad del período. Este tipo de implementación ofrece ventajas para la temporización del sistema, pero no presenta mucha protección contra la multitrayectoria (16).

El CP trabaja específicamente durante la transmisión, donde, gracias a las propiedades de la DFT, se realiza una convolución circular con el canal (14), dando más elementos a favor de la señal en cada símbolo. Luego, en el receptor, las muestras que lo conforman son extraídas para nuevamente tener N_{FFT} muestras (5).

Uno de los alcances que tiene la aplicación de ésta técnica es la posibilidad de poder implementar *redes de frecuencia única* o de *isofrecuencia*, debido a que se puede hacer retransmisiones de una misma señal a través de retransmisores en una gran área, y la manera en que un receptor recibe copias de uno u otro transmisor no es distinta a la generada por multitrayectoria, lo cual se lograría regular con éxito graduando el tamaño del CP (3).

1.1.3.4 La Etapa de Radiofrecuencia

Debido a todo el trabajo realizado en la etapa de DSP, tal como de lo que se ha descrito en las secciones anteriores, la etapa de RF y terminación analógica (AFE) básicamente consistirá en una cadena de conversión de frecuencias donde se lleva de banda base a radio frecuencia (18). Un ejemplo de esta cadena para un Front-End de 5,25 GHz tomado de (18) lo podemos observar en la figura 1.11.

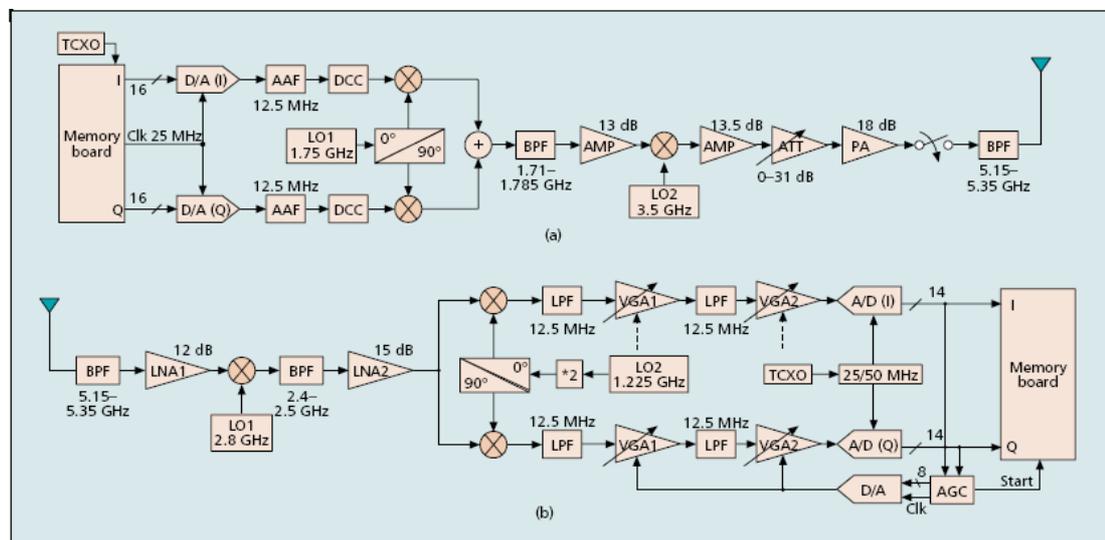


Figura 1.11 RF y AFE del (a) Transmisor y (b) Receptor

El esquema mostrado en éste gráfico puede ser aplicado de manera general para otras bandas. Se caracteriza por utilizar dos etapas de conversión en frecuencia, las cuales se encuentran claramente delimitadas, cada una por su oscilador local LO. La primera etapa (o la segunda para el caso del receptor) es la que realiza la mezcla/derivación de las señales I e Q que provienen de los DACs (o se envían a los ADCs) que marcan la frontera con la parte de DSP. A esta etapa, que viene acompañada del modulador de cuadratura I/Q, se denomina también etapa de IF o de frecuencia intermedia. Esta etapa también puede ser reemplazada por filtros digitales

implementados en la tramo de DSP que frecuentemente vienen ya como opciones de fábrica en modelos de DACs y ADCs (19;20). En (t) se puede ver un ejemplo de DAC³ donde se genera modulación en IF gracias a un filtro de interpolación.

Continuando con el mismo esquemático, se encuentran más elementos de precisión tales como los osciladores con compensación de temperatura TCXO, el bloque de control DC (DCC), y la combinación de un atenuador variable (ATT) y un amplificador de potencia (AMP) que ajustan la señal a los niveles óptimos para el acople con la antena (18). Los amplificadores de ganancia variable (VGAs), pudiendo funcionar en combinación con un lazo de AGC, se encargan de equiparar cuidadosamente las diferencias que se pudieran haber acumulado en toda la cadena con diferente peso para el canal I y para el canal Q. Todos los ajustes de las partes variables, únicamente lo son para la etapa de diseño donde se calcularán el ruido y demás ajustes que se necesiten hacer; salvo por el AGC que actuaría con realimentación desde la etapa de DSP (1;18;19;20).

En vista de la gran capacidad de generar ruido de diferente clase durante toda la cadena, se debe tener mucha preocupación durante el diseño e implementación. Entre las fallas que se pueden estar generando podemos mencionar algunos de los más comunes como el desacoplamiento I/Q, ruido de fase, y desplazamientos o cambios en la frecuencia de portadora y frecuencia de muestreo (18).

Algunas desmejoras a la señal son, de hecho, heredadas de la etapa previa, y ésta deberá también saberlas superar. Es así que los DACs/ADCs introducen ruido debido a cuantización, saturaciones y espurias. También se

³ Corresponde al modelo AD9772A de Analog Devices que usa el Kit Xtreme DSP con el que se desarrolla la investigación en el Proyecto VLIR-ESPOL, c8-Telecom.

encuentra el retardo en los relojes digitales causado por la propagación en la circuitería. Los osciladores locales también pueden introducir ruido de fase y *drifting* en la señal (19).

Esta parte debe tomar en consideración además otros detalles adicionales que más bien tienen que ver con las especificaciones generales de diseño, así como en materia de regulación: máscaras, máximo EIRP, niveles máximos y tolerables de señales de interferencia, etc (19).

1.1.4 Ventajas y Alcances de OFDM

Una de sus principales ventajas es su resistencia a la degradación debida a la multitrayectoria que se dan en ambientes sin líneas de vista o con línea de vista problemáticos, dos escenarios muy típicos en las ciudades. Y esta capacidad le otorga a esta tecnología un importante atractivo a las empresas, pues convierte a éste un modo más rápido y barato de implementación de redes considerando la facilidad para el lado del suscriptor que no tendría que contar con una antena fuertemente direccionada como es lo normal (2).

Desde el punto de vista de las técnicas de implementación y uso de recursos se cuenta con el que obtenemos una mejor eficiencia espectral a lo que se conseguiría con técnicas SC y que la implementación basada en la FFT reduce la complejidad de transmisor y receptor. La versatilidad del sistema permite la implementación de un sinnúmero de tecnologías complementarias que tienden a mejorar su funcionamiento global y aprovechar aún mejor el espectro, tal como se explicará en 1.2. (2;22).

Aunque se habla de un uso más eficiente del espectro esto no significa directamente que gracias a OFDM en el mismo ancho de banda

obtendremos una mayor tasa de datos comparado con SC, esto se consigue mediante técnicas combinadas.

Para visualizar esto consideremos el mismo tipo de modulación I/Q para todas las subportadoras en OFDM y para SC, en tal caso se transmitirán $\log_2 M$ bits por portadora en cada símbolo; portadoras que son N_{FFT} para OFDM y solo una para SC.

Sin considerar las guardas en frecuencia ni pilotos con los que se pierde eficiencia espectral al poner en desuso para datos algunas subportadoras en OFDM, la tasa de datos estaría dada por:

$$DR_{OFDM} = \frac{\log_2 M \times N_{FFT}}{T_u} \quad (1.24)$$

Retomando cómo fue definido el tiempo útil T_u (del símbolo OFDM) en (1.19):

$$DR_{OFDM} = \frac{\log_2 M \times N_{FFT}}{N_{FFT} / f_s} = \log_2 M \times f_s \quad (1.25)$$

Cómo se indicó en la parte 1.1.2.4, el ancho de banda teórico para OFDM es igual a f_s , entonces la tasa de datos (DR) es:

$$DR_{OFDM} = \log_2 M \times W \quad (1.26)$$

En cambio, para SC el ancho de banda está definido como el inverso de su período de símbolo:

$$W = \frac{1}{T_{symSC}} \quad (1.27)$$

Así la tasa de datos vendría dada por:

$$DR_{SC} = \frac{\log_2 M}{T_{symSC}} = \log_2 M \times W \quad (1.28)$$

que es lo mismo que en (1.26) para el caso de OFDM.

Adicional a esta realidad, nos encontramos de cara a un diseño que debe considerar todos los problemas inherentes a un ambiente multitrayectoria y con más emisiones en bandas adyacentes, es decir, inconvenientes como la ISI, la ICI y el desplazamiento de fase, lo que requeriría una muy robusta sincronización y la mayor exactitud posible en todos los elementos de RF (10;19;22).

Finalmente comparando con SC también se debe mencionar que en OFDM existe una mayor relación de potencia pico-promedio (PAPR), que nuevamente incurre en la necesidad de una calibración de gran precisión en los elementos pasivos e inteligencia complementaria a ella, como es el caso de los AGCs y estimación del canal (10;19).

1.2 OFDM y las Tecnologías de Acceso Fijo Inalámbrico

Si bien OFDM, contrastando con otros sistemas multiportadora, hace que se aproveche de un manera más eficiente el espectro; esto no es suficiente para que se escoja su uso ante todos los desafíos que plantea la transmisión de banda ancha en un ambiente multitrayectoria y N-LOS. Pero justamente

una de las fortalezas de este esquema es que sirve como una excelente plataforma a la implementación de diversas técnicas y esquemas que buscan resolver estos retos, algunas de las cuales ya constituyen características de OFDM (6;4;19;23;24).

De manera genérica se han denominado a la mayoría de estas prácticas en su conjunto como “técnicas de diversidad”, de acuerdo a la dimensión donde trabajan, y por tanto hacen la diferencia entre usarlas o no. Entonces podemos clasificarlas en:

- Diversidad en tiempo
- Diversidad en frecuencia
- Diversidad en espacio

Cada una de las cuales se detallarán a continuación incluyendo la descripción de las técnicas específicas.

1.2.1 Diversidad en Frecuencia

Diversidad en Frecuencia (FD) es una característica intrínseca de OFDM, que refiere a su uso de múltiples frecuencias para enviar datos que pudieren provenir del mismo usuario o diferentes usuarios (canalización). En un canal del tipo selectivo en frecuencia, esto asegura que al menos una parte de los datos llegarán.

1.2.1.1 Entrelazado y Codificación

La diversidad en frecuencia nos permite combinar técnicas como el entrelazado, la codificación turbo y Reed-Solomon a través de los datos que se envían en un símbolo OFDM (6).

El efecto es que los datos, si primero les aplicamos una codificación convolucional que es capaz de recuperar una cantidad de bits dañados seguidos bastante limitados, y luego los mezclamos mediante el entrelazado; el canal aunque dañe un cantidad significativa de subportadoras que se encuentran seguidas, la información contenida entre estas no esta seguida luego de ordenarlas y la codificación usada será más efectiva al tener errores esparcidos en lugar de concentrados en un sitio del espectro en que fueron enviados. Este funcionamiento con un ejemplo lo podemos observar en la figura 1.12.

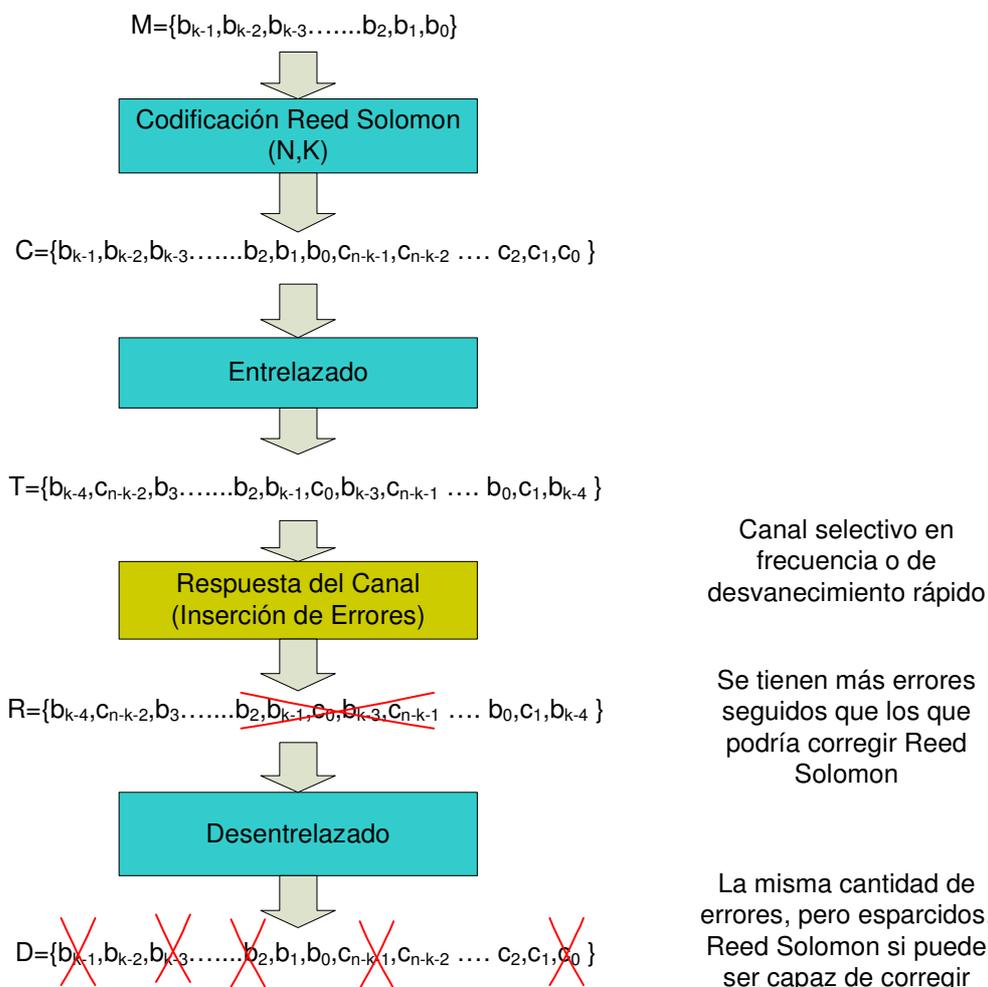


Figura 1.12 Esquema de Codificación con Entrelazado

1.2.1.2 Modulación y Carga Adaptable

La modulación y carga adaptable son también poderosas técnicas aplicables sobre OFDM (4). Consiste básicamente en optimizar el uso del canal de acuerdo a su respuesta en frecuencia, enviando más o menos datos usando el esquema de modulación adecuado (B-PSK, Q-PSK, etc). Y asimismo, con este principio se puede balancear la energía de bit utilizada según la subportadoras lo requieran dadas las condiciones del canal. Un ejemplo lo podemos observar en la figura 1.13 tomada de (4). Para ver las condiciones y escoger la modulación y carga óptimos se hace necesario hacer la estimación del canal (19).

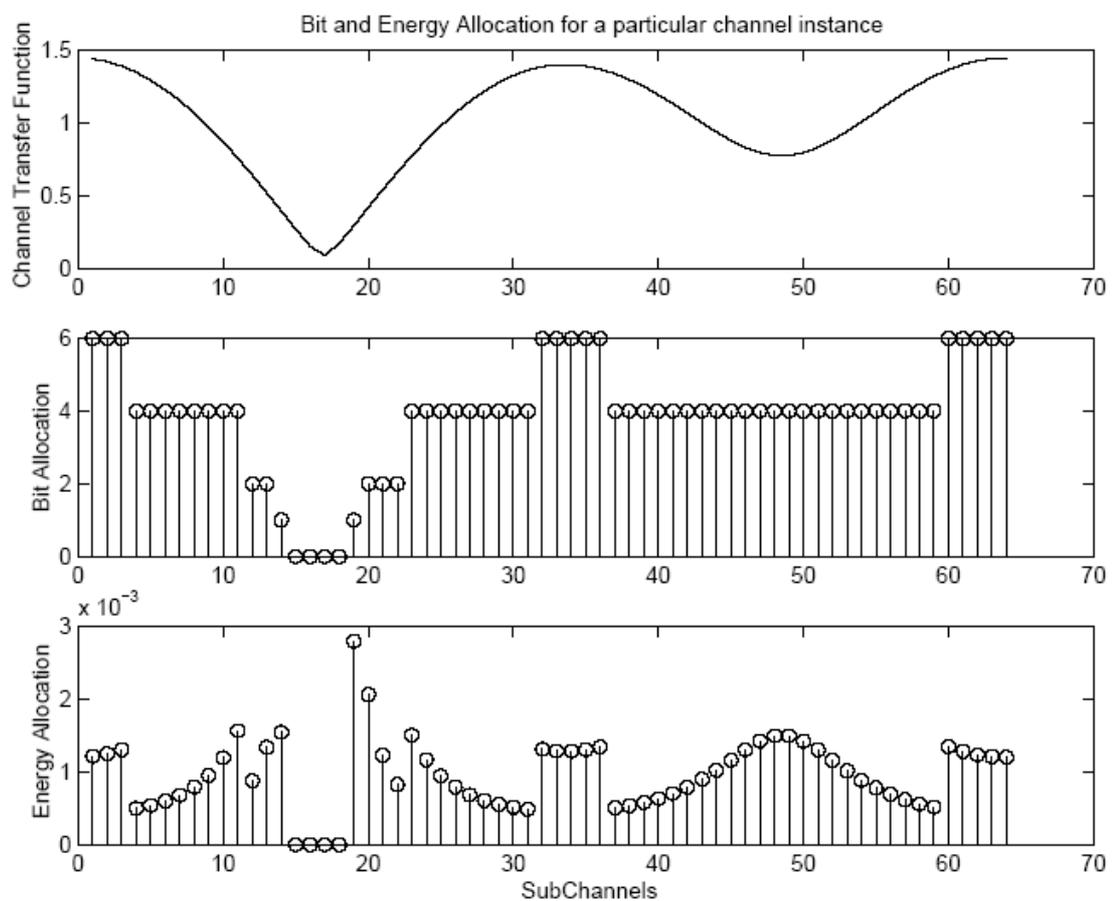


Figura 1.13 Modulación y carga adaptable a la respuesta del canal en frecuencia

1.2.1.3 OFDMA

Sobre OFDM además se puede implementar el acceso múltiple por división de frecuencias ortogonales (OFDMA), para establecer conexión multiusuarios. Para esto se divide en grupos de subportadoras sobre las cuales se realiza FHSS. El principio de subcanalización que se utiliza se puede ver en la figura 1.14 tomada de (6).

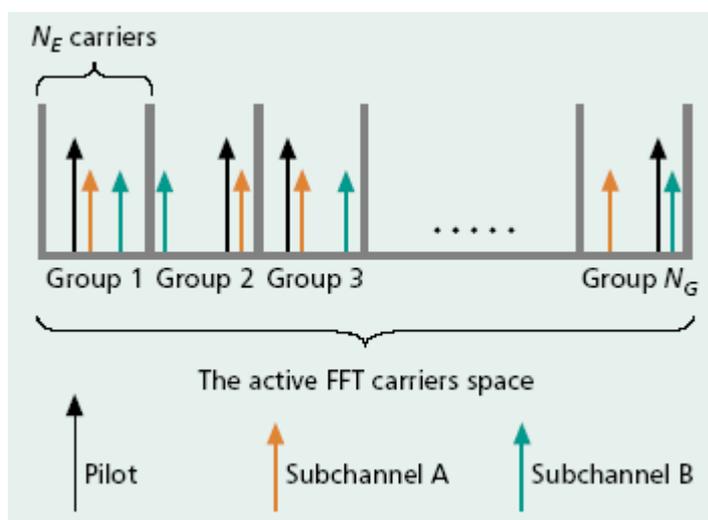


Figura 1.14 El principio de subcanalización para OFDMA

1.2.2 Diversidad en Tiempo

Esta propiedad se refiere a las técnicas utilizadas, especialmente en comunicaciones móviles, para enviar bloques de datos durante diferentes espacios de tiempo (23). La diversidad en el tiempo (TD) pretende conseguir y aprovechar a la vez, el que el desvanecimiento rápido afecta solo una parte de los datos.

Así, está claro aplicando las mismas técnicas de entrelazado y codificación, que antes explicamos en la dimensión de la frecuencia, logramos el mismo

conveniente esquema para la corrección de errores que vemos en el ejemplo de la figura 1.12, ahora viéndolo en la dimensión del tiempo.

Asimismo, podemos ver que con OFDMA, utilizando la técnica de espectro ensanchado con salto en frecuencia (FHSS), obtenemos incrementar la diversidad en tiempo.

1.2.2.1 ARQF

Otra manera de conseguir TD es usando *Automatic Repeat Request with Fragmentation* (ARQF), incluso en lugar del entrelazado y codificación, limitando la redundancia únicamente cuando se ha verificado que se ha mandado datos errados, y se pide retransmisión, valiéndonos del hecho de que es poco probable que un mismo desvanecimiento afecte igual en dos instancias de tiempo distintas (23).

1.2.3 Diversidad en el Espacio

El principio básico que se sigue para conseguir diversidad espacial (SD) es que es mucho menos probable que algún tipo de desvanecimiento afecte de la misma forma a las señales transmitidas desde dos o más antenas, que enviándolas desde una sola (23). La misma lógica se aplica al pensar desde el punto de vista del receptor.

1.2.3.1 Diversidad en las Antenas

El esquema tradicional de una sola antena en transmisor y receptor se denomina *Single Input/Single Output* (SISO), el resto, de acuerdo donde se apliquen las múltiples antenas, pueden ser *Multiple Input/Single Output* (MISO), *Single Input/Multiple Output* (SIMO) o *Multiple Input/Multiple Output*

(MIMO). Un ejemplo de diseño de un sistema con MIMO se puede ver en la figura 1.15 tomada de (23).

Estos esquemas de transmisión proponen el envío de datos a una tasa alta de transmisión mediante el uso de diversos flujos inalámbricos de información de menor tasa (19).

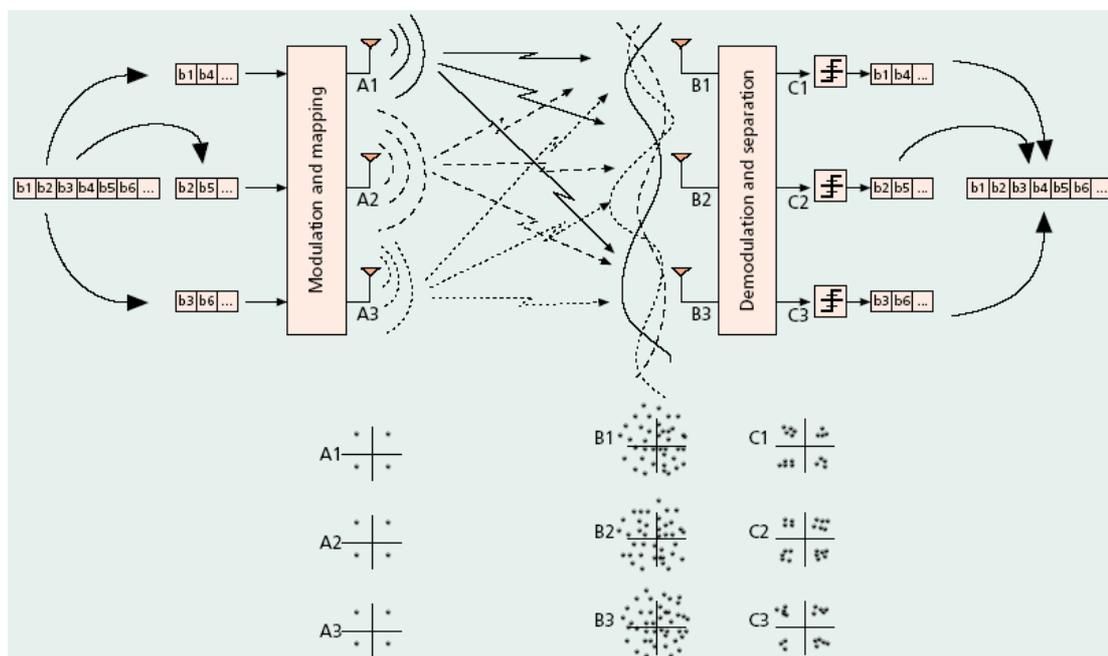


Figura 1.15 Un esquema básico de multiplexación espacial con 3 antenas transmisoras y 3 receptoras.

1.2.3.2 Antenas Inteligentes

Un paso más adelante, pero sin separarse de los mismos conceptos, está el uso de antenas inteligentes junto a los esquemas de codificación y la diversidad en las antenas; puesto que en un canal tan cambiante como en el que pretendemos trabajar, cabe pensar que las posiciones óptimas de las antenas también variarán en el tiempo. Para la evaluación de estas condiciones también será necesaria realizar una estimación del canal (19;23).

La inteligencia consiste en la optimización, mediante procesamiento digital, de los pesos que se les daría a cada uno de los elementos de un arreglo de antenas de manera que se consiga alterar su haz para emisión o recepción observando las mejores trayectorias de entre todas las que ocasiona la multitrayectoria. Bajo este principio los beneficios van, además de lograr una mejoría en la eficiencia espectro-espacial, hacia un uso más eficiente de los recursos físicos existentes (los elementos de las antenas) y de la energía (25).

1.2.3.3 Cancelación de Interferencia

Las antenas inteligentes, en vista de los algoritmos de optimización y de separación de canales espaciales que debe usar, ya causa naturalmente cierto nivel de cancelación de interferencia. Sin embargo para conseguirlo de una manera más efectiva se deben aplicar otros algoritmos tales como el de errores medios mínimos cuadrados (MMSE) aplicado a la señal con su estimado. De este modo se consigue maximizar la relación señal a ruido más interferencia (SINR). Para lograr cancelación de interferencia (IC), ya sea de manera paralela (PIC) o sucesiva (SIC), se requiere el conocimiento de las estadísticas de esta figura de mérito del canal que se está usando (19;25).

Notamos entonces que es necesaria nuevamente una valoración constante del canal para la realización de IC. Esto se puede obtener mediante la recopilación de información de las tramas de entrenamiento o "*training*", y ahora los pesos de las antenas también deberán considerar las estadísticas para hacer la señal tan ortogonal como sea posible a las marcas de la interferencia detectada (23).

1.2.4 Implementación basada en Software

Dado que la modulación OFDM ha encontrado su desarrollo en la implementación de la FFT, se necesitan dispositivos para el procesamiento digital de las señales como los *Field Programmable Gate Arrays* (FPGAs) o los *Complex Programmable Logic Devices* (CPLDs).

La versatilidad de estos dispositivos da lugar que en diseños ya implementados se puedan hacer mejoras planteadas después. A esto es lo que se denomina “actualización de firmware” en el ambiente técnico local.

La utilización de diseños basados en software para aplicaciones de comunicaciones inalámbricas o SDR es la única que permite en la práctica la implementación efectiva de muchas de las tecnologías para acceso fijo inalámbrico ya mencionadas; puesto que, por ejemplo, es aquí que radica la “inteligencia” de las antenas, como los algoritmos que hacen la estimación del canal o la cancelación de la interferencia (23;24).

A partir de esto, entonces, podemos aseverar que ahora tenemos un hardware que es potencialmente escalable. Actualmente los mismos fabricantes como Xilinx ofrecen bloques pre-diseñados (denominados IP cores) con el objetivo de acelerar el desarrollo basado en sus mismas herramientas como lo son el Ambiente de Software Integrado de Xilinx (ISE) o el System Generator (ver figuras 1.16 y 1.17). Y el uso de lenguajes de descripción de hardware (HDLs) que tienen naturaleza modular facilita aún más el que cualquier fabricante o desarrollador independiente pueda hacer algún aporte a disposición de los interesados (24;26;27).

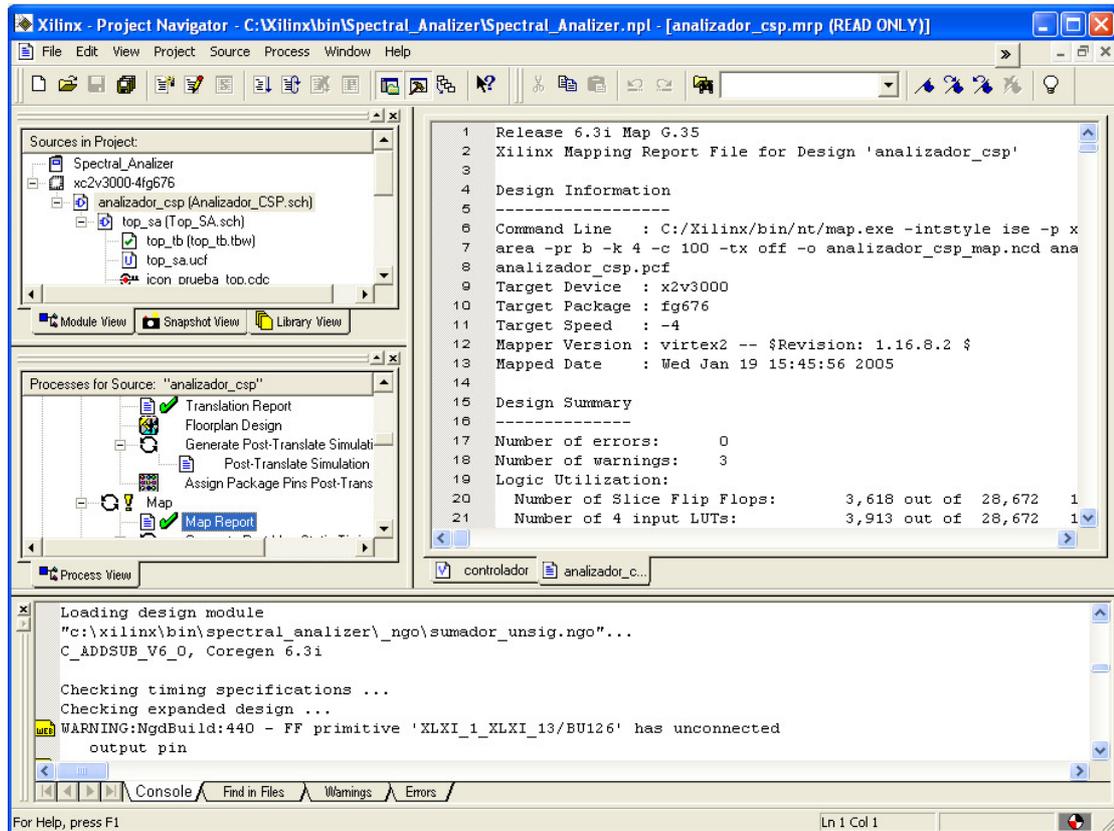


Figura 1.16 Vista del Software ISE (Project Navigator) de Xilinx durante el desarrollo de un proyecto

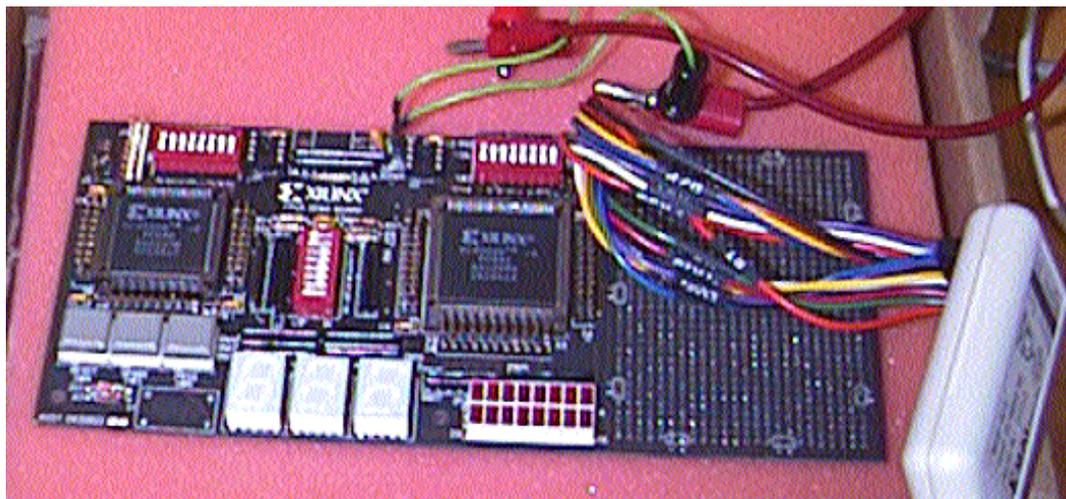


Figura 1.17 Tarjeta para desarrollo con FPGAs de Xilinx

1.3 Sumario

OFDM, pese a ser un concepto que tiene algunas décadas, halla su aplicación con el uso de las modernas técnicas de DSP, como el uso de la DFT, mediante el algoritmo recursivo de la FFT.

Justamente OFDM, que consiste en utilizar una familia de portadoras adyacentes, lo consigue haciendo un mapeo de los datos en N_{FFT} símbolos I/Q, que se ocupan las N_{FFT} portadoras, que pasan al dominio del tiempo con frecuencias ortogonales entre sí gracias al uso de la IFFT. Luego la FFT hace el trabajo de demodulación.

El uso de OFDM da lugar a una gran cantidad de técnicas adicionales con el fin de mejorar los sistemas que se utilizarían en canales problemáticos como los propios de un ambiente multitrayectoria y se requiere para lograr comunicaciones inalámbricas de banda ancha. Las tecnologías de acceso de Banda Ancha, en general, propenden al aumento de características de diversidad en la transmisión y recepción: Diversidad en el tiempo, en la frecuencia y en el espacio.

Entre las técnicas que se pueden implementar sobre esta plataforma tenemos el uso del prefijo cíclico, la modulación y carga adaptable, OFDMA, entrelazado (tanto en tiempo como en frecuencia), codificación turbo y Reed Solomon, ARQF y MIMO con el uso de antenas inteligentes y cancelación de interferencia; algunas de las cuales ya están consideradas en el estándar IEEE 802.16, el cual usamos como base para nuestra investigación.

2 MODELOS DEL SISTEMA OFDM Y CANAL MULTITRAYECTORIA

2.1 Estándar IEEE 802.16

Se define como el estándar de la interfaz aire para sistemas de acceso fijo inalámbrico de banda ancha; es decir, especialmente pensado para redes metropolitanas y junto al estándar europeo HIPERMAN toma el nombre más bien comercial de WiMax (28).

En su revisión del año 2004 deroga los estándares IEEE 802.16a, IEEE 802.16b e IEEE 802.16c, incluyendo dentro de sí la mayor parte de las características de los 3, muchas de las cuales son las mismas que se han descrito en el capítulo 1 dentro de las tecnologías de acceso fijo inalámbrico, algunas constan como obligatorias y otras son opcionales. Todo el estándar cubre 3 modos básicos de operación:

- SC
- OFDM
- OFDMA

Estos modos toman sus nombres y cambian sus características principalmente de acuerdo a la banda que usan. Esto se observa en la tabla 2.1. (12).

Tabla 2.1 Nomenclatura del Estándar IEEE 802.16 en su revisión 2004

Designación	Aplicabilidad	Opciones	Alternativas de Duplexación
WirelessMAN-SC	10-66 GHz		TDD, FDD
WirelessMAN-SCa	Bandas licenciadas bajo los 11 GHz	AAS, ARQ, STC	TDD, FDD
WirelessMAN-OFDM	Bandas licenciadas bajo los 11 GHz	AAS, ARQ, Mesh, STC	TDD, FDD
WirelessMAN-OFDMA	Bandas licenciadas bajo los 11 GHz	AAS, ARQ, STC	TDD, FDD
WirelessHUMAN	Bandas no licenciadas bajo los 11 GHz	AAS, ARQ, Mesh, STC	TDD

Este trabajo toma como base la utilización de OFDM en este estándar. Dado que la aplicación a futuro del estudio se daría en una de las bandas no licenciadas, se puede aseverar que la designación que se aproxima más al diseño es el de Redes Inalámbricas de Área Metropolitana No Licenciadas de Alta Velocidad (WirelessHUMAN), pero de todos modos tomamos elementos también presentes en lo designado como WirelessMAN-OFDM. Algunas de sus principales características y opciones en capa física (PHY), donde reside el diseño del símbolo OFDM, las cito a continuación (12):

- Subportadoras para datos
- Subportadoras piloto: para propósitos de estimación
- Subportadoras nulas: para las guardas en frecuencia, subportadoras no activas y el nivel DC.
- Uso de Prefijo Cíclico
- Codificación en tres etapas: aleatoriedad, FEC y entrelazado.

- El FEC: Código Convolutacional Reed Solomon (obligatorio), Codificación Turbo de Bloque (opcional) y Codificación Convolutacional Turbo (opcional).
- Modulación de datos: B-PSK, Q-PSK, 16-QAM, obligatorios, y 64-QAM, opcional. Con ordenamiento Gray.
- Subcanalización (opcional)

Algunos detalles más específicos del estándar se estudiarán en el capítulo 2, y la tabla 2.1 muestra algunos de sus valores característicos.

2.2 Modelo del Sistema OFDM Propuesto

Con el objetivo de evaluar el sistema de modulación OFDM en el presente trabajo se realizarán las simulaciones que complementarían a la implementación del mismo. Cabe indicar que el sistema a simular no es el mismo que se implementaría, ni los experimentos que se pueden hacer sobre el uno y el otro, dada las limitantes naturales de los equipos existentes para dichos fines.

Como consecuencia, el sistema a implementarse resulta ser un subconjunto de lo que se va a simularse.

El sistema OFDM, en su forma básica, sobre la que operaremos, tiene las siguientes etapas (y las correspondientes en la demodulación):

- Modulación digital I/Q o codificación
- Elaboración de la trama de acuerdo al estándar:
 - Inserción de pilotos
 - Inserción de guardas en frecuencia

- Inserción del nivel DC
- Generación de tramas de training o preámbulos
- IFFT
- Adición del prefijo cíclico

Tanto en las simulaciones como en la implementación se podrá escoger entre las codificaciones B-PSK, Q-PSK, 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM, así como también podremos ajustar el tamaño del prefijo cíclico.

Para la construcción de las tramas OFDM, que depende de N_{FFT} , se basará primordialmente en el estándar IEEE 802.16 del año 2004 (12), pero como tendremos la opción de usar 3 valores de N_{FFT} : 64, 128 y 256; también nos apoyaremos del estándar IEEE 802.11a (29). Para la posterior implementación se usaría fundamentalmente $N_{FFT}=256$.

Para el canal, en el capítulo siguiente se proponen los modelos que usaremos para el de desvanecimiento a larga escala y de corta escala. En el caso de a corta escala, se podrá disponer de dos modelos relacionados, uno para un ambiente LOS problemático y para uno N-LOS. Adicionalmente se probará al sistema sobre el clásico canal de ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN), que sería el más sencillo de implementar de manera inicial con los FPGAs.

Otra opción con la que se dispondrá en las simulaciones será el uso o no del ecualizador.

2.3 Caracterización de Canales Multitrayectoria

La caracterización del canal para su posterior modelamiento es una parte fundamental de la investigación en vista de que es la manera en que se pretende enfrentar el modelo, en lo posible, a los inconvenientes con los que se halla en la vida real.

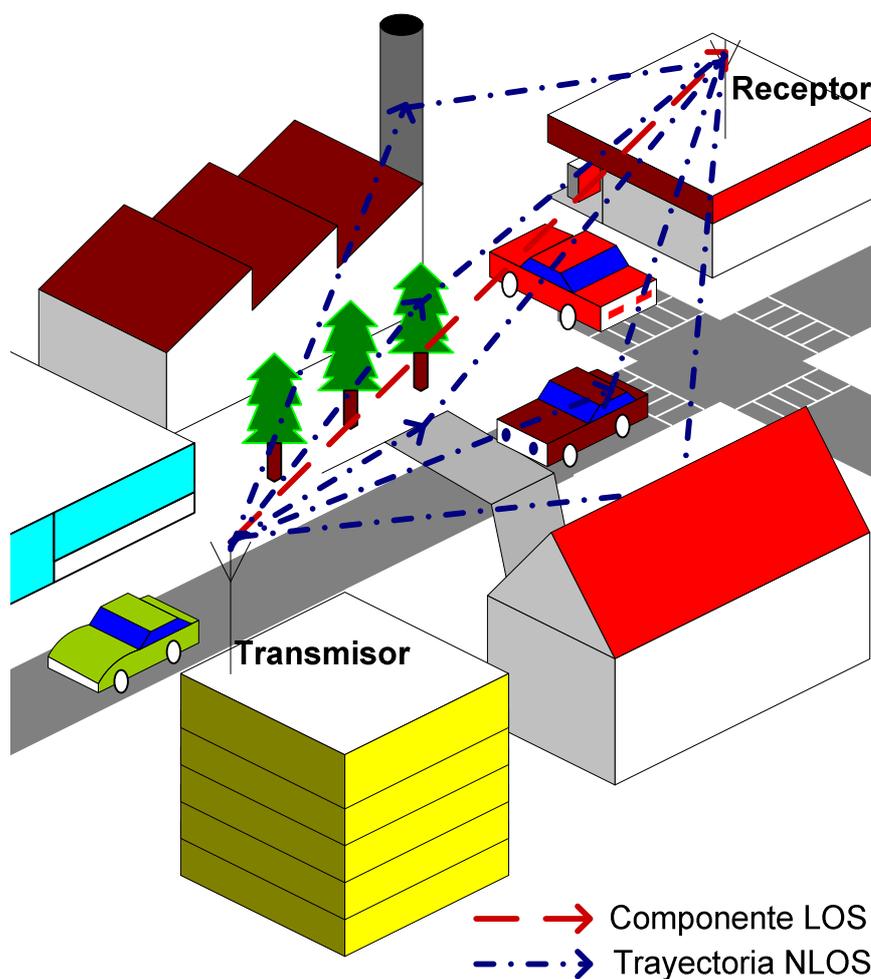


Figura 2.1 Ejemplo de propagación multitrayectoria, representada por 6 rayos: la componente de líneas de vista y 5 rayos reflejados tanto en elementos fijos como móviles presentes en el canal

Como se lo ha planteado desde el principio está claro que el ambiente en el que trabajará el sistema es el de multitrayectoria. Y el esfuerzo de investigación se ha enfocado completamente en este tipo de canal. Luego

de determinar que los modelos más conocidos y típicos, como el canal de ruido blanco gaussiano o el modelo de 2 rayos, carecen de la complejidad necesaria para representar lo deseado, se resolvió tomar otros modelos como base tal como se describirá a continuación (30).

En la figura 2.1 se puede observar un diagrama que muestra la manera en que se realiza la propagación en un ambiente multirrayectoria, y es, en general, un modelo basado en rayos el que se escogerá para la simulación.

Los mecanismos de desvanecimiento (reflexión, difracción y esparcimiento) afectan a la señal en dos diferentes manifestaciones que se tratarán por separado para su análisis y posteriormente, su simulación (31):

- Desvanecimiento a Gran Escala, o sea, el que afecta en virtud de la distancia entre emisor y receptor, y básicamente aumenta con ésta.
- Desvanecimiento a Corta Escala, o sea, la que se puede percibir con apenas pequeños movimientos ya sea del transmisor o receptor e incluso por cambios en el canal, que es lo más usual con multirrayectoria.

Así, sea $r(t)$ la señal recibida, podemos separarla en función de sus componentes conformadas por variables aleatorias:

$$r(t) = m(t) \times r_0(t) \quad (2.1)$$

donde a $m(t)$ se denomina la componente de desvanecimiento a gran escala y $r_0(t)$ es la de pequeña escala, y sus efectos se pueden visualizar en la figura 2.2.

2.3.1 Caracterización del Desvanecimiento a Gran Escala

La parte $m(t)$ de (2.1) se refieren al desvanecimiento debido a la distancia existente entre emisor y receptor, y dada las características que presenta la señal en un ambiente multitrayectoria, a este valor se lo suele denominar también como la “media local” de acuerdo al modelo de pérdidas por trayectoria (*path loss model*) para ambientes suburbanos presentado por Okumura y luego Hata que lo parametrizó y extendió (por lo que se suele denominar Hata-Okumura), modelo empírico de amplia aceptación para hacer los cálculos de propagación de redes celulares (31;32;33).

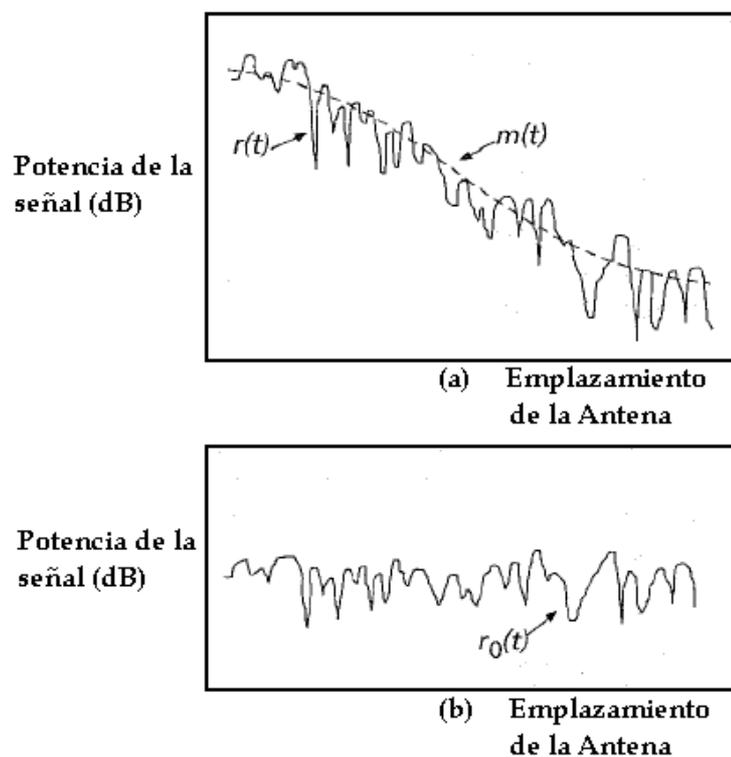


Figura 2.2 Desvanecimiento a larga escala y desvanecimiento a corta escala.

Sin embargo dicho modelo es válido sólo para un rango de 500 a 1500 MHz. Por lo que una nueva adaptación fue propuesta para modelar el canal para

el estándar IEEE 802.16. Ésta divide en tres categorías posibles los terrenos en los que se desplieguen los sistemas inalámbricos (34;35):

- Terreno tipo A: Terreno montañoso con densidad boscosa de moderada a alta.
- Terreno tipo B: Terreno montañoso con baja densidad boscosa o terreno plano con densidad boscosa de densidad alta.
- Terreno tipo C: Terreno mayormente llano con baja densidad boscosa.

Y ésta categorización se aplica sobre el siguiente cálculo:

$$L_p(d, f) \text{ (dB)} = 20 \log\left(\frac{4\pi d_0}{\lambda}\right) + 10\gamma \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma; \text{ para } d > d_0 \quad (2.2)$$

que son las pérdidas por trayectoria debidas al desvanecimiento a gran escala a una distancia d y una frecuencia determinada por su longitud de onda λ (en metros). d_0 es la distancia patrón de 100 m y γ es el exponente de las pérdidas por trayectoria, también es una variable aleatoria gaussiana, y está dado por:

$$\gamma = a + bh_b + \frac{c}{h_b} \quad (2.3)$$

donde h_b es la altura de la estación base (entre 10 y 80 m). Y las constantes a , b y c vienen dadas en, según el terreno, en la tabla 2.2 (34;35).

Tabla 2.2 Valores de las Constantes Para el Modelo del Patrón de Pérdidas

Parámetros	Terreno tipo A	Terreno Tipo B	Terreno tipo C
a	4.6	4.0	3.6
b	0,0075	0,0065	0,0050
c	12,6	17,1	20,0
σ_γ	0,57	0,75	0,59
μ_σ	10,6	9,6	8,2
σ_σ	2,3	3,0	1,6

El último elemento que se observa en la ecuación (2.2), X_σ , corresponde a la “sombra de desvanecimiento” (*shadow fading*) y se modela con una variable aleatoria gaussiana en decibelios (por lo que tiene en realidad una PDF lognormal) con una desviación estándar de σ dB, que se halla descompuesta de la siguiente manera (35):

$$\sigma = \sqrt{100\sigma_\gamma^2 \left(\log\left(\frac{d}{d_0}\right) \right)^2 + \mu_\sigma^2 + \sigma_\sigma^2} \quad (2.4)$$

donde y y z son variables aleatorias gaussianas normales con desviación estándar unitaria $N[0,1]$. μ_σ y σ_σ son la media y la desviación estándar de σ respectivamente. σ_γ es la desviación estándar de γ que fue absorbida por esta variable aleatoria global para facilidad de los cálculos. Los valores de σ_γ , μ_σ y σ_σ se hallan también tabulados de acuerdo al tipo de terreno en la tabla 2.2 (35).

Si definimos una variable aleatoria g con una PDF lognormal, esta tendrá la forma (36):

$$p(g) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2 g}} e^{-\frac{(\ln g - u)^2}{2\sigma^2}} & (g \geq 0) \\ 0 & (g < 0) \end{cases} \quad (2.5)$$

para nuestra aplicación usamos que:

$$X_\sigma = \ln g \quad (2.6)$$

Podemos observar las formas que puede tomar esta PDF en la figura 2.3.

Este modelo de desvanecimiento a gran escala se complementa por completo con el de Cost 231 Walfish-Ikegami (modelo W-I) para zonas urbanas, o bien, presentado como alternativa para zonas suburbanas mayormente planas (terreno C), con lo que se consigue continuidad entre ambos modelos. El modelo se encuentra detallado en el apéndice A de (34) y en (37).

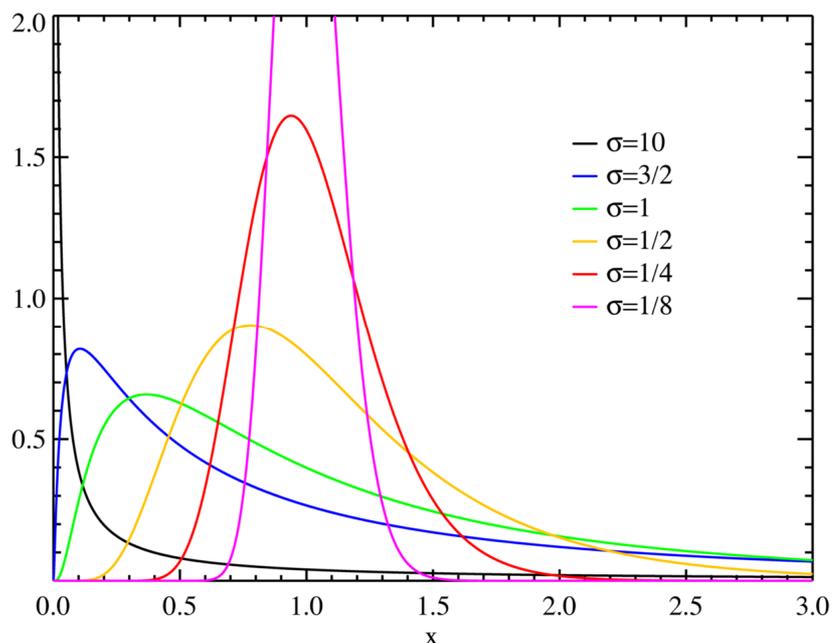


Figura 2.3 Familia de PDFs Lognormales

En el grupo de trabajo del estándar IEEE 802.16 se adiciona además un término de corrección con respecto a parámetros del receptor. Éstos términos que se agregan a (2.2) son (34):

$$L_p(d,f)_{\text{modificada}} (dB) = L_p(d,f) + \Delta L_{pf}(f) + \Delta L_{ph}(h) \quad (2.7)$$

Donde ΔL_{pf} es el factor de corrección para la frecuencia f (en MHz), según el cual:

$$\Delta L_{pf}(f) = 6 \log (f/2000) \quad (2.8)$$

y ΔL_{ph} es el factor de corrección por la antena del receptor h (en m, para alturas entre 2 y 10 m, según el cual:

$$\Delta L_{ph}(h) = -10,8 \log (h/2); \text{ para terrenos tipo A ó B} \quad (2.9)$$

$$\Delta L_{ph}(h) = -20 \log (h/2); \text{ para terrenos tipo C} \quad (2.10)$$

No obstante la variedad de opciones que ofrece la descripción usada hasta ahora, debemos notar que ninguna en realidad corresponde a un ambiente urbano N-LOS, que es de interés particular en la línea de investigación de nuestro grupo de trabajo⁴, y de hecho en (38) se encuentra con el status de “protestado” por ser considerado demasiado “optimista”, sin embargo, estaría bien para canales LOS (30).

Siguiendo las recomendaciones vertidas en el grupo de desarrollo del estándar IEEE 802.20 (39) a continuación nos enfocaremos a los que fueron desarrollados y escogidos por la ETSI para el estándar *Universal Mobile*

⁴ Grupo de Investigación de Tecnologías de Acceso Fijo Inalámbrico de Banda Ancha del Programa VLIR-ESPOL, Componente 8, Subcomponente Telecomunicaciones.

Telecommunications System (UMTS) como modelos para el canal de *Radio Acceso Terrestre* (UTRA), dentro del conjunto de parámetros o “*Ambiente de Pruebas*” (TE) para *implementaciones exteriores/interiores y de pedestal*, el cual está específicamente diseñado para modelar los ambientes N-LOS en las peores condiciones. El modelo completo se halla detallado en (40).

Este TE tiene la ventaja de que exhibe un perfil completo del desvanecimiento, es decir, muestra por un lado un modelo de pérdidas medias por trayectoria (desvanecimiento a gran escala) y también presenta modelos para caracterizar el desvanecimiento a pequeña escala, tal como se estudiará en una sección subsiguiente.

2.3.2 Caracterización del Desvanecimiento a Pequeña Escala

La multitrayectoria en el canal de radio tiene importantes efectos que afectan a la señal transmitida, entre los más importantes están (31;41):

- cambios rápidos de la señal en pequeñas distancias de desplazamiento o por pequeños intervalos de tiempo
- modulación aleatoria de la frecuencia debida al efecto Doppler sobre las diferentes señales multitrayectoria
- la dispersión en el tiempo (ecos) causada por los retardos de las componentes de la multitrayectoria

Cuando la señal recibida es el producto de la sumatoria de múltiples copias reflejadas más una significativa componente no degradada (*non-faded component*), la envolvente de la amplitud debida al desvanecimiento a corta escala ($r_o(t)$ en 2.1) tiene un función de densidad probabilística (PDF) riciana. Cuando se realiza la aproximación considerando que la componente de línea

de vista tiende a cero, ésta tiene una PDF de Rayleigh, que se expresa como (31;41):

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)} & (0 \leq r \leq \infty) \\ 0 & (r < 0) \end{cases} \quad (2.11)$$

donde r es la amplitud de la envolvente de la señal y $2\sigma^2$ es la potencia media predetectada de la señal recibida (31). En la figura 2.4 se muestran las familias de PDFs de Rice incluyendo la de Raleigh.

La PDF de Rice, en cambio, está dada por (41):

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{(r^2+A^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) & (A \geq 0, r \geq 0) \\ 0 & (r < 0) \end{cases} \quad (2.12)$$

donde A es la amplitud pico de la señal dominante e $I_0(\bullet)$ es la función modificada de Bessel de la primera clase y de orden cero. Lo más usual es describir esta PDF en términos del conocido “factor K de Rice”, la cual es definida como la relación entre la potencia de la señal determinística y la varianza de la multitrayectoria, es decir $K=A^2/(2\sigma^2)$, o mejor, como es más común, su definición en dB (41):

$$K(dB) = 10 \log \frac{A^2}{2\sigma^2} \text{ dB} \quad (2.13)$$

Este factor determina completamente la forma de la envolvente de la señal, tal como se observa en la figura 2.4, por lo que es muy importante el referirnos al valor dado a K para el modelado del canal.

El desvanecimiento en pequeña escala se manifiesta en diferentes categorías de degradación que se clasifican de dos maneras (31;41):

- basadas en la dispersión del retardo en el tiempo debida a la multitrayectoria
- basadas en la dispersión Doppler (en frecuencia)

En necesario definir los parámetros sobre los que trabajan los mecanismos causantes de estos tipos de dispersión y las variables y funciones que los caracterizan.

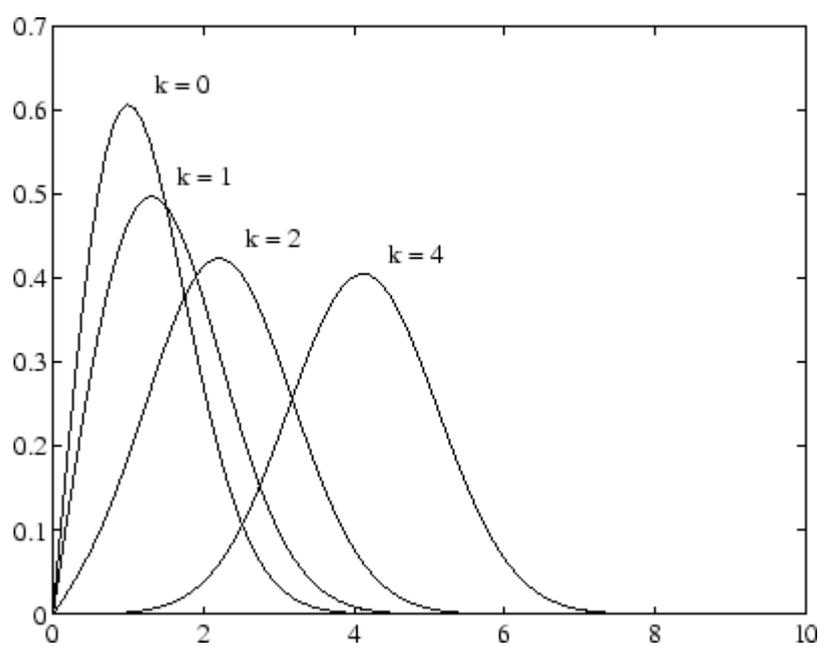


Figura 2.4 PDF de Raleigh ($k=0$) junto con una familia de PDFs ricianas

2.3.2.1 Categorías de Degradación en Base a la Dispersión del Retardo

Una variable que ya se había definido previamente (c.f. 1.1.3.3) fue el *tiempo máximo de exceso de retardo* (*maximum excess delay*) o T_m . Empero, un

estadístico más adecuado con respecto al retardo τ es el valor cuadrático medio (RMS) de su dispersión, σ_τ , que se define como la raíz cuadrada del segundo momento central del perfil de intensidad multitrayectoria $S(\tau)$ (31;41), esto es:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2} \quad (2.14)$$

En el marco de $S(\tau)$, se ilustra un ejemplo en la figura 2.5 tomada de (41), T_m viene a definirse como el tiempo de retardo transcurrido entre la primera componente de la multitrayectoria que llega al receptor (en caso de haber línea de vista, sería ésta su componente) y la llegada de la réplica mayor a umbral definido (suele ser 10 o 20 dB) con el máximo retardo de todas (31;41).

La función del perfil de intensidad multitrayectoria $S(\tau)$ o *perfil de intensidad de retardo (power delay profile)*, está relacionada por medio de la transformada de Fourier con la magnitud de la respuesta en frecuencia del mismo canal o, con la *función de correlación espacio-frecuencia* $|R(\Delta f)|$. De manera análoga a los parámetros de dispersión de retardo en el dominio del tiempo, funciona el *ancho de banda de coherencia* B_C , que es inversamente proporcional a T_m , y por tanto a σ_τ ; pero su relación exacta depende de la específica estructura de la multitrayectoria (31).

El *ancho de banda de coherencia* B_C es la medida estadística del rango de frecuencias sobre la cual el canal puede ser considerado “plano”; es decir, donde sus componentes espectrales pasan aproximadamente con igual ganancia y fase lineal. En este rango se supone que existe una muy fuerte correlación de amplitud entre cualquier par de componentes (31;41).

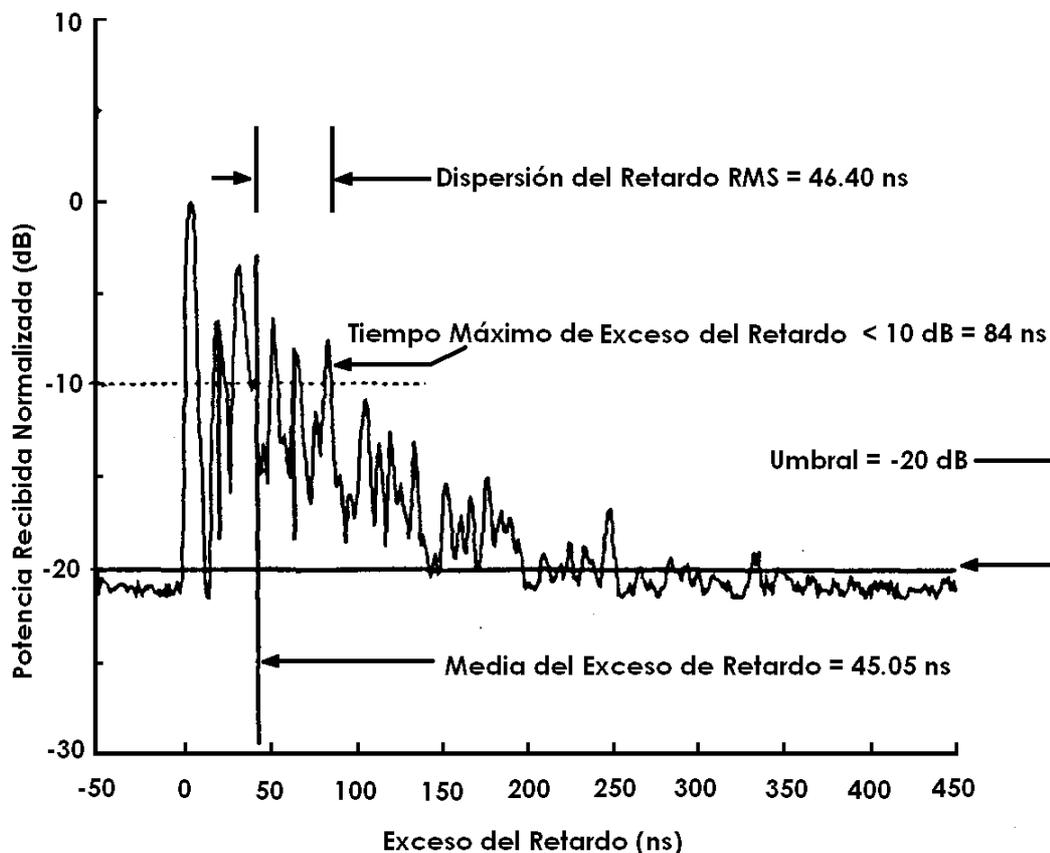


Figura 2.5 Ejemplo de un perfil de intensidad de retardo; se muestran la dispersión del retardo RMS, la media del exceso de retardo, el tiempo máximo de exceso del retardo (10 dB), y el umbral.

En (31) y (41) se prestan algunas definiciones. Si tomamos como B_c al ancho de banda en el cual la función de correlación está por sobre 0,9, entonces tenemos que:

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (2.15)$$

Otra definición que se encuentra menos exigente, reduciendo la correlación solamente a por mayor que 0,5, entonces:

$$B_C \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (2.16)$$

Y se halla en la literatura más relaciones que van relacionadas a los diferentes modelos. En el capítulo 4 se evaluarán dichas relaciones según la experimentación hecha en el presente trabajo al respecto.

La relación entre T_m y el período del símbolo T_{sym} , o algo prácticamente equivalente por su reciprocidad, entre B_C y el ancho de banda de la señal, W ; da lugar a la discriminación entre dos categorías de degradación, o bien, dos tipos de canal (31;41):

- *Canal selectivo en frecuencia*, es decir, con desvanecimiento selectivo en frecuencia. Se da cuando $T_m > T_{sym}$. Es decir que el tiempo de propagación de los retardos supera el período del símbolo en sí, teniendo una dispersión tal que induce ISI. Un ejemplo típico de esta distorsión se puede observar en la figura 2.6 tomada de (37).
- *Canal no selectivo en frecuencia*, el cual produce un desvanecimiento “plano”. Se da cuando $T_m < T_{sym}$. Esto básicamente afectaría a la relación señal a ruido (SNR).

En ambos casos, el resultado en el canal se vuelve más evidente si comparamos B_C y W , dada la misma definición de ancho de banda de coherencia. Esto es, que si el ancho de banda de coherencia es menor al ancho de banda de la señal ($B_C < W$) se producirá aleatoriamente desvanecimiento selectivo a lo largo de su espectro (figura 2.6). Lo contrario ($B_C > W$) significa que la propiedad de “respuesta plana” la hereda a toda la señal.

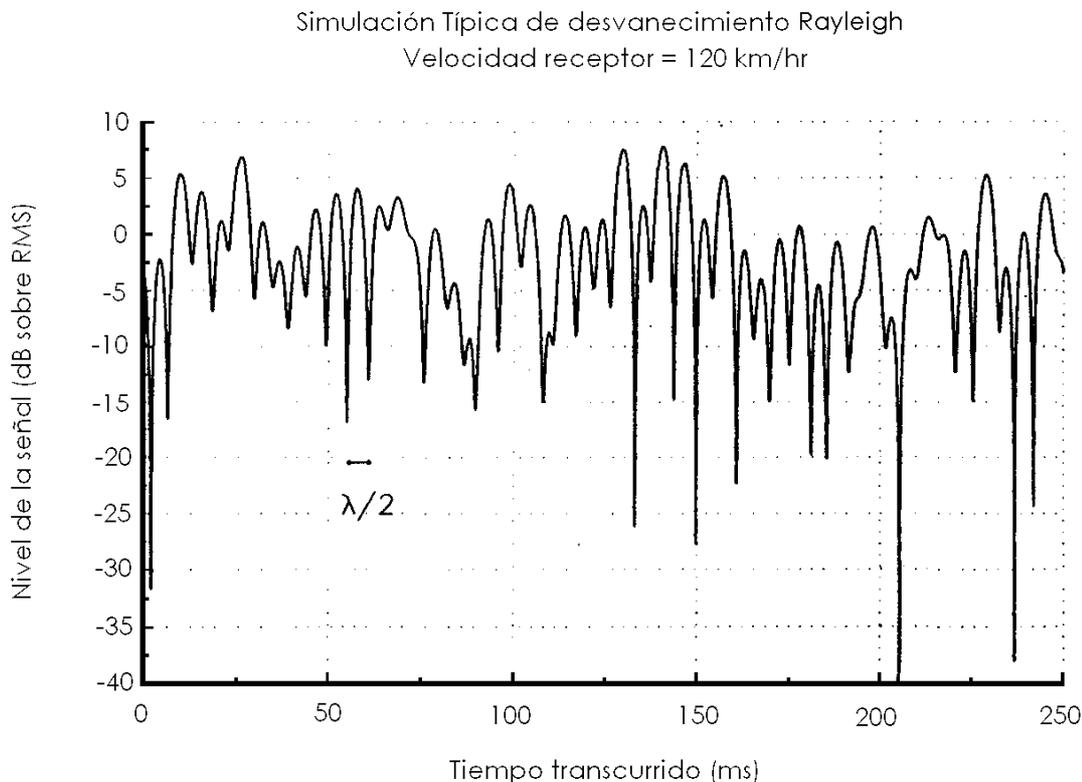


Figura 2.6 Típica envolvente del desvanecimiento Rayleigh a 900 MHz (de (37))

2.3.2.2 Categorías de Degradación en Base a la Dispersión Doppler

Mientras σ_T y B_C describen la naturaleza dispersiva en tiempo del canal, se requiere también caracterizar la variación del canal desde el punto de vista de sus cambios físicos, el movimiento inherente, ya sea porque el receptor es móvil, o hay elementos móviles en el camino, como automóviles, árboles golpeados por viento, etc. Los parámetros que hacen posible esto son la *dispersión Doppler (Doppler Spread)*, B_D , y el *tiempo de coherencia*, T_C (31;41).

En vista que los cambios tangibles del canal se dan a lo largo del tiempo, la variación en el tiempo en virtud de estos están ligadas directamente con las

de desplazamiento, de ahí que se define la *función de correlación espacio-tiempo*, $R(\Delta t)$, que es la función de autocorrelación de la respuesta del canal a una senoide (31):

$$R(\Delta t) = J_0(kV\Delta t) \quad (2.17)$$

que es una función de Bessel de orden cero de la primera clase, V es la velocidad (por ende $V\Delta t$ es un desplazamiento) y $k = 2\pi/\lambda$ es la constante de fase de espacio libre (transforma distancia a radianes de fase), con λ como la longitud de onda de la onda portadora. De esta manera se logra además vincular a las variables espaciales para caracterizar el canal.

Con esta función se puede definir T_C como el lapso de tiempo en el que la señal se muestra prácticamente invariante (31;41).

La correlación espacio-tiempo está vinculada mediante la transformada de Fourier a la *Densidad Espectral de Potencia Doppler (Doppler PSD)*, función de la desviación Doppler (*Doppler Shift*), ν . Ambas funciones son producto del análisis basado en el modelo de Clarke para canales inalámbricos y la PSD tiene la reconocida forma de “tazón” o de “U” de la PDF de Jakes (JPDF) (31;41;42;43):

$$S(\nu) = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{\nu}{f_d}\right)^2}} & (|\nu| < f_d) \\ 0 & (|\nu| \geq f_d) \end{cases} \quad (2.18)$$

La JPDF expresa la probabilidad de existencia de señal bajo efecto de desviación Doppler en el rango de B_D , lo cual es $(-f_d, f_d)$. Este efecto nuevamente se vincula al movimiento de acuerdo a la relación (31;42):

$$f_d = \frac{V}{\lambda} \quad (2.19)$$

La máxima desviación Doppler f_d tiene una relación inversa con respecto al tiempo de coherencia T_C , que se expresa junto con diversas constantes de proporcionalidad como se cita en (31), (41) y (42).

Los dos enfoques presentados hasta el momento para caracterizar el canal: en función del retardo (que es básicamente función del tiempo) y en función de la desviación Doppler (que lo es de la frecuencia) presentan muy marcado el principio de la “*dualidad*”, esto es, que en uno y otro dominio los sistemas y sus parámetros describen comportamientos similares (31;44). Esto se puede verificar en el diagrama mostrado en la figura 2.7 que resume lo expuesto de acuerdo al criterio de la dualidad, señalando las funciones pares entre ellas y las relacionadas mediante la transformada de Fourier (30).

La dualidad también se refleja en las dos categorías de degradación que encontramos en función de la desviación Doppler, esto es, que dependiendo de cuan rápidamente cambia la señal transmitida en banda base comparada con los cambios en el canal se pueden presentar (31;41):

- *Desvanecimiento rápido (fast fading)*, cuando el tiempo de coherencia del canal cambia velozmente durante la duración del símbolo ($T_{SYM} > T_C$). O visto desde el dominio de la frecuencia, esto se da

cuando la desviación Doppler se incrementa por sobre el ancho de banda de la señal ($W < B_D$).

- *Desvanecimiento lento (slow fading)*, cuando la respuesta del canal al impulso es mucho más lenta que la señal transmitida en banda base. Entonces se puede asumir como estático el canal durante algunos intervalos de tiempo y frecuencia. Esto implica que la dispersión Doppler es mucho menor que el ancho de banda de la señal ($W \gg B_D$), y así mismo, que el tiempo de coherencia es mucho mayor que el período del símbolo ($T_{\text{sym}} \ll T_C$).

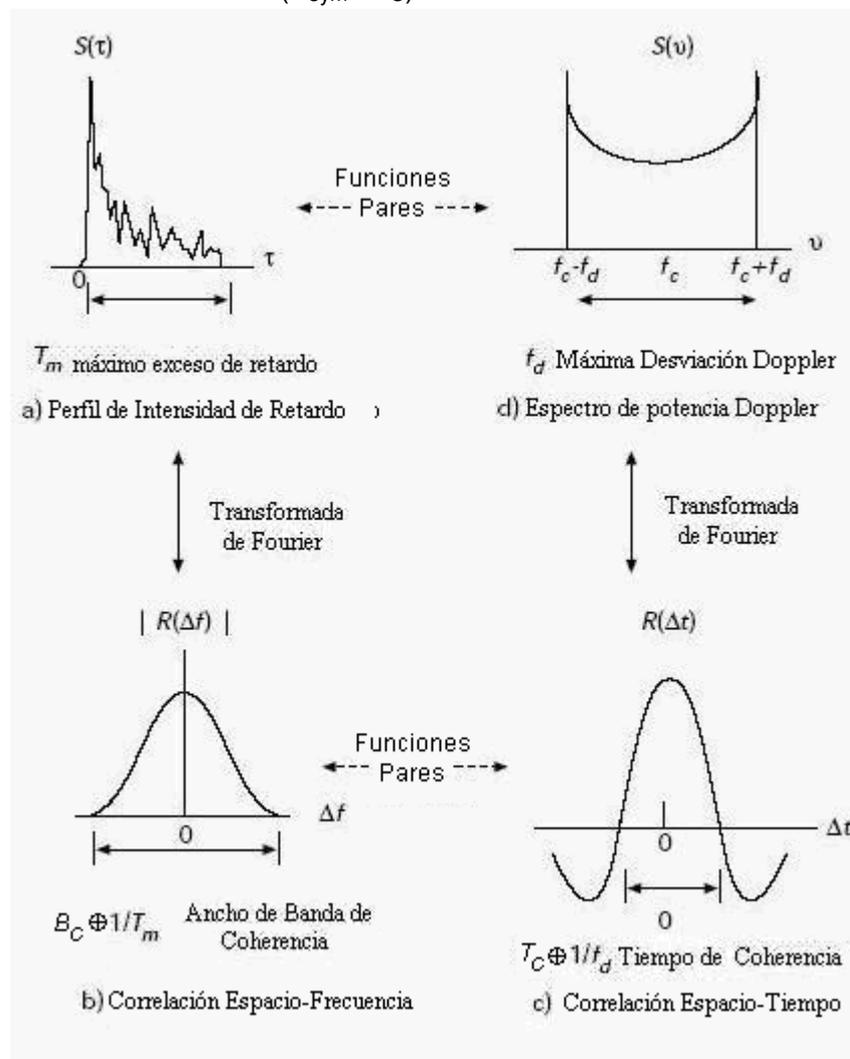


Figura 2.7 Funciones Características del Desvanecimiento a Corta Escala

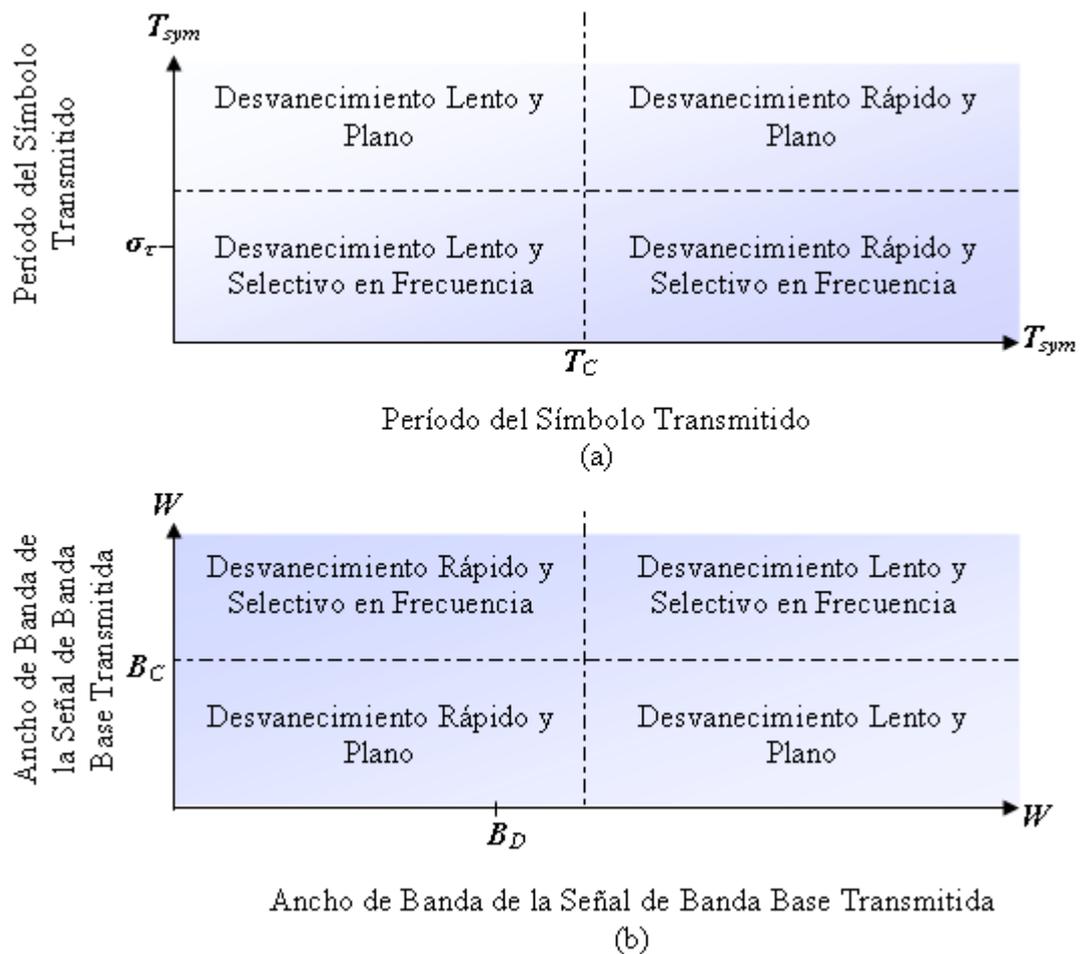


Figura 2.8 Matriz ilustrando los tipos de desvanecimiento experimentados como función de: (a) período del símbolo, y (b) Ancho de banda de la señal en banda base

Un cuadro que resume y sintetiza las categorías de degradación de acuerdo las relaciones entre los parámetros que caracterizan a la señal transmitida en un canal dado se observa en la figura 2.8 tomada de (41).

2.3.2.3 Modelo del Canal de Línea de Retardo con Derivaciones

Un método muy apropiado para modelar un canal caracterizado por la multitrayectoria es a través de una línea de retardo con derivaciones (*tapped delay line channel*) que consiste de manera general en una serie de L

retardos de duración $1/W$, es decir, cada uno de la duración de la resolución del sistema en banda base. Entre los retardos se tienen derivaciones, cada una de las cuales se ve afectada por una respuesta de canal $C_i(t)$, que normalmente se modelan como procesos gaussianos complejos no correlacionados entre sí. Esta estructura se puede ver gráficamente en la figura 2.9a (36).

La suma total de los retardos representa al máximo exceso de retardo presente en el canal (T_m), y el número de derivaciones dependerá del número de trayectorias de los rayos reflejados y cuanto es el retardo propio de cada uno. Siendo L el número máximo de trayectorias (NLOS) posibles, el retardo máximo quedaría definido como (36):

$$T_m = \frac{L}{W} \quad (2.20)$$

Es así que para un modelo de dos rayos, el esquema apropiado sería tal como el mostrado en la figura 2.9b (36).

Partiendo de la premisa de que modelamos cada trayectoria con una respuesta aleatoria gaussiana compleja e independiente, el análisis matemático concluye que la envolvente de la suma de esta tiene justamente un comportamiento tal que se puede modelar con la PDF de Raleigh, y de Rician para el caso con línea de vista (con la respuesta $c_0(t)$) (36).

Un grupo de parámetros comúnmente usado para simulaciones, diseños y pruebas, se encierra en los denominados *modelos de canal interinos de la Universidad de Stanford (SUI-Channel Models)*. Se trata de 6 conjuntos de valores (que se listan como de SUI-1 a SUI-6) seleccionados en función de los 3 tipos de terrenos descritos en la sección 2.3.1 (34;35). Las tablas 2.3 y

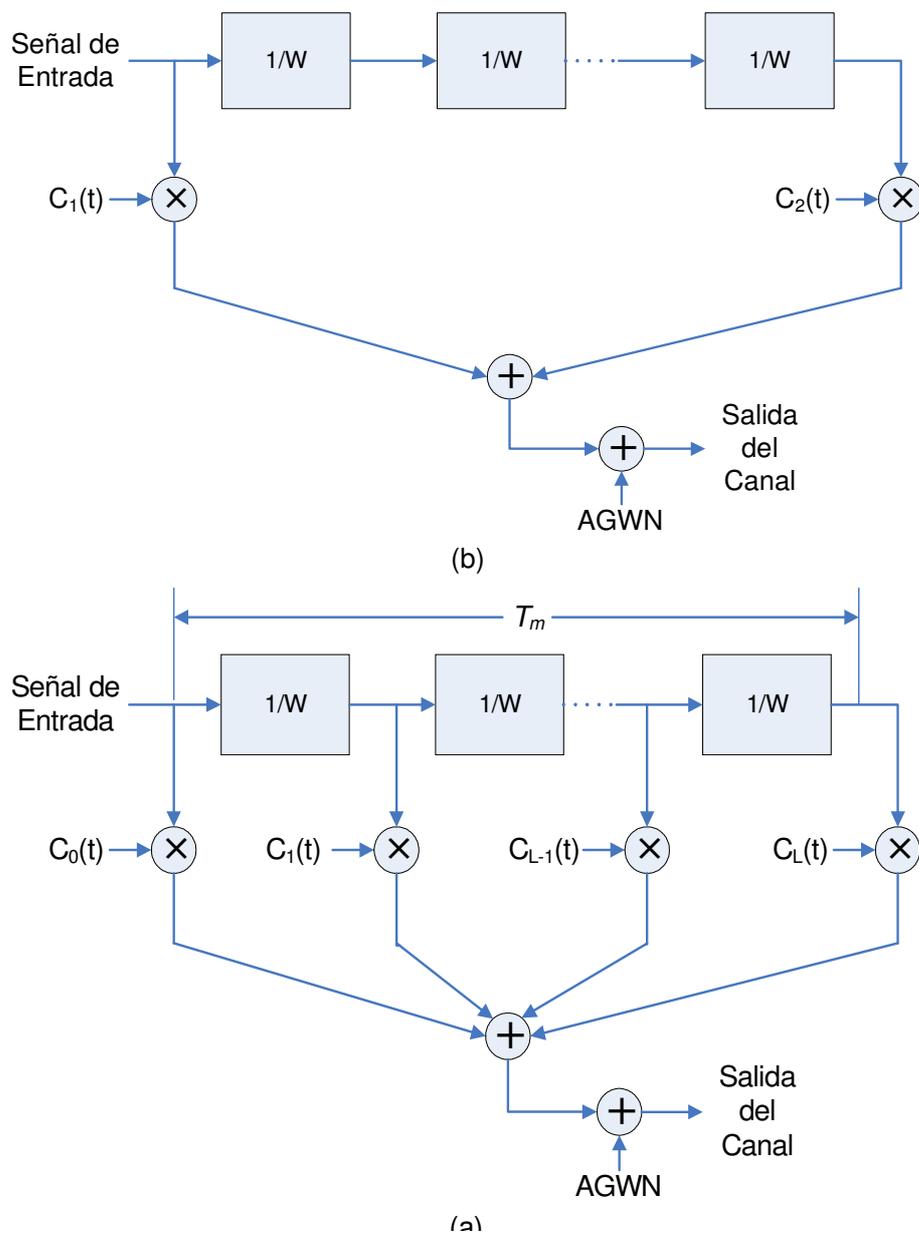


Figura 2.9 Modelo de Canal de Línea de Retardo con Derivaciones: (a) Modelo general usando $L+1$ derivaciones, y (b) Modelo del canal de 2 rayos

2.4, tomadas de (34), resumen las condiciones a las que responden estos modelos.

Este grupo de modelos de canal fue considerado también por el grupo de desarrollo del estándar IEEE 802.16 (34), pero se encontraron significativas

inconsistencias en cuanto a los factores K de Rice que relegarían su uso tan solo como referencia en lo que respecta a los SUI-1 y SUI-2, que son los únicos que encuentran algún respaldo con pruebas reales (45).

Como se describió en 2.3.1, una opción que se consideraría muy válida es la del modelo tomado de la UTRA denominado TE para implementaciones en interiores/exteriores y de pedestal, y para el efecto de caracterización del desvanecimiento a gran escala, se tomará su “*Modelo de Respuesta al Impulso del Canal*” (*Channel Impulse Response Model*); que también es un modelo que usa línea de retardo con derivaciones (40).

Tabla 2.3 Canales SUI Según el Tipo de Terreno

Tipo de Terreno	Canales SUI
C	SUI-1, SUI-2
B	SUI-3, SUI-4
A	SUI-5, SUI-6

Tabla 2.4 Canales SUI Según el Factor K de Rice

Factor K de Rice bajo			
Doppler	Bajo esparcimiento del retardo	Moderado esparcimiento del retardo	Alto esparcimiento del retardo
Bajo	SUI-3		SUI-5
Alto		SUI-4	SUI-6
Factor K de Rice bajo			
Doppler	Bajo esparcimiento del retardo	Moderado esparcimiento del retardo	Alto esparcimiento del retardo
Bajo	SUI-1,2		
Alto			

Para este TE, se consideró que una sola línea de retardo no era suficiente para capturar la naturaleza variable del canal, es por esto que se presentan dos líneas de retardo, denominadas “Canal A” y “Canal B”, a cada una de las cuales se le asigna un porcentaje que indica su probabilidad de aparición. Incluyendo la componente LOS, éstas se forman con 4 y 6 derivaciones respectivamente, todas modeladas con una JPFD, también denominada “clásica”. Su parametrización completa se puede observar en la tabla 2.5 (40;39).

2.3.3 Uso de OFDM en la mitigación del desvanecimiento

Obsérvese de cara a las simulaciones que se analizarán variando diversas variables del sistema OFDM, que se puede lograr en muchos cambiar la relación entre los parámetros determinísticos del sistema y aquellos correspondientes al canal.

Este análisis permitiría a priori buscar los valores más eficientes u óptimos para el sistema, como el de N_{FFT} , el tamaño de la guarda, la modulación I/Q, etc. Pero en una aplicación real los sistemas ya se hallan implementados así como no se podrá variar las condiciones del canal. Entonces el sistema OFDM debe mitigar los efectos antes descritos en las diversas categorías de desvanecimiento apoyándose de las técnicas de diversidad que se describieron en 1.2 (46):

- Para mitigar distorsión selectiva en frecuencia: Utilizar modulación adaptable (4), ecualización con Viterbi, FHSS (6) y el uso de los pilotos. OFDM por sí mismo ayuda al introducir diversidad en frecuencia.

Tabla 2.5 Parámetros Para el Modelo de Respuesta al Impulso del Canal para el TE de Interiores/Exteriores y de Pedestal

	Canal A		Canal B		
	σ_τ (ns)	P(A) (%)	σ_τ (ns)	P(B) (%)	
	45	40	750	55	
Etapa	Retardo Relativo (ns)	Potencia Promedio (dB)	Retardo Relativo (ns)	Potencia Promedio (dB)	Espectro Doppler
1	0	0	0	0	JPDF
2	110	-9.7	200	-0.9	JPDF
3	190	-19.2	800	-4.9	JPDF
4	410	-22.8	1200	-8.0	JPDF
5	-	-	2300	-7.8	JPDF
6	-	-	3700	-23.9	JPDF

- Para un canal de desvanecimiento plano o lento: Códigos de corrección de errores (6) y técnicas de diversidad (23). La diversidad en el espacio que introduce componentes no correlacionadas a la señal recibida (23;19).
- Para el desvanecimiento rápido: Una modulación I/Q robusta (M de menor valor), así como técnicas de codificación y entrelazado. Es en este caso en el que conviene agregar redundancia al símbolo aumentando su tamaño por medio del tamaño del prefijo cíclico (5;10; 19). Al ser este tipo de distorsión la que provoca peor pérdida de ortogonalidad de las subportadoras conviene implementar filtrado polifásico en el receptor.

Siendo conocidos todos los problemas que en la actualidad presentan desafíos para el diseño de sistemas de acceso inalámbricos de banda ancha, es que cada vez en mayor grado se van incorporando estas

tecnologías para mitigación del desvanecimiento, lo cual es verificable observando la evolución entre estándares que incluyen IEEE 802.11a (29), IEEE 802.11g (47), el IEEE 802.11j (48), IEEE 802.16 (WiMax) (28;12) y así está contemplado por el grupo de trabajo IEEE 802.20, desarrollándolo para *Acceso Móvil Inalámbrico de Banda Ancha* (MBWA) (49). Todos estándares que han escogido OFDM como núcleo de sus diseños, o bien, se prevé su futuro uso en ellos.

2.4 Modelo del Canal Multitrayectoria Escogido

Considerando el estudio preliminar expuesto en la sección 2.3 y de acuerdo al completo análisis presentado en (30), se concluye que en realidad se modelará 2 tipos de canal por separado, si bien conocemos que sus efectos se suman. Pero en ambos caso, los esfuerzos se han orientado hacia la representación de dos escenarios:

- Un escenario N-LOS
- Uno con LOS problemático, a veces denominado “próximo a LOS” en la literatura

Las partes en común a ambas facetas del trabajo corresponden a la frecuencia de operación que será 2,4 GHz, la potencia máxima de transmisión de 1 W (el siguiente capítulo tocará la regulación al respecto), la altura de la base, 30 m (toma como referencia la torre existente en el sector de los laboratorios que constituye infraestructura para futuras pruebas), y la de la antena del suscriptor, 5 m.

A continuación se describen tanto los modelos para el desvanecimiento a gran escala como a pequeña escala.

2.4.1 Canal de Desvanecimiento a Gran Escala

Para el desvanecimiento a gran escala caracterizaremos separadamente los modelos para el desvanecimiento multitrayectoria tanto para un ambiente N-LOS y LOS.

Para LOS, se encuentra modelado por las ecuaciones (2.2), (2.7) y (2.9), sujetándonos a la adición de los factores de corrección por el receptor (34) (35). En vista que lo que se desea es delinear un ambiente que se pueda considerar problemático, se tomarán los parámetros para el terreno tipo A (véase tabla 2.2) (30). Entonces el modelo para las pérdidas medias por trayectoria queda dado por:

$$\overline{L}_{p_{LOS}}(d, f) (dB) = 20 \log_{10}(4 \pi d_0 / \lambda) + 10 \gamma \log_{10}(d / d_0) ; \text{ para } d > d_0 \quad (2.21) \\ + 6 \log_{10}(f / 2000) - 10.8 \log(h / 2)$$

Para el caso de N-LOS se utilizará el modelo de pérdidas medias por trayectoria propuesto por la ETSI para UMTS como TE para un canal para implementaciones interiores/exteriores y de pedestal (30). Este modelo usa la regla de degradación en función de R^{-4} , por lo cual su uso solo es factible para N-LOS, es el siguiente (40):

$$\overline{L}_{p_{NLOS}}(d, f) (db) = 40 \log_{10}(d) + 30 \log_{10}(f) + 49 \quad (2.22)$$

Continuando con las consideraciones para el UTRA, para X_σ se considerará una desviación estándar $\sigma=10$ dB. Y como se lo había establecido en un principio, será modelada como una variable aleatoria con una PDF lognormal con media 0 (30;40).

2.4.2 Canal de Desvanecimiento a Pequeña Escala

Para el caso de la caracterización del desvanecimiento a pequeña escala se ha decidido utilizar el modelo de Respuesta al Impulso del Canal, también proporcionado por la UTRA, y del mismo modo, tomaremos el TE para implementaciones interiores/exteriores y de pedestal, el cual ya fue presentado en 2.3.2.3, y sus parámetros están en la [tabla 2.5](#) (30;39;40).

Para completar el modelo, en vista de que éste último no indica nada al respecto de los factores K de Rice, indispensables para el modelamiento del ambiente LOS, nos valdremos del SUI-1, aunque no corresponda al tipo de terreno que atañe a nuestra aplicación. De ahí se tomará el factor K correspondiente a la primera derivación del canal LOS, que es de 16 dB considerando una cobertura del 90% (30;34).

Casi sin mayor alteración, este modelo que usa una línea de retardos con derivaciones, nos sirve tanto para el ambiente LOS como N-LOS, pues los demás factores K, cuando se trata de la PDF de Rayleigh, simplemente son 0, y bastará con eliminar la componente LOS para tener caracterizado el ambiente N-LOS (34).

Finalmente, la máxima desviación Doppler, f_d , determinada por [\(2.19\)](#), corresponde a la velocidad relativa de 3 km/h, que es lo que contempla la UTRA en el TE para implementaciones interiores/exteriores y de pedestal (30,40).

2.5 Sumario

El principal estándar en el que se basa el presente trabajo para el diseño de OFDM es el IEEE 802.16 o WiMax, dentro del cual se toma el tipo de

operación denominado WirelessHUMAN, que es el que usa las bandas no licenciadas como la de 2,4 GHz. El sistema OFDM propuesto, si bien guarda estrecha relación con el mencionado estándar, es mucho más flexible en vista de que es para fines de experimentación.

Entre las etapas y sus características del sistema podemos mencionar:

- Modulación digital I/Q o Codificación (desde B-PSK hasta 256-QAM)
- Elaboración de la trama (inserción de pilotos, guardas en frecuencia, nivel DC, etc). Se usan 3 modelos, para $N_{FFT}=256$ (según IEEE 802.16), $N_{FFT}=128$ y $N_{FFT}=64$ (según IEEE 802.11a).
- Generación de preámbulos
- IFFT/FFT
- Prefijo cíclico
- Ecuación opcional

Algunas de estas etapas como otras no incluidas pero contempladas en los estándares citados y otros más nuevos, son tecnologías que en general se encargan de introducir diversidad, ya sea en el dominio de la frecuencia, tiempo o espacio, y de esta manera lograr mitigar los efectos de la degradación.

Para el canal multitrayectoria se separaron dos enfoques distintos para la caracterización del desvanecimiento: a gran escala y a pequeña escala, cuyos efectos se suman en la envolvente de la señal. Con los modelos se desea representar los ambientes más problemáticos para comunicaciones inalámbricas: N-LOS y cercano a LOS.

El desvanecimiento a gran escala se modela partiendo del clásico modelo de pérdidas por trayectoria de Hata-Okumura, que luego el grupo de desarrollo

del Estándar IEEE 802.16 revisarían, por lo que clasifican su parametrización para tres tipos de terreno y añaden factores de corrección por el receptor. Pero tal esquema solo cubre el caso de cercano a LOS; por lo que para N-LOS se recurre al modelo propuesto para UTRA, el TE para *implementaciones interiores/exteriores y de pedestal*.

El desvanecimiento a pequeña escala primero se analiza en función de las categorías de degradación generadas, ya sea en base a la dispersión del retardo, o bien, a la dispersión Doppler. En este punto es importante establecer cada uno de los parámetros que definen el tipo específico de desvanecimiento que sufre la señal. Esto es, dependiendo de la relación entre T_m , T_{SYM} , B_C , W , B_D y T_C , el canal ser selectivo o no selectivo en frecuencia, así como podría exhibir desvanecimiento rápido o desvanecimiento lento.

Para caracterizar este desvanecimiento se usó un modelo de canal que usa dos líneas de retardo con derivaciones, el cual también provino de la UTRA, del mismo TE, del *“Modelo de Respuesta al Impulso del Canal”*, únicamente éste se completa tomando un Factor K de Rice del modelo SUI-1.

3 DESARROLLO DEL SISTEMA A SIMULAR

La simulación es la etapa que necesariamente se tiene que hacer para evaluar el funcionamiento de un sistema previo a su implementación real. En nuestro caso explotamos el uso del simulador escogido, Simulink, que trabaja integrado con Matlab, dado que se han realizado extensivas pruebas cuyo alcance va más allá que lo que se podrá comprobar en las primeras etapas de la implementación, como se indicó en [2.2](#). Pero cuyos resultados servirán para posteriores desarrollos.

3.1 Plataforma de Simulación SIMULINK

Este software ofrece una plataforma basada en el uso de bloques, cuyo funcionamiento cual objetos independientes, sumado a la gran variedad existente como elementos atómicos y complejos ya existentes en las librerías que vienen por defecto, le otorga una incomparable versatilidad para diversas aplicaciones en múltiples áreas de ingeniería y de ciencias tales como control automático, hidráulica, mecánica, comunicaciones, radio-frecuencia, electricidad, aeronáutica, aeroespacio, finanzas, termodinámica, por mencionar algunas.

Los elementos discretos de los esquemáticos que constituyen un modelo pueden ser modelos también. Este estilo de diseño basado en modelos permite el desarrollo de complejos sistemas, ya sea con la estrategia top-down o bottom-up, pensando en los objetos como procesos programados

independientemente que aquí se pueden acoplar gráfica y computacionalmente de una manera relativamente sencilla.

Simulink soporta la realización tanto de procesos lineales como no lineales, y lo puede realizar ya sea en tiempo continuo (un concepto computacional, pues es imposible el tiempo continuo real en una simulación), o en tiempo discreto. Considerando este último caso, los sistemas bien pueden funcionar usando una tasa de datos fija durante a lo largo del tiempo de simulación como a través de todo el modelo, o bien puede ser de una tasa de datos múltiple o incluso variable. Existen múltiples tipos de métodos numéricos inherentes a cada caso para la resolución de los sistemas de cálculo que pueda envolver el sistema. La configuración del método adecuado a cada simulación se hace seleccionando las opciones concernientes a lo que se denominar el “*solver*” de Simulink (50).

Los parámetros de configuración del solver que se usan para el sistema OFDM simulado son los siguientes:

- **Tipo:** *De paso variable*; para que soporte una tasa de datos variable.
- **Solver:** *Discreto*; usado para tratar muestras en el tiempo, no estados de tiempo continuos.
- **Tamaño máximo de paso:** *auto*; para que se adapte a las tasas inherentes a como se parametrizaran los bloques usados en el modelo.

Además de los bloques de la librería base de simulink, el diseño desarrollado se apoya principalmente de las siguientes librerías:

- *Communications Blockset*; que posee bloques de codificación, modulación en banda base, modelos básicos de canal, etc

- *Signal Processing Blockset*; con utilidades para el tratamiento de datos digitales como los que maneja nuestro sistema, así como procesos digitales como la FFT/iFFT usado para también para el análisis de datos.

3.2 Descripción del Sistema a Simular

Como cualquier sistema de comunicaciones en una simulación esquemática como la que realizamos, tenemos contemplados los siguientes bloques:

- Fuente de datos
- Modulador/Transmisor OFDM
- Canal
- Demodulador/Receptor OFDM
- Medición de BER

De la manera como se muestra en la figura 3.1.

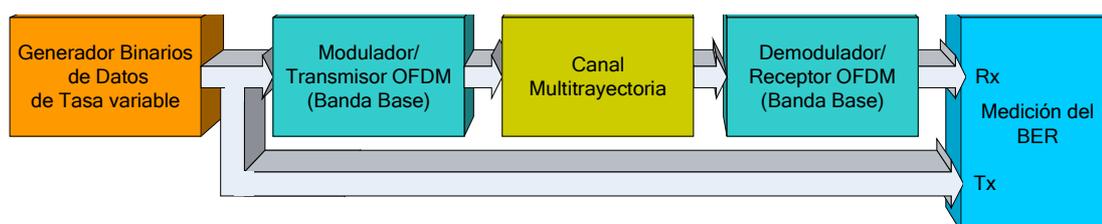


Figura 3.1 Diagrama de Bloques del Sistema de Comunicaciones a Simular

3.2.1 Alcance y Principales parámetros de la simulación

El sistema, como ya se ha indicado varía en algunas ocasiones de acuerdo a la finalidad de los experimentos. Pero en general se mantiene un esquema de control del funcionamiento realizado desde un bloque que se ha

denominado “Ajuste de Parámetros”, cuya máscara para introducción de los datos que alterarán la simulación se puede observar en la figura 3.2.

Entonces podemos observar aquí las principales características de esta simulación: Los valores que se escogen para N_{FFT} , los modos de codificación, el uso de la guarda, el tamaño de los bloques, los parámetros de los canales a larga escala y el tipo de canal multitrayectoria, entre otros.

Se puede escoger entre tres distintos valores de N_{FFT} :

- $N_{FFT}=64$, que corresponde a un esquema basado en el estándar IEEE 802.11a (29).
- $N_{FFT}=256$, que corresponde al esquema basado en el estándar IEEE 802.16, en que se centra la investigación (12).
- $N_{FFT}=128$, que es un esquema elaborado con fines de experimentación, tomando como base los dos antes descritos.

Dada esta correspondencia entre el valor de N_{FFT} y el estándar que utiliza, cada uno corresponde a un valor de la variable enumerada *StandarMode*. Las correspondencias con estos y otros valores que caracterizan el sistema se pueden observar en la tabla 3.1.

De la misma forma, podemos variar entre los tipos de codificación utilizados, como primera etapa en el proceso de modulación OFDM, como se detallará más adelante. Se puede variar entre B-PSK, Q-PSK, 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM. A esta variable se denominará *CodeMode*, es enumerada y está vinculada con *CodeBits*, que es el número de bits que codifica cada símbolo de acuerdo al tipo de codificación, de acuerdo a las relaciones mostradas en la Tabla 3.2.

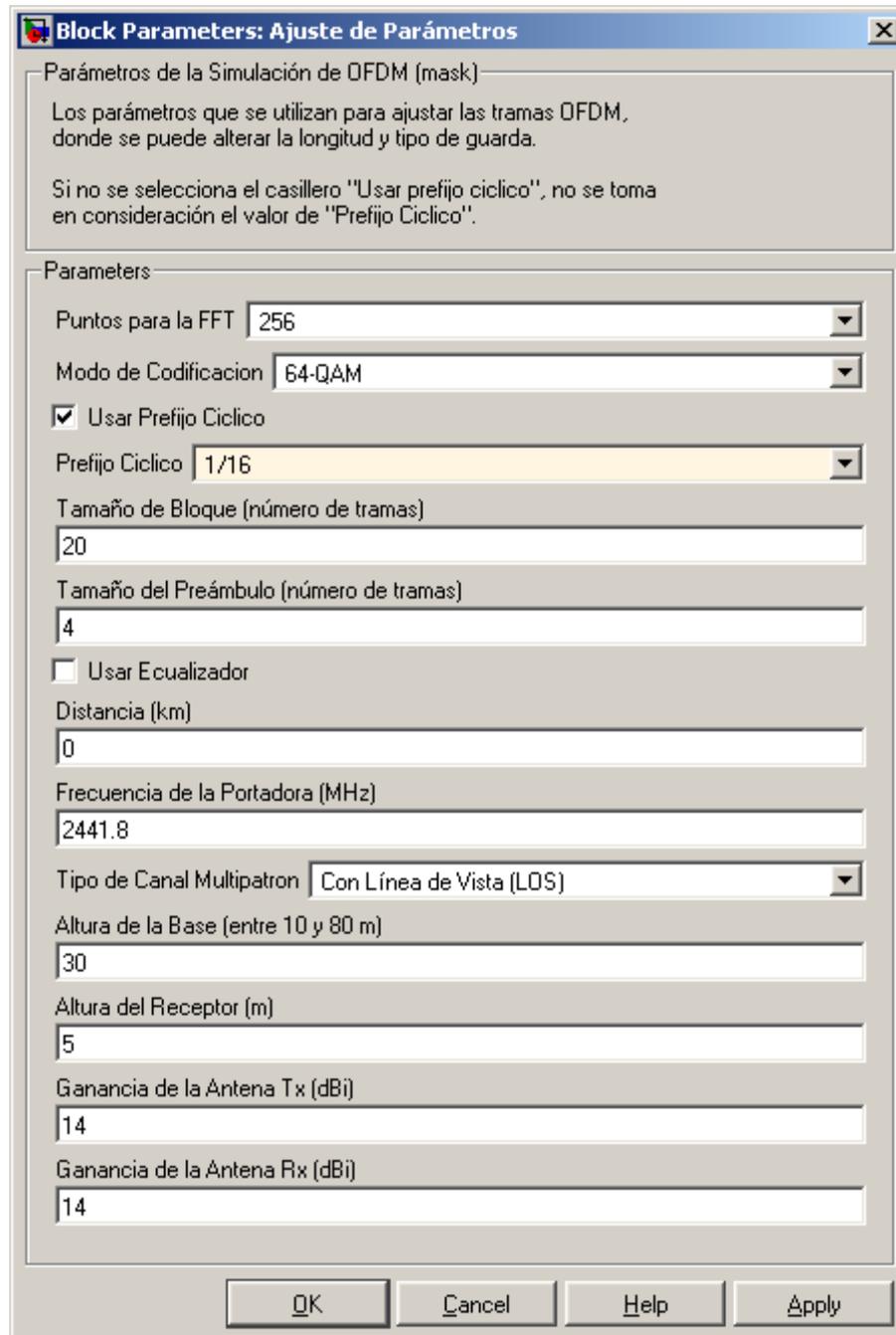


Figura 3.2 Máscara del bloque *Ajuste de Parámetros* de las simulaciones

Los experimentos, así como las simulaciones están divididos en dos grandes grupos: Los que usan el modelo propuesto para el canal de desvanecimiento a larga escala y los que usan el modelo propuesto para el

canal de desvanecimiento a corta escala. Como ya se conoce, ambos caracterizando ambientes multitrayectoria.

Tabla 3.1 Tabla de parámetros y valores característicos del sistema

N_{FFT}	64	128	256
Estándar base	IEEE 802.11a	Propio	IEEE802.16
StandartMode	1	2	3
N_{USED}	52	102	200
PtosDatoxSimbOFDM (Subportadoras para datos)	48	96	192
Guarda en frecuencia	11	25	55
Subportadoras en la guarda de frec. bajas	6	13	28
Subportadoras en la guarda de frec. altas	5	12	27
Subportadoras Piloto	4	6	8

Tabla 3.2 Parámetros relacionados a los tipos de codificación

Codificación	B-PSK	Q-PSK	16-QAM	64-QAM	128-QAM
CodeMode	1	2	3	4	5
Orden M	2	4	16	64	128
CodeBits	1	2	4	6	8

En cualquier combinación de los parámetros mencionados lo que desearemos mantener es el ancho de banda W en el canal, es decir, el período de muestreo T_s , puesto que, retomando de la ecuación (1.6):

$$W = \frac{1}{T_s} \quad (3.1)$$

3.2.2 Los Bloques del Sistema

El sistema a simular, que se describió de manera simple al iniciar este capítulo, lo trataremos más profundamente describiendo los siguientes bloques o grupos de bloques:

- Generador de datos de tasa variable
- Codificador/Decodificador
- Entramado y Modulación/Demodulación OFDM
- El control de ganancias en RF
- El Canal de Desvanecimiento
- El Ecuador

3.2.2.1 Generador de Datos de Tasa Variable

Este es un generador de datos binarios basado en un generador de datos de Bernoulli cuya probabilidad p (del valor "1") se establece para todas las simulaciones.

Dado que este es un bloque que es fuente de los datos para todo el sistema es el que comanda sobre la tasa de transmisión de estos. Esta tasa no es la misma a la que los datos pasan al canal, y por tanto a la que se reciben en la etapa de recepción, dado que la modulación implica tareas adicionales (colocar los datos en tramas, inserción de pilotos, generación de preámbulos, etc) que producen un necesario aumento de la tasa de datos para las simulaciones.

Los parámetros que comandan la producción de bits en este bloque son:

- **Tiempo de Muestra** (*Sample Time*), ó T_b^5 , puesto que es más adecuado denominarlo como “Tiempo de bit”, dado que es el tiempo que tarda entre generar internamente un bit y el consecutivo.
- **Muestras por trama** (*Samples per frame*), que es el número de bits que se enviarán juntos en una sola trama, o como lo es para el ambiente de MatLab: un vector columna.

La tasa a la que se generan estas tramas será, entonces, el inverso del producto del tiempo de bit por el número de bits por trama. Esto es el número de tramas por segundo, y su inverso el período entre tramas.

Posteriormente estudiaremos la dependencia de estos parámetros con el tipo de codificación y de modulación OFDM, como también con del uso o no del prefijo cíclico. Como se mencionó en 3.2.1., se desea mantener T_s , y por eso la combinación de todos estos valores alterará T_b y la tasa de generación de tramas de este primer bloque.

Este bloque empaqueta en cada trama que envía todos los bits que se pueden colocar en un solo símbolo OFDM. Este dato se lo puede obtener conociendo la cantidad de portadoras que se usarán para contener datos, lo cual se tiene en la variable del sistema *PtosDatoxSimbOFDM*, cuyos valores posibles se ven en la tabla 3.1. Entonces conociendo la cantidad de bits que se puede codificar en cada símbolo (*CodeBits*), la cantidad de bits en cada trama generada sería:

$$Samples_per_frame = PtosDatoxSimbOFDM \times CodeBits \quad (3.2)$$

Y el tiempo que tomará la transmisión de esta trama será:

⁵ En las simulaciones realmente se usa el símbolo T_s para este concepto, pero resulta más adecuado usar T_b para evitar confusión con los anteriores capítulos y por envolver el significado más preciso.

$$T_f = P_{\text{tosData}} \times \text{SimbOFDM} \times \text{CodeBits} \times T_b \quad (3.3)$$

3.2.2.2 Codificador/Decodificador

Estos constituyen el primer y último proceso, respectivamente dentro de los sistemas transmisor y receptor OFDM. Funcionan de manera similar en cuanto a que *CodeMode* selecciona el bloque que operará en los bits generados para realizar la codificación, en el primer caso; y en el otro selecciona el bloque demodulador correspondiente. Genéricamente a estos procesos se los puede denominar modulación I/Q; puesto que lo que hacen es mapear los símbolos con diferentes constelaciones en los ejes I y Q. Ambos bloques se pueden observar en las figuras 3.3 y 3.4.

Así mismo, cada bloque modulador tiene su correspondiente demodulador, y para que la tarea de codificación/decodificación se logre ambos deben tener configurados los parámetros de la misma manera. Estos son:

- **El orden M de la codificación** (*M-ary number*), dado que internamente se usa el mismo bloque genérico denominado M-QAM para todas las codificaciones. Los valores correspondientes se pueden ver en la [tabla 3.2](#).
- **Ordenamiento de la constelación** (*constellation ordering*), donde selecciona el código Gray para el mapeo de los bits en cada símbolo de la constelación correspondiente, el cual es el mismo que usan los dos estándares en los que están basadas las simulaciones.
- **Método de Normalización** (*Normalization Method*), que es el que determina el modo en que se colocarán e identificarán los puntos dentro de los ejes que conforman la constelación (I/Q), pudiendo ser:

- Distancia mínima entre puntos,
- Potencia Promedio, y
- Potencia Pico, que fue el escogido
- **Potencia Pico** (*Peak Power*), que es el valor de referencia para colocar los puntos en la constelación I/Q de acuerdo con el método de normalización escogido. El valor que se usó es de 1 W.

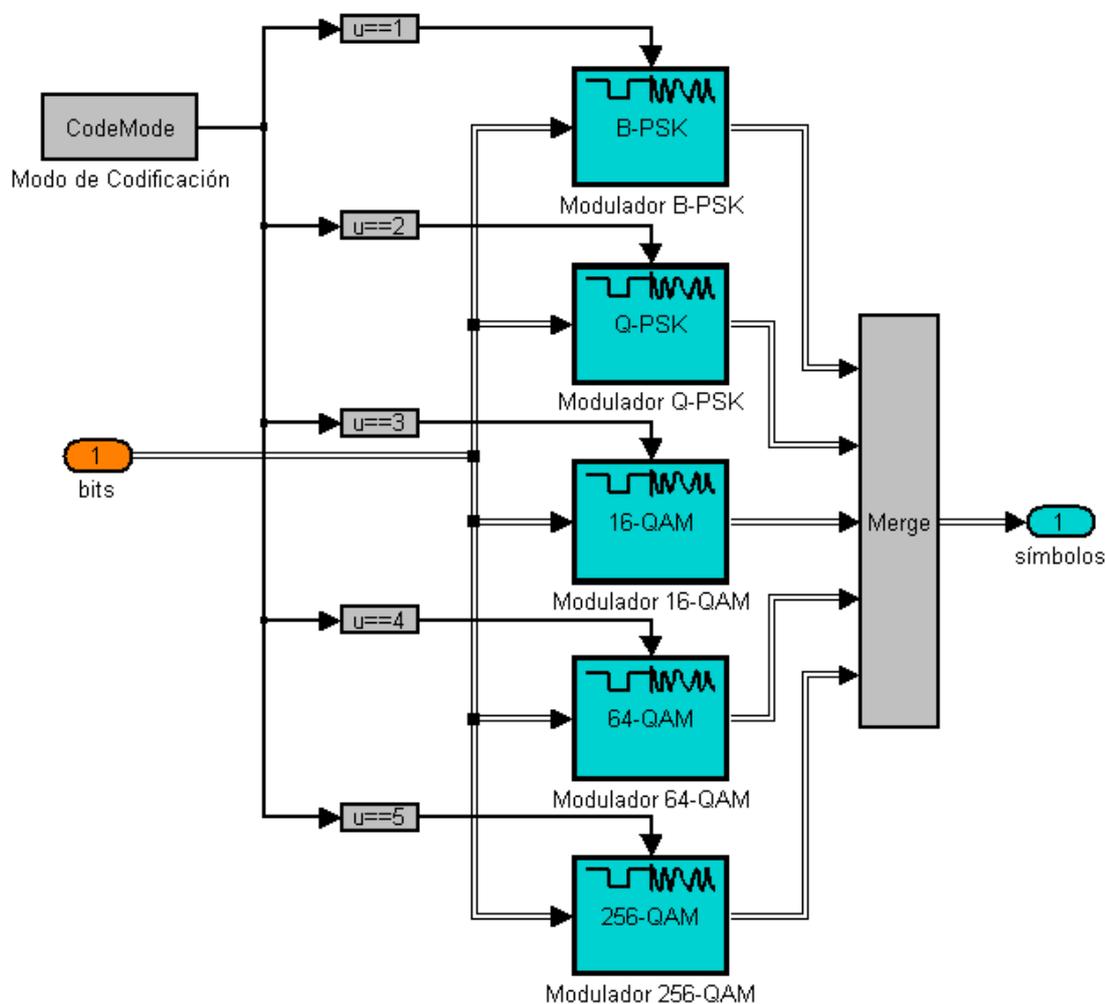


Figura 3.3 Bloque Codificador del Transmisor OFDM

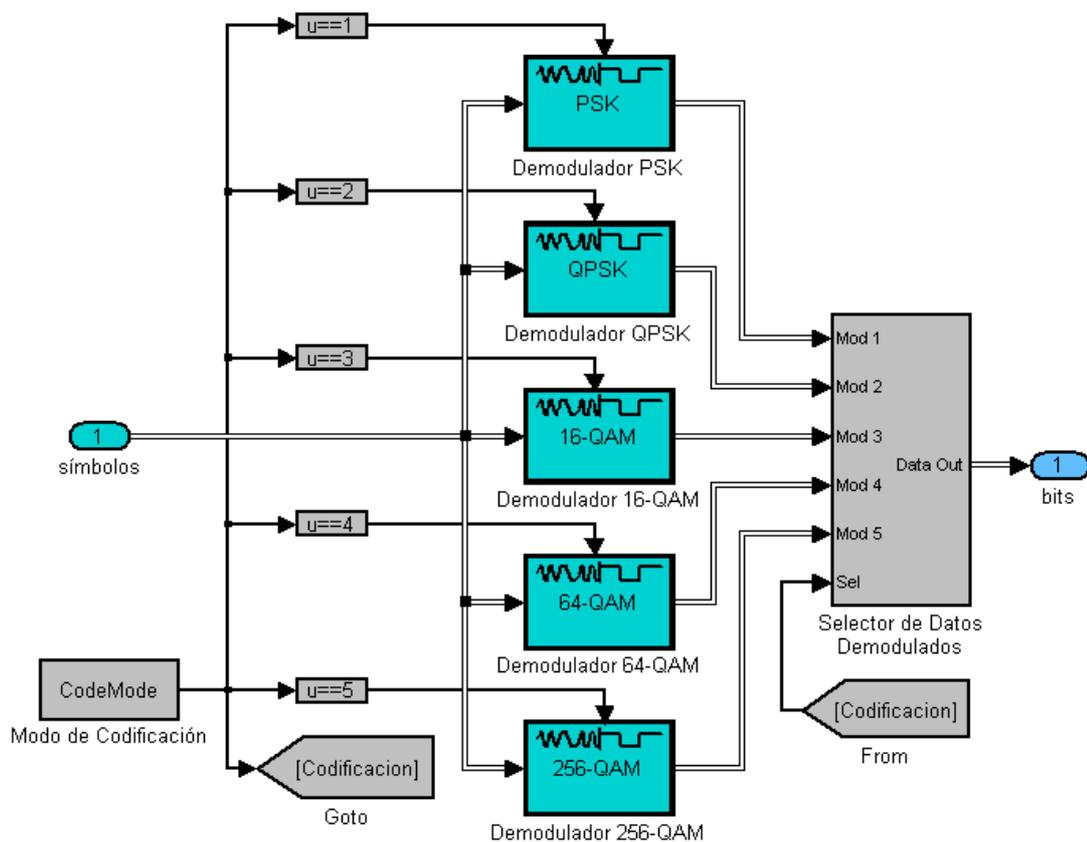


Figura 3.4 Bloque Decodificador del Receptor OFDM

En la etapa de codificación se empaqueta en una sola trama todos los símbolos que caben en un símbolo OFDM, puesto que la etapa que va a continuación es la del entramado OFDM, tal como lo podemos apreciar en la figura 3.4. La cantidad de símbolos está dada por $P_{tosData} \times Simb_{OFDM}$, o lo que es lo mismo, el número de subportadoras usadas para datos en el símbolo OFDM.

3.2.2.3 Entramado y Modulación/Demodulación OFDM

Las etapas de entramado y modulación se encargan básicamente de preparar los datos codificados con una modulación I/Q previo a su paso por la transformada rápida de Fourier inversa (IFFT), y luego adicionar el prefijo

cíclico si se lo requiere. Estas etapas se pueden observar en la figura 3.6. Las tareas que se realizan son:

- Selección del estándar con que se opera
- Mapeo de los símbolos codificados dentro de las subportadoras para datos en el símbolo OFDM.
- Generación de preámbulos
- Generación e inserción de pilotos y de la subportadora DC.
- Inserción de las subportadoras nulas como guardas en frecuencia
- Ordenamiento de los datos para la IFFT
- IFFT
- Adición del prefijo cíclico (de ser requerido)

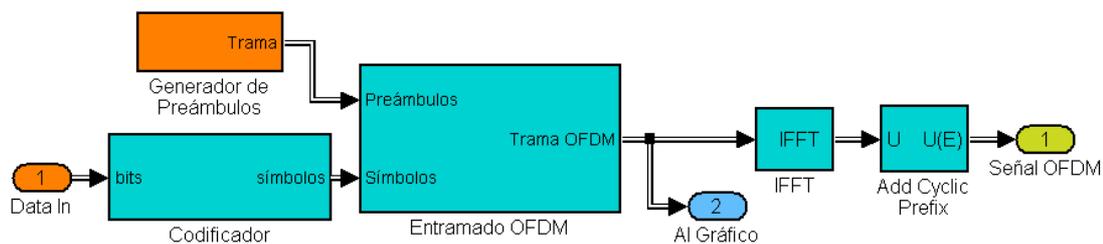


Figura 3.5 Los bloques que conforman el transmisor OFDM

Salvo para el caso de $N_{FFT}=128$ el mapeo de los datos en las subportadoras, la generación e inserción de pilotos y de las guardas en frecuencia están totalmente basados en los estándares respectivos (revisar [tabla 3.1](#)). Podemos observar el esquema con que se realizan estas tareas en la figura 3.6. y el entramado para $N_{FFT}=256$ en la figura 3.7.

Para el caso con el que no se contó con el estándar se realizó un diseño basado en los otros dos que se usaba como referencia, pero siempre dando mayor peso para esta aproximación al IEEE 802.16 (12).

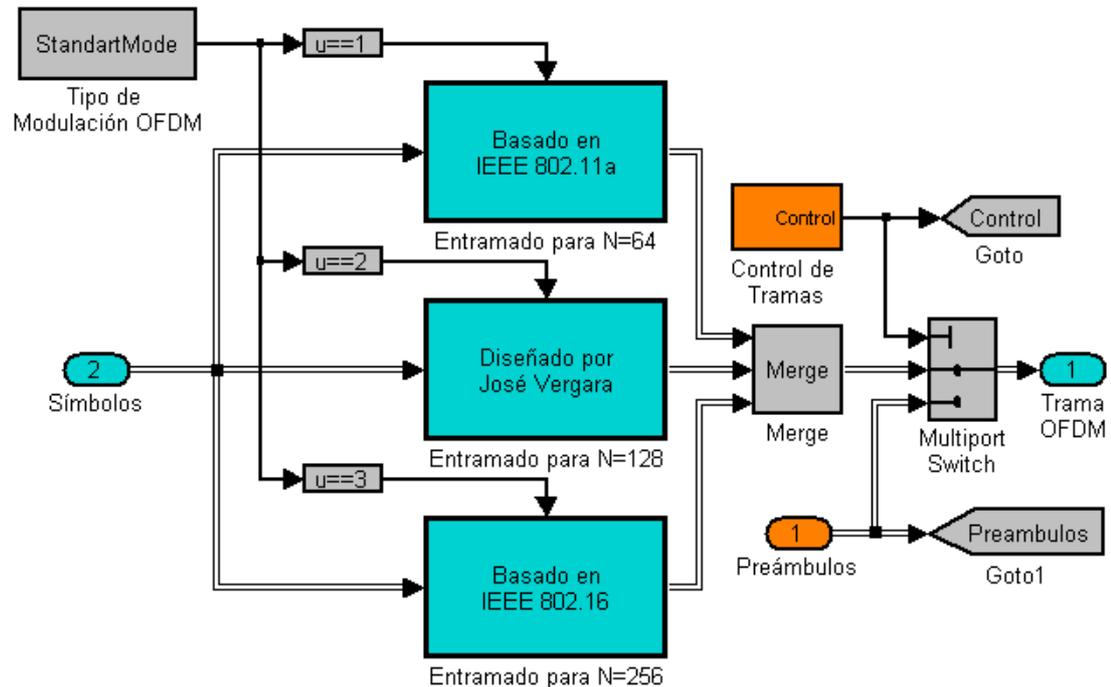


Figura 3.6 Bloques que hacen el entramado para OFDM

Al final del procedimiento que se realiza sobre los datos ingresados en forma de símbolos, lo que se ha hecho es colocarlos en la subportadoras destinadas a datos dentro de la trama de un símbolo OFDM cuyas componentes representan cada subportadora, es decir, se hace un mapeo en el rango de frecuencia del contenido para los N_{FFT} puntos. Luego de realizar la transformada rápida de Fourier inversa (IFFT) se tienen las N_{FFT} muestras en el tiempo del símbolo OFDM.

La operación de la adición de la guarda es computacionalmente sencilla, al tratarse, en el caso del prefijo cíclico, de generar una copia de G muestras de la trama y adjuntarla a la misma (cf. [1.1.3.3](#)); o en su defecto, adjuntar ceros. En el sistema se podrá seleccionar entre estas opciones y diferentes tamaños para el CP , que valdrá matemáticamente para la determinación de

la longitud de la guarda G , no obstante ésta se trate únicamente de valores en cero. La relación es la siguiente:

$$G = CP \times N_{FFT} \quad (3.4)$$

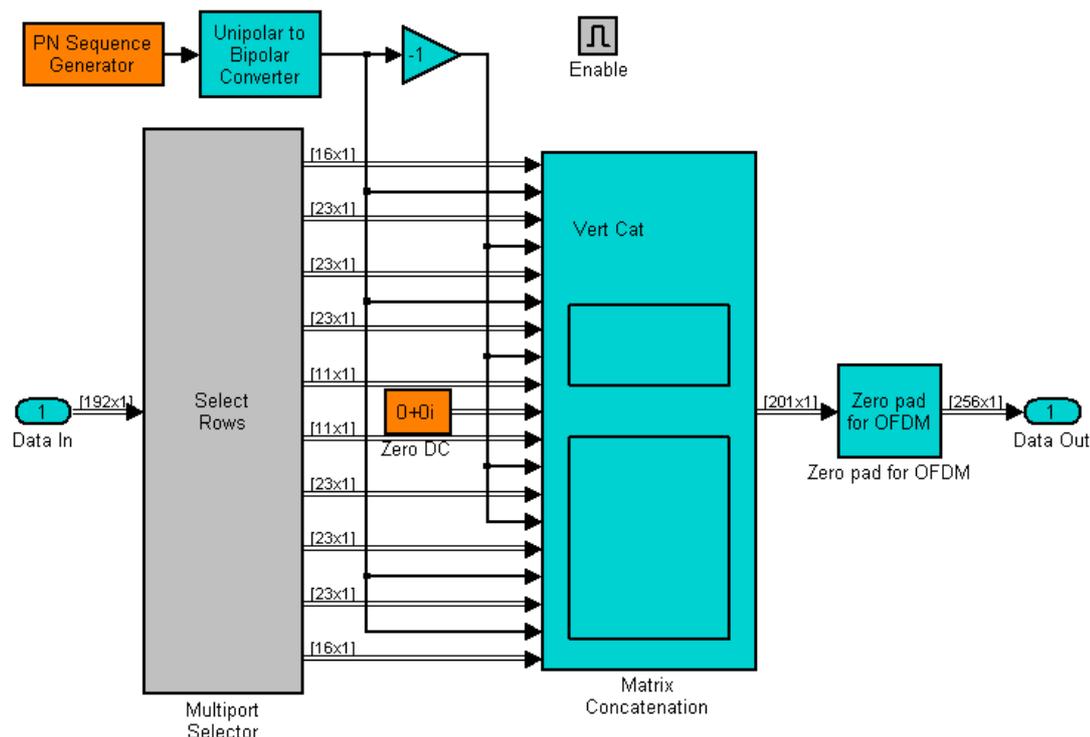


Figura 3.7 Bloques que hacen el entramado para OFDM de acuerdo al estándar IEEE 802.16

De manera similar en el receptor hace las tareas correspondientes y una adicional, la ecualización, que se incluye entre las tareas que hace esta etapa y se lista a continuación pero la profundizaremos después:

- Selección del estándar con que se opera
- Extracción del prefijo cíclico (si se lo adicionó)
- FFT
- Ecualización (si es requerida)
- Extracción de las subportadoras nulas o guardas en frecuencia

- Extracción de la subportadora DC y los pilotos
- Extracción y ordenamiento de los símbolos desde las subportadoras de datos para su demodulación I/Q.

El esquemático de este último grupo de bloques se puede observar en la figura 3.8.

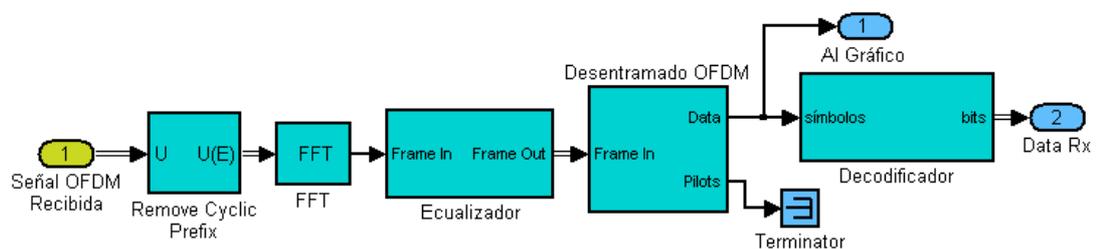


Figura 3.8 Bloques en el receptor OFDM

Al final de esta etapa se tienen los datos en forma binaria dentro de tramas cuyo tamaño corresponde al producto de la ecuación (3.2). De este modo tenemos los datos exactamente en el mismo formato en que fueron generados, lo cual nos habilita para hacer la medición de BER, la cual es finalidad de la simulación.

3.2.2.4 Determinación de la Tasa de Datos

Con haber adicionado el prefijo cíclico si se lo requirió, hemos completado el proceso que prepara la ráfaga que se enviará a través del canal, y por tanto se puede asegurar que, si tenemos G puntos en el tiempo que constituyen el prefijo cíclico ($G=0$ si no se usa), el tamaño de la trama (número de muestras en el tiempo) que se envía al canal será:

$$Frame_Size = N_{FFT} + G \quad (3.5)$$

y el tiempo que tarda en transmitirse esta cantidad de datos en una sola ráfaga sería:

$$T_r = (N_{FFT} + G) \times T_s \quad (3.6)$$

En la simulación, donde todos los procesos se hacen simultáneamente y no se genera retardo alguno cuando el flujo de datos es continuo, este período es el mismo que le toma al generador de datos de tasa variable el transmitir una trama, es decir:

$$T_f = T_r \quad (3.7)$$

Tomando de la [ecuación 3.3](#), reemplazamos con 3.7 en 3.6:

$$T_b = \frac{(N_{FFT} + G) \times T_s}{P_{tosData} \times \text{SimbOFDM} \times \text{CodeBits}} \quad (3.8)$$

Que es un dato necesario, dado que, como se había afirmado anteriormente, T_s se deberá mantener constante para todos los casos, entonces T_b será el que se debe adaptar, de ahí que nuestro generador de datos tiene tasa variable. T_s o W ([ecuación 3.1](#)) representan a la tasa de muestreo del DAC, que es un punto de operación fijo dado el ancho de banda con que podemos operar o simplemente el límite con el que puede operar el dispositivo. Por eso también es de interés ver la ecuación 3.8 como:

$$T_b = \frac{(N_{FFT} + G)}{P_{tosData} \times \text{SimbOFDM} \times \text{CodeBits} \times W} \quad (3.9)$$

y el inverso de este valor será la tasa de datos a la que se generan en el primer bloque del sistema simulado.

3.2.3 Etapa de RF y su Regulación

Esta etapa se implementa principalmente con el modelo de canal de desvanecimiento a larga escala, debido a que justamente para lograr un mayor alcance contrarrestando ante este desvanecimiento es que se usan antenas directivas y amplificadores de potencia, que es lo que constituye la etapa de RF.

Para este efecto, fue necesario fijarnos en la regulación existente para la banda en la que pensamos trabajar y los servicios a prestar. Aún se halla pendiente la aprobación de algún reglamento que permita el uso de OFDM, sin embargo para la banda no licenciada en la que se proyecta su uso, la de 2,4 GHz, existe la *“norma para la implementación y operación de sistemas de modulación digital de banda ancha”* o resolución No 417-15-CONATEL-2005 tomada de (51).

Entonces, basándonos en esta normativa para el control de la potencia de emisión en nuestra simulación, hacemos dos etapas: En la primera se establece el máximo permitido de 1 W, y en la siguiente se hace el ajuste de acuerdo con las antenas que se disponen en el Laboratorio de Telecomunicaciones para su posterior experimentación en RF y su aplicación para comunicaciones de banda ancha. Esto es lo que reza la norma al respecto del uso de antenas directivas dentro del Anexo 1 sobre Características Técnicas de los Sistemas de Modulación Digital de Banda Ancha (51):

“Si la ganancia de la antena direccional empleada exclusivamente en los sistemas fijos punto - punto y que operan en la banda 2400 - 2483.5 MHz es

superior a 6 dBi, deberá reducirse la potencia máxima de salida del transmisor, esto es 1 Watt, en 1dB por cada 3 dB de ganancia de la antena que exceda los 6 dBi.”

Lo cual, se remite a nuestro caso y lo podemos revisar en los valores de los parámetros que se expondrán en [3.3.1](#), que matemáticamente se expresan como:

$$GdBxs = GdBatx - 6 \quad (3.10)$$

$$GdBaj = -1 \times \frac{1}{3} \times GdBxs \quad (3.11)$$

Donde $GdBatx$, es la ganancia de la antena del transmisor en dB, $GdBxs$ es la ganancia en decibelios que está en exceso de los 6 dB que dice la norma, y $GdBaj$ es la potencia en dB que se deberá atenuar del 1 W que se puso en la etapa anterior como potencia de salida.

En una última etapa antes de transmitir al canal únicamente se aumenta la ganancia adicional correspondiente a la antena directiva que se está usando. Esto lo podemos observar en la figura 3.9.

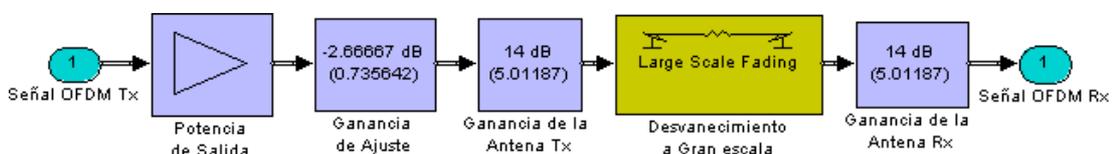


Figura 3.9 Bloques de RF en el Emisor y Receptor OFDM

Cuando usamos el canal de desvanecimiento a corta escala en el lado del transmisor únicamente usamos el bloque que hace que la potencia a la salida sea 1 W, y del lado del receptor se usa el bloque inverso a este, que logra normalizar la entrada para que el resto de etapas reciban los niveles de

potencia esperados para hacer el trabajo de demodulación OFDM. Esto sirve para poder hacer efectiva y correctamente la adición de ruido a los niveles deseados, especificando que lo sumaremos justamente a una señal de 1 W de potencia.

3.2.4 Preámbulos y Ecuador

El preámbulo lo constituyen datos conocidos que se envían previos al envío de los datos generados de manera aleatoria. Su objetivo básico es la sincronización de los sistemas transmisor y receptor. Normalmente esta tarea es coordinada desde una capa superior en la capa física del modelo OSI.

En el sistema simulado, dado que todo está realmente controlado por el mismo reloj, incluido el canal simulado, la sincronización no es necesaria.

Los dos estándares en que se basan las simulaciones tienen sus esquemas de sincronización con sus respectivos preámbulos ya diseñados con características especiales que facilitan la operación para la cual están destinados.

Para hacer la ecualización, que es opcional en nuestras simulaciones, se usan una serie de tramas repetidas seguidas en el dominio del tiempo, conteniendo datos también conocidos, que reciben el nombre de *"training"*, que se envían periódicamente entre bloques de tramas. El proceso de ecualización se realiza con el bloque de tramas de datos que precede esta serie.

La ecualización consiste en tomar las tramas repetidas en el tiempo, promediar sus valores y con esto sacar los coeficientes tal que, multiplicados

por los valores recibidos nos darán los valores esperados. Y estos mismos coeficientes se usan para normalizar todo el bloque de datos que le precede. Recordemos que los valores en el tiempo son de tipo complejo ($I(t) + jQ(t)$), Por lo tanto con esta operación sobre los vectores complejos se pretende hacer correcciones tanto en la magnitud como en la fase.

En nuestras simulaciones se usa como training el preámbulo, el cual lo sería solo de nombre al no usársele con el objetivo de sincronizar. El proceso utilizado se puede observar en la figura 3.10.

La inserción del preámbulo se puede observar en las figuras 3.5. y 3.6.

El estándar IEEE 802.16 usa dos tipos de preámbulos, denominados preámbulo largo y preámbulo corto, pero ambos provienen de una misma secuencia que es multiplicada por funciones que filtran aritméticamente ciertas frecuencias. A esta secuencia se la denomina "Preamble Full", y por si sola no sirve para hacer sincronización, pero se la ha utilizado con el objetivo de facilitar trabajos futuros en este campo (12).

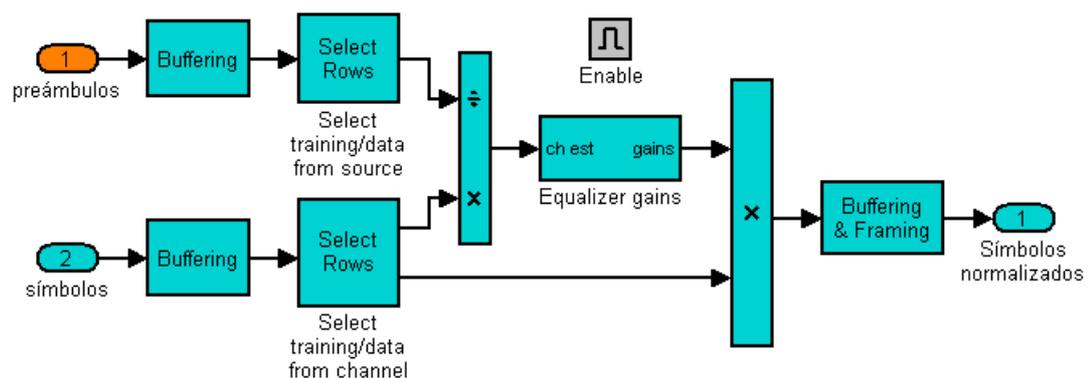


Figura 3.10 Diagrama Interno del Ecuador

El preámbulo usado para el caso de NFFT=128 guarda relación con el “Preamble Full” del IEEE 802.16, pero no guarda necesariamente todas sus características por lo que se descartaría su uso para sincronización.

El estándar 802.16 tiene su propio esquema para sincronización, que también está formado por símbolos OFDM largos y cortos, que en su conjunto forman la secuencia de “*training*”. En la simulación se usa únicamente el símbolo largo, el cual, de acuerdo a su estándar de origen no es el que se usa para sincronización (12).

3.2.5 Medición de BER

Esta es la etapa con la que se cierra el circuito de la comunicación en el esquema de la simulación. Ésta está conformada básicamente por el bloque estándar de Simulink denominado “*Error Rate Calculation*”, cuya labor es básicamente sencilla: recibir bits (o símbolos si se lo dispusiera) enviados y recibidos, comparar y contar los errores. Sus opciones permiten la sincronización con el sistema tomando en consideración los retardos y los metadatos que no constituyen información enviada.

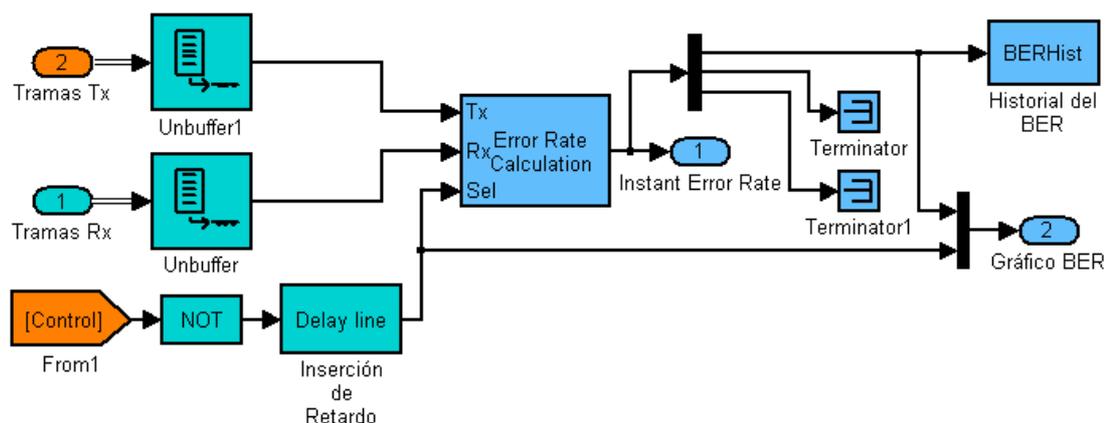


Figura 3.11 Bloques para la Medición del BER

Uno de los impactos que tiene el uso del bloque ecualizador en la simulación es que, debido al uso de buffers para acumular las tramas de training y el bloque sobre el que se opera, se genera un retardo a esta altura del sistema. Por lo cual hay que insertar de la misma manera un retardo a los datos del origen para ser comparados con lo recibido y así poder evaluar el BER. Esta etapa se puede observar en la figura 3.11.

3.3 Descripción del Canal

En esta etapa se usarán los dos modelos canales que fueron propuestos en 2.4, esto es:

- canal de desvanecimiento a gran escala, y
- canal de desvanecimiento a pequeña escala

Dado que las simulaciones cubren por separado el efecto de los dos fenómenos en el sistema de transmisión/recepción OFDM, en realidad nunca se utilizan simultáneamente los modelos para ambos canales.

De manera demostrativa también se usarán en algunas simulaciones el canal de ruido blanco gaussiano.

3.3.1 Canal de Desvanecimiento a Gran Escala

Los bloques con que simula el modelo propuesto en [2.4.1](#). se pueden observar en la figura 3.12.

La operación es bastante simple, al tratarse de usar un generador aleatorio cuya producción se suma al valor de la media de las pérdidas en este canal

que se calcula mediante código en el bloque central al iniciar la simulación. Como esto modela un variable normal en unidades de decibelios es necesaria una transformación de unidades para tener las pérdidas como una variable de distribución log-normal que afecta a la señal OFDM que proviene de la etapa de RF del transmisor.

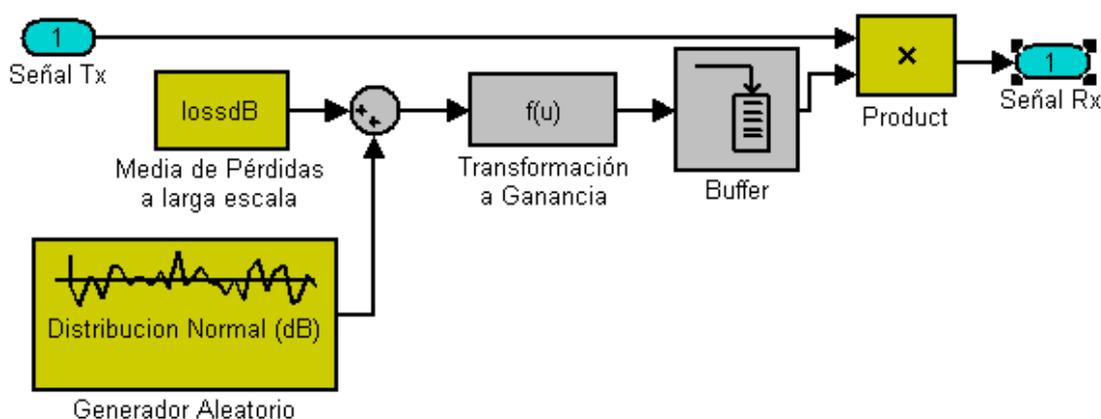


Figura 3.12 Esquemático de los bloques que modelan el Canal de Desvanecimiento a Larga Escala

3.3.2 Canal de Desvanecimiento a Pequeña Escala

Simulink ofrece un bloque de desvanecimiento por multitrayectoria que obedece a un modelo de línea de retardo por etapas. Con lo cual se puede modelar tanto un canal LOS como N-LOS. Lo conseguimos variando sus parámetros:

- Frecuencia Doppler
- Frecuencia Doppler en LOS
- Factor K de la distribución de Rice
- Tiempo de Muestra, es decir T_s
- Vector de Retardos, donde se ingresan los valores de los retardos del modelo de línea de retardos por etapas.

- Vector de Ganancias, donde cada una corresponde a la atenuación que sufre la componente correspondiente a cada retardo.

Con los juegos de valores correspondientes se tienen implementados los modelos del Canal A y Canal B que entran a funcionar alternadamente con las probabilidades de 40 y 55%, respectivamente, como se ha establecido en el modelo propuesto (cf. [2.4.2.](#)).

Con un esquema de control alimentado por un generador aleatorio con densidad de probabilidad uniforme se logra que cada canal tenga la probabilidad esperada.

Como última etapa tenemos un canal de ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN) que tiene por finalidad el controlar el SNR para evaluar el sistema a diferentes intensidades de ruido adicionales a lo que ya se tiene con el modelamiento del efecto multitrayectoria. El esquema completo se puede observar en la figura 3.13.

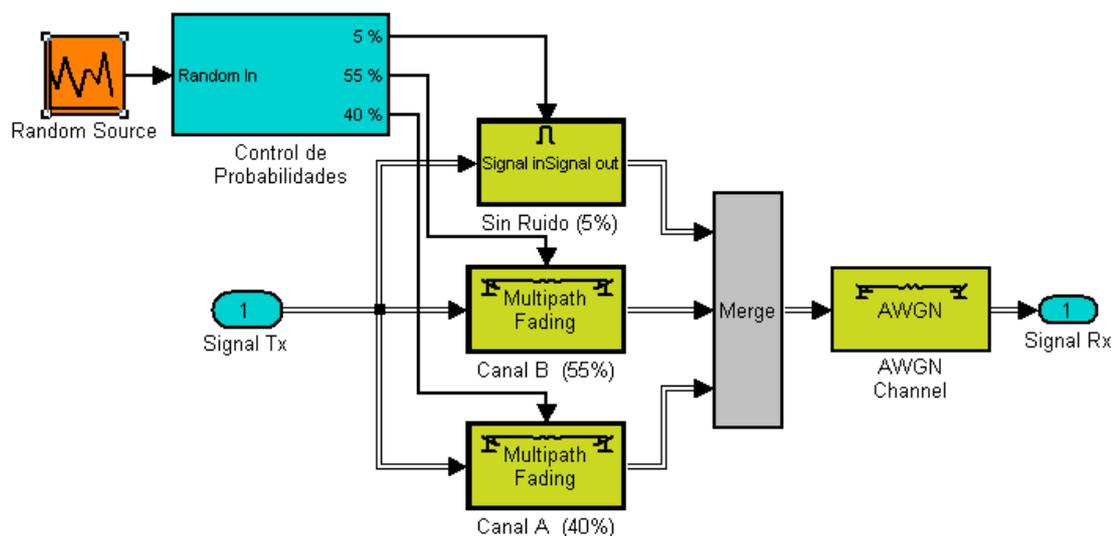


Figura 3.13 Bloques del Modelo de Canal de Desvanecimiento a Corta Escala

3.4 Parámetros de la Simulación

Los parámetros que se cambian principalmente en las simulaciones en el canal de desvanecimiento a corta escala con aquellos que se refieren al tipo de codificación y del estándar usado, los cuales se detallan en las tablas [3.1](#) y [3.2](#).

Algunos datos se establecieron partiendo de referencias reales, y otros de aplicaciones típicas, simulaciones ya realizadas o de los modelos que en este trabajo hemos propuesto, a continuación describimos aquellos que están relacionados con el enlace y las pérdidas a larga escala o la etapa de RF:

- *Frecuencia de la portadora:* 2.441,8 MHz, correspondiente a la banda no licenciada seleccionada (12;51).
- *Altura de la base:* 30 m, que sería en promedio la altura a la que se podrían ubicar las antenas en la torre que se encuentra sobre el edificio donde está el Laboratorio de Telecomunicaciones.
- *Altura del Receptor:* 5 m
- *Ganancia de las Antenas Tx y Rx:* 14 dBi, que son dos de las que hay en el laboratorio con el objetivo de realizar pruebas más adelante.
- *Desviación Estándar de la Variable Aleatoria Log-Normal:* 10 dB, la que se usa en el modelo de desvanecimiento a larga escala.

En la tabla 3.3 se describen los parámetros que se usan en lo que respecta la generación de datos, estructura de las tramas y el modelo de desvanecimiento a corta escala.

Tabla 3.3 Parámetros de la Simulación Correspondientes al envío de tramas y el modelo de desvanecimiento a Corta Escala

Parámetro	Valor(es)	Observaciones
Tamaño de Bloque	20	El número de tramas OFDM que se envían cada vez antes de enviar nuevamente preámbulos.
Tamaño de Preámbulo	4	Número de preámbulos en cada bloque.
Prefijo cíclico (CP)	1/4, 1/8, 1/16, 1/32	Fracción de N_{FFT} que es la longitud G de la guarda.
Tiempo de Muestra (Ts)	100 ns	Corresponde al ancho de banda de 10 MHz (Usado para la mayoría de pruebas)
	Variable	Para pruebas a múltiples frecuencias.
Probabilidad de 1 para generador de Bernoulli (p)	0.5	Igual probabilidad de 0s y 1s
Tamaño de la muestra para medir BER	10000 bits	Tamaño para el cual se considera que el promedio con todos los valores generados tiende a un valor constante.
Modelo de Canal de Desvanecimiento a Corta Escala		
Frecuencia Doppler	6,67 Hz	Corresponde a 3 km/h
Frecuencia Doppler en LOS	6,67 Hz	Corresponde a 3 km/h en LOS
	0 Hz	En N-LOS
Vector de Retardos en el canal A	[0 110 190 400] ns	Para N-LOS se elimina el primer elemento

Vector de Ganancias en el canal A	[0 -9.7 -19.2 -22.8] dB	Para N-LOS se elimina el primer elemento
Vector de Retardos en el canal B	[0 0.2 0.800 1.2 2.3 3.7] μ s	Para N-LOS se elimina el primer elemento
Vector de Ganancias en el canal B	[0 -0.9 -4.9 -8.0 -7.8 -23.9] dB	Para N-LOS se elimina el primer elemento

3.5 Sumario

La plataforma para las simulaciones escogida ha sido Simulink, que funciona de manera integrada con Matlab. Se toma ventaja de sus diversas características tal como el estilo de diseño basado en modelos, sus diversidad de librerías, modo gráfico, resolución mediante métodos numéricos y demás particulares que lo hacen muy adecuado para los experimentos simulados que conciernen a esta línea de investigación.

El sistema OFDM a simular está constituido por las partes esenciales de un sistema de comunicaciones: La fuente de datos, el modulador/transmisor, el canal, el receptor/demodulador y la medición del BER.

Las simulaciones soportan la variación de diversos parámetros que caracterizan la modulación OFDM, como N_{FFT} —donde para $N_{FFT}=64$ y $N_{FFT}=256$, sus entramados están definidos por los estándares IEEE 802.11a e IEEE 802.16, respectivamente—; tipo de modulación I/Q (B-PSK, Q-PSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM), el tamaño de la guarda, el uso o no del prefijo cíclico y la tasa de datos; que implica el ancho de banda de la señal.

Los datos en forma de bits se crean desde un generador de datos a tasa variable. Estos bits se agrupan de acuerdo a los parámetros establecidos para el bloque codificador que los convierte en símbolos complejos de acuerdo a la constelación correspondiente al tipo de modulación I/Q seleccionada.

En la siguiente etapa, cada uno de estos símbolos se coloca en una subportadora, se mapean de tal forma que completan la trama en frecuencia del símbolo OFDM junto con los pilotos y las guardas en frecuencia.

Esta estructura de N_{FFT} símbolos complejos es la que procesa la IFFT y las convierte en N_{FFT} muestras en el tiempo. Antes de su paso al canal, de ser requerido se adiciona la guarda en tiempo, que puede ser conformada por valores nulos o por el prefijo cíclico. Además, en el caso del canal de desvanecimiento a gran escala se usa una etapa que hace las veces de las antenas y circuitería RF que adapta el transmisor a los requerimientos dados por la regulación ecuatoriana.

El receptor lo constituyen las etapas complementarias a las que se hallan en el transmisor. También encontramos el ecualizador, el cual procesa los preámbulos que se envían en cada bloque de transmisión.

Las simulaciones utilizan dos canales; el que caracteriza el desvanecimiento a gran escala y el del desvanecimiento a corta escala, los mismos que obedecen a los modelos planteados en [2.4](#).

4 EXPERIMENTACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

Los experimentos que se han diseñado probablemente serán muchos más en cuanto a cantidad y detalle en la variación de gran cantidad de variables, que los que talvez se pueden realizar con el sistema implementado. Es una de las principales ventajas que ofrece la simulación. Además del poder hacer múltiples alteraciones al modelo en su conjunto de acuerdo a lo que se quiere estudiar.

Las diferentes simulaciones se basan en una variación secuencial sobre uno o varios parámetros definidos, y también sobre un canal definido. Esto es lo que permite comparar los diversos escenarios que se pueden dar y el desempeño del sistema en función de estos.

4.1 Manejo de las simulaciones desde MATLAB

Una de las ventajas del haber desarrollado los modelos en Simulink es el poder disponer del acceso a todos los objetos que lo conforman desde la misma consola de Matlab, con el que comparte el mismo "*Workspace Base*". Es decir, que siempre que se lo desee, se pueden poner datos sacados de una simulación a disposición de la consola de Matlab. Por otro lado, se puede alterar cualquier valor operando dentro de un modelo a partir de comandos de Simulink o un script escrito con este fin.

Gracias a esto, tomando en consideración la naturaleza repetitiva de los experimentos, tenemos la facilidad de poder controlar estos lazos mediante código; así Matlab además nos permitirá la recopilación de datos para su

posterior presentación gráfica y para hacer cualquier análisis o tratamiento matemático que se requiriera.

4.2 Experimentos sobre el Canal de Desvanecimiento a Gran Escala

Este grupo de simulaciones servirán para ver, en gran escala, cual es el ambiente en el que se tendrá funcionando al sistema de transmisión/recepción OFDM, en otras palabras se verá como es la celda OFDM en los ambientes N-LOS y próximo a LOS.

Para el efecto de graficar la celda no necesitaremos ver el trabajo de recepción, solo nos interesa hacer mediciones sobre lo que se recepta luego de pasar por el canal de desvanecimiento a larga escala. Esto se puede visualizar en el esquema utilizado para estos experimentos en la Figura 4.1.



Figura 4.1 Bloques del Modelo de Transmisor OFDM para los Experimentos bajo el Canal de Desvanecimiento a Larga Escala

Los experimentos que se van a hacer son los siguientes:

- medición del patrón de pérdidas medias
- cobertura y
- probabilidad de enlace

4.2.1 Patrón de Pérdidas Medias

Solo se graficará, de acuerdo al modelo propuesto en 2.4.2., la dispersión de la potencia de los símbolos OFDM como producto de su paso a través de los canales LOS y N-LOS, y sobre la misma se graficará la línea continua de las

potencia de la señal correspondiente al patrón de pérdidas medias, es decir, en realidad no se visualizarán las pendientes positivas que caracterizan las pérdidas (que normalmente aumentan en función de la distancia), sino las pendientes negativas de las potencias recibidas debidas a aquellas pérdidas. Los parámetros globales seleccionados para esta simulación están en la Tabla 3.3.

Tabla 4.1 Parámetros para las Simulaciones de Patrón de Pérdidas Medias

N_{FFT}	64
Tipo de Codificación	Q-PSK
Símbolos OFDM medidos para cada distancia y tipo de canal	10
Distancias para medición	0.05 a 10 Km

4.2.2 Probabilidad de Enlace

La probabilidad de enlace se define como la probabilidad de que la variable aleatoria que constituye la potencia medida en el lado del receptor a una distancia dada, sea mayor que el umbral de potencia que se puede receptor.

Es decir, siendo γ el valor de umbral, a la distancia d , la probabilidad de enlace Pr es:

$$\Pr[P_r(d) > \gamma] = Q\left(\frac{\gamma - \overline{P_r(d)}}{\sigma}\right) \quad (4.1)$$

Donde σ es la desviación estándar de la variable aleatoria con distribución log-normal con la que se modela nuestro canal de desvanecimiento. Y la

función $Q(x)$ es la conocida función de distribución acumulada normal para valores mayores que x (41).

Esto se grafica mediante el trabajo de recopilar datos provenientes de las simulaciones realizadas para cada tipo de canal, Con los datos de los valores de potencia dispersos se obtiene estadísticamente las probabilidades de que éstas sean mayores que los umbrales, que se definen de acuerdo a recomendación de (12) para W-HUMAN, y se pueden observar en la tabla 4.2 junto con otros parámetros para estas simulaciones.

Tabla 4.2 Parámetros para las simulaciones de Probabilidad de Enlace y Cobertura

NFFT	64
Tipo de Codificación	Q-PSK
Símbolos OFDM medidos para cada distancia y tipo de canal	10000
Distancias para medición	0 a 2 Km
Paso entre mediciones	5 m
Tabla de Sensibilidad	
Tipo de Codificación	Umbral de Potencia (dBm)
B-PSK	-86.2
Q-PSK	-83.2
16-QAM	-76.1
64-QAM	-70.0
256-QAM	-63.8

4.2.3 Porcentaje de Área de Cobertura

Dada la probabilidad de enlace para cierta distancia d para un valor de umbral γ , la cobertura $U(\gamma)$ constituye el porcentaje del área de la celda en

que se tendría servicio; es decir, donde la potencia recibida sea mayor o igual al umbral. Se toma la celda como un área circular de radio R, siendo r la variable incremental, de tal forma que $r=d$. Entonces la cobertura dentro del área A se puede calcular mediante (41):

$$U(\gamma) = \frac{1}{\pi R^2} \int \Pr[P_r(r) > \gamma] dA = \frac{1}{\pi R^2} \int_0^{2\pi R} \int_0^r \Pr[P_r(r) > \gamma] r dr d\theta \quad (4.2)$$

Dado que se consideró un patrón de radiación constante en función de la dirección, la doble integral en realidad se convierte en una integral simple donde solo debemos integrar en función de la distancia.

Para los cálculos del gráfico de la cobertura en función de la distancia para diferentes niveles de umbral, se dispondrá de los mismos valores de probabilidad de enlace obtenidos de acuerdo a lo descrito en 4.2.2, y realizamos la integración mediante aproximación numérica con el método del trapecio. Los parámetros usados se ven también en la tabla 4.2

4.2.4 Análisis de resultados

En la Figura 4.2 se observan los resultados de las simulaciones usando el modelo del canal multitraectoria tanto en un ambiente LOS como N-LOS, y se muestra de manera particular los patrones de potencias medias recibidas y sus diagramas de dispersión dados por ciertas mediciones tomadas a algunas distancias específicas, tal como se haría en una medición de potencias receptadas buscando la relación de la señal frente a la distancia principalmente.

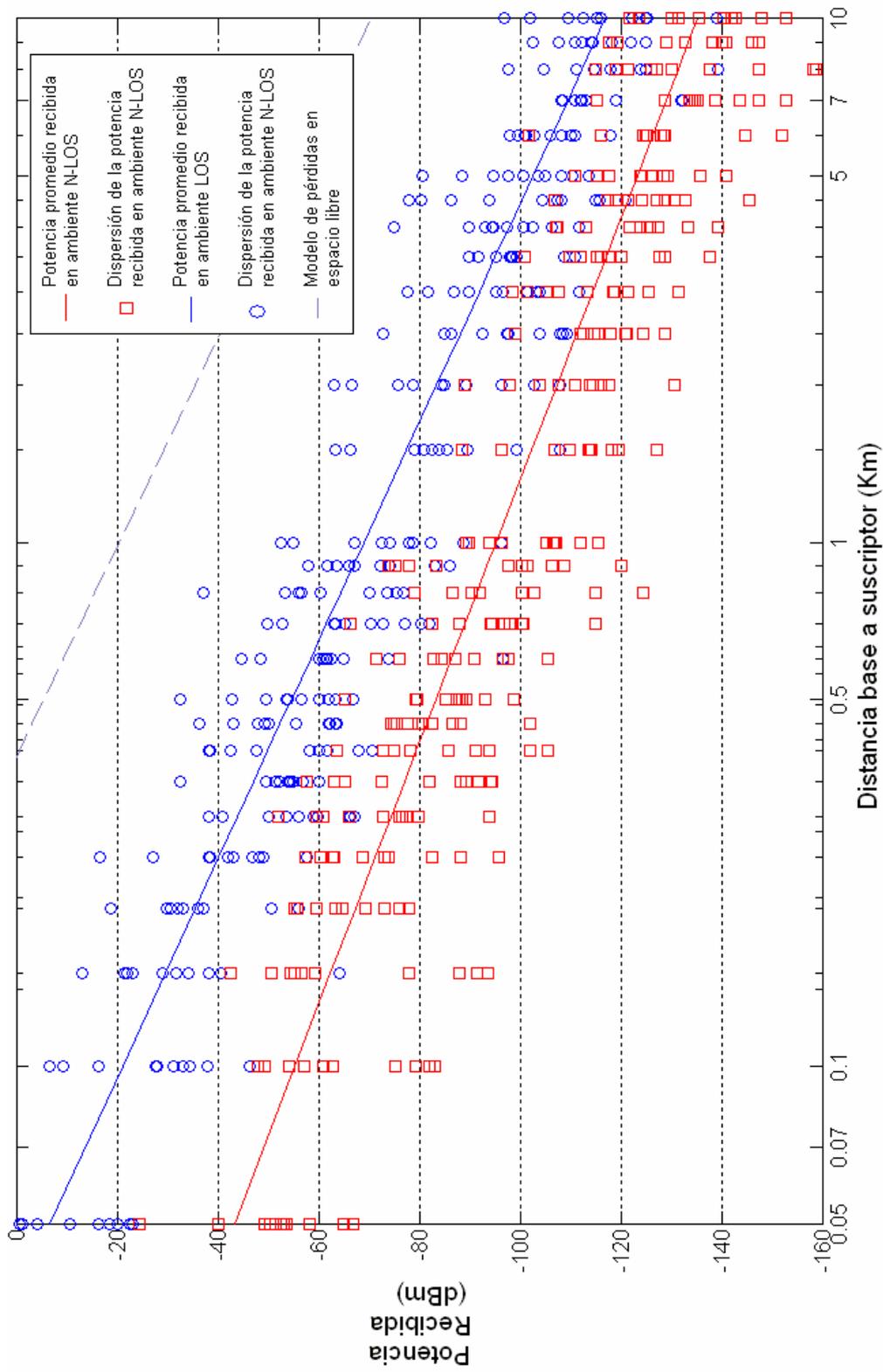


Figura 4.2 Patrón de Potencias Medias Recibidas por Desvanecimiento a Larga Escala en el modelo de Canal de Desvanecimiento Multitrayectoria en ambientes LOS y N-LOS

Para efectos comparativos, también esta gráfica muestra el patrón de potencias medias recibidas descrito por el típico modelo de pérdidas por propagación en el espacio libre.

En la sección 2.3.1 se describió la caracterización de este modelo y el hecho de que se parte de las mismas pérdidas en espacio libre para luego resolver con coeficientes los ajustes necesarios para los parámetros correspondientes a una situación con multitrayectoria. Este hecho es notorio al ver que las tres líneas que representan las potencias promedio prácticamente son paralelas.

La diferencia más evidente es el nivel de degradación de la señal que significa cada línea, siendo, tal como se esperara, la menos significativa en el caso de las pérdidas por espacio libre, luego, a más de 20 dB menos encontramos la que caracteriza a las pérdidas en el canal modelado para NLOS. Y entre 10 y 20 dB más degradados están en el que está modelado para LOS.

Los patrones de potencia recibida en LOS y N-LOS muestran una significativa dispersión, y las pendientes de sus medias muestran una tendencia a converger más adelante, sin embargo esto ocurriría cuando la señal ya está prácticamente desvanecida y en realidad ya no hay nada que recuperar del canal.

En la Figura 4.3 se encuentran las probabilidades de enlace en función de la distancia al respecto de diferentes niveles de umbrales, según como se había indicado anteriormente. Se observa que en el mejor de los casos, es decir, con la mejor sensibilidad para LOS se tiene una probabilidad de enlace del 90% solo en un rango de 900 m de radio. En el peor caso evaluado, el rango solo es de 350 m.

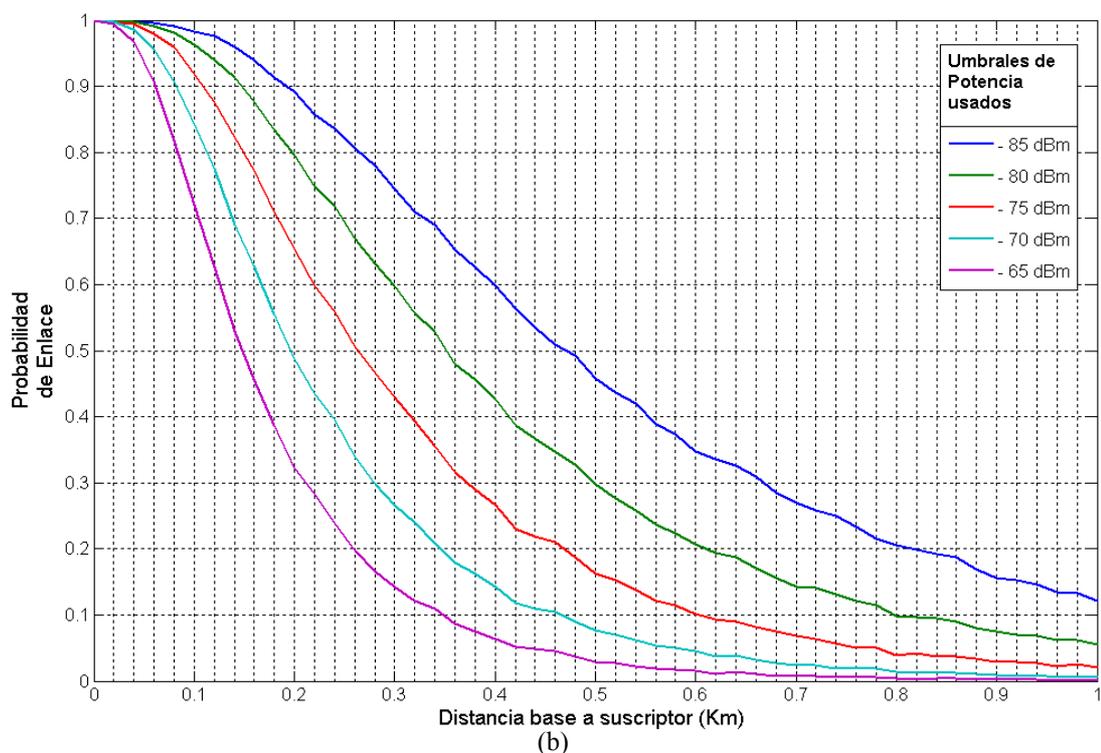
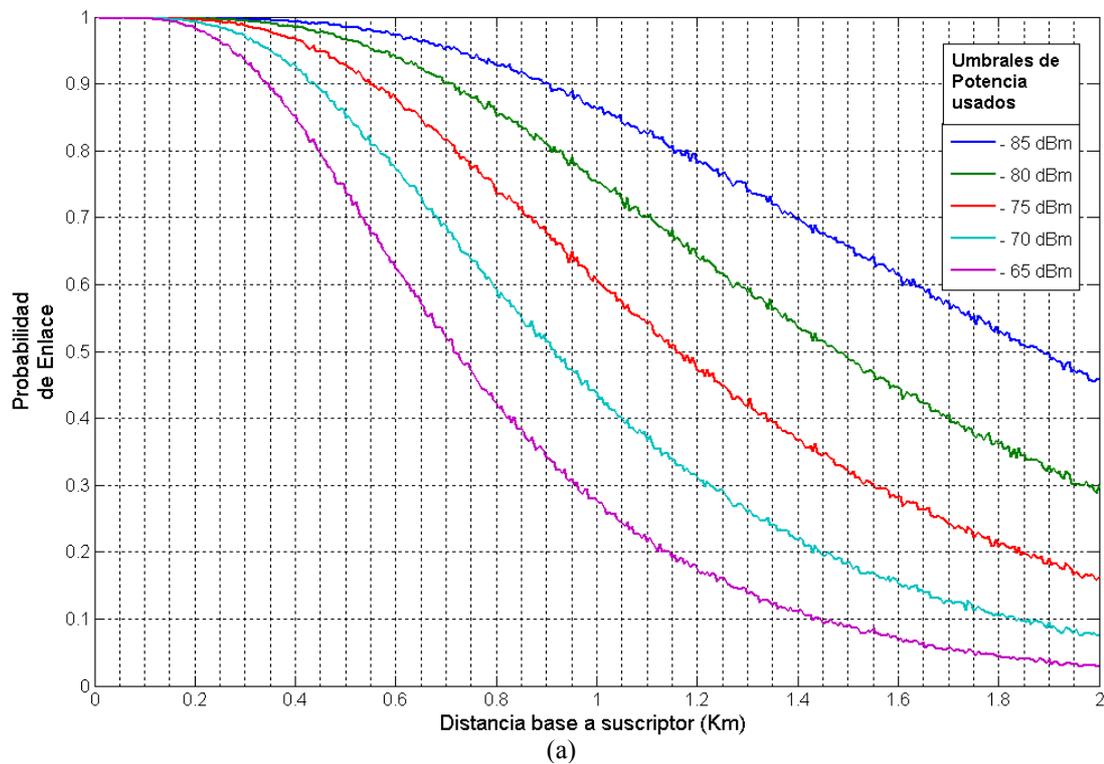


Figura 4.3 Probabilidade de Enlace em função de la distancia a diferentes umbrales tanto en ambientes (a) LOS como (b) N-LOS

Para N-LOS, como era de esperarse, los rangos son mucho menores. Con la mejor sensibilidad, la probabilidad de enlace del 90% es en un rango de 200 m, y en el peor caso evaluado, el rango es de solo 60 m.

La cobertura, que se observa en la Figura 4.4, como se suponía, muestra valores relacionados directamente con la probabilidad de enlace, en vista de su vinculación mediante la ecuación 4.2. En LOS, para los valores extremos de sensibilidad con que se hizo los cálculos se da una cobertura del 90% en el rango de 1.25 Km (con la máxima sensibilidad) y 470 m (con la mínima).

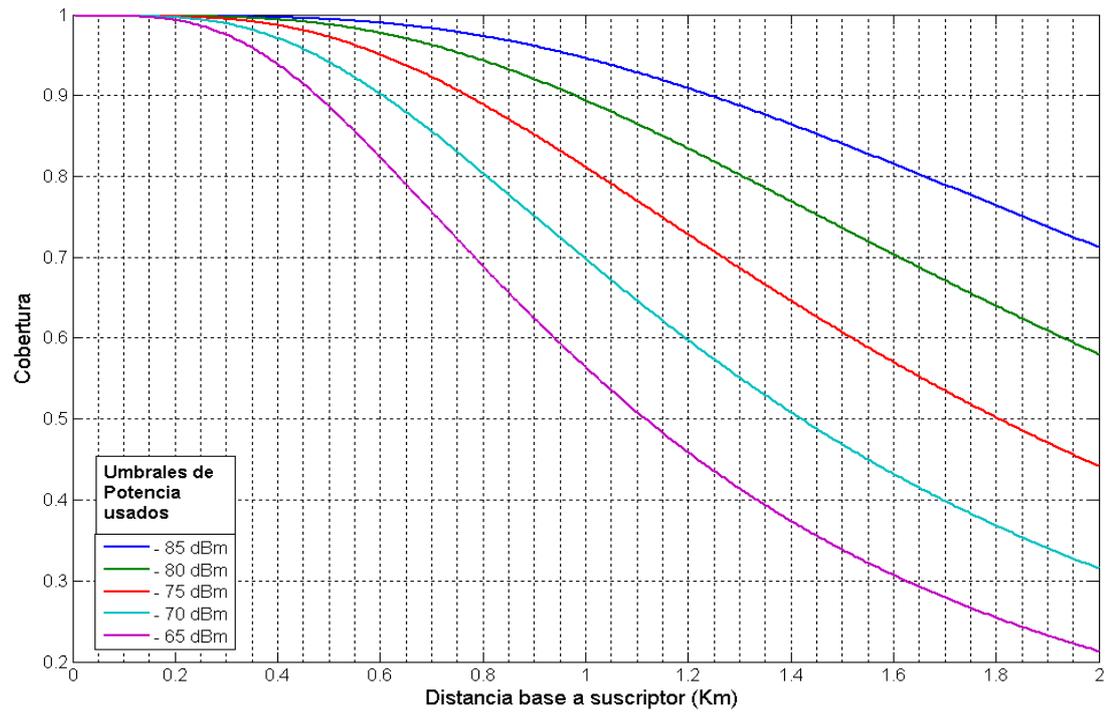
La cobertura del 90% para N-LOS está entre 270 m (para la mayor sensibilidad) y 10 m (para la mínima).

Viéndolo desde la perspectiva de la regulación ecuatoriana, encontramos la definición de “Radio de Cobertura” en (52) en la parte correspondiente al formulario RC-13A para cálculos de propagación, que este valor se define como la distancia a la que el campo eléctrico se encuentra con una valor medido de 38,5 dB μ V/m. Usando la relación que encontramos en (53) donde se vincula la densidad de potencia con el campo eléctrico:

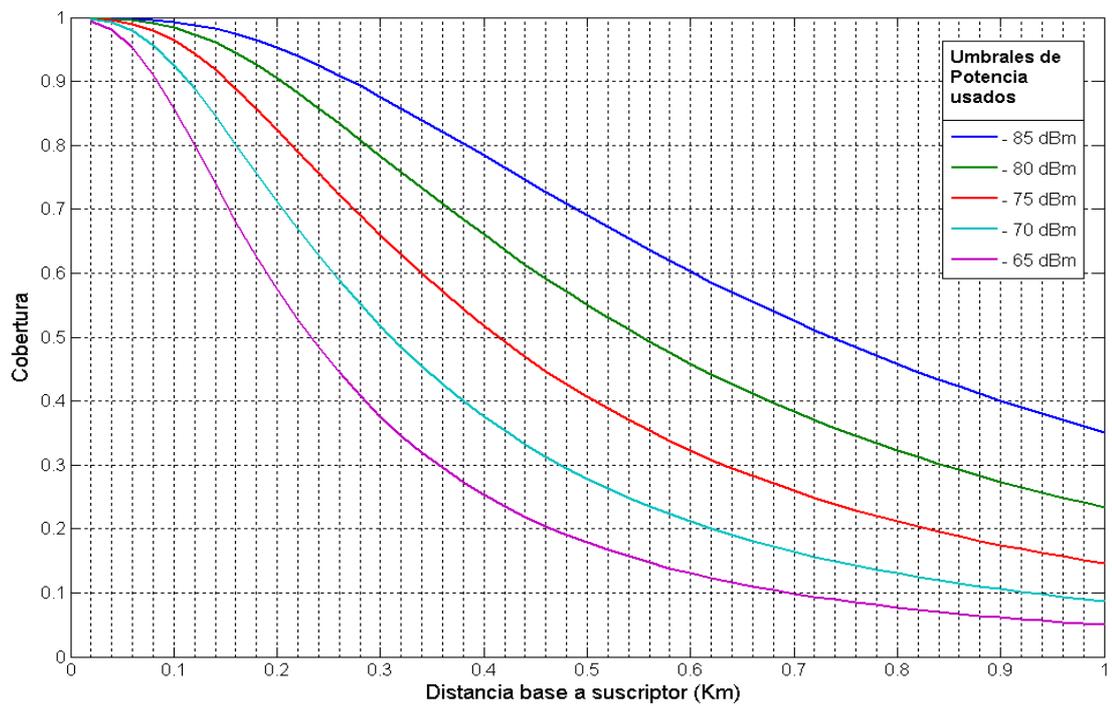
$$S = \frac{E^2}{Z_a} \quad (4.3)$$

donde:

- S : densidad de potencia (W/m^2)
- E : campo eléctrico (V/m)
- Z_a : Impedancia del espacio libre (377Ω)



(a)



(b)

Figura 4.4 Cobertura en función de la distancia a diferentes umbrales tanto en ambientes (a) LOS como (b) N-LOS

Entonces, haciendo las respectivas transformaciones de unidades, este radio se ubica cuando la densidad de potencia es igual a -74.3 dBm/m^2 . De acuerdo a los resultados de las simulaciones, esta definición define las siguientes mediciones (con la sensibilidad mayor de todas):

Tabla 4.3 Mediciones en las simulaciones de Probabilidad de Enlace y Cobertura derivadas del Radio de Cobertura

	Canal LOS	Canal N-LOS
Radio de Cobertura	800 m	170 m
Probabilidad de Enlace	95%	93%
Cobertura	98%	98%

4.3 Experimentos sobre el Canal de Desvanecimiento a Pequeña Escala

Se han modelado en realidad dos canales de desvanecimiento a corta escala: Uno con LOS problemático y otro N-LOS⁶.

Las experiencias que se desarrollan sobre este canal tienen como función general el ver efecto de las diferentes alteraciones que se darán en el sistema. Como resultados, que son a su vez cualitativos y cuantitativos, veremos diferentes gráficas, la mayoría de ellas mostrando curvas comparativas en respuesta de mantener todas las variables fijas, excepto la propia del análisis, siendo en general el BER la figura de mérito con la que se hace la comparación en función del SNR correspondiente al canal AWGN que complementa a ambos tipos de canal multitrayectoria.

⁶ La descripción de estos canales se halla en la sección 2.4.2

Resultados gráficos más bien cualitativos, que demuestran el comportamiento del sistema ante el canal multitrayectoria, son las figuras de las respuestas del canal al impulso y una trama OFDM común, o la visualización de las constelaciones afectadas por la multitrayectoria.

Se recopiló además la información para determinar los mismos estadísticos que modelaron el sistema en un principio⁷, con el efecto de corroborar la validez del sistema, o bien descubrir sus falencias. Y es lo que se mostrará primero.

Como se explicó, el canal está formado internamente por dos respuestas distintas, a las que se denominan Canal A y Canal B. En vista de que la conmutación entre un canal y otro, con la probabilidad predeterminada, ocurre luego de que se procesa cada trama OFDM independiente, para calcular sus estadísticos a partir de sus datos se procede con dos enfoques:

- Medir sobre los efectos acumulados en una serie finita de tramas (una muestra continua en la simulación).
- Medir sobre los efectos de cada canal (entre A y B) independientemente y calcular por probabilidades su efecto conjunto.

Para la generación de la respuesta al impulso en cualquier caso se usó un impulso finito generado a partir de los datos con la siguiente forma previo a la etapa de iFFT:

$$\hat{X}_p(k) = \frac{\sqrt{2}}{2} e^{j\frac{\pi}{4} N_{FFT}^{-1}} \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} \delta(n) e^{-j\frac{2\pi nk}{N_{FFT}}}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N_{FFT} - 1 \quad (4.4)$$

⁷ Descripción realizada en la sección 2.4.2

Lo que concuerda con la ecuación 1.13, y corresponde a un tren de impulsos complejos con módulo igual a 1, lo que en su forma continua sería sencillamente una constante, es así que la iFFT, forma el impulso complejo de prueba, tal como la transformada (directa o inversa) de un impulso es una constante de su misma magnitud. En este caso esta transformación tiene correspondencia con:

$$\hat{x}_p(n) = \begin{cases} \frac{\sqrt{2}}{2} e^{j\frac{\pi}{4}} & n = 1 \\ 0 & n \neq 1 \end{cases} = \frac{\sqrt{2}}{2} e^{j\frac{\pi}{4}} \delta(n), \quad n = 1, 2, 3, \dots, N_{FFT} \quad (4.5)$$

que es el impulso de prueba.

La Figura 4.5 muestra algunas tramas OFDM superpuestas en el tiempo para visualizar los efectos acumulados del canal N-LOS.

4.3.1 Variables sujetas a prueba en las simulaciones

Antes de las pruebas al sistema, se comprobará la parametrización del canal modelado. En la Tabla 4.4 se describen los conjuntos de valores usados para medir los estadísticos que describen la respuesta del canal al impulso. La numeración mostrada en la tabla servirá para identificar los resultados más adelante (Tabla 4.6 y Tabla 4.7).

La técnica utilizada consiste en generar un impulso complejo con N_{FFT} muestras (256) y transmitirlo a través del canal multitrayectoria modelado.

Las diferentes asociaciones de sus variables mostradas en la Tabla 4.4 tienen como fin el evaluar en que condiciones el modelo simulado se apega más al planteamiento teórico.

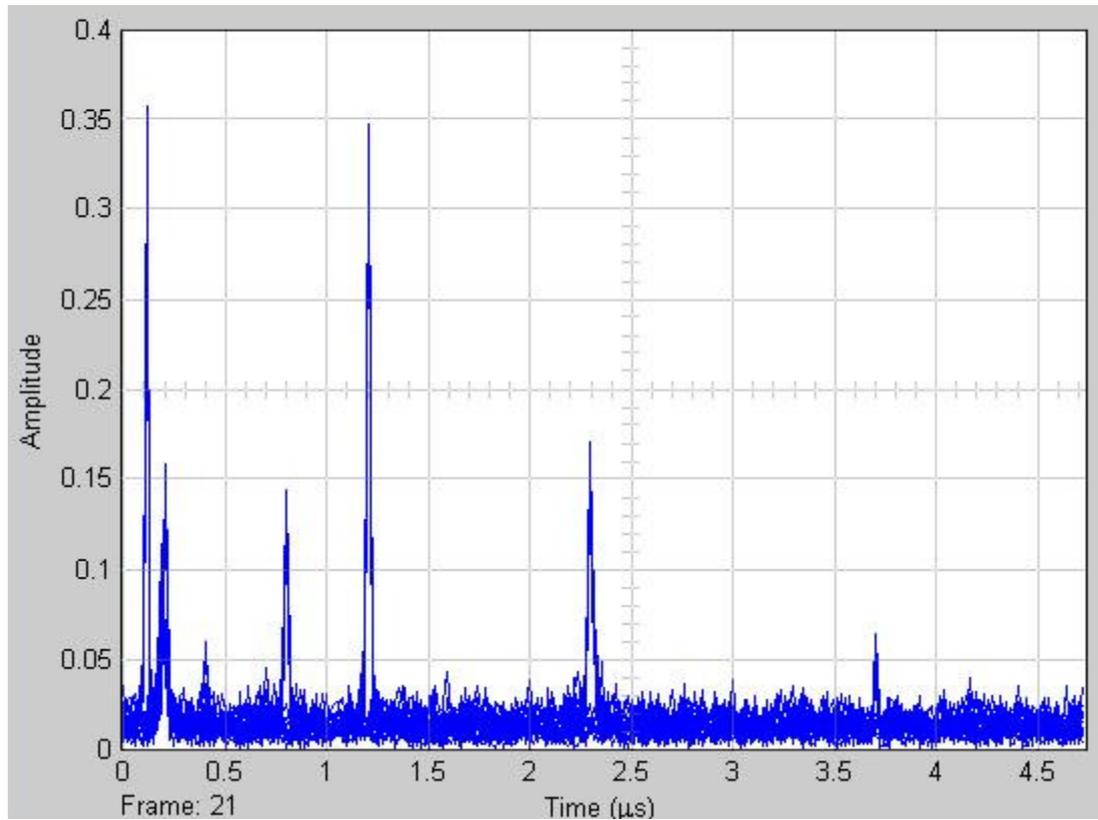


Figura 4.5 Visualización de las tramas OFDM correspondientes a la respuesta al impulso al canal N-LOS

Tabla 4.4 Conjuntos de valores usados para medición de estadísticos que caracterizan la respuesta al impulso del canal a $W=54$ MHz

<i>n.</i>	<i>Canal</i>	<i>P(A) (%)</i>	<i>P(B) (%)</i>	<i>Tramas</i>	<i>SNR (dB) (AWGN)</i>
1	LOS	40	55	100	5
2	LOS	100	0	1	5
		0	100	1	5
3	LOS	100	0	1	No
		0	100	1	No
4	LOS	40	55	100	No

5	N-LOS	40	55	100	5
6	N-LOS	100	0	1	5
		0	100	1	5
7	N-LOS	100	0	1	No
		0	100	1	No
8	N-LOS	40	55	100	No

El ancho de banda (o frecuencia de muestreo) escogido para estas mediciones (54 MHz) corresponde a una en la que el valor de T_m no supera la duración de la trama OFDM, pero permitiendo que haya suficiente resolución para que las réplicas que describe el canal A (que tienen significativamente menor duración que las del canal B) puedan diferenciarse entre ellas.

Las series de simulaciones que se describirán en las siguientes secciones, con las variables posibles que podemos alterar en nuestro sistema, persiguen los siguientes objetivos, donde básicamente compararemos la respuesta del sistema mediante la medición del BER:

- la respuesta entre los 5 modos de codificación utilizables: B-PSK, Q-PSK, 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM.
- la respuesta del sistema al uso o no de ecualizador
- la respuesta entre los canales LOS y N-LOS, adicionalmente compararemos también la respuesta con el canal AWGN.
- la respuesta obtenida usando los diversos valores de prefijo cíclico y en la ausencia de éste.
- las respuestas obtenidas al variar la frecuencia de muestreo, el ancho de banda de la señal.

Las series de simulaciones sobre los canales de desvanecimiento a corta escala, que fueron hechas en conjunto se resumen en la siguiente tabla:

Tabla 4.5 Series de simulaciones sobre el canal de desvanecimiento a corta escala y sus variables

Serie No.	Variables en cada gráfico	Variables globales usadas (entre gráficos)	Descripción
1	SNR, codificación	N_{FFT} , canal, ecualización	Curvas de BER por codificación
2	SNR, codificación, canal, ecualización	N_{FFT}	Curvas de BER por codificación, canal y ecualización
3	SNR, canal	N_{FFT} , codificación, ecualización	Curvas de BER por el canal
4	SNR, G y/o CP	N_{FFT} , canal, ecualización, frecuencia de muestreo (ancho de banda)	Curvas de BER por G y/o CP
5	SNR, N_{FFT} , ecualización	Codificación, canal	Curvas de BER por N_{FFT} y ecualización
6	SNR, frecuencia de muestreo (ancho de banda)	Codificación, canal, ecualización	Curvas de BER por frecuencias de muestreo correspondientes al HW
7	SNR, codificación, canal, ecualización	Frecuencia de muestreo (ancho de	Curvas de BER por codificación, canal y

		banda)	ecualización. En frecuencias correspondientes al HW
8	SNR, frecuencias de muestreo (ancho de banda), codificación	N_{FFT} , canal, ecualización	Curvas de BER por frecuencias de muestreo altas y codificación
9	SNR, CP y/o G	Frecuencia de muestreo (ancho de banda) , canal, ecualización	Curvas de BER por CP y/o G
10	Frecuencia de muestreo (ancho de banda), CP y/o G	Ecualización	Curvas de BER por CP y/o G

4.3.1.1 Tipo de Canal de Pruebas

Como se nota en la Tabla 4.5 en casi todas las series de simulaciones se considera este parámetro. Pero para esta sección solo consideraremos las series de simulaciones 2 y 3, concentrándonos en los efectos de probar en los diferentes canales de prueba.

- En la serie 2, en donde se combinan gráficamente las variaciones de canal, codificación y el uso o no de la ecualización, en el caso de la codificación, cada grafico varía entre dos valores entre dos grupos:
 - B-PSK y Q-PSK
 - 16-QAM y 64-QAM

- En la serie 3, se puede observar las curvas correspondientes al BER en cada tipo de canal, donde los diferentes escenarios los hacen las diferentes variaciones del resto de variables.

Los efectos combinados con las demás variables o formando parte de diversos escenarios se considerarán en las siguientes secciones.

4.3.1.2 Uso del Ecuador

El análisis detrás del uso o no del ecualizador se concentrará aquí en las siguientes series de simulaciones de acuerdo a la Tabla 4.5:

- Serie 2, donde está combinado con los efectos de los dos tipos de canal multitrectoria (LOS y N-LOS) y codificaciones, separándose los casos de codificaciones bajas (B-PSK y Q-PSK) y altas (16-QAM y 64-QAM)
- Serie 5, donde cada escenario lo conforman la combinación de los tipos de canal multitrectoria y la codificación. En cada escenario se pueden ver las curvas correspondientes a la variación del estándar (NFFT) y del uso o no del ecualizador.
- Serie 7, donde los efectos de la ecualización se combinan en cada gráfico con la variación de los dos canales multitrectoria (LOS y N-LOS), y con la codificación, que solo toma 2 valores en cada gráfica: B-PSK y Q-PSK. Una vez que se ha descartado la necesidad de hacer las demás variaciones.

Para algunos análisis posteriores ya no se considerarán siempre los escenarios con y sin uso del ecualizador, puesto que en algunos casos se descartaría la necesidad de evaluar una de estas opciones.

4.3.1.3 Estándar Base (Valor de N_{FFT})

Para esta parte del análisis solamente se analizará la serie de simulaciones número 5, según la Tabla 4.5; puesto que es la única donde las curvas se presentan en cada figura contrastando entre los 3 estándares que se pueden usar en la simulación (véase la Tabla 3.1 para más detalles):

- $N_{FFT}=64$, basado en IEEE 802.11a
- $N_{FFT}=256$, basado en IEEE 802.16
- $N_{FFT}=128$, diseñado para este estudio

En la serie de simulaciones se muestra su efecto en combinación con el uso o no de la ecualización. Los diversos escenarios los conforman la variación de la codificación y del canal.

4.3.1.4 Tipo de Modulación

Por modulación se entiende el esquema de modulación digital que se utiliza en el bloque de codificación, que en las series de simulaciones se trata simplemente como codificación, que puede variar entre⁸ ():

- B-PSK
- Q-PSK
- 16-QAM
- 64-QAM
- 256-QAM

Donde mejor se puede observar la comparación entre estos valores es en la serie de simulaciones número 1 según la Tabla 4.5. También en la serie 2 y en la serie 7 se puede hacer el contraste comparando por grupos,

⁸ véase la Tabla 3.2 para más detalles

combinando su efecto con la variación del tipo de canal multitrayectoria y el uso o no del ecualizador.

4.3.1.5 Uso de la Guarda y el Prefijo Cíclico

La guarda y el prefijo cíclico se relacionan de acuerdo a la ecuación 3.4 estudiada con todas las implicaciones en el resto del sistema en la sección 3.2.2.3. Los valores posibles de CP están detallados en la Tabla 3.3. En la serie de simulaciones número 4 según la Tabla 4.5 es donde se realiza la variación de estos dos parámetros en los siguientes modos:

- Se varió entre los valores posibles del CP incluida la ausencia de éste ($G=0$). Los diversos gráficos se generaron variando N_{FFT} , el tipo de canal multitrayectoria, el uso o no del ecualizador. Además se probó la respuesta en frecuencias de muestreo más altas (20, 50 y 100 MHz).
- Para el caso de N-LOS, usando ecualizador, para los 3 valores de N_{FFT} se compara la guarda usando o no prefijo cíclico (o uso de prefijo cíclico nulo), siempre en el mismo gráfico con tres valores: 1/2, 1/4, y 1/8.
- Contrastando con los casos anteriores, donde se basa la variación en el CP, cuya longitud real es relativa a la valor de N_{FFT} , en el último grupo de simulaciones de esta serie se hace la variación con respecto al tamaño absoluto de la guarda (G), variando entre 8 valores (0, 4, 8, 16, 32, 64, 128, 256). Esta prueba también se realizó solamente para el caso N-LOS con el uso del ecualizador, para los 3 valores de N_{FFT} , usando y sin uso de CP, es decir, usando también el prefijo cíclico nulo.

En la serie 9 también se varió el valor de CP, sin embargo en ese caso se focalizó la observación en el uso de las diferentes frecuencias de muestreo correspondientes al hardware sobre el que se desarrollan las pruebas.

4.3.1.6 Variaciones en la Frecuencia de Muestreo

La frecuencia de muestreo, que es el inverso al tiempo de resolución, y a su vez, refiere al mismo valor que el ancho de banda de la señal OFDM, lo cual se verifica específicamente en el tramo del canal. Se realizaron las pruebas en las diversas series de simulaciones según la Tabla 4.5, de las que analizaremos las siguientes:

- La serie 4, donde se varió entre los valores posibles del CP incluida la ausencia de éste ($G=0$) para las curvas de BER, se varió además N_{FFT} , el tipo de canal multitrayectoria y el uso o no del ecualizador. Se usaron frecuencias de muestreo de pruebas más altas que la predeterminada o de las que soporta el hardware (20, 50 y 100 MHz).
- La serie 6, donde las curvas del BER se hacen con los valores de frecuencia de muestreo correspondientes a las que funcionan en el hardware de pruebas (2.5, 3.13, 4.17, 5.00 y 5,63 MHz). Las graficas varían entre ellas por el tipo de codificación, el uso o no del ecualizador y los diversos canales multitrayectoria. También se probó en el canal AWGN.
- La serie 8, en la cual las curvas de BER se hacen variando combinadamente la frecuencia de muestreo (usando los valores de prueba altos: 20, 50 y 100 MHz) con las modulaciones Q-PSK y 64-QAM. Entre las gráficas se varía N_{FFT} , el tipo de canal multitrayectoria y entre el uso o no del ecualizador.
- La serie 10, que la constituye una observación de cómo varía el BER transversalmente a lo largo de todas las frecuencias de muestreo que

se usaron para probar el sistema: 2.5, 3.13, 4.17, 5.00, 5.63, 10, 20, 50 y 100 MHz. Las curvas de nivel la hacen la variación del CP entre todos sus valores posibles incluida la ausencia del mismo ($G=0$).

4.3.2 Análisis de Resultados

Se comenzará por analizar la parametrización del canal modelado. De acuerdo con los conjuntos de valores usados para el cálculo de los parámetros de dispersión que caracterizan el canal modelado (véase la Tabla 4.4), cuando se hacen mediciones consecutivas trabajando con el canal completo, μ_τ , σ_τ y Tm se obtienen directamente de los datos recopilados. Caso contrario, si se tienen los valores correspondientes al canal A y al canal B por separado, se usan las probabilidades conocidas de cada uno para los cálculos.

Sean (μ_{TA}, σ_{TA}) y (μ_{TB}, σ_{TB}) los parámetros de dispersión de los canales A y B respectivamente:

$$\mu_\tau = \mu_{TA}P(A) + \mu_{TB}P(B) \quad (4.6)$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\sigma_{TA}^2(P(A))^2 + \sigma_{TB}^2(P(B))^2} \quad (4.7)$$

son los parámetros de dispersión conjuntos, considerando que cada canal (entre A y B) opera de manera independiente entre las tramas. No se considera el peso del 5% de probabilidad con que actúa el canal AWGN solo, en vista de que en ambos casos (LOS y N-LOS), la componente especular llega sin reflejos, por lo que el retardo es cero.

El principal parámetro con el cual haremos comparación, será σ_τ , además de todos los valores de potencia promedio y retardos relativos de las etapas

descritos en la Tabla 2.5, que serían nuestros valores teóricos, según lo cual tendríamos la dispersión del retardo RMS tomando la ecuación 4.7:

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{(45 \text{ ns})^2 (0.4)^2 + (750 \text{ ns})^2 (0.55)^2} = 413 \text{ ns} \quad (4.8)$$

Se deberá tomar en consideración el que este retardo está calculado para el canal con LOS, y entonces, se esperará que en el caso de NLOS este valor se desplace hacia delante.

La siguiente tabla muestra los resultados en correspondencia con la Tabla 4.4.

Tabla 4.6 Resultados de las simulaciones y su medición de estadísticos que caracterizan la respuesta al impulso del canal a W=54 MHz

n.	Canal	μ_{τ} (ns)	σ_{τ} (ns)	Tm(20 dB) (μ s)	Valores Pico(>-20dB)	
					Potencia Rel. (dB)	t (ns)
1	n.a.	210	540	2,30	0	0
					-15	111
					-18	204
					-12	796
					-18	2,29e3
2	Canal A	866	1,41e3	1,86e-1	0	0
					-7,4	111
					-19	185
	Canal B	1,13e3	1,37e3	2,32	0	0
					-14	203
					-7,3	795
					-16	1,20e3
					-13	2,29e3

		968	941	2,32		
3	Canal A	36,2	61,3	1,88e-1	0 -7,4 -19	0 111 185
	Canal B	477	717	2,31	0 -13 -6,6 -15 -13	0 203 795 1,20e3 2,29e3
		277	395	2,31		
4	n.a.	201	510	2,30	0	0
					-15	111
					-18	203
					-12	796
					-18	2,29e3
5	n.a.	824	741	3,70	-8,82	0
					-1,59	111
					-5,60	204
					-18,5	407
					-7,86	796
					0	1,20e3
					-7,11	2,29e3
					-17,8	3,70e3
6	Canal A	684	1,20e3	4,13e-1	0	111
					-10,5	185
					-19,6	370
					-16,8	407
	Canal B	1,54e3	1,01e3	3,70	-19,2	166
					-8,03	204
					-7,33	796
					0	1,20e3
					-17,6	2,24e3
					-7,26	2,30e3
					-17,6	3,70e3

	n.a	1.12e3	734	3,70		
7	Canal A	129	58,0	4,14e-1	0	111
					-10,3	185
					-16,0	407
	Canal B	1,24e3	618	3,70	-7,47	204
				-8,12	796	
				0	0	
				-6,95	2,30e3	
				-18,2	3,70e3	
		734	341	3,70		
8	n.a	811	723	3,70	-8,90	0
					-1,54	111
					-5,52	203
					-17,4	407
					-8,04	796
					0	1,20e3
					-7,00	2,29e3
					-18,2	3,70e3

En los experimentos del 1 al 4, correspondientes al ambiente N-LOS se puede observar que la dispersión entrega resultados con valores alejados a lo que supone el modelo cuando están específicamente afectados por la utilización del ruido blanco, que, especialmente para el caso de las réplicas más débiles, prácticamente se confunde con la multitrayectoria.

El efecto es menor cuando se usan mayor cantidad de muestras, en vista de que la tendencia central del ruido blanco es ir hacia su media igual a 0, entonces, tiende a desaparecer para los cálculos estadísticos. Por estas razones su análisis posterior se omite. Se muestra el ruido blanco con el papel de “piso” para mostrar las características de los canales cuando la

potencia se expresa en decibelios, como se puede observar en la Figura 4.6 con los perfiles de intensidad de potencia de los canales A y B separados. Se expone el caso LOS para poder observar la componente especular, la cual es la referencia para las demás incluso en el caso N-LOS.

En cuanto a las réplicas, en cualquier caso se ve que siguen de manera general el modelo, únicamente las réplicas más cercanas (la segunda del canal A con la primera del canal B) se pueden confundir, y otra novedad es el hecho que la segunda réplica del canal B siempre sufre una degradación mayor que la tercera, lo cual no era lo esperado y supone una falla en el comportamiento del modelo implementado por el bloque se Simulink.

Del análisis del perfil de intensidad del retardo, también podemos obtener la *Correlación Frecuencia-Espacio*, en vista de que están relacionadas mediante la transformada de Fourier como se describió en la sección 2.3.2.2. Y de este se puede inferir un valor para B_c y su relación con σ_τ .

En este punto, para las mediciones hechas con los canales A y B por separado, se tiene que B_{Ca} y B_{Cb} son los valores de ancho de banda de coherencia respectivos. Considerando que en la ocurrencia del 5% probable de que no haya multitrayectoria el ancho de banda de coherencia sería todo el ancho de banda de la señal (W), entonces se calcula B_c con la relación (4.9).

$$B_c = B_{Ca}P(A) + B_{Cb}P(B) + W(1 - (P(A) + P(B))) \quad (4.9)$$

Pero la ecuación (4.9) solo sería válida para el caso LOS, pues en el N-LOS, en ese 5% de probable ausencia de multitrayectoria sencillamente no hay transmisión, por lo que hablaríamos de 0 correlación. En tal caso se elimina

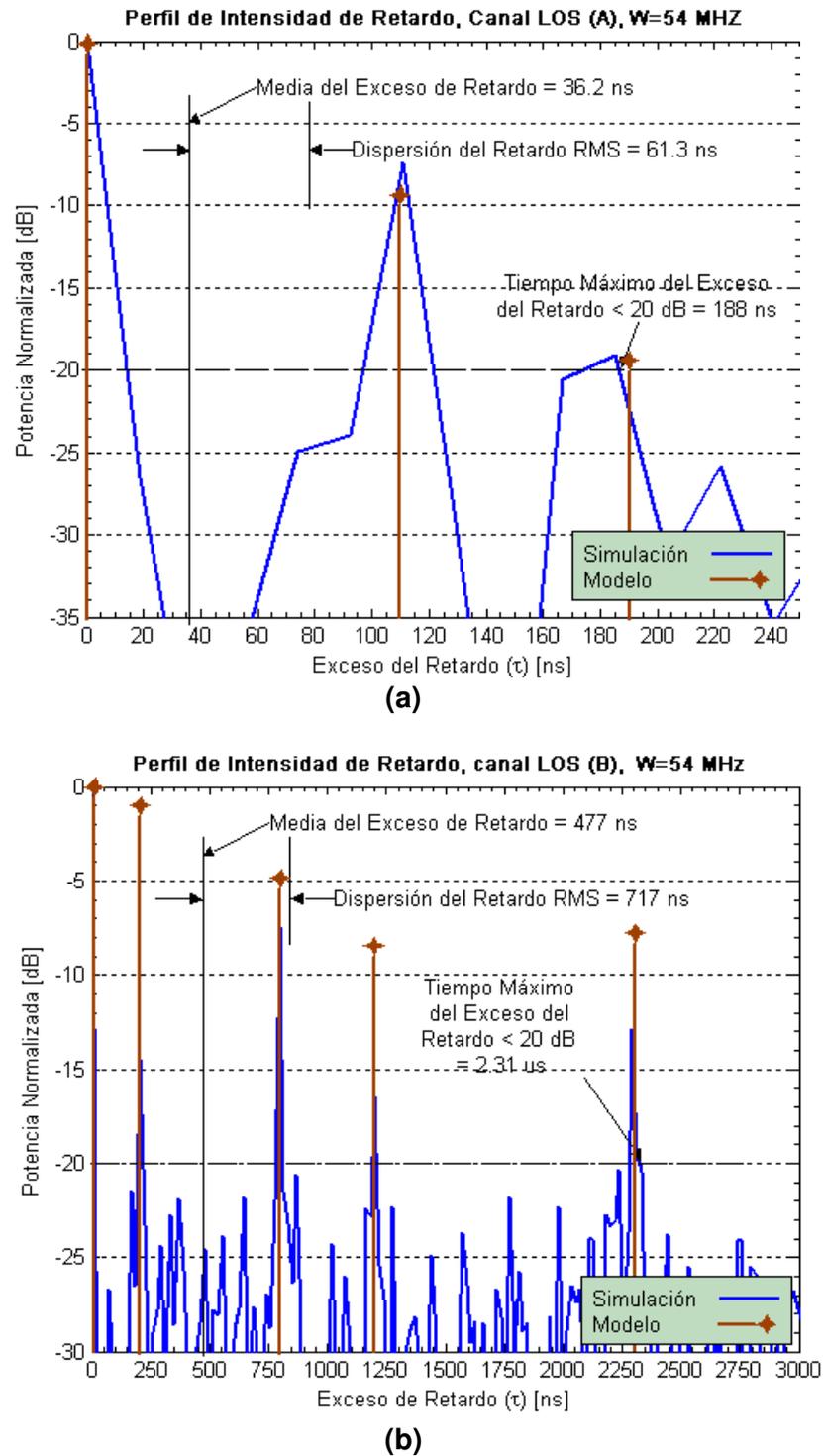


Figura 4.6 Respuestas al impulso de los canales A (a) y B (b) individuales en un ambiente de propagación LOS, modelo y respuesta simulada con AWGN.

el último término:

$$B_C = B_{Ca}P(A) + B_{Cb}P(B) \quad (4.10)$$

La Tabla 4.7 muestra el resultado del análisis de las funciones de correlación espacio-frecuencia, en correspondencia con la tabla Tabla 4.4., en el mismo que se ha determinado cuál es el valor de B_C en cada caso, así como cuál sería el coeficiente de proporcionalidad inverso que relaciona este valor con σ_τ (otras relaciones se describen en las ecuaciones 2.15 y 2.16). Sea $C_{B\sigma}$ dicho coeficiente, su calcula mediante:

$$C_{B\sigma} = \frac{1}{B_C \cdot \sigma_\tau} \quad (4.11)$$

Para el cálculo de B_C se aplicó el concepto de que se trata de la separación en frecuencia a la cual la función de correlación espacio-frecuencia ($|R(\Delta f)|$) decae por primera vez bajo cierto nivel de correlación (55), que para el caso de nuestras mediciones han sido los siguientes niveles:

- para LOS: 0.9 y 0.8
- para N-LOS: 0.8 y 0.75

Los valores se tomaron considerando que para el ambiente LOS se podría ser más exigente que en N-LOS en la definición de B_C ; sin embargo tampoco se utilizaron valores de umbral por debajo de 0.75 debido a que para el caso del canal unitario A en N-LOS, este presenta una alta correlación en general, por lo que el supuesto de una correlación baja para todos los casos no se cumple. Esto se puede verificar en la Figura 4.7(a), donde además se puede ver gráficamente cómo se define B_C de acuerdo al umbral de correlación que se considera.

Observando también la parte (b) de la Figura 4.7, se nota la diferencia entre el patrón de correlación entre los canales A y B, y se evidencia que el ancho de banda de coherencia es menor en B.

Tabla 4.7 Resultados de las simulaciones al análisis de la Correlación Espacio-Frecuencia a W=54 MHz

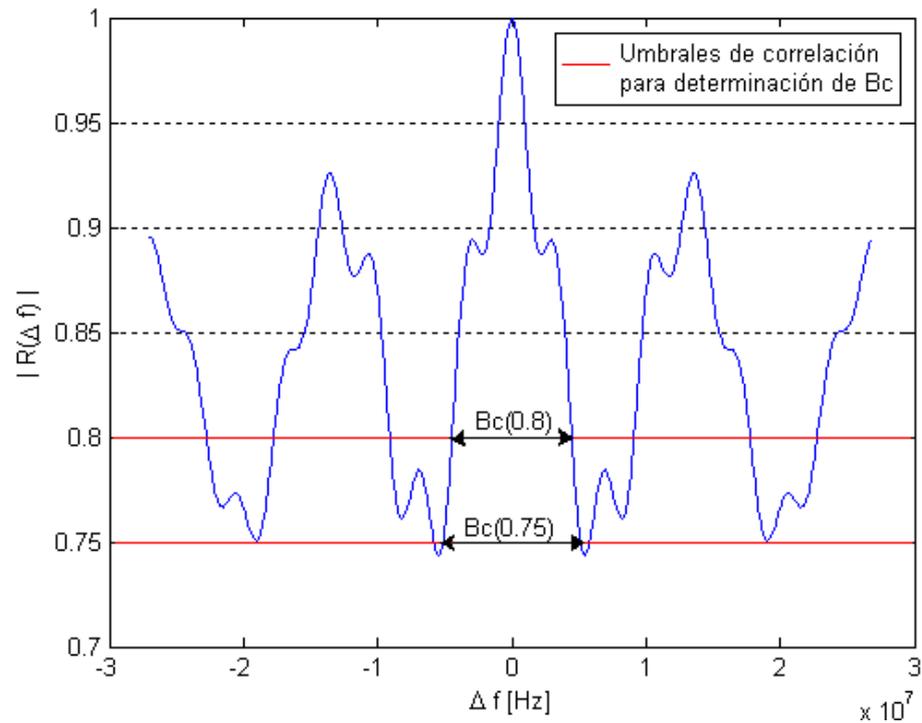
<i>n.</i>	<i>Tipo de Canal</i>	<i>Valor de Correlación Mín. (Definición)</i>	<i>Ancho de Banda de Coherencia (B_c) [MHz]</i>	$C_{B\sigma} = 1/(B_c \cdot \sigma_T)$
3	LOS (canal A)	0.9	3.22	5.07
	LOS (canal B)		0.215	6.49
	LOS		4.11	0.616
	LOS (canal A)	0.8	5.10	3.20
	LOS (canal B)		0.435	3.21
	LOS		4.98	0.508
4	LOS	0.9	0.681	2.88
	LOS	0.8	3.68	0.531
7	N-LOS (canal A)	0.8	8.88	1.94
	N-LOS (canal B)		0.321	5.04
	N-LOS		3.73	0.786
	N-LOS (canal A)	0.75	10.2	1.69
	N-LOS (canal B)		0.401	4.04
	N-LOS		4.30	0.682
8	N-LOS	0.8	0.235	5.89
	N-LOS	0.75	0.294	4.70

La figura 4.8 muestra la correlación del modelo completo para el caso LOS, notándose, en especial gracias a la línea de la tendencia de los promedios parciales, que este es el producto de los canales A y B combinados. Y con una correlación en general alta por el efecto de la componente especular.

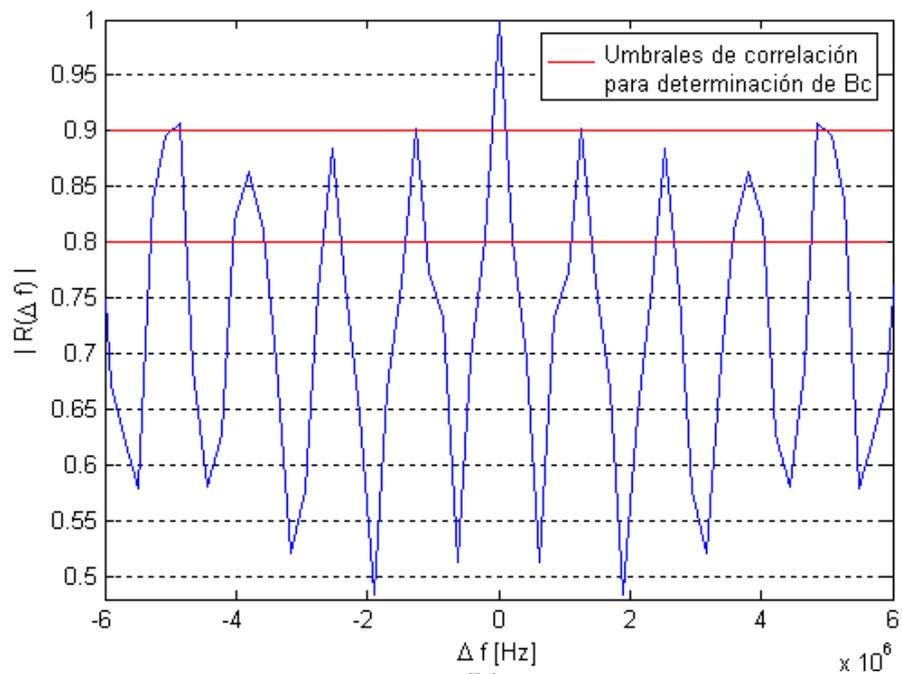
Con esta última figura también se justifican los umbrales utilizados para el caso LOS, pues se nota que 0.9 puede ser un valor muy exigente, pero sin embargo no se puede poner tampoco valores muy por debajo de 0.8. La tendencia de los promedios parciales evidencia el efecto del canal A, que vuelve al canal justamente con mayor ancho de banda de coherencia, pues se lo puede notar en la envolvente interna de la forma de la función de correlación.

Los coeficientes que corresponden a las mediciones hechas experimentalmente, en los caso del canal A en LOS, y del canal B y del efecto conjunto en N-LOS, se asemejan a la relación presentada en la ecuación (2.16), pese a que en ningún caso se calculó con un umbral de correlación realmente distendido como al que se supone se refiere dicha relación (mayor a 0.5). Pero en tal sentido, parecería ser una buena aproximación al menos para el caso de N-LOS.

Para el caso de LOS, se ve una relación semejante en ambos niveles de correlación comparando entre los canales A y B independientemente. Pero no ocurre así al evaluar el efecto conjunto, donde el efecto del 5% de probabilidad de que haya correlación absoluta logra un gran efecto en el ensanchamiento del ancho de banda de coherencia, por lo que una aproximación para C_{Bo} podría considerarse 0.5.



(a)



(b)

Figura 4.7 Funciones de Correlación Espacio-Frecuencia de (a) canal A en ambiente N-LOS, y (b) canal B en ambiente LOS. Se muestra los umbrales de correlación para definir B_c .

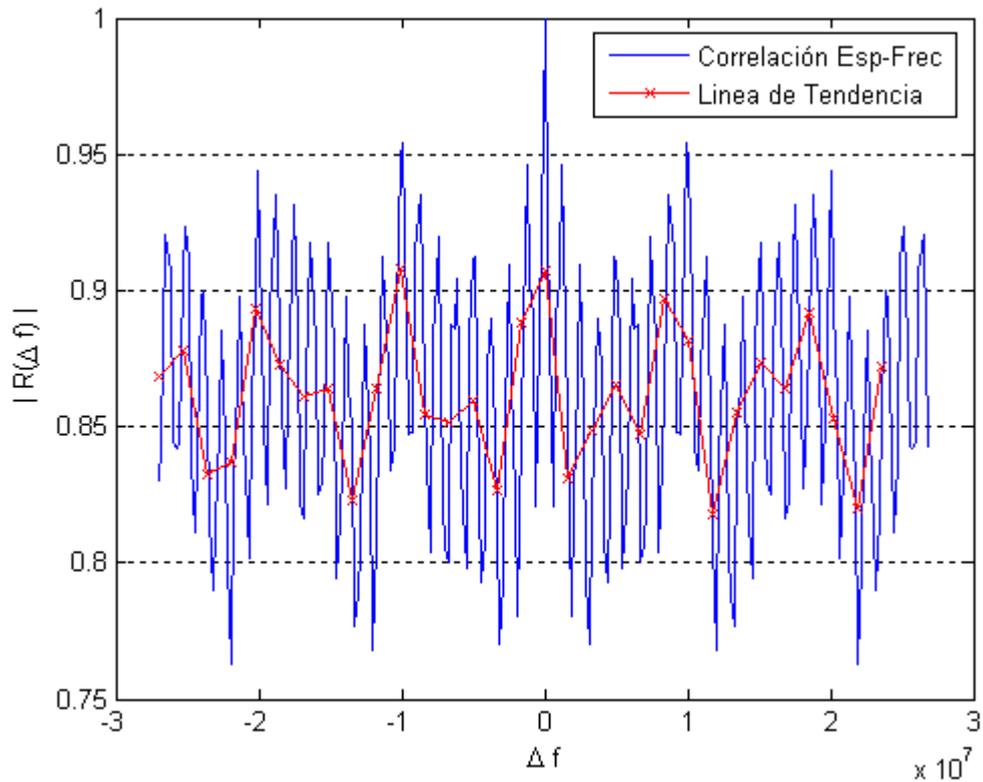


Figura 4.8 Función de Correlación Espacio-Frecuencia del canal en ambiente LOS, mostrando la tendencia de los promedios parciales.

Luego de haber analizado la caracterización del canal se procede con el análisis de las series de experimentos simulados de acuerdo con la Tabla 4.5.

4.3.2.1 Sobre el Canal de Pruebas

Se analizan las series de simulaciones 2 y 3 para evaluar esta variable. Dos muestras importantes de la serie 2 se tienen en la Figura 4.9.

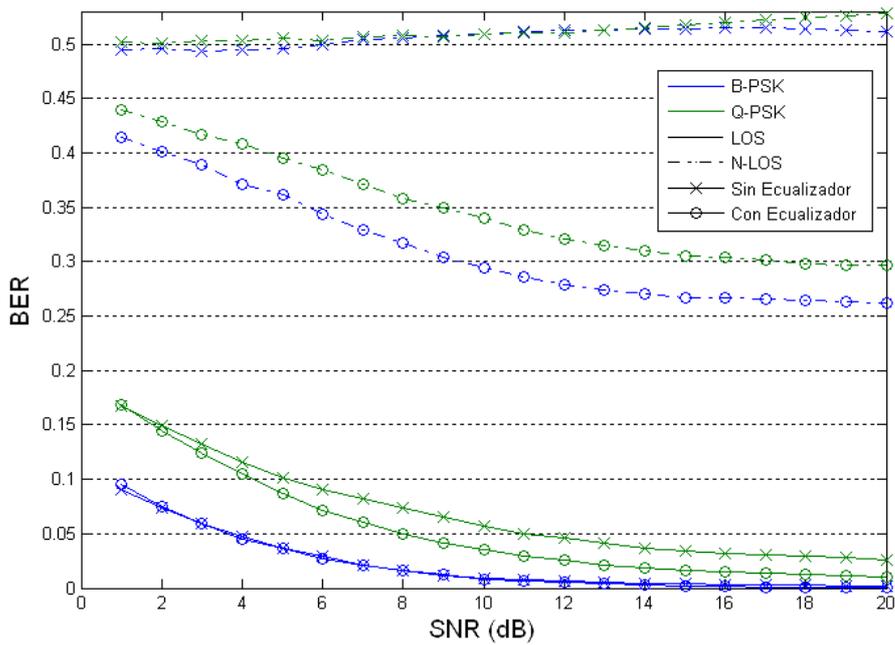
La serie 3, básicamente presenta las mismas comparaciones de manera más disgregada con el fin de observar justamente el efecto de variar el tipo

de canal, y agrega a la comparación el canal de ruido blanco gaussiano, tal como se puede observar en la Figura 4.10 que surge de estas simulaciones.

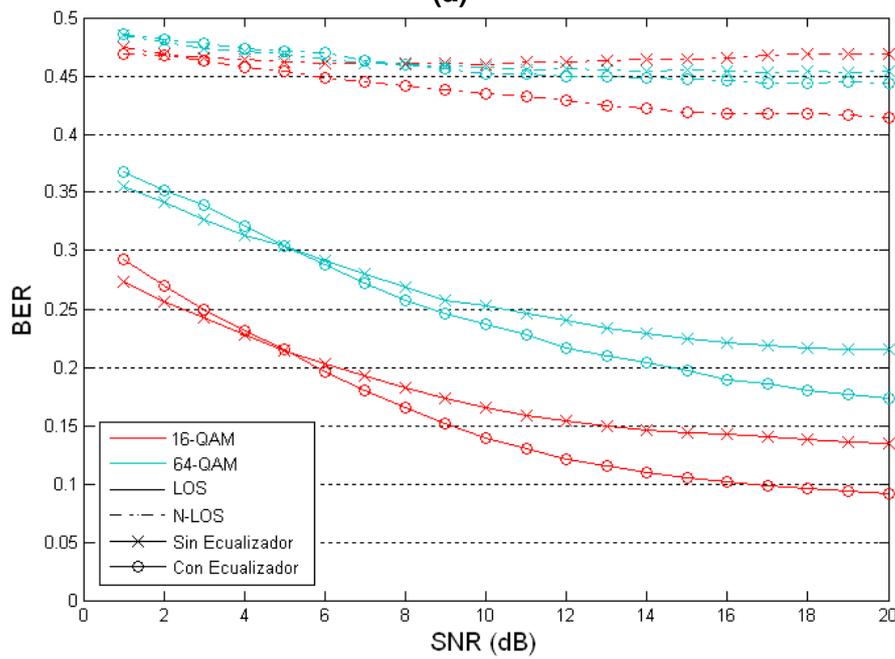
Se pueden mencionar las siguientes observaciones, algunas de las cuales provienen también de otros grupos de simulaciones:

- Las respuestas son muy similares para los tres valores de N_{FFT} , tan solo se hace notoria la diferencia de lecturas para los casos de N-LOS con ecualizador, donde es mejor con N_{FFT} más pequeño.
- El peor perfil de todos es el de un ambiente N-LOS sin usar ecualizador, donde el error bordea siempre el 50%, lo cual en realidad se puede interpretar como un error mucho mayor, dado que ese también es el valor de la probabilidad de 1 para el generador de bernoulli.
- El uso del ecualizador mejora el perfil del BER de manera significativa únicamente en el caso de N-LOS, donde sin él prácticamente se descartaría la posibilidad de comunicación.
- Usando el solo canal AWGN todas las respuestas son similares en cuanto al uso o no del ecualizador y el tipo de estándar usado.
- Para los niveles de ruido más altos, el BER para el canal LOS es muy cercano al canal con solo AWGN, tomando en cuenta que el SNR se refiere a nivel de ruido adicional impuesto por el canal AWGN en ambos casos, esto quiere decir que este tipo de ruido adicional no afecta mayormente al sistema, y más bien se mantiene cierto nivel de ruido hasta cierto punto constante debido únicamente al ambiente multitrayectoria. Esto constituiría una gran ventaja al momento de trabajar justamente en este tipo de ambientes.

Haciendo un examen gráfico-cuantitativo adicional y transversal a estas series de simulaciones se encuentra una explicación al error total que



(a)



(b)

Figura 4.9 BER vs. SNR para los canales LOS y N-LOS, con $N_{FFT}=256$, con y sin uso de ecualizador, para las modulaciones (a) B-PSK y Q-PSK, y (b) 16-QAM y 64-QAM.

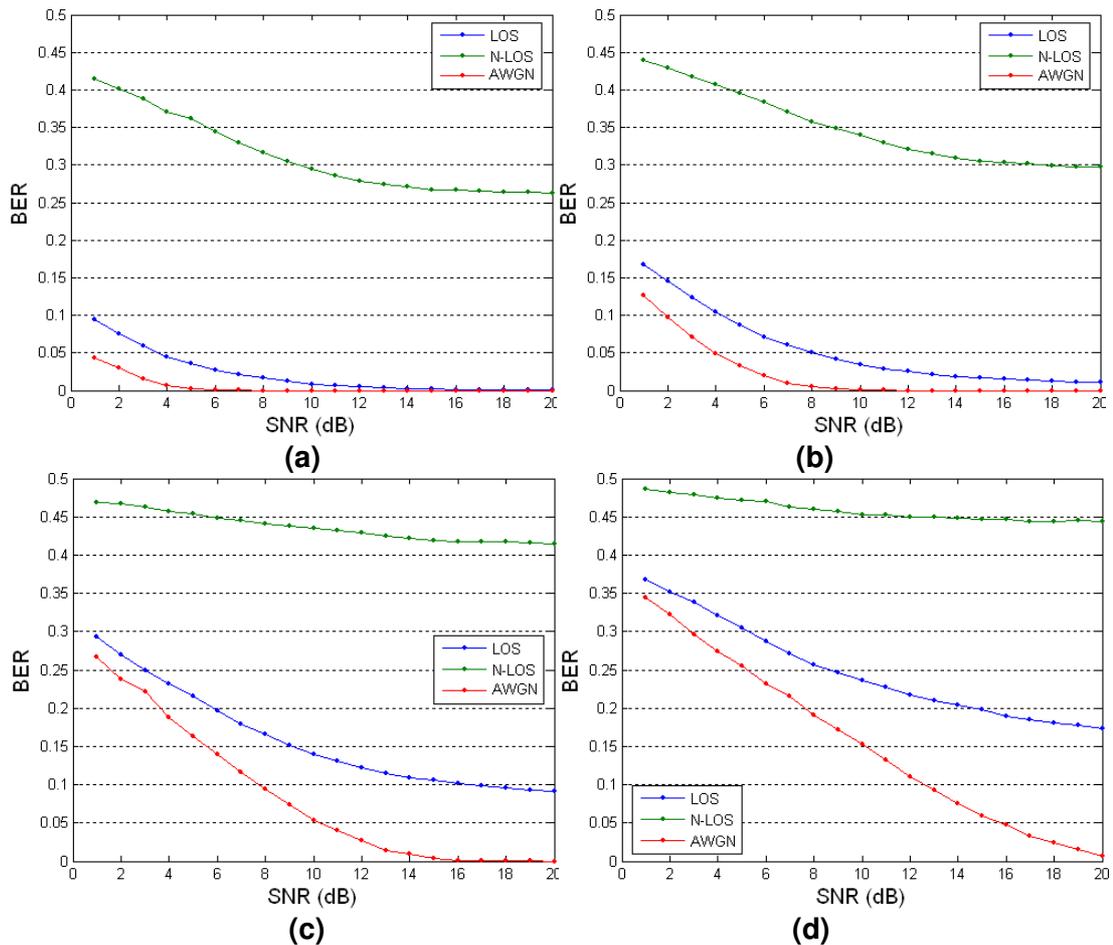


Figura 4.10 BER vs. SNR para los canales LOS, N-LOS y AWGN, con $N_{\text{FFT}}=256$ y usando ecualizador, para las modulaciones (a) B-PSK, (b) Q-PSK, (c) 16-QAM y (d) 64-QAM.

prácticamente se ve en N-LOS, y que se corrige en gran magnitud gracias al uso del ecualizador, y es que se debe al peso de la presencia del 5% de probabilidad de tener ausencia de multitrayectoria, lo cual fue modelado como la presencia únicamente de ruido blanco gaussiano aditivo.

Se aprecia una comparación de visual de las magnitudes en uno y otro caso en la figura 4.11, donde se han capturado tramas temporales que evidencian los cambios de un canal multitrayectoria pasando a uno solo con AWGN.

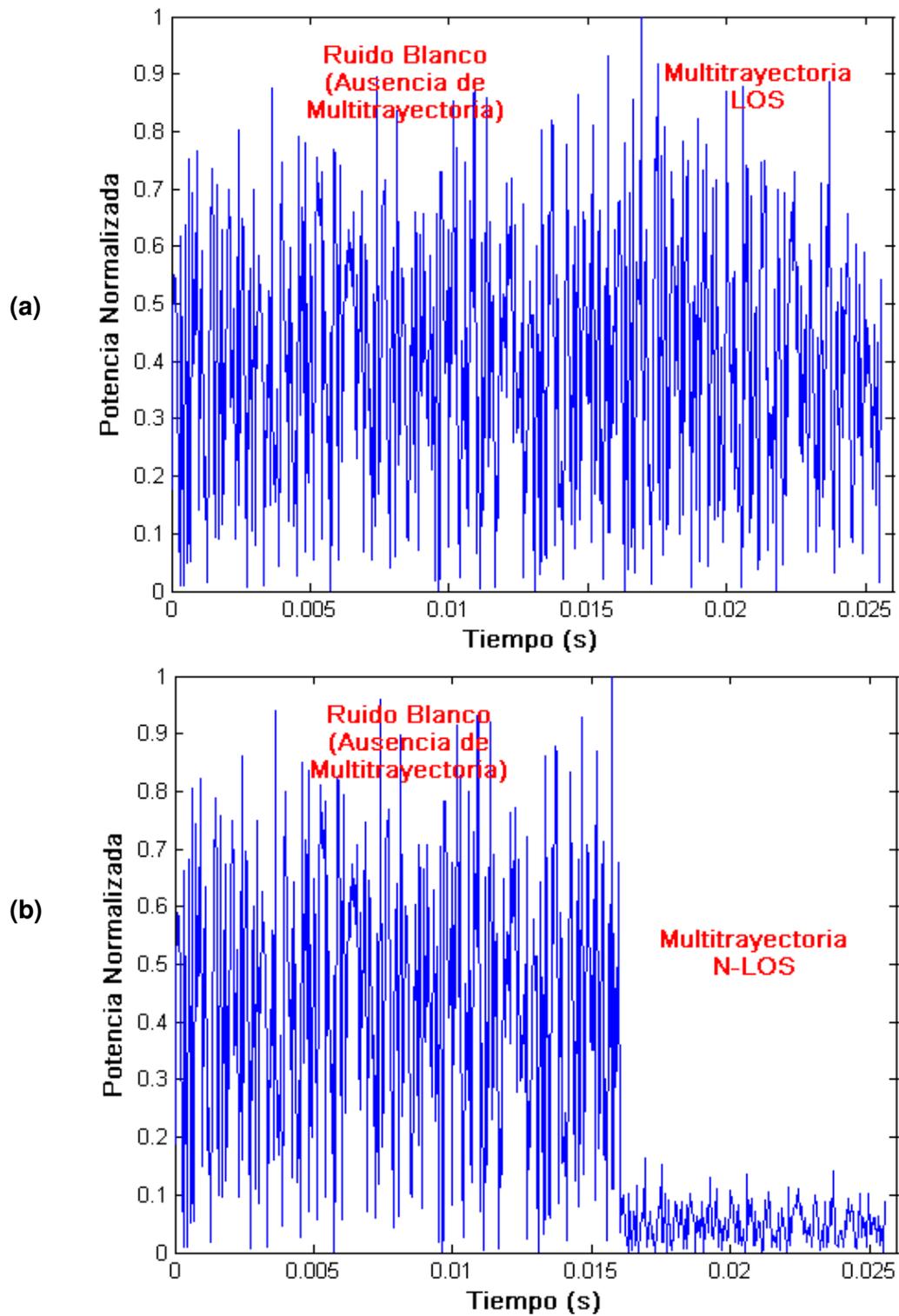


Figura 4.11 Captura de secuencias de potencia de una señal OFDM afectada por el canal modelado cuando pasa de un período de ausencia de multitrayectoria o uno con presencia de éste de tipo (a) LOS, (b) N-LOS.

4.3.2.2 Sobre el Uso del Ecuador

Para este análisis recurrimos de nuevo a la serie 2 de las simulaciones, cuyos resultados gráficos los vemos en la figura 4.9, con el que ya se notó la importancia del ecualizador para N-LOS, lo cual se detalla en parte en las observaciones de la parte 4.3.2.1, tal como son el hecho de que en N-LOS con ecualización, con un valor de N_{FFT} se obtiene una mayor resistencia al ruido y que para las codificaciones de mayor grado es necesario el uso del ecualizador.

En la serie 5, se reiteraron algunas observaciones anteriores, pero además se anotó lo siguiente con respecto a la ecualización:

- En el caso LOS, se observa que el ecualizador actúa mejor con respecto al tipo de codificación utilizada, pues la mejoría en BER más significativa se verifica justamente con 256-QAM, donde se tiene un 4% menos al respecto del mismo caso sin ecualización (véase Figura 4.13).
- Se verifica que cuando se tiene el máximo de ruido blanco gaussiano aditivo, aunque con una diferencia no significativa, el BER es mejor sin ecualizador (figura 4.12 y figura 4.13).

La serie 7 se encarga de mostrar comparaciones entre LOS y N-LOS, usando Q-PSK y 64-QAM, con y sin ecualizador para cada uno de los casos de frecuencia de muestreo o anchos de banda disponibles en el hardware que se usa en la implementación temprana del sistema. Las gráficas correspondientes a 4 de las 5 frecuencias disponibles se pueden observar en la Figura 4.14.

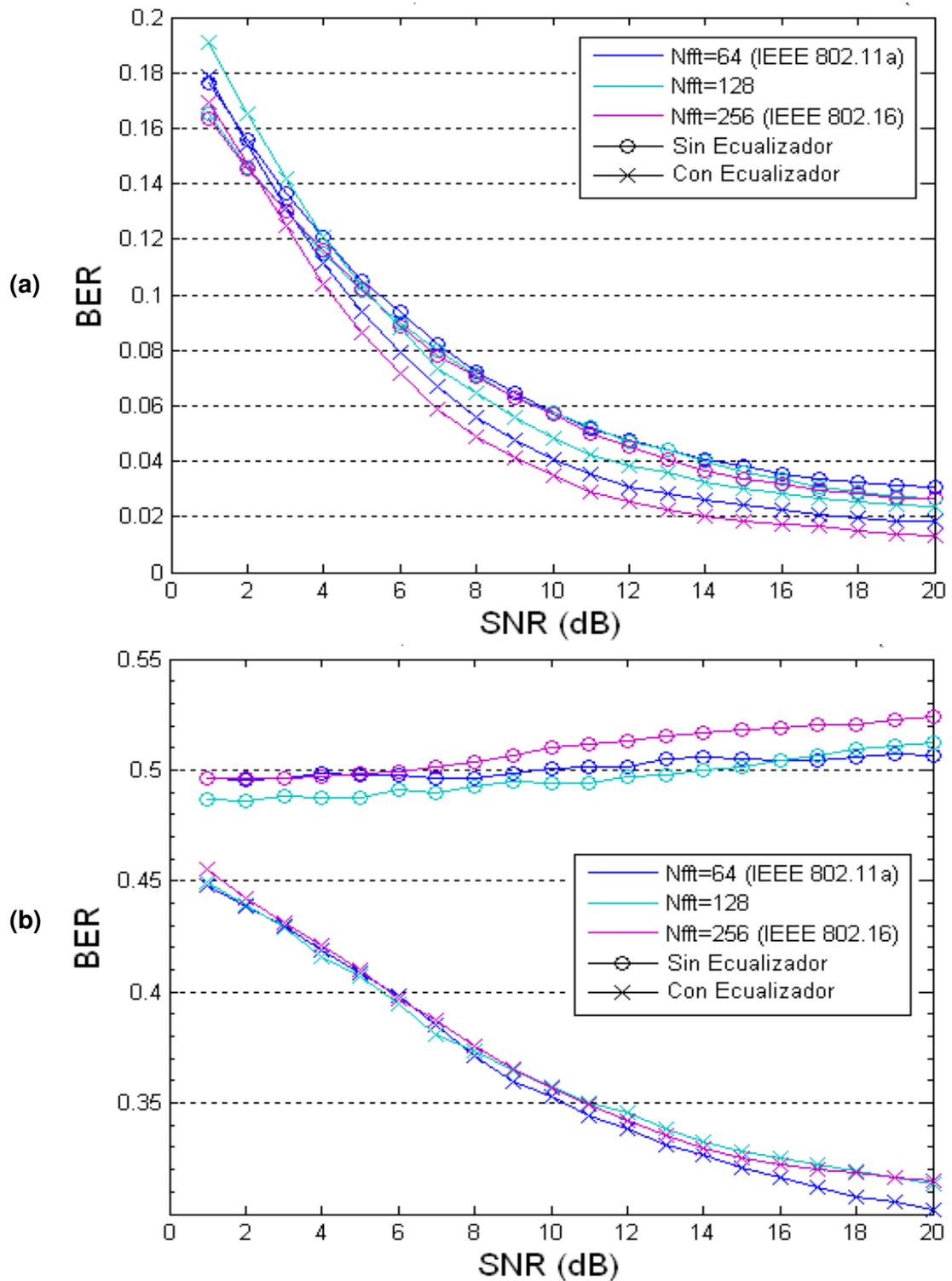


Figura 4.12 BER vs. SNR usando Q-PSK, con $N_{\text{FFT}}=64, 128$ y 256 , con y sin ecualizador, para los canales (a) LOS y (b) N-LOS.

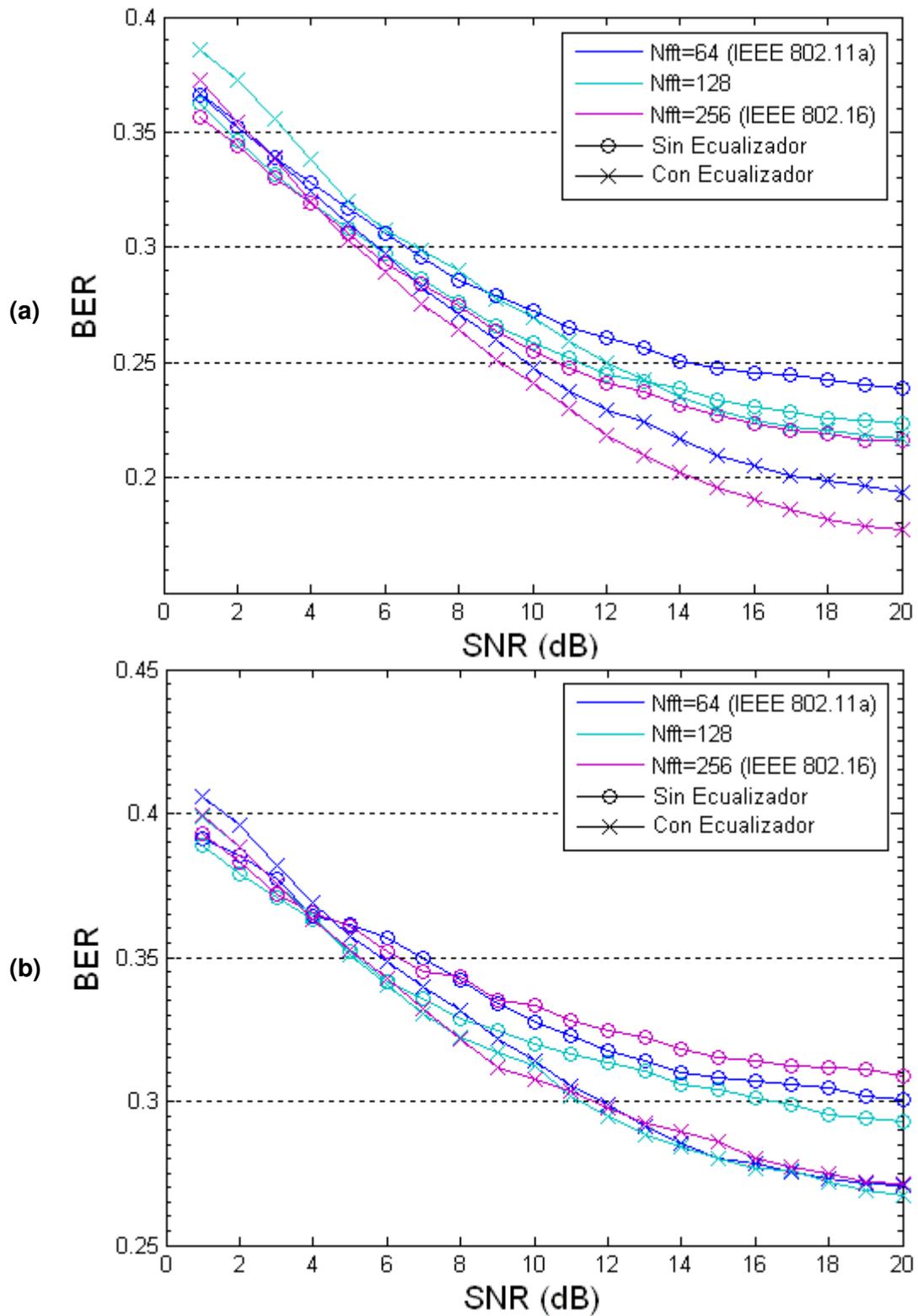


Figura 4.13 BER vs. SNR con $N_{\text{FFT}}=64, 128$ y 256 , con y sin ecualizador, para el canal LOS usando (a) 64-QAM y (b) 256-QAM.

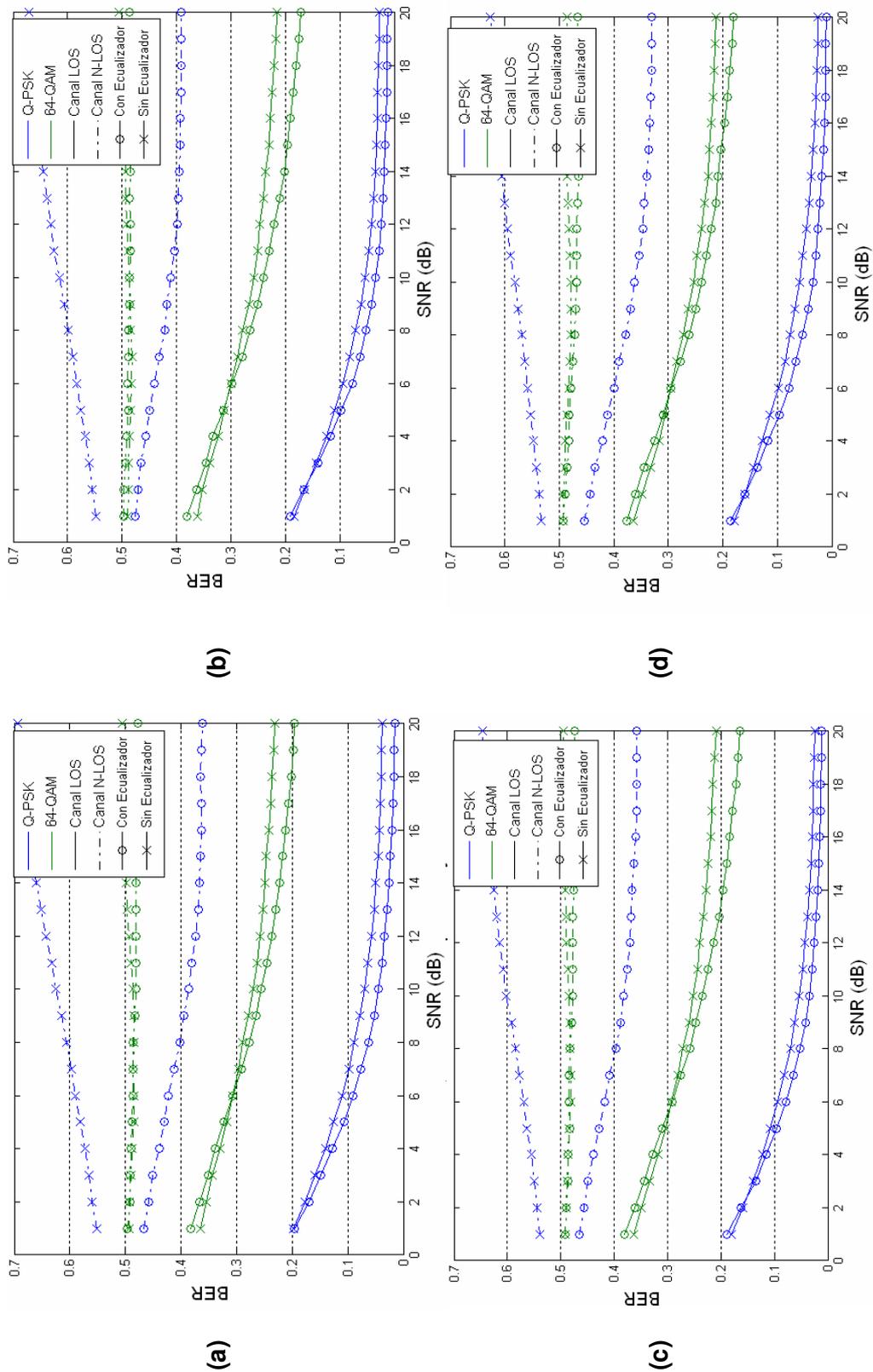


Figura 4.14 BER vs. SNR $N_{FFT}=256$, con y sin ecualizador, para los canales LOS y N-LOS usando Q-PSK y 64-QAM para las frecuencias de muestreo disponibles e el HW (a) 2,5000 MHz (b) 3,1250 MHz (c) 4,1663 MHz y (d) 5,0000 MHz

Mostrando respuestas muy similares en todas sus gráficas, se evidencia que al menos dentro de lo que se clasifica como el mismo tipo de desvanecimiento, que en este caso se trata de desvanecimiento plano, las respuestas son básicamente las mismas. Se reitera que la mejoría más significativa de BER gracias al uso del ecualizador se da en N-LOS con el uso de una codificación más alta.

4.3.2.3 Sobre la Variación del Estándar (N_{FFT})

Para observar mejor el efecto de la utilización de uno u otro de los estándares base (esto es según el valor de N_{FFT}) puede apreciarse en los resultados gráficos de la serie 5 de las simulaciones mostradas en la figura 4.12 y figura 4.13.

Se deben valorar dos casos por separado, en la otra variable sobre la que se evidencia hacer la diferencia el estándar escogido:

- Para comunicaciones LOS, la mejor opción entre las 3 planteadas resulta ser $N_{FFT}=256$, que demuestra ser un poco más resistente a la degradación del canal.
- En el caso N-LOS, toda vez que se tiene por sentado que siempre se usará ecualización, por el contrario, se ve una mejor resistencia a la degradación del canal con un valor de N_{FFT} más pequeño.

Estas observaciones básicamente solamente brindan mayor consistencia a las observaciones anteriores.

4.3.2.4 Sobre la Variación en la Modulación

El efecto del cambio de esta variable se hace visible en los resultados gráficos de la serie 1 de simulaciones, cuya muestra principal se puede observar en la Figura 4.15. Aquí podemos notar algunos hechos al respecto de la modulación:

- La mejoría que se consigue en un ambiente N-LOS es solo significativa para B-PSK, Q-PSK y 16-QAM (entre un 13 hasta un 30%), lo cual insiste en que el uso de las demás codificaciones se descartaría para ambientes N-LOS, con el ecualizador incluido.

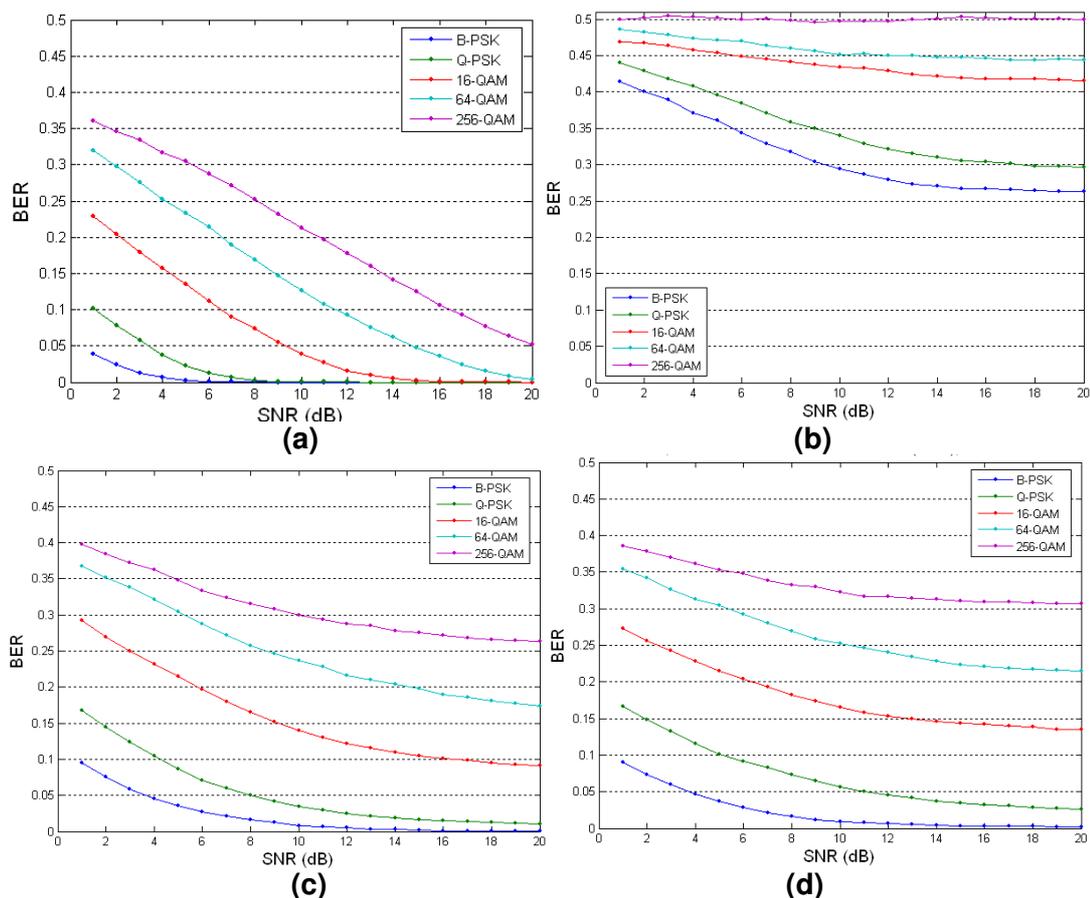


Figura 4.15 BER vs. SNR usando $N_{FFT}=256$, B-PSK, Q-PSK, 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM (a) en canal AWGN, sin ecualizador (b) en canal N-LOS con ecualizador, (c) en canal LOS con ecualizador, (d) en canal LOS sin ecualizador.

- En el ambiente LOS, las respuestas entre los diferentes estándares es muy similar, pero con el ecualizador si se consigue una mejoría de alrededor del 5% para las codificaciones superiores. Por lo que, de usar otros métodos de corrección de errores, hasta se podría prescindir de esta etapa para este tipo de ambiente.
- En el ambiente LOS los errores para las codificaciones B-PSK y Q-PSK son prácticamente nulos (menor al 5% en el BER con un SNR alto para el AWGN).
- Se visualiza que el sistema no responde en un ambiente LOS (multitrayectoria) donde se aplica también el canal AWGN para sumarle ruido, como si se tratara de la "suma del ruido", sino que más bien su respuesta es relativamente mejor en el que se supone es la parte del perfil más ruidoso. Es así que con LOS, donde variamos el SNR del AWGN, la respuesta se mantiene relativamente constante y el BER prácticamente es el mismo (apenas mayor) en los niveles más bajos de SNR, con respecto al canal con solo AWGN. Esto constituiría una gran ventaja que se daría al trabajar en un ambiente multitrayectoria.

4.3.2.5 Sobre la Guarda y el Prefijo Cíclico

En la figura 4.16 se observa conjuntamente el efecto del usar diferentes tamaños de guarda para el prefijo cíclico, o sin guarda, en ambiente LOS, ya sea con o sin ecualizador. El efecto de todas estas opciones del sistema es prácticamente indiferente. La misma situación se presenta utilizando cualquiera de los otros estándares disponibles.

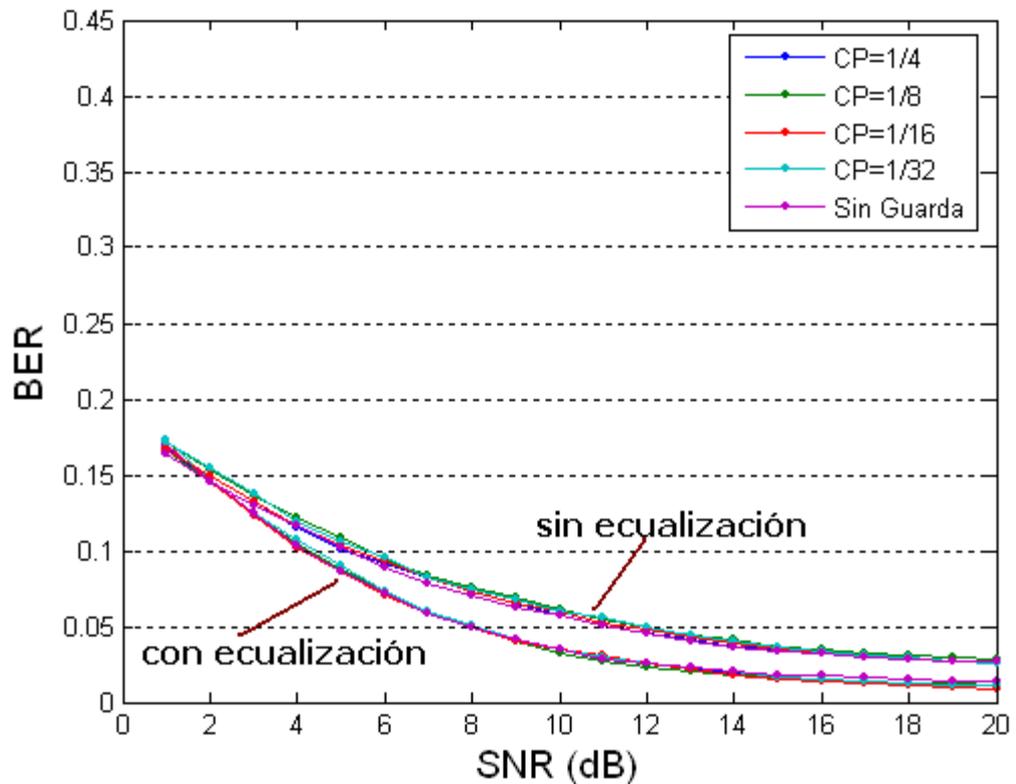


Figura 4.16 BER vs. SNR usando $N_{FFT}=256$, Q-PSK en un canal LOS, con y sin ecualización para diferentes tamaños de prefijo cíclico, incluyendo el no uso de éste.

Luego de esto, solo se proceden a analizar las variaciones que ocurren cuando el canal en el que se desarrollan las experiencias sea N-LOS usando ecualización.

En la Figura 4.17 se puede comparar las respuestas cuando de usa CP o no, para dos diferentes tamaños de símbolo OFDM (de acuerdo al estándar), y se usan tamaños absolutos para la guarda (G). Se nota una mejoría de hasta un 5% en el BER cuando se usa un prefijo cíclico grande en relación con la longitud de la trama (como $1/4$ de N_{FFT}) en comparación con las opciones con un CP relativamente pequeño (como $1/32$ de N_{FFT}) o en ausencia de este.

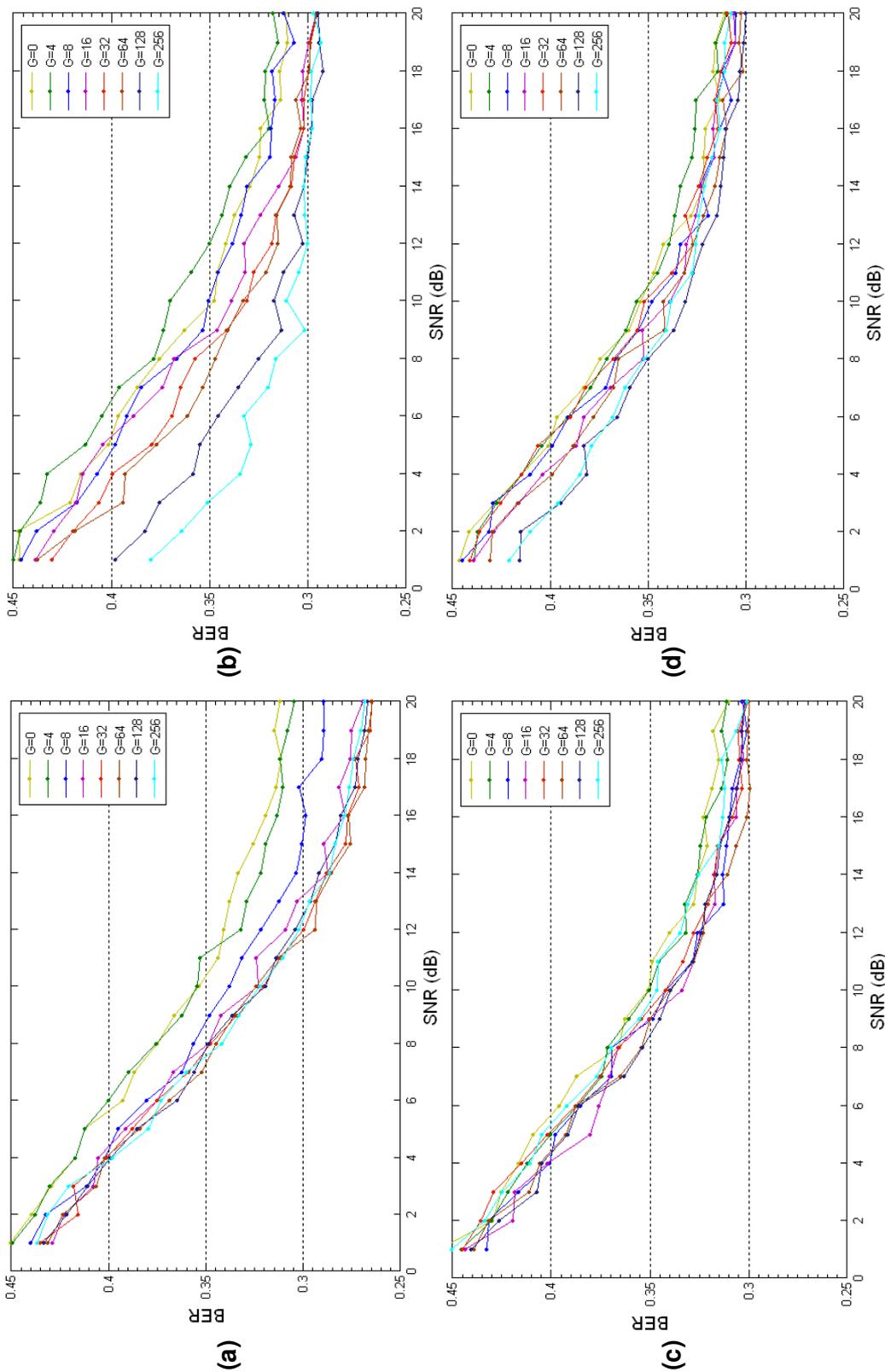


Figura 4.17 BER vs. SNR, en un canal N-LOS con equalizador, mostrando las curvas de nivel correspondientes a diversos tamaños de guarda, (a) $N_{FFT}=64$, sin CP, (b) $N_{FFT}=64$, sin CP, (c) $N_{FFT}=256$, sin CP, (d) $N_{FFT}=256$, sin CP

Tanto el grupo presentado en la figura 4.17 como en la figura 4.18 se puede verificar que no se ven realmente diferencias significativas entre el usar como guarda el prefijo cíclico o simplemente dejarlo en blanco (a lo que se ha denominado *CPnull*), al menos cuando se trata de evaluar la situación cuando se aísla el desvanecimiento a causa del canal multitrayectoria (cuando está ya reducido el ruido del AWGN mediante SNR). Únicamente se acentuó alguna diferencia al usar prefijo cíclico con un valor absoluto de guarda grande para $N_{FFT}=64$, es decir justo cuando el tamaño relativo de G frente a al de la trama es más grande.

Por el contrario, la mejora en el BER es mucho más notoria cuando no se usa CP en las condiciones de mayor presencia del ruido blanco gaussiano aditivo. El caso más extremo, con una mejora de alrededor del 5% se da con $N_{FFT}=64$, donde para este valor G tiene una longitud de 4 veces N_{FFT} .

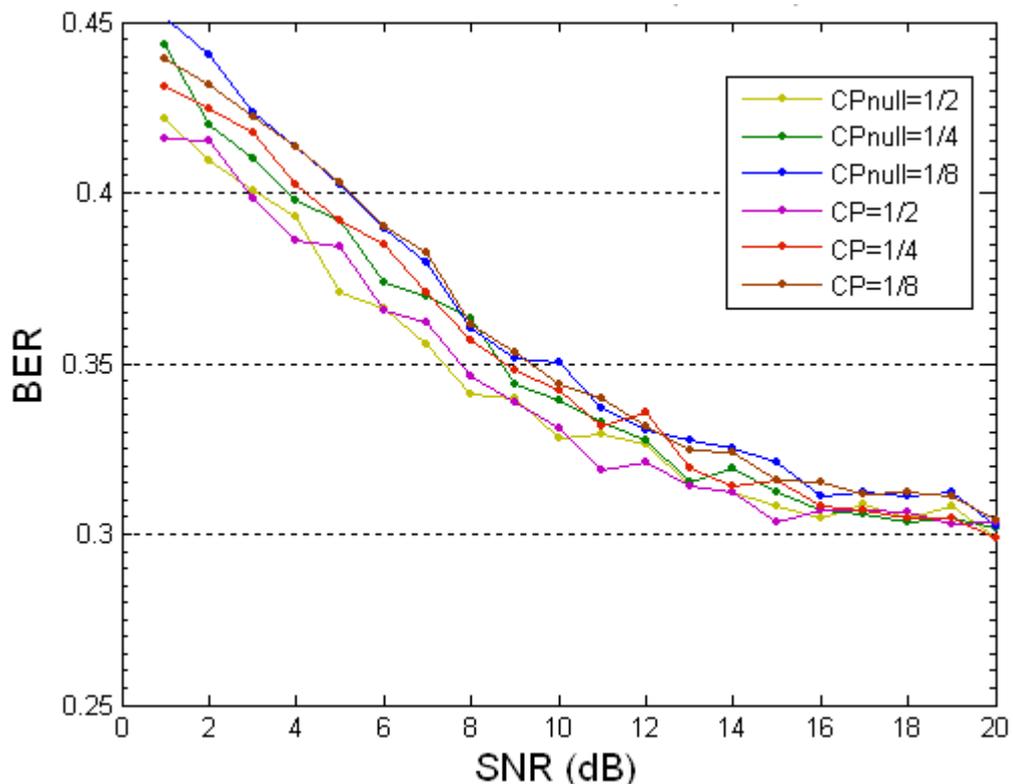


Figura 4.18 BER vs. SNR usando $N_{FFT}=256$, Q-PSK, en un canal N-LOS con ecualizador, usando diversos tamaños relativos de la guarda, con prefijo cíclico y sin este (CPnull).

Es decir la trama tiene una longitud de 5 veces N_{FFT} .

Ese mismo valor de G no hace mejora substancial para los otros casos de N_{FFT} , lo que indica que no hay relación significativa con respecto al tiempo que le toma a la trama solo de información. Por ejemplo para $N_{FFT}=256$ el mismo tiempo de guarda que para $N_{FFT}=64$, lo que para el primer caso puede ser la mitad de trama de información (128) equivale a dos veces el espacio de tiempo dedicado a enviar la información propiamente dicha en el segundo caso.

En las simulaciones donde se pone en relieve al cambio de tasas de muestreo para el caso de altas frecuencia (véase Figura 4.19), se observa básicamente el mismo comportamiento en cualquiera de éstas, siempre presentándose la mayor diferencia en cuanto al mejoramiento en el BER cuando se usa $N_{FFT}=64$ en una ambiente N-LOS con ecualizador, siendo de alrededor de un 5%.

Aquí cabe traer a discusión lo qué es la longitud de la trama, que es la que se ve afectada por el tamaño de la guarda, tal como se aprecia en la ecuación (3.6)

y afecta su relación con el canal. Pues el tipo de desvanecimiento causado por el canal al símbolo OFDM está vinculado a su longitud (T_{SYM} ó T_f) y ancho de banda W , y a su relación frente a los valores de T_m , T_C y B_D , tal como se describiera en 2.3.2.

Analizando estas relaciones, en primera instancia notamos que a bajas frecuencia de muestreo no se registra ningún cambio significativo, por lo que nos concentramos en lo que sucede en los experimentos con mayores anchos de banda. Estas comparaciones se pueden revisar en la tabla 4.8.

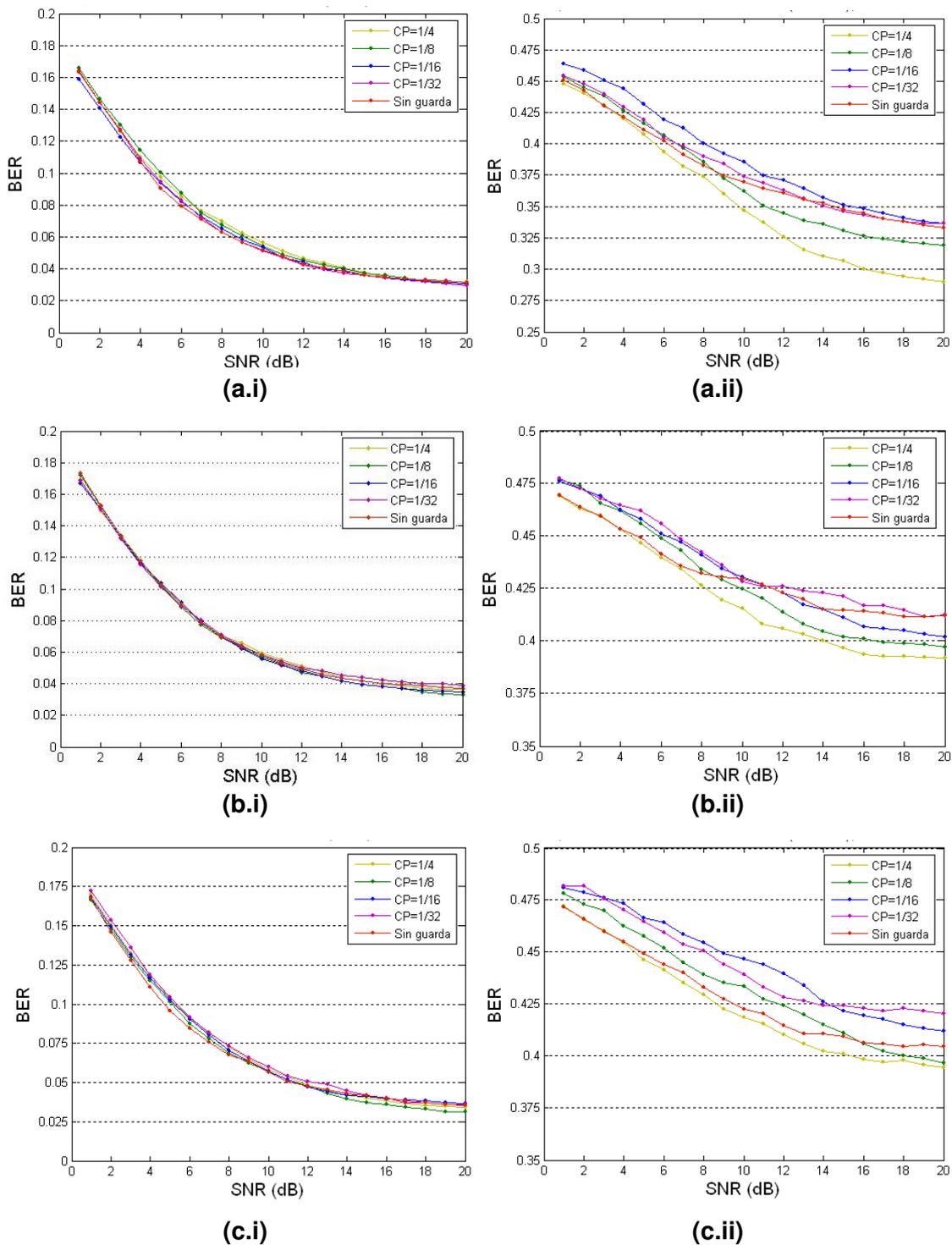


Figura 4.19 BER vs. SNR usando $N_{FFT}=64$, Q-PSK para las frecuencias de prueba altas, usando diversos tamaños relativos de CP, incluido el no uso de éste (sin guarda), (a) 20 MHz (b) 50 MHz (c) 100 MHz, y en cada caso: (i) en un canal LOS, sin ecualizador, y (ii) en un canal N-LOS, con ecualizador.

Tabla 4.8 Tiempos de Símbolo OFDM (T_{SYM}) según ancho de banda, longitud N_{FFT} y del prefijo cíclico (CP), y tipo de degradación presentada.

W [MHz]	N_{FFT}	Prefijo cíclico (CP)						
		0	1/32	1/16	1/8	1/4	1/2	1
		Tiempo de símbolo OFDM (T_{SYM}) [μ s]						
LOS								
20	64	3,20	3,30	3,40	3,60	4,00	4,80	6,40
		(a)	(a)	(a)	(a)	(a)	(a)	(a)
	128	6,40	6,60	6,80	7,20	8,00	9,60	12,8
		(a)	(a)	(a)	(a)	(a)	(a)	(a)
	256	12,8	13,2	13,6	14,4	16,0	19,2	25,6
		(a)	(a)	(a)	(a)	(a)	(a)	(a)
50	64	1,28	1,32	1,36	1,44	1,60	1,92	2,56
		(b)	(b)	(b)	(b)	(b)	(b)	(a)
	128	2,56	2,64	2,72	2,88	3,20	3,84	5,12
		(a)	(a)	(a)	(a)	(a)	(a)	(a)
	256	5,12	5,28	5,44	5,76	6,40	7,68	10,2
		(a)	(a)	(a)	(a)	(a)	(a)	(a)
100	64	0,64	0,66	0,68	0,72	0,80	0,96	1,28
		(b)	(b)	(b)	(b)	(b)	(b)	(b)
	128	1,28e	1,32	1,36	1,44	1,60	1,92	2,56
		(b)	(b)	(b)	(b)	(b)	(b)	(a)
	256	2,56	2,64	2,72	2,88	3,20	3,84	5,12
		(a)	(a)	(a)	(a)	(a)	(a)	(a)
N-LOS								
20	64	3,20	3,30	3,40	3,60	4,00	4,80	6,40
		(b)	(b)	(b)	(b)	(a)	(a)	(a)
	128	6,40	6,60	6,80	7,20	8,00	9,60	12,8
		(a)	(a)	(a)	(a)	(a)	(a)	(a)
	256	12,8	13,2	13,6	14,4	16,0	19,2	25,6
		(a)	(a)	(a)	(a)	(a)	(a)	(a)
50	64	1,28	1,32	1,36	1,44	1,60	1,92	2,56

	128	(b)							
		2,56	2,64	2,72	2,88	3,20	3,84	5,12	
	256	(b)	(b)	(b)	(b)	(b)	(a)	(a)	
		5,12	5,28	5,44	5,76	6,40	7,68	10,2	
	100	64	0,64	0,66	0,68	0,72	0,80	0,96	1,28
			(b)						
128		1,28	1,32	1,36	1,44	1,60	1,92	2,56	
		(b)							
256		2,56	2,64	2,72	2,88	3,20	3,84	5,12	
		(b)	(b)	(b)	(b)	(b)	(a)	(a)	
Notas:									
- En todos los casos $W > B_D$, por lo que la degradación en base a la dispersión Doppler clasifica como <i>desvanecimiento lento</i> .									
- Sobre la degradación en base a la dispersión del retardo:									
(a) Desvanecimiento plano, en vista de que $T_m < T_{SYM}$									
(b) Desvanecimiento selectivo en frecuencia, dado que $T_m > T_{SYM}$									

En esta última tabla salta a la vista que recién a muy altas frecuencias de muestreo se presenta el desvanecimiento selectivo en frecuencia. En cambio el desvanecimiento plano resulta ser el caso general en los experimentos incluyendo los casos que son utilizados por los estándares. También podemos observar que solo a estas instancias, el prefijo cíclico puede jugar un papel determinante para ubicarse en un caso o el otro, en conjunto con el valor del N_{FFT} . Si tomamos como preferible el caso del desvanecimiento lento, entonces en general será conveniente usar tanto N_{FFT} como una guarda más grande.

La Tabla 4.8 también servirá como referencia para las observaciones sobre la frecuencia de muestreo que se tratarán a continuación.

4.3.2.6 Sobre la Frecuencia de Muestreo

Una parte de este análisis se hizo en la sección anterior, donde se trató el uso de la guarda, con o sin *CP*.

En la serie de simulaciones número 6, la parte que se realizó en el canal AWGN tan solo verificó lo que supone el concepto, al mostrar la misma respuesta en todas las frecuencias. No así al evaluar transversalmente en todas las frecuencias de prueba, es decir, las disponibles en las tarjetas de prueba así como las frecuencias de prueba altas, todas sobre los canales modelados LOS y N-LOS, con y sin ecualizador. Estas experiencias recopiladas con la serie 10 de simulaciones son observables tanto en la figura 4.20 como en la figura 4.21.

Son de interés los puntos de deflexión que se observan, sobre lo cual podemos puntualizar:

- Salvo para el caso de *64-QAM con ecualizador*, lo común es observar un punto de deflexión alrededor de los 10 MHz, donde el BER se reduce en mayor o menor grado con respecto al resto del espectro mostrado. En el caso mencionado este punto se ha desplazado aproximadamente hacia los 20 MHz.
- Para todas las frecuencias altas, con mayor o menor razón de cambio el BER empeora a medida que sube la frecuencia de muestreo. Esto es más notorio para las modulaciones superiores como 64-QAM, pero también lo es para el caso N-LOS usando Q-PSK, donde se ve que hay un aparente límite superior al que se llega en cuanto a degradación.

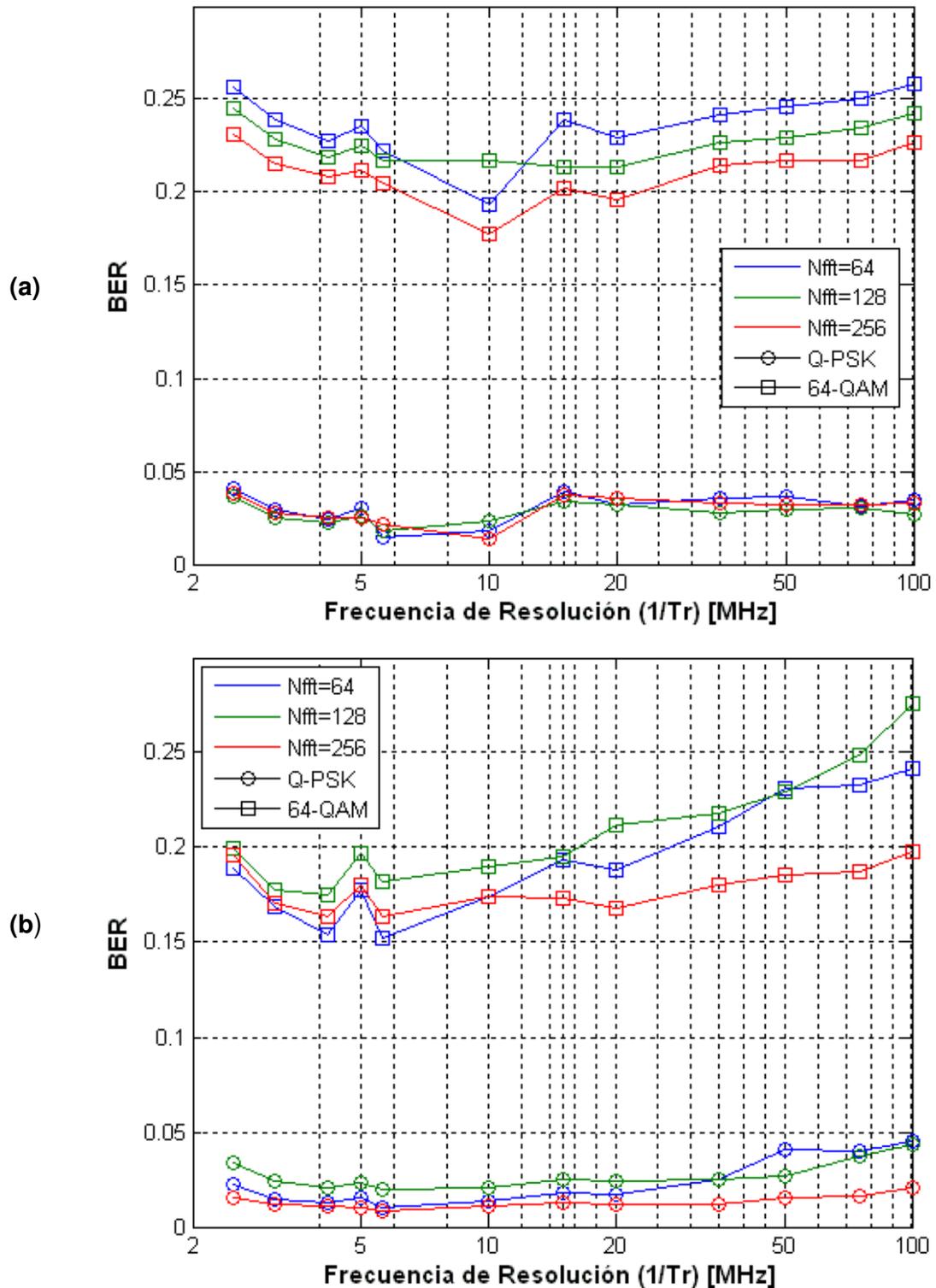


Figura 4.20 BER vs. Frecuencia de Resolución usando $N_{FFT}=64$, 128 y 256, tanto para Q-PSK como para 64 QAM en un canal LOS (a) sin equalizador, y (b) con equalizador.

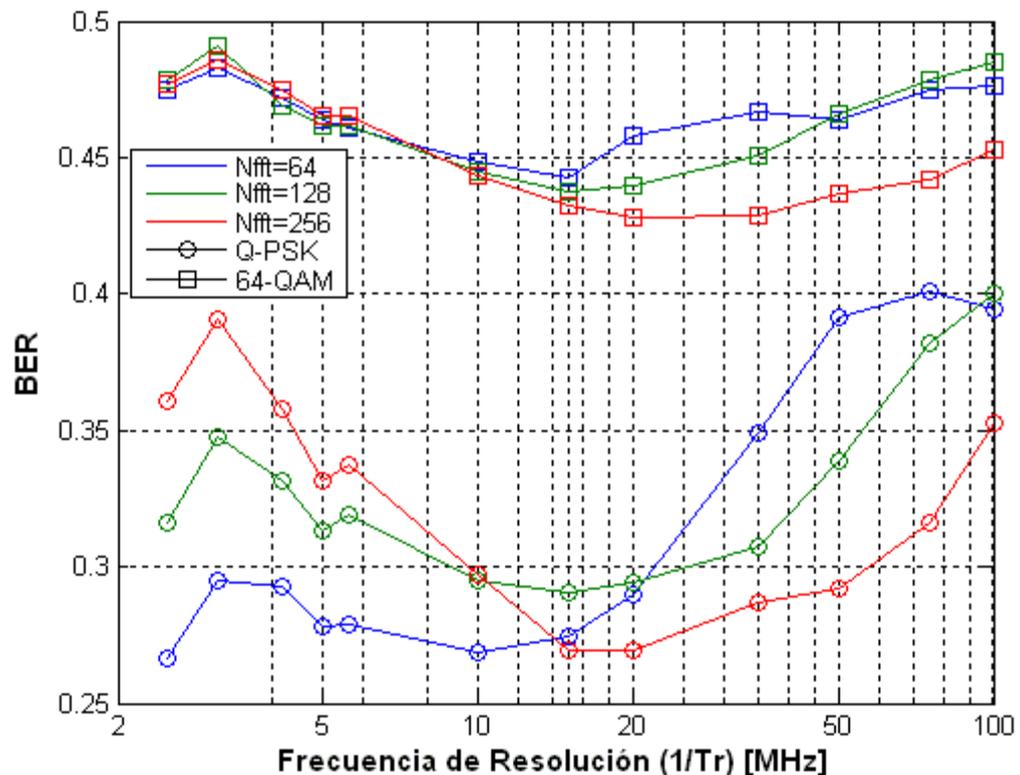


Figura 4.21 BER vs. Frecuencia de Resolución usando $N_{FFT}=64, 128$ y 256 , tanto para Q-PSK como para 64 QAM en un canal N-LOS usando ecualizador.

- En N-LOS, en la región sobre los 10 MHz la degradación ocurre con una mayor tasa a menor valor de N_{FFT} .
- Para el ambiente LOS otro punto de deflexión constante es el pico que se ve alrededor de los 5 MHz, el cual al su alrededor corta la tendencia de empeorar el BER a alguna tasa en virtud de la medida en que se baja la frecuencia de muestreo. Esto ocurre en la zona de las frecuencias de prueba del hardware.
- En cambio en N-LOS es más notoria en la región de las frecuencias de prueba del hardware el pico que ocurre alrededor de los 3.13 MHz.
- De manera inversa a lo que ocurre por sobre los 10 MHz, en esta región en N-LOS la degradación ocurre a una mayor tasa cuanto mayor es el valor de N_{FFT} .

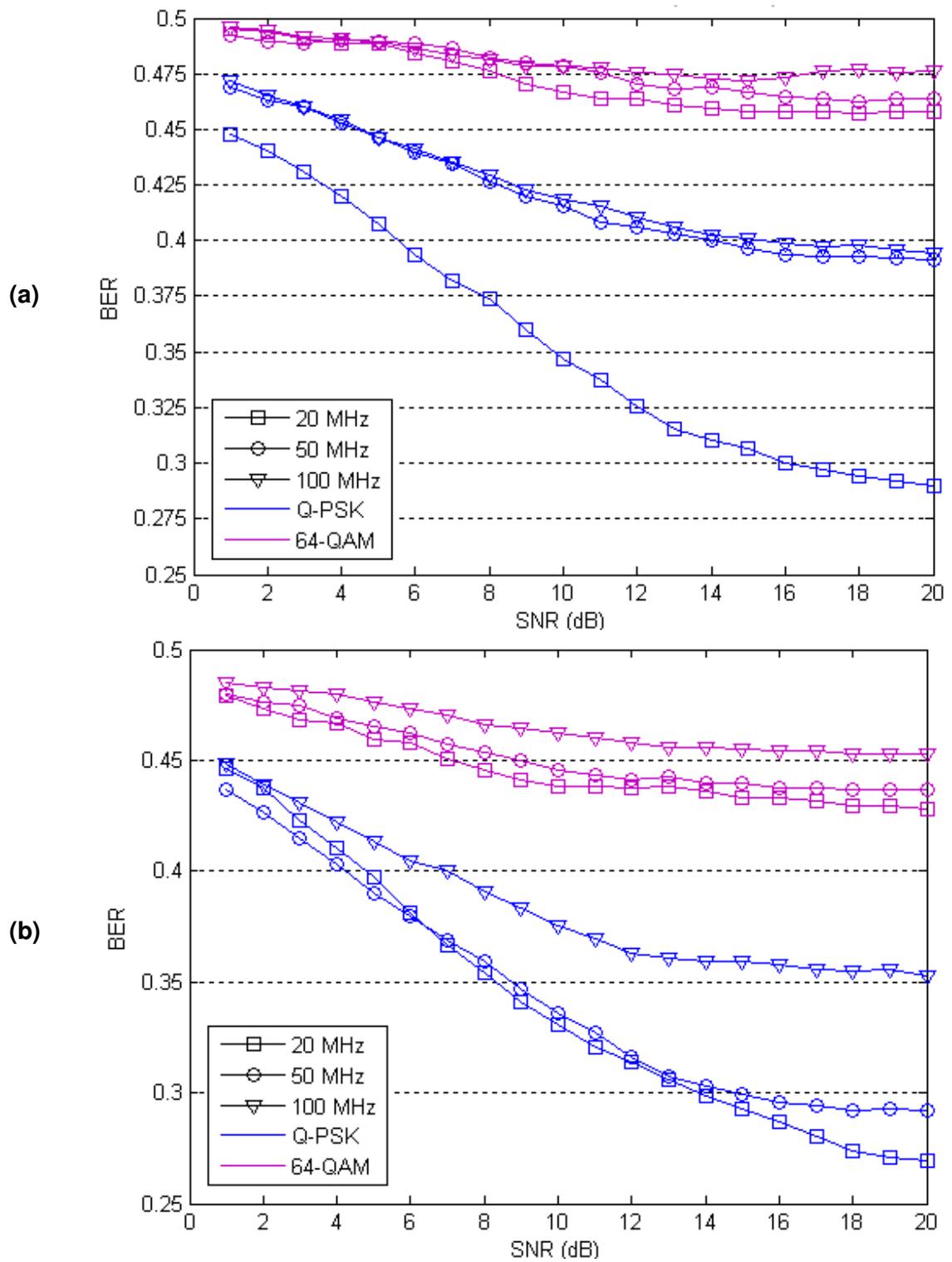


Figura 4.22 BER vs. SNR en un canal N-LOS con ecualizador, usando Q-PSK y 64-QAM con las 3 frecuencias de muestreo de prueba altas con (a) $N_{FFT}=64$, y (b) $N_{FFT}=256$.

El comportamiento de la degradación a la altura de los 10 MHz es verificable también en la serie 8 de simulaciones, tal como se muestra en la figura 4.22; donde además se observa que en presencia de mayor ruido blanco aditivo, la tendencias se mantienen, si bien son menos notorias.

La presencia de estos puntos de inflexión se deberán intentar explicar con los cambios que ocurren en las relaciones determinantes para los tipos de degradación que dominan sobre el canal modelado. Entonces será de utilidad remitirnos nuevamente a la tabla 4.8 y adicionalmente debemos considerar lo que sucede al comparar B_C con W , según lo descrito en 2.3.2.1 para las frecuencias evaluadas.

De esta forma, en cuanto a la forma en que la degradación hace su presencia en la región por sobre los 10 MHz, lo observado gráficamente coincide con los resultados mostrados en la tabla anterior. Y los picos en el BER que se presentan en la región de valores menor a 10 MHz, ciertamente coincide aproximadamente con los respectivos valores en que W iguala a B_C en cada caso; aunque lo que se esperaría en tales casos más bien sería todo lo contrario, pues es donde las condiciones que crean la degradación en teoría de anulan.

También cabe notar que las reglas que teorizan la degradación no se cumplen con la reciprocidad que se supone debería resultar al comparar las variables determinante en el tiempo (T_C , T_m) como las que son en frecuencia (B_D , B_C).

4.4 Sumario

Todas las simulaciones se desarrollaron controlándolas mediante código desde Matlab, y se dividieron en dos grandes grupos:

- Experimentos sobre el canal de desvanecimiento a gran escala, y
- Los experimentos sobre el canal de desvanecimiento a corta escala

Sobre el primer grupo se hicieron 3 tipos de mediciones:

- El *patrón de pérdidas medias*, donde se observó una gran dispersión, teniendo como valor medio la parte constante de los modelos caracterizados en la sección 2.3.1. Se comparó con el patrón de pérdidas medias del modelo de propagación en espacio libre para determinar la degradación en exceso con respecto a éste tanto para LOS, como para N-LOS.
- La *probabilidad de enlace*, que depende de los diferentes valores de umbral según lo recomendado para W-HUMAN en el estándar. Se tomó el mejor valor de umbral para el mejor caso y determinar las distancias en LOS y en N-LOS en el que se obtenga el 90% de probabilidad de enlace.
- El *porcentaje del área de cobertura*, que fija en virtud de la probabilidad de enlace cuál es el radio para el cual la celda tiene una determinada cobertura de usuarios. Se tomó una cobertura del 90% para evaluar los casos en LOS y N-LOS. Luego se ajustó esto a las limitantes encontradas en la regulación ecuatoriana en cuanto a las potencias de las emisiones.

En el segundo grupo se evaluó la variación en el sistema de las variables: modulación (entre B-PSK hasta 256-QAM), tipo de canal (AWGN, LOS y N-LOS), G y CP , frecuencia de muestreo (W). En su mayoría se varió SNR en un módulo AWGN adjunto al canal multitrayectoria. Las numerosas pruebas se desarrollaron a través de 10 series de simulaciones.

Previo al análisis de las series de simulaciones sobre el canal multitrayectoria modelado para desvanecimiento a corta escala, se probó la parametrización del modelo en sí a través de su respuesta al impulso. Determinando o comprobando experimentalmente algunas variables que definen la respuesta del canal, tales como T_m , T_C , B_D , B_C , σ_r .

Las series de simulaciones se analizaron agrupándose de acuerdo a las variables que evaluaban de manera más representativa:

- El *canal de pruebas*, es decir, el uso de los modelos del canal multitrayectoria LOS y N-LOS. Aquí se determinó la obligatoriedad del uso del ecualizador para N-LOS, así como también se descartó el canal AWGN para evaluación.
- El *uso del ecualizador*. Lo cual dio reiteración a lo determinado anteriormente, verificando su efecto a través del cambio en otras variables del sistema OFDM.
- La variación del estándar o del valor de N_{FFT} . Lo que incide directamente en el tamaño del símbolo. Entonces se empieza a revisar en que casos se hace preferible usar una longitud mayor o menor.
- La variación de la *modulación*. Donde básicamente se dividió el análisis entre las de menor orden (B-PSK y Q-PSK), y las de mayor orden (16-QAM, 64-QAM y 256-QAM). Asimismo se descartó el uso de alguno en ciertos casos. Muchos análisis reiteran observaciones surgidas en la evaluación de las anteriores variables.
- La *guarda* y el *prefijo cíclico*. Donde se contempló dos casos, cuando se usa el prefijo cíclico como guarda en tiempo, y cuando simplemente se deja en blanco esta parte de la trama, a lo que se denominó CP_{null} (prefijo cíclico nulo). Esto incluyó observar detenidamente el efecto del cambio en el tamaño del símbolo OFDM

en cuanto a la categoría de degradación en la que recae el sistema, de acuerdo a las relaciones entre las variables determinantes de la respuesta del canal tales como T_m , T_C , B_D y B_C .

- La *frecuencia del muestreo* o bien, el *ancho de banda de la señal OFDM* (W). Donde se da continuidad al análisis de los tipos de degradación en los que se recae de acuerdo a la longitud del símbolo OFDM, el cual se altera con esta variable. Se consideraron dos grupos de frecuencias de prueba: las más bajas que pertenecen a las frecuencias disponibles en el hardware, y las más altas que se contempló usar para someter al sistema a otros tipos de degradación.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Con las simulaciones realizadas para este proyecto de tesis y observando las gráficas obtenidas en el capítulo IV, podemos concluir lo siguiente:

Los equipos de larga distancia para ambientes con multitrayectoria, en especial N-LOS, deberán asegurar una recepción con una excelente sensibilidad.

La gran cantidad de dispersión evidencia la necesidad de usar un bloque AGC.

Descartar el uso del clásico patrón de pérdidas medias debidas a la trayectoria por espacio libre, a menos que se considere una sombra de desvanecimiento de al menos 25 dB para casos de ambientes LOS y 40 dB para N-LOS.

Se define que en cualquier caso los equipos no podrán asegurar una cobertura del 90% más lejos que 1.25 km. A 1 km, para el mejor de los casos (con canal LOS problemático y con la mayor sensibilidad), se asegura una cobertura del 95%.

La topología de la red de tipo celular que se utiliza para brindar el servicio se caracterizará por muchas celdas de máximo 2 Km de diámetro. Se espera como resultado de las mejoras recomendadas para la parte de RF que se aumente este diámetro de celda.

Las precisiones exigidas por la regulación ecuatoriana aseguran de manera automática una cobertura de 98%, variando el tamaño de la celda entre un radio de 170 m y 800 m, estando entre el caso extremo de NLOS hasta llegar al caso de LOS problemático. La probabilidad de enlace en el mismo sentido varía entre el 93% y 95%.

El valor de dispersión del retardo RMS (σ_τ) calculado de 413 ns, cómo se previó, corresponde a LOS, y se desplazó hacia valores alrededor de 720 ns en N-LOS, debido a la ausencia del componente especular.

El valor de T_m se desliza exactamente entre los dos últimos componentes más débiles del canal B, entre los casos LOS y N-LOS. Es así que T_m es aproximadamente 2,30 μs para LOS y 3,70 μs para N-LOS, obedeciendo al modelo propuesto.

Del análisis de la función de correlación espacio-frecuencia ($|R(\Delta f)|$), se acepta que se deben tratar dos relaciones distintas entre el ancho de banda de coherencia (B_c) y la dispersión del retardo RMS σ_τ :

- $B_c \approx \frac{1}{0.5\sigma_\tau}$, para LOS, con un umbral de 0,8
- $B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau}$, para N-LOS, umbral de 0,75, coincide con ecuación (2.16).

De acuerdo a esto, $B_c \approx 4,84$ MHz en LOS y para N-LOS $B_c \approx 2,78$ MHz.

Para ambientes N-LOS es necesario el uso de ecualización, pues sin él la comunicación es improbable. Se obtiene que en este caso hay una mejor respuesta con respecto al BER usando N_{FFT} más pequeños. También se

debe descartar el uso de modulaciones superiores a 16-QAM en el ambiente N-LOS.

En ambientes LOS se mejora la respuesta con respecto a BER usando N_{FFT} más grande; donde también es factible el uso de los modos de codificación más altos, y se debe considerar para mejorar el rendimiento del sistema.

El sistema está diseñado para funcionar precisamente en ambientes multitrayectoria.

En ambiente N-LOS con ecualizador se concluye que mientras más grande sea el tiempo de guarda (G) se consigue reducir el BER.

En un ambiente real se daría lo que en las simulaciones es los niveles más bajos de SNR, visto esto, se tiene levemente una mejor respuesta con el uso de prefijo cíclico.

En vista de que siempre $W > B_D$, se concluye que el sistema con el canal modelado tiene desvanecimiento plano y lento. Sin embargo para anchos de banda mucho más grandes (por ejemplo a partir de 50 MHz) se puede caer en la categoría de desvanecimiento selectivo en frecuencia. En tal caso el papel de la longitud de N_{FFT} más el del CP es determinante para evitar este tipo de degradación, pues para que el canal tenga una respuesta plana se requiere un símbolo OFDM más largo.

Analizando BER en función de frecuencia, en la zona por sobre los 10 MHz la degradación aumenta a una tasa mayor a medida que la frecuencia muestreo es mayor cuanto menor es el valor de N_{FFT} y G .

En la zona por debajo de los 10 MHz, se presentan picos en la degradación de la señal justamente cuando $B_C \approx W$. Esto implica la presencia de un tipo particular de degradación bajo esta condición, que no está necesariamente contemplado en la teoría cubierta como base la cual indica una situación totalmente opuesta, que sin embargo, de manera general si se cumple en LOS donde la degradación luego de esto aumenta en virtud de una menor frecuencia de muestreo, pero en N-LOS no existen suficientes muestras para corroborar lo mismo.

Recíprocamente, en la zona de frecuencias bajas la tasa de cambio de la degradación vista en forma de BER, en función de la frecuencia, es mayor tanto es menor el valor de N_{FFT} . Es decir, que a estas frecuencia bajas se hace conveniente usar valores de N_{FFT} (o longitud de símbolo OFDM) más pequeños. Principalmente en N-LOS, donde se da la mayor diferencia. Esto se concluye de las observaciones realizadas en la sección 4.3.2.6.

El sistema no se considera terminado, pero gracias a la estrictísima modularidad con la que fue construido permite la inserción de cuantas nuevas características se requiera para nuevas etapas de desarrollo. Podemos mencionar entre éstas la inclusión de etapas de entrelazado, codificación y recuperación de errores, modulación adaptable, etc.; tecnologías explicadas en la sección 1.2.

De igual manera, estudios posteriores usando nuevos modelamientos (o anteriores si se quiere) pueden valerse del sistema ya desarrollado. Y probablemente esa será la tendencia dentro del grupo de investigación.

La especificaciones de fabricantes pueden superar lo que recomienda el estándar lo cual implica poder tener celdas más grandes, o bien, mejores probabilidades de enlace y coberturas. Para estudios de campo se

recomienda rehacer las simulaciones modelando las curvas específicas de acuerdo a las especificaciones del equipo que se use.

Queda como parte de los trabajos futuros el hacer mediciones de potencia recibidas a similares distancias con el transceptor ya dotado de la parte de RF que se encuentra actualmente en desarrollo, o bien, adquirir el equipamiento móvil necesario para usar las celdas que ya se han implementado localmente, y luego, con dichos datos realizar las respectivas regresiones lineales para verificar la validez del modelo para nuestro medio o bien, para proponer los cambios que se consideraren adecuados. Y entonces, de igual manera volver a someter con dichos cambios al sistema tanto a las simulaciones como a las mediciones físicas.

En el estudio a pequeña escala, aunque los resultados siguen el modelo de manera general se dan de acuerdo a lo esperado, hay comportamientos no previstos como la degradación de ciertas componentes de la multitrayectoria que se suponen deben ser más potentes. Esto supone una falla en cuanto a como el modelo simulado (descrito en la sección 3.3) reproduce al modelo matemático (presentado y desarrollado en las secciones 2.3 y 2.4), pero también puede atribuirse a la falta de resolución de ciertas componentes de parte de la simulación. Por esto se recomienda estudiar el modelo o demás modelos semejantes que se desarrollen también en herramientas donde la estructura matemática del modelo sea más manipulable y accesible tal como el código en Matlab.

Por conveniencia se usó solo $W=54$ MHz para evaluar los parámetros del canal (como se explica en la sección 4.3.1, en su introducción), sin embargo, sería muy recomendable hacer pruebas similares a mayores anchos de banda, para lo cual se debe usar un esquema corregido, que tenga memoria

entre tramas, pues el modelo de Simulink utilizado no considera remanente alguno de las réplicas de la trama anterior, lo que constituye un limitante.

Se recomienda insistir en el cálculo de las relaciones que determinan la multitrayectoria, en especial en la manera en que la presencia del 5% de probabilidad de no presencia de ninguno de los dos canales (A y B) afecta este cálculo.

En particular para N-LOS, se recomienda usar códigos convolucionales y entrelazado para lograr mejores respuestas del sistema en este ambiente.

Al hacer el análisis en frecuencia de la degradación (hecho en la sección 4.3.2.6), la teoría no coincide completamente (según lo descrito en la sección 2.3.2). Y es que no se halla alguna razón clara para que la degradación mínima se de alrededor de los 10 MHz. Esto se debería a que el concepto de T_{SYM} que se trata en la teoría de base dista del T_{SYM} que se maneja en OFDM. Vista como el inverso de la frecuencia de muestreo (véase ecuación (1.27)), se lo usa para una señal mas bien tipo monoportadora, pero en cambio aquí está definido también por N_{FFT} y G , y tratándose de una señal multiportadora (véase ecuación (1.21)). Por esto es recomendable revisar los conceptos una vez que se proceda con la experimentación para la toma de valores medidos para los cálculos de los diversos parámetros determinantes de la degradación (T_m , T_C , B_D , B_C , σ_T).

GLOSARIO

4G	Cuarta Generación (en sistemas de comunicaciones personales)
v	<i>Doppler Shift</i> Desviación Doppler
σ	Desviación estándar (de la sombra de desvanecimiento)
σ_{τ}	<i>RMS delay spread</i> Valor RMS de la dispersión del retardo
A	Amplitud pico de la componente LOS de una señal multitrayectoria
AAS	<i>Adaptive Antena System</i> Sistema de Antena Adaptable
ADC	<i>Analogical to Digital Converter</i> Convertidor Analógico a Digital
ADSL	<i>Asymmetric Digital Subscriber Line</i> Línea Digital del Suscriptor Asimétrica
AFE	<i>Analogical Front-End</i> Terminación Analógica (de un dispositivo)
AGC	<i>Automatic Gain Control</i> Control Automático de Ganancia
AMP	Amplificador de Potencia
ARQ	<i>Automatic Repeat Request</i> Solicitud de Repetición Automática
ARQF	<i>Automatic Repeat Request with Fragmentation</i> Solicitud de Repetición Automática con Fragmentación
ATM	<i>Asynchronous Transfer Mode</i> Modo de Transferencia Asíncrono
ATT	Atenuador Variable
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i> Ruido Blanco Gaussiano Aditivo
B_c	<i>Coherence Bandwidth</i> Ancho de banda de coherencia
B_D	<i>Doppler Spread</i> Dispersión Doppler
B-PSK	<i>Binary-Phase Shift Keying</i> Modulación por Desplazamiento Binario de Fase
COFDM	<i>Coded Orthogonal Frequency Division Modulation</i> Modulación por División Ortogonal de Frecuencias Codificada
CP	<i>Cyclic Prefix</i> Prefijo Cíclico
CPLD	<i>Complex Programmable Logic Device</i> Dispositivo Lógico Programable Complejo
DAB	<i>Digital Audio Broadcasting</i> Transmisión de Audio Digital
DAC	<i>Digital to Analogical Converter</i> Convertidor Analógico a Digital
dB	Decibelios
DC	<i>Direct Current</i> Corriente Directa
DCC	<i>Direct Current Control</i> Control de Corriente Continua

DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i> Transformada Discreta de Fourier
DR	<i>Data Rate</i> Tasa de Datos
DSL	<i>Digital Line Subscriber</i> Línea Digital del Suscriptor
DSP	<i>Digital Signal Processing</i> Procesamiento Digital de Señales
DTFT	<i>Discrete-Time Fourier Transform</i> Transformada de Fourier en Tiempo Discreto
DVB-T	<i>Digital Video Broadcasting-Terrestrial</i> Transmisión de Video Digital-Terrestre
EIRP	<i>Equivalent Isotropically Radiated Power</i> Potencia Equivalente Irradiada Isotrópicamente
ETSI	<i>European Technology Standardisation Institute</i> Instituto Europeo de Estandarización de Tecnología
f_d	<i>Maximum Doppler Shift</i> Máxima Desviación Doppler
FD	<i>Frequency Diversity</i> Diversidad en Frecuencia
FDD	<i>Frequency Division Duplex</i> Duplexación por División de Frecuencia
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i> Multiplexaje por División de Frecuencias
FEC	<i>Forward Error Correction</i> Corrección del Siguiente Error
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> Transformada Rápida de Fourier
FHSS	<i>Frequency Hopping Spread Spectrum</i> Espectro Ensanchado con Salto en Frecuencia
FLASH-OFDM	<i>Fast Low-latency Access with Seamless Handoff OFDM</i> OFDM de Acceso Rápido y de Baja Latencia con Handoff Uniforme
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i> Arreglo de Compuertas Programables de Campo
f_s	<i>Sampling Frequency</i> Frecuencia de Muestreo
G	Número de muestras que usa el intervalo de guarda en OFDM
GI	<i>Guard Interval</i> Intervalo de Guarda o Tiempo de Guarda
HDL	<i>Hardware Description Language</i> Lenguaje de Descripción de Hardware
HF	<i>High Frequency</i> Alta Frecuencia
HIPERLAN/2	<i>High Performance Radio Local Area Network, version 2</i> Red de Radio de Área Local de Alto Rendimiento, versión 2
HIPERMAN	<i>High Performance Radio Metropolitan Area Network</i> Red de Radio de Área Metropolitana de Alto Rendimiento
HUMAN	<i>High-Speed Unlicensed Metropolitan Area Network</i> Red de Área Metropolitana No licenciada de Alta Velocidad
Hz	<i>Hertzios</i>
$I_0(\bullet)$	Función modificada de Bessel de la primera clase y de orden cero
I	<i>In-Phase (Channel)</i> (Canal) En Fase
I/Q	<i>In-Phase/In-Quadrature (Keying)</i> (Modulación) En Fase/En Cuadratura
IC	<i>Interference Cancelling</i>

	Cancelación de Interferencia
ICI	<i>Inter-Channel Interference</i> Interferencia Intercanal
iDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i> Transformada Discreta de Fourier Inversa
IEEE	<i>Institute of Electronics and Electric Engineers</i> Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos
IF	<i>Intermediate Frequency</i> Frecuencia Intermedia
iFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i> Transformada Rápida de Fourier Inversa
ISE	<i>(Xilinx's) Integrated Software Environment</i> Ambiente de Software Integrado (de Xilinx)
ISI	<i>Inter-symbolic Interference</i> Interferencia Intersimbólica
$J_0(\bullet)$	Función de Bessel de la primera clase y de orden cero
JPDF	<i>Jakes Probability Density Function</i> Función de Densidad Probabilística de Jakes
K	Factor de Rice
LO	<i>Local Oscillator</i> Oscilador Local
LAN	<i>Local Area Network</i> Red de Área Local
MATLAB	<i>MATrix LABoratory</i> Laboratorio de Matrices
MBWA	<i>Mobile Broadband Wireless Access</i> Acceso Móvil Inalámbrico de Banda Ancha
MIMO	<i>Multiple Input/Multiple Output</i> Múltiples Entradas y Múltiples Salidas
MISO	<i>Multiple Input/Single Output</i> Múltiples Entradas y una Sola Salida
MMSE	<i>Minimum Mean Square Error</i> Errores Medios Mínimos Cuadrados
MODEM	<i>Modulator/Demodulator</i> Modulador/Demodulador
M-QAM	<i>M'ary-Quadrature Amplitude Modulation</i> Modulación 'M'aria por Amplitud en Cuadratura
N_{FFT}	Número de Muestras que usa la FFT e iFFT
N-LOS	<i>No-Line of Sight</i> Sin Línea de Vista
ns	Nanosegundos
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Modulation</i> Modulación por División Ortogonal de Frecuencias
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i> Acceso Múltiple por División de Frecuencias Ortogonales
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i> Relación de Potencia Pico a Promedio
PDF	<i>Probability Density Function</i> Función de Densidad Probabilística
PIC	<i>Parallel Interference Cancelling</i> Cancelación de Interferencia en Paralelo
PLC	<i>Power Line Communications</i> Comunicaciones en Líneas de Poder
PN	<i>Pseudo-Noise (Codes)</i> (Códigos) Pseudoaleatorios

PSD	<i>Power Spectral Density</i> Densidad Espectral de Potencia
Q	<i>In Quadrature (Channel, Component)</i> (Canal, Componente) En Cuadratura
Q-PSK	<i>Quaternary-Phase Shift Keying</i> Modulación por Desplazamiento Cuaternario de Fase
RF	<i>Radio-Frequency</i> Radiofrecuencia
RMS	<i>Root Mean Square</i> Raíz de la Media al Cuadrado
SC	<i>Single Carrier (Communications System)</i> (Sistema de Comunicaciones) Monoportadora
SD	<i>Spatial Diversity</i> Diversidad Espacial
SDR	<i>Software Defined Radio</i> Radio Implementada por Software
SIC	<i>Successive Interference Cancelling</i> Cancelación de Interferencia Sucesiva
SIMO	<i>Single Input/Multiple Output</i> Una Sola Entrada y Múltiples Salidas
SINR	<i>Signal to Interference plus Noise Ratio</i> Relación Señal a Ruido más Interferencia
SISO	<i>Single Input/Single Output</i> Una Sola Entrada y una Sola Salida
STC	<i>Space-Time Coding</i> Codificación en Espacio-Tiempo
SUI	<i>Stanford University Interim (Channel Models)</i> (Modelos de Canal) Interinos de la Universidad de Stanford
T_c	<i>Coherence Time</i> Tiempo de Coherencia
TCXO	<i>Temperature Compensated Crystal Oscillator</i> Cristal Oscilador Termocompensado
TD	<i>Time Diversity</i> <i>Diversidad en el Tiempo</i>
TDD	<i>Time Division Duplex</i> Duplexación por División en Tiempo
TE	<i>Test Environment</i> Ambiente de Pruebas
T_g	<i>Guard Time</i> Período de Guarda
T_m	<i>Maximum Excess Delay Time</i> Tiempo Máximo de Exceso de Retardo
T_s	<i>Sampling Time</i> Período de Muestreo
T_{sym}	<i>Symbol Time</i> Período de Símbolo
T_u	Tiempo Útil del Símbolo OFDM
TV	Televisión
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications System</i> Sistema Universal de Telecomunicaciones Móviles
UTRA	<i>UMTS Terrestrial Radio Access</i> Acceso de Radio Terrestre para UMTS
VGA	<i>Variable Gain Amplifier</i> Amplificador de Ganancia Variable
VLSI	<i>Very Large Scale of Integration (Circuits)</i> (Circuitos de) Muy Larga Escala de Integración

V-OFDM	<i>Vector-Orthogonal Frequency Division Modulation</i> Modulación por División Vector-Ortogonal de Frecuencias
W	<i>Bandwidth</i> Ancho de Banda
W	<i>Twiddle Factor</i> Factor de Giro
WAND	<i>Wireless ATM Network Demonstrator</i> Demostrador de Redes Inalámbricas ATM
WiFi	<i>Wireless Fidelity</i> Fidelidad Inalámbrica
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access (Standard)</i> (Estándar de) Interoperabilidad Mundial para Acceso por Microondas
WLAN	<i>Wireless Local Area Networks</i> Redes de Área Local Inalámbricas
WMAN	<i>Wireless Metropolitan Area Network</i> Red de Área Metropolitana Inalámbrica
X_{σ}	<i>Shadow Fading</i> Sombra de Desvanecimiento
xDSL	Sigla genérica para toda la familia de tecnologías de DSL

BIBLIOGRAFÍA

1. WESTE, N. y SKELLERN, D.J., *VLSI for OFDM*, IEEE Communications Magazine. Octubre 1998, pp. 127 – 131.
2. *Second Generation High-Capacity Broadband Wireless Solutions*, Redline Communication Inc., 2003.
3. RIERA SALÍS, J. M., *Sistema de Radiodifusión*, Radiocomunicaciones (4^º - Plan 94). Mayo 2001.
4. BANSAL, P. y BRZEZINSKI, A., *Adaptive Loading in MIMO-OFDM Systems*, Stanford University, CA, EUA. Diciembre 13, 2001.
5. YUAN, N., *An Equalization Technique for High Rate OFDM Systems*, University of Saskatchewan, Canada. Diciembre 2003.
6. KOFFMAN, I. y ROMAN, V., *Broadband Wireless Access Solutions Based on OFDM Access in IEEE 802.16*, IEEE Communications Magazine. Abril 2002, pp. 96 – 103.
7. GUAN, Y.L., SONG, Z., ZHANG, K., MENG, H. y WANG, Y., *Statistical Bit-Loading and Power-Control for OFDM Systems with Unequal Subcarrier Fading Distributions*, Nanyang Technological University, Singapore. International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing, UK. Julio 2002.
8. *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*, Wikipedia: <http://en.wikipedia.org/wiki/OFDM>, Wikimedia Foundation. Mayo 30 del 2007.
9. HRASNICA, H., HAIDINE, A. y LEHNERT, R., *Broadband Powerline Communications Networks – Network Design*, Dresden University of Technology, Alemania. John Wiley & Sons Ltd, Inglaterra, 2004.
10. OLSON, M., *A Rapid Prototype of an IEEE802.11a Synchronizer*, Linköping University, Linköping, Suecia. Noviembre 13, 2002.

11. EKLUND, C., MARKS, R.B., STANWOOD, K.L. Y WANG, S., *IEEE 802.16 A Technical Overview of the WirelessMANTM Air Interface for Broadband Wireless Access*, IEEE Communications Magazine. Junio 2002. pp. 98-107.
12. *IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks; Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems (IEEE Std. 802.16-2004)*, IEEE, Nueva York, NY, EUA. Octubre 1, 2004.
13. LINDNER, D.K., *Introduction to Signals and Systems*, WBC/McGraw-Hill, International Editions 1999, Singapur. Capítulos 7, 17, 19 y 20.
14. ELALI, T.S., *Discrete Systems and Digital Signal Processing with MATLAB*, CRC Press, 2000, Boca Ratón, FL, EUA.
15. *DSP Application Note: Fast Fourier Transform (DSP24)*, Rev. 1.5, DSP Architectures, Vancouver, Canada.
16. LAWREY, E., *The Suitability Of OFDM As A Modulation Technique For Wireless Telecommunications, With A CDMA Comparison*, James Cook University. Segunda Edición, 2001.
17. JUNG-YEOL OH, JAE-SANG CHA, SEONG-KWEON KIM y MYOUNG-SEOB LIM, *Implementation of Orthogonal Frequency Division Multiplexing Modem Using Radix-N Pipeline Fast Fourier Transform (FFT) Processor*, Japan Society of Applied Physics, Japan Journal of Applied Physics, 2003, Vol. 42.
18. LANG, S., RAO, R.M. , y DANESHRAJ, B., *Design and Development of a 5.25 GHz Software Defined Wireless OFDM Communication Platform*, IEEE Communications Magazine. Junio 2004. pp. S6-S12.
19. SAMPATH, H., TALWAR, S., TELLADO, J., ERCEG, V. y PAULRAJ, A., *A Fourth-Generation MIMO-OFDM Broadband Wireless System: Design, Performance, and Field Trial Results*, IEEE Communications Magazine. Septiembre 2002. pp. 143-149.
20. HARADA, H., PRASAD, R., *Simulation and Software Radio for Mobile Communications*, Artech House. Boston, Londres, 2002.

21. WOUTERS, M., VANWIJNSBERGHE, G., VAN WESEMAEL, P., TOM HUYBRECHTS, T., THOEN, S., *Real Time Implementation on FPGA of an OFDM based Wireless LAN modem extended with Adaptive Loading*, IMEC-DESICS, Heverlee, Belgium. Proceedings European Solid-State Circuit Conference – ESSCIRC. Septiembre 23 al 27, 2002. pp. 531-534.
22. YANG, H., *A Road to Future Broadband Wireless Access: MIMO-OFDM-Based Air Interface*, IEEE Communications Magazine. Enero 2005. pp. 53-60.
23. GESBERT, D., HAUMONTÉ, L., BÖLCSKEI, H., KRISHNAMOORTHY, R. y PAULRAJ, A.J., *Technologies and Performance for Non-Line-of-Sight Broadband Wireless Access Networks*, IEEE Communications Magazine. Abril 2002. pp. 86-95.
24. CYRUS J., *Implementation of an OFDM Transceiver using an SDR Platform*, Spectrum Signal Processing Inc., Wireless Design & Development Magazine <<http://www.wirelessdesignmag.com/>>. Julio 7, 2002.
25. ALEXIOU, A., y HAARDT, M., *Smart Antenna Technologies for Future Wireless Systems: Trends and Challenges*, IEEE Communications Magazine. Septiembre 2004. pp. 90-97.
26. *Xilinx: The Programmable Logic Company* <<http://www.xilinx.com/>>, Xilinx Inc., San José, CA, EUA.
27. PÉREZ LÓPEZ, S.A., SOTO CAMPOS, E., FERNÁNDEZ GÓMEZ, S., *Diseño de Sistemas Digitales con VHDL*, International Thomson Editores Spain Paraninfo, S.A., Primera Edición, Madrid, España, 2002.
28. *Wimax Home* <<http://www.wimaxforum.org/>>. Wimax Forum © 2007.
29. *Supplement to IEEE Standard for Information Technology – Telecommunications and Information Exchange Between Systems – Local and Metropolitan Area Networks; Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications; High*

- Speed Layer in the 5 GHz Band (IEEE Std. 802.11a-1999 R2003, Supplement to IEEE Std. 802.11-1999).* IEEE-SA Standards Board, Piscataway, NJ, EUA. Junio 11, 2003.
30. NEMER, F., *Canales de desvanecimiento en sistemas Fijos Inalámbricos: efectos de OFDM*, Programa VLIR-ESPOL Componente 8, Subcomponente Telecomunicaciones, a ser publicado.
 31. SKLAR, B., *Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems, Part I: Characterization*, IEEE Communications Magazine. Julio 1997. pp. 90-100.
 32. HATA, M., *Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services*, IEEE Transactions on Vehicular Technology. Agosto 1980. pp. 317-325.
 33. ANDERSEN, J.B., RAPAPORT, T.S., *Propagation Measurements and Models for Wireless Communications Channels*, IEEE Communications Magazine. Enero 1995. pp. 42-49.
 34. ERCEG, V., HARI, K.V.S., SMITH, M.S. y otros, *Channel Models for Fixed Wireless Applications*, IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group <<http://ieee802.org/16>>. Disponible en: <http://www.wirelessman.org/tg3/contrib/802163c-01_29r4.pdf>. Julio 17, 2001.
 35. ERCEG, V., GREENSTAIN, L.J., TJANDRA, S.Y. y otros, *An Empirically Based Path Loss Model for Wireless Channels in Suburban Environments*, IEEE Journals in Selected Areas on Communications. Julio 1999. pp. 1205-1211.
 36. PROAKIS, J.G. y SALEHI, M., *Communication Systems Engineering*, Prentice Hall PTR. Segunda Edición, 2002. Cap.10.
 37. FUNG, V., RAPPAPORT, T.S., y THOMA, B., *Bit Error Rate Simulation for $\pi/4$ DQPSK Mobile Radio Communications using Two-ray and Measurement-based Impulse Response Models*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications. Abril 1993. pp. 393-405.

38. TRINKWON, D., *TG3 Channel Model – Protested Status and Voting*, IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group <<http://ieee802.org/16>>. Disponible en: <www.ieee802.org/16/tg3/contrib/802163c-01_70.pdf>. Julio 2, 2001.
39. *Draft 802.20 Permanent Document: Channel Models for IEEE 802.20 MBWA System Simulations*, Mobile Broadband Wireless Access (MBWA) Working Group <<http://grouper.ieee.org/groups/802/20/>>. Disponible en <<http://www.ieee802.org/20/Contribs/C802.20-03-70.doc>>. Julio 15, 2003.
40. *Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Selection procedures for the choice of radio transmission technologies of the UMTS (UMTS 30.03 version 3.2.0)*, ETSI. Documento TR 101 112 V3.2.0. Abril 1998.
41. RAPPAPORT, T.S., *Wireless Communications: Principles & Practice*, Prentice Hall PTR. New Jersey, NJ, EUA. Julio 1999.
42. KOSTOV, N., *Mobile Radio Channels Modeling in MATLAB*, Radioengineering <<http://www.urel.feec.vutbr.cz/RADIOENG/>>. Vol. 12, No. 4. República Checa. Diciembre 2003.
43. PÄTZOLD, M., KILLAT, U., LI, Y., y LAUE, F., *Modeling, Analysis, and Simulation of Nonfrequency-Selective Mobile Radio Channels with Asymmetrical Doppler Power Spectral Density Shapes*, IEEE Transactions On Vehicular Technology, Vol. 46, No. 2. Mayo 1997.
44. DURGIN, G.D., *Theory Of Stochastic Local Area Channel Modeling For Wireless Communications*, Blacksburg, Virginia, EUA. Diciembre 2000.
45. SARAJEDINI, A., KELLY, P., BRANLUND, D. y SCHWARTZ, R., *802.16 Issues With Previously Proposed Channel Models For Broadband Fixed Wireless Applications*, IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group <<http://ieee802.org/16>>. Disponible en <www.ieee802.org/16/tg3/contrib/802163c-01_26.pdf>. Enero 19, 2001.

46. SKLAR, B., *Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part II: Mitigation*, IEEE Communications Magazine. Julio 1997. pp. 102-109.
47. *IEEE Standard for Information Technology – Telecommunications and Information Exchange Between Systems – Local and Metropolitan Area Networks; Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications; Amendment 4: Further Higher Data Rate Extension in the 2,4 GHz Band (IEEE Std. 802.11g™-2003)*. IEEE-SA Standards Board, Nueva York, NY, EUA. Junio 12, 2003.
48. *IEEE Standard for Information Technology – Telecommunications and Information Exchange Between Systems – Local and Metropolitan Area Networks; Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications; Amendment 7: 4.9 GHz–5 GHz Operation in Japan (IEEE Std. 802.11j™-2004)*. IEEE-SA Standards Board, Nueva York, NY, EUA. Septiembre 23, 2004.
49. *Mobile Broadband Wireless Access (MBWA) Working Group – Home Page* <<http://grouper.ieee.org/groups/802/20/>>. Establecido en diciembre 2002.
50. DABNEY, J.B. y HARMAN T.L., *Mastering Simulink*, University of Houston-Clear Lake, Pearson-Prentice Hall, Upper Saddle, NJ, USA. 2004.
51. *Registro Oficial No. 143, Año I*. Administración del Sr. Dr. Alfredo Palacios González, Presidente Constitucional de la República. PUDELECO Editores S.A. Quito, Ecuador. Noviembre 11, 2005.
52. *Instructivo Formularios de Concesión de Frecuencias*. Secretaría Nacional de Telecomunicaciones del Ecuador <<http://www.conatel.gov.ec>>. Disponible en <http://www.conatel.gov.ec/website/servicios/serv_varios/formularios/Instructivo.pdf>

53. *Glosario de Términos y Definiciones de Radiaciones No Ionizantes*. Superintendencia de Telecomunicaciones del Ecuador <<http://www.supertel.gov.ec>>. Página: <<http://www.supertel.gov.ec/radiaciones/paginas/glosario.htm>>
54. *Redmax SU-O Product Overview*. Redline Communications <<http://www.redlinecommunications.com>>. Disponible en <http://www.redlinecommunications.com/news/resourcecenter/productinfo/Redmax_SUO.pdf>.
55. BETTANCOURT, R., CARRASCO, H., FEICK, R., *Medición del Ancho de Banda de Coherencia y Dispersión Temporal en la Banda de 2.4 GHz en Ambientes Interiores*. Revista de la Facultad de Ingeniería, Universidad de Tarapacá <<http://www.scielo.cl/revistas/rfacing/eaboutj.htm>>. Chile, vol. 13, no. 3, 2003. pp. 30-37. Disponible en <<http://www.scielo.cl/pdf/rfacing/v13n3/art05.pdf>>