

**EVALUACIÓN Y ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO EN EL NIVEL FÍSICO PARA
REDES DE ÁREA LOCAL INALÁMBRICAS (WLAN) IEEE 802.11g**



**John Jairo López Garcés
Roberto Carlos Esguerra**

**Universidad del Cauca
Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones
Departamento de Telecomunicaciones
Grupo de Radio e Inalámbricas-GRIAL
Popayán
2009**

**EVALUACIÓN Y ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO EN EL NIVEL FÍSICO PARA
REDES DE ÁREA LOCAL INALÁMBRICAS (WLAN) IEEE 802.11g**



**Trabajo final de grado presentado como requisito
Para optar al título de
Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones**

**John Jairo López Garcés
Roberto Carlos Esguerra**

**Director
Víctor Manuel Quintero Flórez**

**Universidad del Cauca
Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones
Departamento de Telecomunicaciones
Grupo de Radio e Inalámbricas-GRIAL
Popayán
2009**

TABLA DE CONTENIDO

1. MARCO TEÓRICO	3
1.1. ESTÁNDAR IEEE 802.11	3
1.2. DESCRIPCIÓN DEL NIVEL FÍSICO IEEE 802.11	6
1.3. NIVEL FÍSICO 802.11G	8
1.3.1. ERP-OFDM	9
1.3.2. Subniveles PLCP Y PMD	9
1.4. COMPARACIÓN CON OTRAS TECNOLOGÍAS INALÁMBRICAS DE ÁREA LOCAL	16
1.4.1. IEEE 802.11a	16
1.4.2. HiperLAN/2	17
1.4.3. Home RF	18
2. MODELADO	19
2.1. FORMULACIÓN DEL PROBLEMA Y PLAN DE ESTUDIOS	19
2.1.1. Adquisición de información sobre el funcionamiento del sistema.	19
2.1.2. Fines de la simulación	22
2.1.3. Formulación de los objetivos de la simulación	22
2.2. RECOLECIÓN Y PROCESAMIENTO DE DATOS	22
2.2.1. Transmisor	22
2.2.1.5. Modelo del Canal	30
2.2.1.6. Receptor	31
2.3. MODELO DE SIMULACIÓN	34
2.3.1. Modelo de Simulación: Transmisor	35
2.3.2. Modelo de Simulación: Modelo de Canal	46
2.3.3. Modelo de Simulación: Receptor	46
2.4. EVALUACIÓN DEL MODELO	51
2.4.1. Chequeo de variables	51
2.4.2. Complejidad resultante de cada objeto (procesos)	51
2.4.3. Evaluación de los objetivos	51
2.4.4. Complejidad del proyecto	52

3. ANALISIS DE RESULTADOS	53
3.1. SEÑAL DE PRUEBA (INFORMACIÓN)	53
3.2. RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN	53
3.2.1. Escenario 1. Efecto del ruido Gaussiano blanco aditivo (AWGN)	53
3.2.2. Escenario 2. Efecto de la multitrayectoria	69
4. RED PUNTO A PUNTO IEEE 802.11G	82
4.1. CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DE LOS EQUIPOS UTILIZADOS	83
4.2. PLAN DE PRUEBAS	84
4.2.1. Escenario 1: interior	85
4.2.2. Escenario 2: exterior	87
4.3. RELACIÓN DE LOS RESULTADOS PRÁCTICOS CON LOS OBTENIDOS EN LA SIMULACIÓN	89
4.3.1. Escenario 1: interior	90
4.3.2. Escenario 2: exterior	91
5. CONCLUSIONES, RECOMENDACIONES Y TRABAJOS FUTUROS	93
5.1. CONCLUSIONES	93
5.2. RECOMENDACIONES	93
5.3. TRABAJOS FUTUROS	94
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	95

INDICE DE TABLAS

Tabla 1.1	Velocidad de transmisión Vs. distancia.	5
Tabla 1.2	Frecuencia por canal.	6
Tabla 1.3	Parámetros generales nivel físico.	9
Tabla 1.4	Modulación y velocidad de transmisión del campo de datos.	12
Tabla 1.5	Factor de normalización según el esquema de modulación.	16
Tabla 3.1	Desempeño del canal AWGN.	66
Tabla 3.2	Valor de E_b/N_0 para diferentes valores de dispersión temporal.	80
Tabla 4.1	Especificaciones técnicas enrutador ENCORE ENHWI-G3.	83
Tabla 4.2	Especificaciones técnicas tarjeta inalámbrica ATHEROS AR5006X.	83
Tabla 4.3	Atenuación de la señal en interiores dada por la ITU-R.	85

INDICE DE FIGURAS

Figura 1.1	Red de área local inalámbrica.	3
Figura 1.2	Logo alianza Wi-Fi.	3
Figura 1.3	Velocidad de dato Vs. distancia.	4
Figura 1.4	Canales 802.11g.	5
Figura 1.5	Familia IEEE 802 y su relación con el modelo OSI.	6
Figura 1.6	Nivel físico IEEE 802.11.	7
Figura 1.7	Proceso de transmisión.	10
Figura 1.8	Formato de la trama PDU.	10
Figura 1.9	Preámbulo PLCP.	11
Figura 1.10	Campo señal.	11
Figura 1.11	Campo datos.	12
Figura 1.12	Codificador convolucional.	14
Figura 1.13	Patrones de perforado. a) 3/4, b) 2/3.	14
Figura 1.14	Constelación de bits de codificación BPSK, QPSK y 16 QAM	16
Figura 1.15	Canalización en la banda de 5 GHz.	17
Figura 2.1	Estructura todo – parte del generador de información.	23
Figura 2.2	Estructura todo – parte del formato PDU.	23
Figura 2.3	Estructura todo – parte del codificador – entrelazador.	24
Figura 2.4	Estructura todo – parte del modulador.	24
Figura 2.5	Estructura todo – parte de la inserción de la señal piloto.	24
Figura 2.6	Estructura todo – parte del conversor serie a paralelo.	25
Figura 2.7	Estructura todo – parte de la transformada inversa rápida de Fourier.	25
Figura 2.8	Estructura todo – parte del conversor paralelo a serie.	25
Figura 2.9	Estructura todo – parte de la inserción del intervalo de guarda.	25
Figura 2.10	Estructura todo – parte trayectos.	30
Figura 2.11	Estructura todo – parte de la remoción del intervalo de guarda.	31
Figura 2.12	Estructura todo – parte del conversor serie a paralelo.	31
Figura 2.13	Estructura todo – parte de la transformada rápida de Fourier.	32
Figura 2.14	Estructura todo – parte del conversor paralelo a serie.	32
Figura 2.15	Estructura todo – parte del demodulador.	32
Figura 2.16	Estructura todo – parte del desentrelazador.	32
Figura 2.17	Estructura todo – parte del decodificador Viterbi.	32
Figura 2.18	Estructura del sistema total.	35
Figura 2.19	Estructura del subsistema transmisor.	35
Figura 2.20	Estructura interna del bloque generador de información.	35
Figura 2.21	Estructura interna del bloque formato PDU.	36
Figura 2.22	Estructura interna del bloque codificador – entrelazador.	40
Figura 2.23	Estructura interna del bloque codificador.	41
Figura 2.24	Estructura interna del bloque entrelazador.	41
Figura 2.25	Estructura interna del bloque modulador.	42
Figura 2.26	Estructura interna del bloque inserción de la señal piloto.	43
Figura 2.27	Estructura interna del bloque conversor serie a paralelo.	43
Figura 2.28	Estructura interna del bloque transformada inversa rápida de Fourier.	44

Figura 2.29	Estructura interna del bloque conversor paralelo a serie.	45
Figura 2.30	Estructura interna del bloque inserción del intervalo de guarda.	45
Figura 2.31	Estructura del subsistema modelo del canal.	46
Figura 2.32	Estructura del subsistema receptor.	47
Figura 2.33	Estructura interna del bloque remoción del intervalo de guarda.	47
Figura 2.34	Estructura interna del bloque conversor serie a paralelo.	47
Figura 2.35	Conversión serie a paralelo.	48
Figura 2.36	Estructura interna del bloque transformada directa rápida de Fourier.	48
Figura 2.37	Estructura interna del bloque conversor paralelo a serie.	49
Figura 2.38	Estructura interna del bloque demodulador.	50
Figura 2.39	Estructura interna del bloque desentrelazador.	50
Figura 2.40	Estructura interna del bloque decodificador Viterbi.	51
Figura 3.1	Constelación QPSK en transmisión.	54
Figura 3.2	Constelación QPSK en recepción con $E_b/N_0 = 13$ dB.	55
Figura 3.3	Constelación QPSK en recepción con $E_b/N_0 = 5$ dB.	55
Figura 3.4	Constelación 16 QAM en transmisión.	56
Figura 3.5	Constelación 16 QAM en recepción con $E_b/N_0 = 17$ dB.	56
Figura 3.6	Constelación 16 QAM en recepción con $E_b/N_0 = 5$ dB.	56
Figura 3.7	Constelación 64 QAM en transmisión.	57
Figura 3.8	Constelación 64 QAM en recepción con $E_b/N_0 = 22$ dB.	57
Figura 3.9	Constelación 64 QAM en recepción con $E_b/N_0 = 10$ dB.	58
Figura 3.10	Diagrama de ojo QPSK para $E_b/N_0 = 5$ dB.	59
Figura 3.11	Diagrama de ojo QPSK para $E_b/N_0 = 13$ dB.	59
Figura 3.12	Diagrama de ojo 16 QAM para $E_b/N_0 = 5$ dB.	60
Figura 3.13	Diagrama de ojo 16 QAM para $E_b/N_0 = 17$ dB.	60
Figura 3.14	Diagrama de ojo 64 QAM para $E_b/N_0 = 10$ dB.	60
Figura 3.15	Diagrama de ojo 64 QAM para $E_b/N_0 = 22$ dB.	61
Figura 3.16	Ancho de banda OFDM.	62
Figura 3.17	Respuesta en frecuencia normalizada de la señal transmitida para 64 QAM.	63
Figura 3.18	Respuesta en frecuencia normalizada de la señal recibida para 64 QAM con un $E_b/N_0 = 22$ dB.	63
Figura 3.19	Respuesta en frecuencia normalizada de la señal recibida para 64 QAM con un $E_b/N_0 = 14$ dB.	64
Figura 3.20	BER Vs. E_b/N_0 usando QPSK y AWGN.	67
Figura 3.21	BER Vs. SNR usando QPSK y AWGN.	67
Figura 3.22	BER Vs. E_b/N_0 usando 16 QAM y AWGN.	68
Figura 3.23	BER Vs. E_b/N_0 usando 64 QAM y AWGN.	68
Figura 3.24	Diagrama de constelación QPSK en recepción con $E_b/N_0 = 25$ dB, $T_{rms} = 140$ ns (28 Trayectos).	70
Figura 3.25	Diagrama de constelación 64 QAM en recepción con $E_b/N_0 = 40$ dB, $T_{rms} = 140$ ns (28 Trayectos).	70
Figura 3.26	Diagrama de ojo QPSK para $E_b/N_0 = 13$ dB con $T_{rms} = 50$ ns (10 Trayectos).	70
Figura 3.27	Diagrama de ojo 64 QAM para $E_b/N_0 = 40$ dB con $T_{rms} = 140$ ns (28 Trayectos).	71
Figura 3.28	Respuesta en frecuencia normalizada de la señal transmitida para QPSK.	71

Figura 3.29	Respuesta en frecuencia normalizada de la señal recibida para QPSK con $E_b/N_0 = 13$ dB y $T_{rms} = 50$ ns (10 Trayectos).	71
Figura 3.30	Respuesta en frecuencia normalizada de la señal recibida para QPSK con $E_b/N_0 = 13$ dB y $T_{rms} = 140$ ns (28 Trayectos).	72
Figura 3.31	Respuesta en frecuencia en transmisión y recepción para QPSK con $E_b/N_0 = 13$ dB y $T_{rms} = 140$ ns (28 Trayectos).	72
Figura 3.32	BER Vs. E_b/N_0 usando QPSK (18 Mbps) con desvanecimiento y un $t_{rms} = 50$ ns.	73
Figura 3.33	BER Vs. E_b/N_0 usando QPSK (18 Mbps) con desvanecimiento y un $t_{rms} = 100$ ns.	73
Figura 3.34	BER Vs. E_b/N_0 usando QPSK (18 Mbps) con desvanecimiento y un $t_{rms} = 140$ ns.	74
Figura 3.35	BER Vs. E_b/N_0 usando 16 QAM (24 Mbps) con desvanecimiento y un $t_{rms} = 50$ ns.	75
Figura 3.36	BER Vs. E_b/N_0 usando 16 QAM (24 Mbps) con desvanecimiento y un $t_{rms} = 100$ ns.	76
Figura 3.37	BER Vs. E_b/N_0 usando 16 QAM (24 Mbps) con desvanecimiento y un $t_{rms} = 140$ ns.	76
Figura 3.38	BER Vs. E_b/N_0 usando 64 QAM (54 Mbps) con desvanecimiento y un $t_{rms} = 50$ ns.	78
Figura 3.39	BER Vs. E_b/N_0 usando 64 QAM (54 Mbps) con desvanecimiento y un $t_{rms} = 100$ ns.	78
Figura 3.40	BER Vs. E_b/N_0 usando 64 QAM (54 Mbps) con desvanecimiento y un $t_{rms} = 140$ ns.	79
Figura 4.1	Infraestructura de red utilizada.	84
Figura 4.2	Histograma de SNR.	85
Figura 4.3	SNR Vs. distancia para QPSK (18 Mbps).	86
Figura 4.4	SNR Vs. distancia para 16 QAM (24 Mbps).	86
Figura 4.5	SNR Vs. distancia para 64 QAM (54 Mbps).	87
Figura 4.6	SNR Vs. distancia para QPSK (18 Mbps).	88
Figura 4.7	SNR Vs. distancia para 16 QAM (24 Mbps).	88
Figura 4.8	SNR Vs. distancia para 64 QAM (54 Mbps).	89
Figura 4.9	Datos generados por el simulador para 64 QAM (54 Mbps).	90
Figura 4.10	E_b/N_0 Vs. distancia para 64 QAM (54 Mbps).	90
Figura 4.11	BER Vs. distancia para 64 QAM (54 Mbps).	91
Figura 4.12	E_b/N_0 Vs. distancia para 64 QAM (54 Mbps).	91
Figura 4.13	BER Vs. distancia para 64 QAM (54 Mbps).	92

LISTADO DE ANEXOS

ANEXO A. IMPLEMENTACIÓN DEL MODELO DE SIMULACIÓN EN LA HERRAMIENTA SPD DE COWARE®.

ANEXO B. GUIA DE INSTALACIÓN Y MANUAL DE USUARIO SIMULACIÓN IEEE 802.11G.

ANEXO C. PRINCIPIOS BÁSICOS DE OFDM.

ACRÓNIMOS

AGC:	Control de Ganancia Automático (<i>Automatic Gain Control</i>).
AP:	Punto de Acceso (<i>Access Point</i>).
ATM:	Modo de Transferencia Asíncrono (<i>Asynchronous Transfer Mode</i>).
BRAN:	Redes de Acceso Radio Banda Ancha (<i>Broadband Radio Access Networks</i>).
BSS:	Conjunto de Servicio Básico (<i>Basic Service Set</i>).
BW:	Ancho de Banda (<i>Band Width</i>).
CCA:	Asignación de Canal Limpio (<i>Clear Channel Assessment</i>).
CCK:	Codificación Complementaria de Código (<i>Complementary Code Keying</i>).
CSMA/CA:	Acceso Múltiple por Detección de Portadora con Evasión de Colisiones (<i>Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance</i>).
CW:	Ventana de Contienda (<i>Contention Window</i>).
DBPSK:	Modulación por Desplazamiento de Fase Binaria Diferencial (<i>Differential Binary Phase Shift Keying</i>).
DECT:	Telecomunicaciones Inalámbricas Mejoradas Digitalmente (<i>Digital Enhanced Cordless Telecommunications</i>).
DFT:	Transformada Discreta de Fourier (<i>Discrete Fourier Transform</i>).
DLL:	Nivel de Enlace de Datos (<i>Data Link Layer</i>).
DQPSK:	Modulación por Desplazamiento de Fase Cuaternaria Diferencial (<i>Differential Quadrature Phase Shift Keying</i>).
DSSS:	Espectro Ensanchado por Secuencia Directa (<i>Direct Sequence Spread Spectrum</i>).
DTFT:	Transformada de Fourier Discreta en el Tiempo (<i>Discrete Time Fourier Transform</i>).
ERP:	Nivel Físico de Velocidad Extendida (<i>Extended Rate PHY</i>).
ERP-PBCC:	ERP – Codificación Convolutiva Binaria de Paquete (<i>ERP-Packet Binary Convolutional Code</i>).
ETSI:	Instituto Europeo de Estándares de Telecomunicaciones (<i>European Telecommunications Standards Institute</i>).
FCC:	Comisión Federal de Comunicaciones (<i>Federal Communications Commission</i>).
FFT:	Transformada Rápida de Fourier (<i>Fast Fourier Transform</i>).
FHSS:	Espectro Ensanchado por Salto de Frecuencia (<i>Frequency Hopping Spread Spectrum</i>).
GI:	Intervalo de Guarda (<i>Guard Interval</i>).

HiperLAN:	Redes de Área Local basadas en Radio de Alto Desempeño (<i>High performance radio LAN</i>).
HiperMAN:	Redes de Área Metropolitana basadas en Radio de Alto Desempeño (<i>High performance radio MAN</i>).
HR/DSSS:	DSSS de Alta Velocidad (<i>High Rate DSSS</i>).
HRFWG:	Grupo de Trabajo de Radio Frecuencias Domesticas (<i>Home RF Working Group</i>).
ICI:	Interferencia Inter Portadora (<i>Inter Carrier Interference</i>).
IDFT:	Transformada Inversa Discreta de Fourier (<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>).
IEEE:	Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (<i>Institute of Electrical and Electronics Engineer</i>).
IFFT:	Transformada Inversa Rápida de Fourier (<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>).
IR:	Infrarrojo (<i>Infrared</i>).
ISI:	Interferencia Inter Símbolos (<i>Inter Symbol Interference</i>).
ISM:	Industrial, Científica y Médica (<i>Industrial, Scientific and Medical</i>).
LAN:	Rede de Área Local (<i>Loca Area Network</i>).
MAC:	Control de Acceso al Medio (<i>Media Access Control</i>).
MAN:	Red de Área Metropolitana (<i>Metropolitan Area Network</i>).
MKK:	Ministerio de Comunicaciones (<i>Ministry of Telecommunications</i>).
MPDU:	Unidad de Datos de Protocolo MAC (<i>MAC Protocol Unit Data</i>).
NIC:	Tarjeta de Interfaz de Red (<i>Network Interface Card</i>).
OFDM:	Multiplexación por Division de Frecuencia Ortogonal (<i>Orthogonal Frecuency Division Multiplexing</i>).
OSI:	Interconexión de Sistemas Abiertos (<i>Open System Interconnection</i>).
PAN:	Red de Área Personal (<i>Personal Area Network</i>).
PCI:	Interconexión de Componentes Periféricos (<i>Peripheral Component Interconnect</i>).
PHY:	Nivel Físico (<i>Physical Level</i>).
PLCP:	Procedimiento de Convergencia de Nivel Físico (<i>Physical Level Convergence Procedure</i>).
PMD:	Dependiente del Medio Físico (<i>Physical Medium Dependent</i>).
PPDU:	Unidad de Datos de Protocolo PLCP (<i>PLCP Protocol Unit Data</i>).
QoS:	Calidad de Servicio (<i>Quality of Service</i>).
RTS/CTS:	Requerimiento Para Enviar/Despejado Para Enviar (<i>Request To Send/Clear To Send</i>).

SIFS:	Espacio Intertrama Corto (<i>Short Interframe Spacing</i>).
SNR:	Relación Señal a Ruido (<i>Signal to Noise Ratio</i>).
SPD:	Diseñador de Procesamiento de Señales (<i>Signal Processing Designer</i>).
STP:	Par Trenzado Apantallado (<i>Shielded Twisted Pair</i>).
SWAP:	Protocolo de Acceso Inalámbrico Compartido (<i>Shared Wireless Access Protocol</i>).
UMTS:	Sistema de Telecomunicaciones Móviles Universal (<i>Universal Mobile Telecommunications System</i>).
U-NII:	Infraestructura de Información Nacional No Licenciada (<i>Unlicensed National Information Infrastructure</i>).
UTP:	Par Trenzado No Apantallado (<i>Unshielded Twisted Pair</i>).
WAN:	Red de Área Extendida (<i>Wide Area Network</i>).
WECA:	Alianza para la Compatibilidad de Ethernet Inalámbrica (<i>Wireless Ethernet Compatibility Alliance</i>).
WEP:	Privacidad Equivalente a Cableado (<i>Wired Equivalent Privacy</i>).
Wi-Fi:	Fidelidad Inalámbrica (<i>Wireless Fidelity</i>).
WLAN:	Red de Área Local Inalámbrica (<i>Wireless Area Network</i>).
WPA:	Acceso Protegido Wi-Fi (<i>Wi-Fi Protected Access</i>).
WPA2-PSK:	Acceso Protegido Wi-Fi 2 con Clave Pre Compartida (<i>Wi-Fi Protected Access 2 with Pre Shared Key</i>).
WPA-PSK:	Acceso Protegido Wi-Fi con Clave Pre Compartida (<i>Wi-Fi Protected Access with Pre Shared Key</i>).

INTRODUCCIÓN

La rápida evolución en las telecomunicaciones de la mano de los computadores ha facilitado que se desarrollen cada día mejores y más eficientes tecnologías. No siendo ajenas a estas exigencias, las redes de computadores han evolucionado dando solución a cada uno de los diferentes entornos: Redes de Área Personal (PAN, *Personal Area Networks*), Redes de Área Local (LAN, *Local Area Network*), Redes de Área Metropolitana (MAN, *Metropolitan Area Network*) y Redes de Área Extendida (WAN, *Wide Area Networks*). En el caso particular de este documento se hará énfasis en las Redes de Área Local Inalámbricas (WLAN, *Wireless Local Area Networks*), las cuales despertaron gran interés en el momento en que aparecen los computadores portátiles debido a que muchas personas comenzaron a notar la posibilidad de desplazarse dentro de su casa y/o oficina manteniendo en todo momento conexión a Internet y a la red de su lugar de trabajo. Consecuentemente varias organizaciones comenzaron a trabajar para lograr este objetivo lo cual produjo una rápida evolución de las WLAN llevado a cabo por grupos independientes de investigadores, los cuales establecieron estándares con el fin de que todas las WLAN implementadas fueran compatibles entre sí.

Estos estándares son desarrollados por organismos reconocidos internacionalmente como lo son el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE, *Institute of Electrical and Electronics Engineers*) y el Instituto Europeo de Estándares de Telecomunicaciones (ETSI, *European Telecommunications Standards Institute*). Una vez concluidos se convierten en la base de los fabricantes para desarrollar sus productos.

802.11 se refiere a una familia de especificaciones desarrolladas y aprobadas por la IEEE para la tecnología de WLANs en el año de 1997. 802.11 especifica una interfaz aérea o radio entre el cliente y una estación base o Punto de Acceso (AP, *Access Point*) o entre dos clientes inalámbricos.

Entre los principales estándares para redes inalámbricas se encuentran: IEEE 802.11, IEEE 802.11a, IEEE 802.11b e IEEE 802.11g por parte de la IEEE y HomeRF (*Radio Frecuencias Domésticas, Home Radio Frequency*), HiperLAN (*Redes de Área Local basadas en Radio de Alto desempeño, High performance radio LAN*) e HiperMAN (*Redes de Área Metropolitana basadas en Radio de Alto desempeño, High performance radio MAN*) por parte de la ETSI.

Este documento tiene por objeto presentar los resultados de un desarrollo teórico y práctico del desempeño del nivel físico del estándar IEEE 802.11g a través del modelado y la simulación, posteriormente se relacionan con una conexión punto a punto, además ilustra los conceptos básicos relacionados con el estándar IEEE 802.11g, haciendo énfasis en los aspectos relevantes del nivel físico, el procesamiento de señal en banda base, la técnica de multicanalización OFDM (*Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal, Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), el modelado del nivel físico del estándar por medio de la aplicación y adaptación de una metodología para la simulación de equipos de telecomunicaciones[1] y la simulación realizada en el ambiente SPD (*Diseñador de Procesamiento de Señales, Signal Processing Designer*), los resultados obtenidos, su evaluación y el análisis realizado al comparar el funcionamiento de la simulación con la implementación del sistema de comunicación punto a punto.

IEEE 802.11g es una tecnología para WLAN que opera en la banda de frecuencia de 2,4 GHz a una velocidad teórica máxima de 54 Mbps, se caracteriza principalmente por utilizar OFDM, la cual es una técnica multiportadora muy robusta para entornos multitrayecto, que permite lograr altas velocidades de transmisión de datos. Una característica importante de OFDM es el cambio frecuencia - tiempo a la hora de asignar los datos a cada una de las subportadoras mediante el uso de la Transformada de Fourier Discreta Inversa (IDFT, *Inverse Discrete Fourier Transform*) en el

transmisor y a la Transformada de Fourier Discreta Directa (DFT *Discrete Fourier Transform*) en el receptor. El modelado y la simulación desarrollada corresponde al nivel físico de IEEE 802.11g en un enlace unidireccional en banda base, entre el transmisor y el receptor. Los resultados y análisis de la simulación no incluyen la etapa de radiofrecuencia por las altas exigencias computacionales de procesamiento requeridas.

En el capítulo primero se hace una introducción a lo que es el estándar IEEE 802.11 y se describe el nivel físico del estándar IEEE 802.11g, para concluir se compara este con algunas tecnologías de redes inalámbricas de área local. El capítulo segundo contiene la aplicación y adaptación de la metodología de simulación de equipos de telecomunicaciones para la obtención del modelo de simulación y posterior desarrollo de la simulación. El capítulo tercero describe los resultados obtenidos de la simulación implementada, su análisis y evaluación. El capítulo cuarto describe una conexión real punto a punto cuyo desempeño es comparado con los resultados obtenidos de la simulación, además presenta algunas conclusiones y recomendaciones. Adicionalmente, el anexo A contiene el modelo de simulación, el anexo B contiene la guía de instalación y manual de usuario simulación IEEE 802.11g, el anexo C contiene los principios básicos de OFDM y el anexo D contiene un artículo ilustrativo del trabajo realizado y de los resultados obtenidos del mismo.

1. MARCO TEÓRICO

1.1. ESTÁNDAR IEEE 802.11

En el mes de junio de 1997 la industria de las telecomunicaciones logró un gran avance al estandarizar las WLAN por parte del IEEE.

Una WLAN es un sistema de comunicación de computadores que al igual que las Redes de Área Local convencionales permiten compartir y tener acceso a información, aplicaciones y recursos, con la diferencia que este tipo de redes utilizan ondas electromagnéticas bien sea radio o infrarrojo para conectarse a la red cableada, con ciertas ventajas como son la movilidad, el bajo costo de implementación y la sencillez en la instalación y configuración. La figura 1.1 [2] muestra la arquitectura básica de una WLAN.

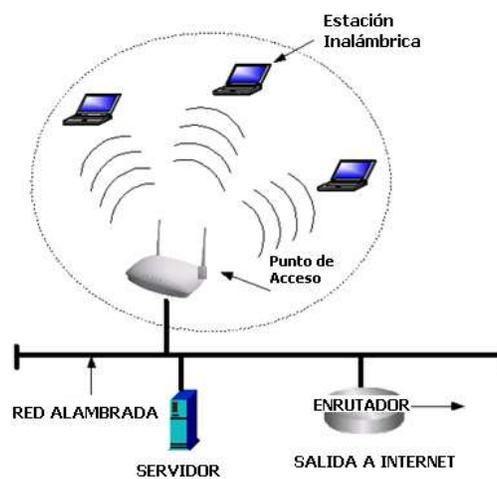


Figura 1.1 Red de Área Local Inalámbrica.

Debido a la gran acogida de las redes inalámbricas a partir de su estandarización, fue necesario que los fabricantes de estos productos certificaran la interoperabilidad y compatibilidad de los productos basados en el estándar, fue así como se creó la Alianza para la Compatibilidad de Ethernet Inalámbrica (WECA, *Wireless Ethernet Compatibility Alliance*) y en el año 2003 paso a llamarse Alianza Wi-Fi (*Fidelidad Inalámbrica, Wireless Fidelity*). En la Figura 1.2 [3] se muestra el logo que representa la alianza Wi-Fi.



Figura 1.2 Logo alianza Wi-Fi.

En el año 2003 se aprobó el estándar IEEE 802.11g el cual es una modificación al estándar original IEEE 802.11, convirtiéndose en el más aceptado en la industria debido a la compatibilidad con su antecesor IEEE 802.11b el cual trabaja en la misma banda de operación de 2,4 GHz y también por la alta velocidad en la transmisión de datos, el cual puede alcanzar teóricamente hasta 54 Mbps, además de ofrecer ciertas ventajas como son mayor alcance entre los dispositivos y los puntos de acceso gracias a las ventajas que brinda la técnica de multicanalización OFDM en cuanto al

multitrayecto con menores efectos de desvanecimiento en la banda de operación, alta inmunidad ante interferencia y por el bajo costo de implementación. En la figura 1.3 [4] se muestra una comparación entre el estándar IEEE 802.11g y el IEEE 802.11b y en la tabla 1.1 [5] se presenta el rango de alcance para cada velocidad de transmisión de este estándar.

Una red Wi-Fi utiliza radiofrecuencias o señales ópticas para comunicar el computador el cual debe estar equipado con una NIC (*Tarjeta de Interfaz de Red, Network Interface Card*) inalámbrica y el AP, dicha radiofrecuencia opera en la banda de frecuencia conocida como ISM¹ (*Industrial Científica y Médica, Industrial Scientific and Medical*). La banda ISM ubicada en las frecuencias de 2,4 a 2,4835 GHz es utilizada por 802.11b y 802.11g, esta banda se encuentra disponible casi en todos los países y además en ella operan otra serie de tecnologías como son Bluetooth, teléfonos inalámbricos y hornos microondas entre otros.

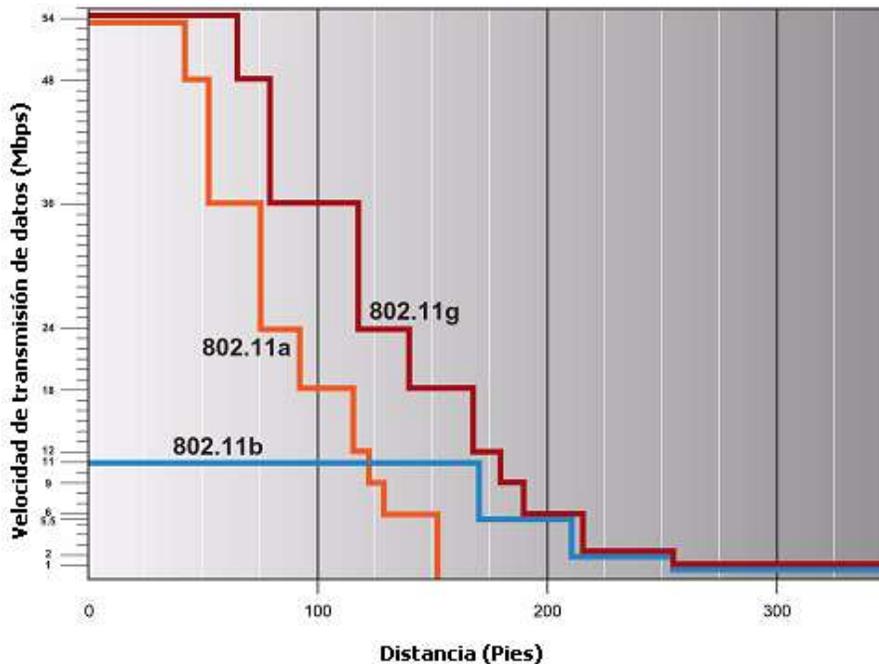


Figura 1.3 Velocidad de datos Vs. Distancia al punto de acceso.

La banda ISM ubicada en los 5,8 GHz es utilizada por IEEE 802.11a cuyo rango de frecuencia está definido desde 5,725 a 5,850 GHz. Esta banda es también conocida como banda U-NII² (*Infraestructura de Información Nacional No Licenciada, Unlicensed National Information Infrastructure*).

La banda de 2,4 GHz para el estándar IEEE 802.11g en particular se encuentra dividida en 14 canales, cada uno de los cuales tiene un ancho de banda (BW, *Band Width*) de 22 MHz, traslapados unos con otros, distribuidos de la manera como se muestra en la tabla 1.2 y la figura 1.4.

¹ Las bandas ISM no licenciadas están ubicadas en el espectro electromagnético en las frecuencias de: 902 a 928 MHz, 2,4 a 2,485 GHz y 5,725 a 5,850 GHz.

² La banda U-NII está dividida en banda baja para trabajo en interiores, banda media para trabajo en interiores y exteriores y la banda alta para uso exclusivo en exteriores.

Velocidad teórica		Rango (En Interiores – <i>InDoor</i>)	Rango (En Exteriores – <i>OutDoor</i>)
OFDM	54 Mbps	27 m	75 m
OFDM	48 Mbps	29 m	100 m
OFDM	36 Mbps	30 m	120 m
OFDM	24 Mbps	42 m	140 m
OFDM	18 Mbps	55 m	180 m
OFDM	12 Mbps	64 m	250 m
OFDM	9 Mbps	75 m	350 m
OFDM	6 Mbps	90 m	400 m
DSSS	11 Mbps	50 m	250 m
DSSS ³	5.5 Mbps	75 m	300 m
DSSS/FHSS ⁴	2 Mbps	100 m	400 m
DSSS/FHSS	1 Mbps	150 m	500 m

Tabla 1.1 Velocidad de transmisión Vs. Distancia.

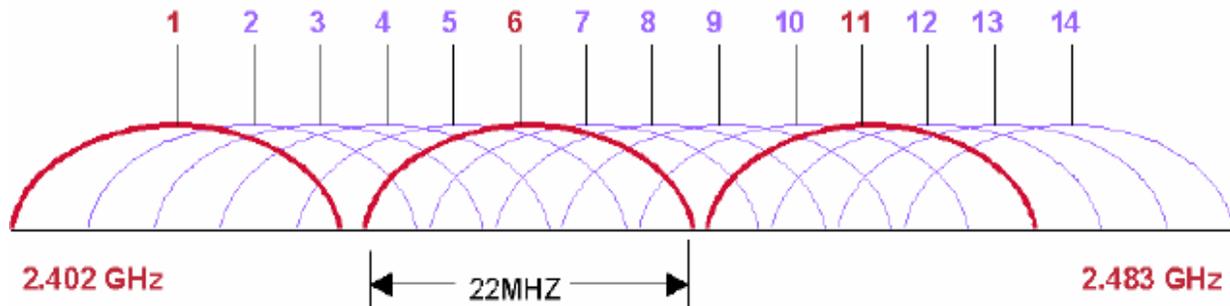


Figura 1.4 Canales 802.11g.

El estándar IEEE 802.11g mejoró sustancialmente el límite de velocidad de transmisión de datos del estándar IEEE 802.11b, que alcanzaba una velocidad teórica máxima de 11 Mbps por 54 Mbps. La velocidad que teóricamente alcanza el IEEE 802.11g es óptima para brindar soporte a aplicaciones y procesos exigentes en el ámbito empresarial.

El estándar IEEE 802.11g utiliza dos técnicas de transmisión; la primera, DSSS utilizada para brindar compatibilidad con el estándar IEEE 802.11b; y la segunda, OFDM con la cual se logra un óptimo desempeño.

³ DSSS (Espectro Ensanchado por Secuencia Directa, Direct Sequence Spread Spectrum)

⁴ FHSS (Espectro Ensanchado por Salto de Frecuencia, Frequency Hopping Spread Spectrum)

Frecuencia por canal en 802.11g	
Canal	Frecuencia
1	2.412 GHz
2	2.417 GHz
3	2.422 GHz
4	2.427 GHz
5	2.432 GHz
6	2.437 GHz
7	2.442 GHz
8	2.447 GHz
9	2.52 GHz
10	2.457 GHz
11	2.462 GHz
12	2.467 GHz
13	2.472 GHz
14	2.484 GHz

Tabla 1.2 Frecuencia por canal.

1.2. DESCRIPCIÓN DEL NIVEL FÍSICO IEEE 802.11

La familia IEEE 802 presenta las especificaciones para las tecnologías de redes de área local, por lo tanto el 802.11 hace parte de esta familia. En la figura 1.5 se muestra la relación entre el modelo de Interconexión de Sistemas Abiertos (OSI, *Open System Interconnection*) y la familia IEEE 802.

Las especificaciones se ubican en los niveles más bajos del modelo de referencia OSI como son el subnivel de Control de Acceso al Medio (MAC, *Medium Access Control Sublayer*) que pertenece al Nivel de Enlace de Datos (DLL, *Data Link Layer*) en el cual se especifican una serie de normas que indican como acceder al medio y como enviar los datos, y el Nivel Físico (PHY, *Physical Level*) el cual se encuentra relacionado con los aspectos de transmisión y recepción.

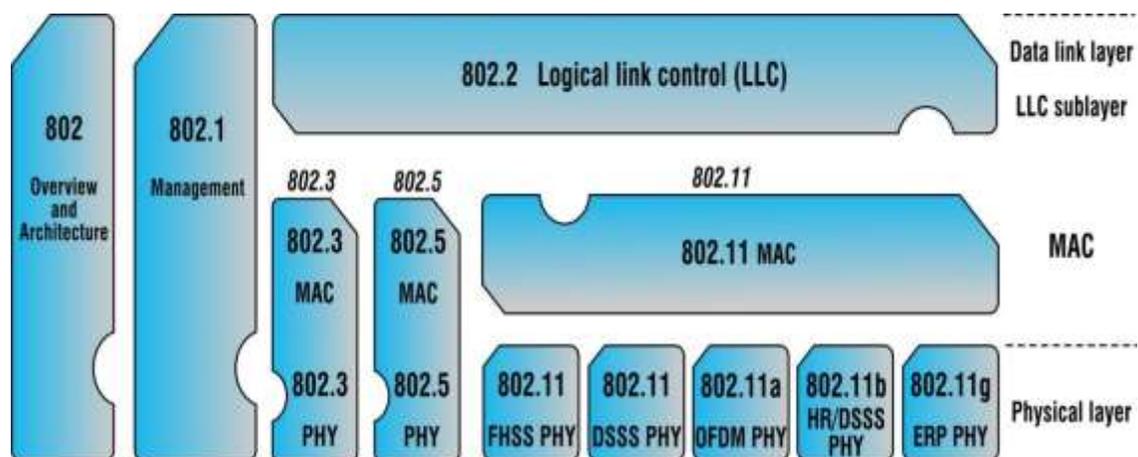


Figura 1.5 Familia IEEE 802 y su relación con el modelo OSI.

En la especificación original del estándar IEEE 802.11 se describen tres técnicas de transmisión o multicanalización permitidas en el nivel físico, una es por Infrarrojo (IR, *Infrared*) y las otras dos

usan normas de radio de Espectro Ensanchado como son FHSS y DSSS. En la figura 1.6 se presenta descriptivamente ésta especificación.

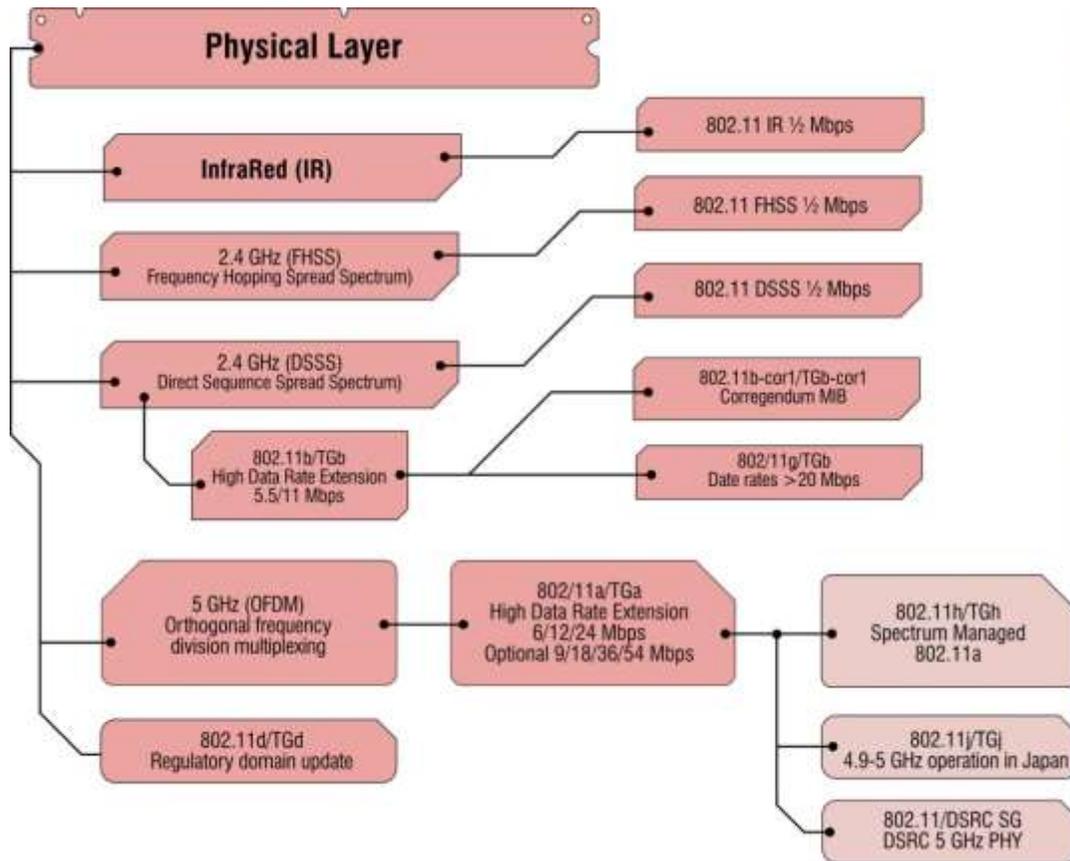


Figura 1.6 Nivel Físico IEEE 802.11.

FHSS utiliza un conjunto de canales estrechos en la banda de 2,4GHz. La clave de su funcionamiento es que se produzcan saltos entre ellos acorde a una secuencia predeterminada, operando a velocidades de transmisión de datos de 1 o 2 Mbps. Prácticamente no llegó a ser implementada, por lo que no se va a entrar en el detalle de esta tecnología en este documento.

DSSS es una técnica de transmisión en la cual por cada bit transmitido se genera un patrón de bit redundante llamado chip o también conocido como *chipping code*, gracias a esto se minimiza la pérdida de información. Opera en la banda de frecuencias de 2,4GHz y logra velocidades de transmisión de datos de 1Mbps y 2Mbps mediante el uso de las modulaciones de Codificación por Cambio de Fase Binaria Diferencial (DBPSK, *Differential Binary Phase Shift Keying*) y Codificación por Cambio de Fase en Cuadratura Diferencial (DQPSK, *Differential Quadrature Phase Shift Keying*) respectivamente. Esta técnica fue implementada en los primeros desarrollos IEEE802.11 y hace parte del estándar IEEE802.11b.

Infrarrojos utiliza señales con frecuencia del orden del infrarrojo para la transmisión binaria de los datos a velocidades de 1 Mbps y 2 Mbps. Al igual que FHSS, ningún desarrollo IEEE802.11 tuvo en cuenta el IR debido a que esta es una tecnología claramente inapropiada para largas distancias, por lo que tampoco se entra en el detalle de esta tecnología.

Posteriormente, debido a la necesidad de incrementar la velocidad de transmisión de datos se modificó el estándar original IEEE 802.11 agregando nuevas tecnologías de transmisión al nivel físico. En la modificación IEEE 802.11b se definió el nivel físico de Alta Velocidad de Espectro Ensanchado por Secuencia Directa (HR/DSSS, *High-Rate/Direct Sequence Spread Spectrum*) y en la modificación IEEE 802.11a se agregó el nivel físico basado en la técnica de transmisión o multicanalización OFDM en la banda de frecuencia de 5,8 GHz. Luego en la modificación IEEE 802.11g se hizo uso nuevamente de OFDM con la diferencia de banda de frecuencia de operación de 2,4 GHz. [6]

1.3. NIVEL FÍSICO 802.11G

Esta modificación del estándar IEEE 802.11 propuso OFDM como nivel físico para las WLAN que operan en la banda de frecuencia de 2,4 GHz, aunque OFDM ya había sido implementado en el estándar IEEE 802.11a, con la diferencia de que trabaja en una banda de frecuencia distinta, además utiliza técnicas o esquemas de transmisión como son CCK (*Codificación Complementaria en Código, Complementary Code Keying*) y DSSS los cuales fueron implementados en IEEE 802.11b.

En el estándar IEEE 802.11g se incluyen cuatro esquemas de operación tal como el Nivel Físico de Velocidad Extendida (ERP, *Extended Rate PHY*) que se indica en el estándar como: DSSS-OFDM, ERP-PBCC, ERP-OFDM y ERP-DSSS/CCK.

DSSS-OFDM: es un esquema opcional, el cual es una modulación híbrida que combina preámbulo y encabezado modulados en DSSS, con transmisión de los datos en OFDM. Permite velocidades de transmisión de datos de 6 a 54 Mbps.

ERP-PBCC: es un tipo de modulación de portadora única también opcional, que utiliza Codificación Convolutiva Binaria de Paquete (PBCC, *Packet Binary Convolutional Code*), proporcionando velocidades de transmisión de datos de 22 y 33 Mbps.

ERP-OFDM: es uno de los esquemas obligatorios en el estándar IEEE 802.11g. Se basa en las especificaciones del estándar IEEE 802.11a con algunas variaciones. El sistema OFDM proporciona a las WLAN las capacidades de comunicación a 6, 9, 12, 18, 24, 48 y 54 Mbps, pero las velocidades de transmisión de bits consideradas obligatorias por el estándar son 6, 12 y 24 Mbps.

ERP-DSSS/CCK: es otro de los esquemas obligatorios en IEEE 802.11g, cumple con las características del nivel físico IEEE 802.11b incluyendo modulación DSSS a 1 y 2 Mbps y CCK a 5,5 y 11 Mbps.

El estándar IEEE 802.11g puede trabajar en distintos modos de operación especificados en el Conjunto Básico de Operación ERP (ERP BSS⁵, *ERP Basic Service Set*) como son: el modo ERP-OFDM únicamente ó el modo mixto o heterogéneo ERP-OFDM y ERP-DSSS/CCK, modo en el cuál se hace necesario la introducción de un mecanismo de protección entre los que puede estar el RTS/CTS (*Requerimiento Para Enviar/Despejado Para Enviar. Request To Send/Clear To Send*).

⁵ BSS (*Conjunto de Servicio Básico, Basic Service Set*): grupo de estaciones que se intercomunican entre ellas. Se definen dos tipos:

1. Independientes o Ad-Hoc: comunicación directa de estaciones.
2. Infraestructura: Comunicaciones de estaciones a través de un AP.

[<http://es.wikipedia.org/wiki/802.11>]

1.3.1. ERP-OFDM

El nivel físico de IEEE 802.11g es similar al del estándar IEEE 802.11a, se compone de dos subniveles, el subnivel de Procedimiento de Convergencia del Nivel Físico (PLCP, *Physical Layer Convergence Procedure*) y el Dependiente del Medio Físico (PMD, *Physical Medium Dependent*) los cuales serán descritos más adelante.

En la tabla 1.3 [7] se muestran los parámetros que el estándar IEEE 802.11g especifica como parámetros del nivel físico.

Al igual que en el estándar IEEE 802.11b la duración del intervalo de tiempo es de 20 μ s, aunque hay un tiempo adicional de 9 μ s como el que se utiliza en el estándar IEEE 802.11a cuando el BSS está compuesto por estaciones que utilizan el esquema de operación ERP-OFDM.

Parámetro	Valor
Duración de intervalo de tiempo	20 μ s y 9 μ s
Tiempo SIFS ⁶	10 μ s
Duración del preámbulo	16 μ s
Tamaño de la ventana de contienda	De 15/31 intervalos de tiempo a 1023 intervalos de tiempo
Duración del encabezado	4 μ s

Tabla 1.3 Parámetros generales nivel físico.

El tiempo SIFS para IEEE 802.11g es de 10 μ s, estando 6 μ s por debajo que el definido para el IEEE 802.11a, aunque después de la transmisión de un paquete ERP-OFDM hay un tiempo de 6 μ s antes de volver a transmitir. Se tienen dos tamaños mínimos para la ventana de contienda (CW, *Contention Window*) dependiendo del modo en que este trabajando el BSS, 31 intervalos de tiempo cuando este trabaja en modo heterogéneo o mixto (ERP-DSSS/CCK y ERP-OFDM) o 15 intervalos de tiempo cuando se trabaja en modo único ERP-OFDM.

1.3.2. Subniveles PLCP Y PMD

1.3.2.1. Subnivel PLCP

El subnivel PLCP es un soporte para independizar en cierta forma al nivel MAC del subnivel PMD, haciendo posible simplificar la interfaz entre los servicios del nivel MAC y el nivel físico (PHY). La función del subnivel PLCP es transformar las tramas MAC denominadas MPDU (*Unidad de Datos de Protocolo MAC, MAC Protocol Unit Data*) en tramas PPDU (*Unidad de Datos de Protocolo PLCP, PLCP Protocol Unit Data*) adicionando un encabezado PLCP en la transmisión y realizando el proceso inverso cuando estas provienen del medio inalámbrico en la recepción, tal como se indica en la figura 1.7.

Además, en el subnivel PLCP se proporciona la capacidad de realizar el Aseguramiento del Canal Libre (CCA, *Clear Channel Assessment*), que consiste en la detección de portadoras en el medio para decidir si el canal está libre u ocupado para que de ésta forma los niveles superiores estén enterados de cuando el canal está disponible para la transmisión.

⁶ SIFS (*Espacio Intertrama Corto, Short Interframe Spacing*)

1.3.2.2. Subnivel PMD

El subnivel PMD se encarga de proporcionar los medios reales para el envío y recepción de las señales a través o desde el medio inalámbrico respectivamente. El PMD recibe del PLCP información para la transmisión de las señales tales como velocidad, esquema de modulación y codificación. A su vez éste proporciona al subnivel PLCP funciones para la transmisión y recepción de las tramas PDU.

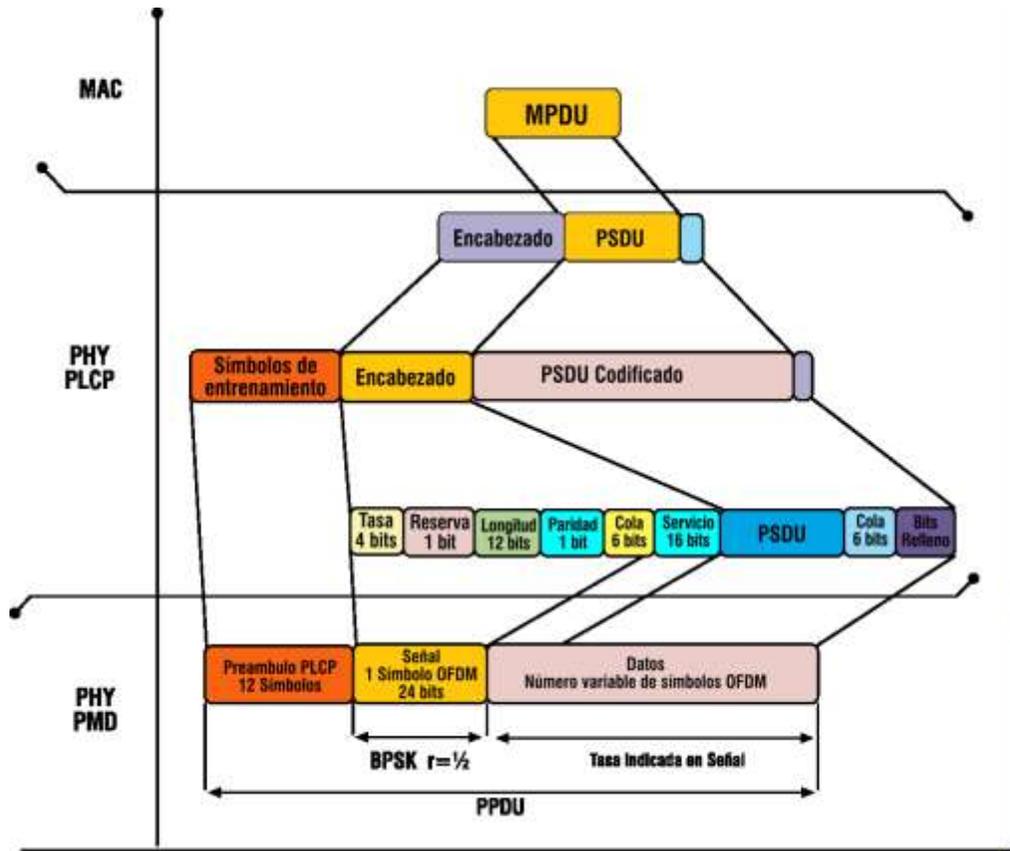


Figura 1.7 Proceso de Transmisión.

1.3.2.3. Formato de la trama PDU

El formato de la trama PDU consta de un preámbulo PLCP, encabezado PLCP y un campo de datos, tal como se muestra en la figura 1.8. [8]

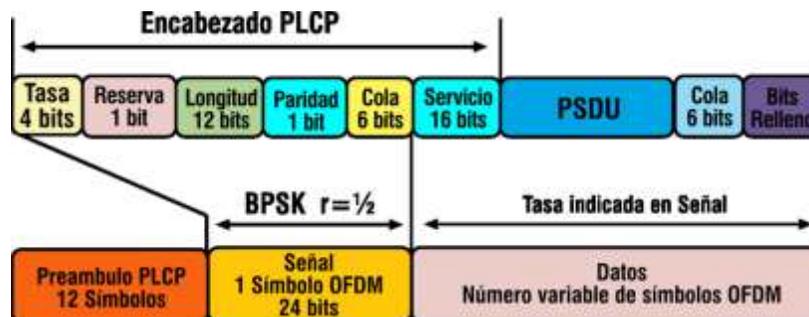


Figura 1.8 Formato de la trama PDU.

1.3.2.3.1. Preámbulo PLCP

El preámbulo PLCP es utilizado para la sincronización de las tramas PDU. En la figura 1.9 se muestra la estructura del preámbulo el cual consta de diez símbolos OFDM cortos (t_1 a t_{10}) los cuales son utilizados para el establecimiento del Control Automático de Ganancia (AGC, *Automatic Gain Control*), selección de diversidad y compensación de la desviación de la frecuencia de la señal portadora y dos símbolos OFDM largos (T_1 y T_2) usados para compensar la estimación del canal y la frecuencia central, estos dos tipos de símbolos (cortos y largos) son separados por un Intervalo de Guarda (GI, *Guard Interval*). [8].

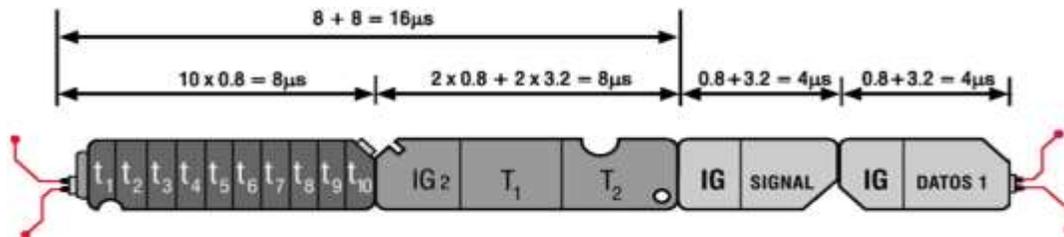


Figura 1.9 Preámbulo PLCP.

1.3.2.3.2. Encabezado PLCP

El encabezado PLCP está compuesto por los campos Tasa, Reserva, Longitud, Paridad, Cola de señal y Servicio, sin embargo, mirándolo en términos de modulación los cinco primeros campos constituyen el campo Señal.

El encabezado PLCP tiene la función de adecuar los datos para que estos puedan transmitirse correctamente. Indica la velocidad de transmisión y brinda tiempo a los receptores para la elección de la mejor antena en caso de estar utilizando alguna técnica de diversidad.

1.3.2.3.2.1. Campo Señal

Este campo es el encargado de indicar la longitud y la velocidad a la cual se va a transmitir el campo Datos.

El campo Señal consiste de 24 bits codificados en un símbolo OFDM el cual siempre se transmite a una velocidad de 6 Mbps mediante modulación BPSK y se encuentra conformado por los campos Tasa, Reserva, Longitud, Cola y Bit de Paridad como se indica en la figura No. 1.10.



Figura 1.10 Campo Señal.

Campo Tasa: Está formado por cuatro bits en el que se especifica la modulación y la velocidad de codificación del resto de la PDU. En la tabla 1.4 se muestra la combinación de bits que representan cada una de las velocidades de transmisión de datos posibles. Las diferentes velocidades de

transmisión de datos son obtenidas combinando las diferentes tasas de codificación y técnicas de modulación definidas en el estándar IEEE 802.11a.

Velocidad de transmisión (Mbps)	Modulación	Tasa de codificación	Bits (Orden de transmisión)
6	BPSK	1/2	1101
9	BPSK	3/4	1111
12	QPSK	1/2	0101
18	QPSK	3/4	0111
24	16 QAM	1/2	1001
36	16 QAM	3/4	1011
48	64 QAM	2/3	0001
54	64 QAM	3/4	0011

Tabla No. 1.4 Modulación y Velocidad de transmisión del campo de Datos.

Campo Reserva: Este campo está reservado para uso futuro.

Campo Longitud: Este campo está formado por doce bits y es el encargado de indicar el número de octetos de información provenientes de la MAC que puede transportar el PSDU. Al igual que en el resto del encabezado, el bit menos significativo deberá transmitirse primero.

Campo Paridad: El tamaño del campo es de 1 bit de longitud y es un bit de paridad para los 17 bits de los campos anteriores a él (Tasa, Reserva y Longitud).

Campo Cola de señal: El tamaño de este campo es de 6 bits, los cuales siempre deben ser cero.

1.3.2.3.2. Campo de servicio

Este campo tiene un tamaño de 16 bits, los primeros 7 bits son cero para sincronización de la decodificación en el receptor y los 9 bits restantes son reservados para uso futuro, estos bits también son cero.

1.3.2.3.3. Campo de Datos

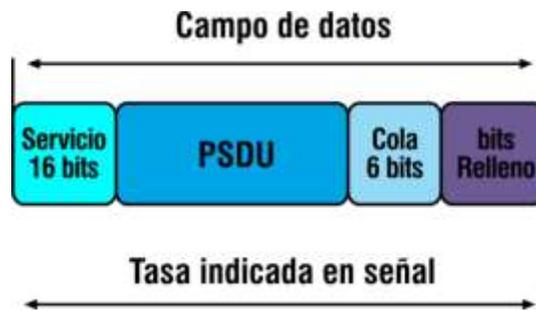


Figura 1.11 Campo Datos.

En este campo la transmisión se realiza a la velocidad que ha sido descrita anteriormente por el campo Tasa, este campo puede estar constituido por múltiples símbolos OFDM. Este campo está compuesto por el campo Servicio del encabezado PLCP y por los campos PSDU, Cola y Bits de Relleno.

Campo PSDU: en este campo se encuentran los datos provenientes del nivel MAC. Como OFDM requiere transmitir tramas de tamaño fijo de bits, el campo Datos se rellena con bits a través del campo Bits de Relleno de tal forma que su longitud sea un entero múltiplo del tamaño de la trama. El tamaño depende tanto de la codificación como de la modulación definida para la velocidad de transmisión de datos.

Campo Cola: este campo es necesario para retornar el codificador convolucional al “estado cero”, el tamaño del campo es de 6 bits los cuales están en cero para cumplir con su finalidad. Gracias a este procedimiento, el decodificador convolucional disminuye la probabilidad de error

Campo Bits de Relleno: los bits de este campo son necesarios para conseguir que el campo de datos sea un múltiplo entero del número de bits codificados en un símbolo OFDM (48, 96, 192, o 288).

1.3.2.3.4. Procedimiento para el cálculo de los bits de relleno

Según el estándar el número de bits en el campo DATOS deberá ser múltiplo entero del número de bits codificados en un símbolo OFDM (N_{CBPS}) que puede tener valores de 48, 96, 192 o 288. Para lograrlo, la longitud del mensaje se extiende de tal forma que se convierta en múltiplo entero del número de bits de datos por símbolo OFDM (N_{DBPS}). El número de símbolos OFDM (N_{SYM}), el número de bits en el campo de datos (N_{DATA}) y el número de bits de relleno (N_{PAD}), son calculados como sigue a partir de la longitud del PSDU, la cual se define en el campo Longitud [8]:

$$N_{SYM} = \text{Ceiling} \left(\frac{(16 + 8 \cdot \text{length} + 6)}{N_{DBPS}} \right) \quad (1.1).$$

$$N_{DATA} = N_{SYM} \cdot N_{DBPS} \quad (1.2).$$

$$N_{PAD} = N_{DATA} - (16 + (8 \cdot \text{length}) + 16) \quad (1.3).$$

Donde, la función *ceiling* se encarga de regresar el entero más pequeño mayor o igual al argumento.

1.3.2.3.5. Codificador convolucional

El código corrector de errores convolucional usado para la codificación utiliza velocidades de codificación de 1/2, 2/3 o 3/4 dependiendo de la velocidad deseada. Esta codificación es aplicada al campo de Datos. El codificador utiliza los polinomios generadores $g_0=133_8$ y $g_1=171_8$, de tasa 1/2, como se muestra en la figura 1.12. [8].

Una técnica muy útil para la generación de velocidades de codificación adicionales a partir de un codificador convolucional es la técnica conocida como perforación (*puncturing*), la cual consiste en la no transmisión de algunos de los bits de salida del codificador, incrementándose de ésta forma la velocidad de codificación. En la recepción se inserta bits de relleno para reemplazar a los bits perforados o no transmitidos los cuales se definen como patrón de perforado.

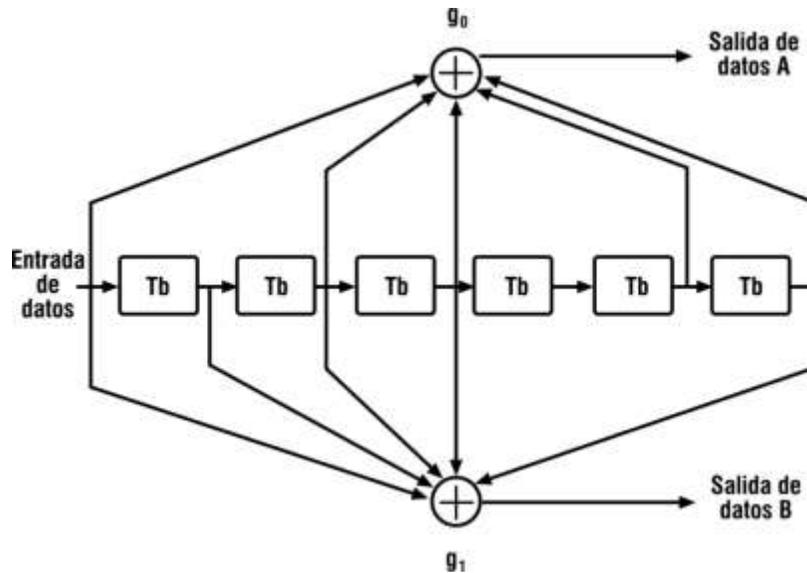


Figura 1.12 Codificador convolucional.

La figura 1.13 muestra los dos patrones de códigos perforados definidos en el estándar IEEE 802.11a. El patrón de perforado con un período de seis bits (a) es utilizado para generar la velocidad de codificación de 3/4, mientras con el patrón de perforado de cuatro bits de período (b), se genera una tasa de 2/3. [8].

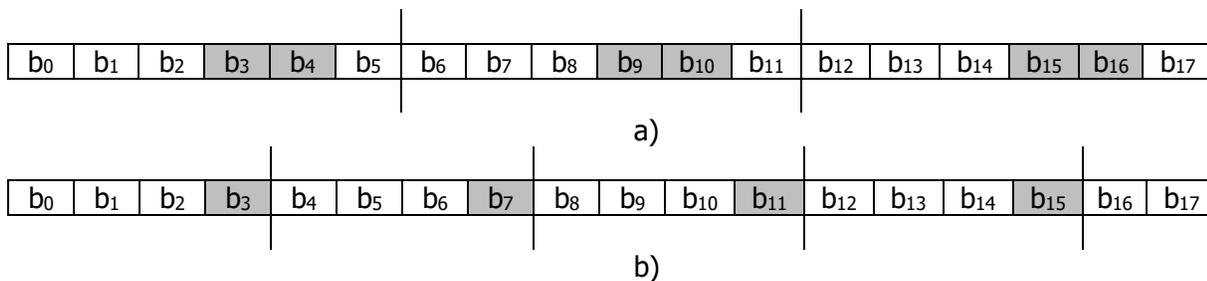


Figura 1.13 Patrones de perforado. a) 3/4, b) 2/3.

1.3.2.3.6. Entrelazado de datos

La información que sale luego de pasar por el codificador convolucional es enviada a una etapa de entrelazado de bloque (*interleaving*) cuyo funcionamiento se puede explicar como una matriz en la que los datos son escritos en columnas y leídos en filas o viceversa. Al número de bits en el bloque se le llama profundidad del entrelazado, el tamaño de bloque corresponde al número de bits codificados en un símbolo OFDM (N_{CBPS}).

Esta profundidad medida en bits cambia de acuerdo al tipo de modulación (BPSK, QPSK, 16QAM y 64QAM) con profundidades de 48, 96, 192 y 288 bits respectivamente, y se calcula multiplicando el número de subportadoras por el número de bits por símbolo.

El entrelazado se define por una permutación de dos pasos. La primera asegura que los bits codificados adyacentes, sean mapeados sobre subportadoras no adyacentes. La segunda se asegura de que los bits código adyacentes sean mapeados alternativamente sobre los bits menos o más

significativos de la constelación. Se denota como k el índice del bit codificado antes de la primera permutación, i como el índice después de la primera y antes de la segunda permutación, y j el índice después de la segunda permutación, justo antes del mapeo. La primera permutación se define por la regla:

$$i = \left(\frac{N_{CBPS}}{16} \right) \cdot \text{floor} \left(\frac{k}{16} \right) \quad k = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1 \quad (1.4).$$

La función *floor* regresa el valor entero más cercano menor o igual a su valor argumento. La segunda permutación se define por la regla de la ecuación 1.5.

$$j = s \cdot \text{floor} \left(\frac{i}{s} \right) + \left(i + N_{CBPS} - \text{floor} \left(16 \frac{i}{N_{CBPS}} \right) \right) \text{mod } s \quad i = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1 \quad (1.5).$$

La función *mod* entrega el residuo de la división de dos factores.

El valor de s se determina por el número de bits codificados por subportadora (N_{BPS}) de acuerdo a:

$$s = \max \left(\frac{N_{CBPS}}{2,1} \right) \quad (1.6).$$

Donde s es el tamaño del número de bits a intercalar.

En el desentrelazado se realiza el proceso inverso que también se define por dos permutaciones, denotando con j el índice del bit original recibido antes de la primera permutación, i el índice después de la primera y antes de la segunda permutación y k el índice después de la segunda permutación, justo antes de la entrega de bits al decodificador convolucional (Viterbi). Teniendo en cuenta la ecuación anterior la primera permutación es:

$$j = s \cdot \text{floor} \left(\frac{i}{s} \right) + \left(j + N_{CBPS} - \text{floor} \left(16 \frac{j}{N_{CBPS}} \right) \right) \text{mod } s \quad j = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1 \quad (1.7).$$

La segunda permutación se define por la regla:

$$k = 16 \cdot i - (N_{CBPS} - 1) \cdot \text{floor} \left(16 \frac{i}{N_{CBPS}} \right) \quad i = 0, 1, \dots, N_{CBPS} \quad (1.8).$$

1.3.2.3.7. Modulación o mapeo de subportadoras

En la etapa de modulación de subportadora o mapeo, las subportadoras se modulan utilizando modulación BPSK, QPSK, 16QAM o 64QAM dependiendo de la velocidad de transmisión de datos. La serie de datos, ya codificados y entrelazados, se dividen en grupos de N_{CBPS} (1, 2, 4 ó 6) bits acorde a la modulación y se convierten a números complejos que representa puntos en las constelaciones BPSK, QPSK, 16-QAM o 64-QAM respectivamente. [8].

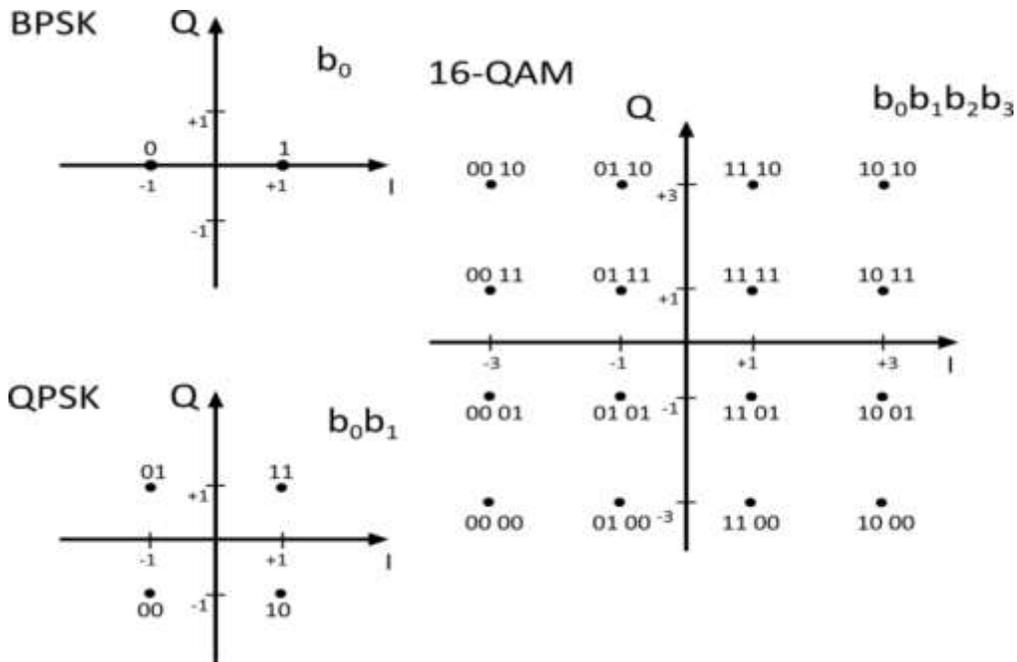


Figura 1.14 Constelación de bits de codificación BPSK, QPSK y 16 QAM.

El bit b_0 en la figura 1.14 representa el bit menos significativo de la trama. Estos números complejos ($I + jQ$) que representan los puntos en las constelaciones, son multiplicados por un factor de normalización K_{MOD} , para obtener los valores resultantes d , según se muestra en la ecuación 1.9. [8].

$$d = (I + jQ) \times K_{MOD} \quad (1.9).$$

Este factor de normalización K_{MOD} (tabla 1.5) depende del tipo de modulación y el propósito del mismo es lograr la misma potencia promedio para todos los mapeos.

MODULACION	K_{MOD}
BPSK	1
QPSK	$1/\sqrt{2}$
16 - QAM	$1/\sqrt{10}$
64 - QAM	$1/\sqrt{42}$

Tabla 1.5 Factor de normalización según esquema de modulación.

1.4. COMPARACIÓN CON OTRAS TECNOLOGÍAS INALÁMBRICAS DE ÁREA LOCAL

En esta sección del capítulo se considerarán de manera general otras tecnologías inalámbricas las cuales tienen características y requerimientos técnicos tanto similares como diferentes a las que se han nombrado hasta el momento.

1.4.1. IEEE 802.11a

En 1999, el IEEE aprobó los estándares IEEE 802.11a y el IEEE 802.11b. En el año 2001 hizo su aparición en el mercado los productos del estándar 802.11a.

El estándar IEEE 802.11a aprobado por el IEEE en el año de 1999, ofrece una velocidad de transmisión de datos de hasta 54 Mbps, a la vez que presenta mayor inmunidad al ruido si se compara con el estándar IEEE 802.11b debido a que trabaja en una banda con menor uso. Está basado en la técnica de multicanalización OFDM.

La frecuencia portadora se subdivide en 52 subportadoras traslapadas lo que hace más eficiente la utilización del espectro radioeléctrico. De las 52 subportadoras, 48 se utilizan para la transmisión de datos mientras que las 4 restantes se utilizan para sincronizar las frecuencias en el receptor.

En la Tabla 1.4 se muestran las distintas velocidades de transmisión de datos que se pueden alcanzar utilizando 802.11a. Las velocidades de transmisión de datos de 6, 12 y 24 Mbps son obligatorias y el resto son opcionales. La cobertura que posee 802.11a no mejora a su predecesor (IEEE802.11b), pero si permite mayores velocidades de transmisión de datos a la misma distancia.

El estándar IEEE 802.11a cuenta con 12 canales no traslapados con un ancho de banda de 20 MHz cada uno, de los cuales 8 canales son utilizados para la red inalámbrica y los 4 restantes se usan para conexiones punto a punto. En la Figura 1.15 se muestran los 12 canales del estándar que se disponen en la banda de los 5 GHz.

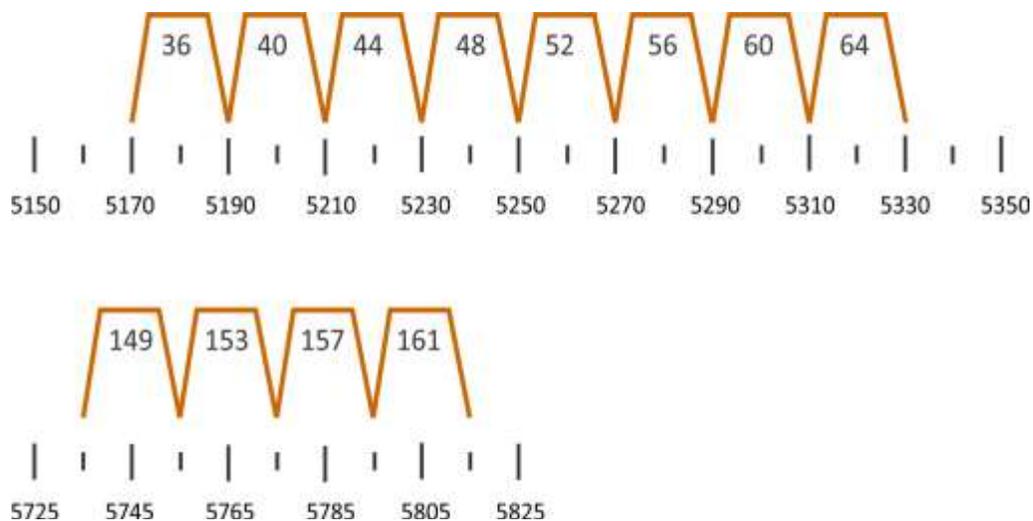


Figura 1.15 Canalización en la banda de 5 GHz.

1.4.2. HiperLAN/2

Al igual que el IEEE, el ETSI desarrolló también un estándar inalámbrico llamado HiperLAN dentro de la iniciativa BRAN (Broadband Radio Access Networks, Redes de Acceso Banda Ancha vía Radio). Es un sistema de comunicación inalámbrica basado en el Modo de Transferencia Asíncrono (ATM, Asynchronous Transfer Mode), el cual incorpora una serie de características adicionales como es la Calidad de Servicio, (QoS, Quality of Service), búsqueda automática de frecuencia de operación, además utiliza eficientemente los recursos de radio por ser un sistema orientado a la conexión, utiliza la técnica de transmisión OFDM y alcanza velocidades de transmisión hasta de 54 Mbps.

HiperLAN/2 funciona como extensión de otras redes como son ATM y UMTS (Sistema de Telecomunicaciones Móviles Universal, Universal Mobile Telecommunications System).

1.4.3. Home RF

Tecnología definida por el grupo llamado HRFWG (*Grupo de trabajo de Radio Frecuencias Domesticas, Home RF Working Group*) que es el encargado de definir los parámetros que permiten que una red inalámbrica brinde interoperabilidad entre productos y servicios de diferentes empresas. Home RF se basa en el Protocolo de Acceso Inalámbrico Compartido (SWAP, *Shared Wireless Access Protocol*) y trabaja en la misma banda de frecuencia de los estándares IEEE 802.11b/g logrando un rango de operabilidad alrededor de 50 metros a una velocidad de 2 Mbps.

Entre las características técnicas de este estándar se puede mencionar que añade un subconjunto de estándares DECT (*Telecomunicaciones Inalámbricas Mejoradas Digitalmente, Digital Enhanced Cordless Telecommunications*), para proporcionar los servicios de voz y además para la transmisión inalámbrica de datos.

2. MODELADO

En este capítulo se obtiene un modelo de simulación por medio de la aplicación y adaptación de la metodología de simulación de equipos de telecomunicaciones [1] al nivel físico del estándar IEEE 802.11g.

El modelo de simulación se implementó en el software SPD el cual fue proporcionado por la empresa CoWare® como una versión académica, por lo tanto el análisis y resultados obtenidos se enfocaron hacia el cumplimiento de los objetivos especificados en el desarrollo del modelo.

2.1. FORMULACIÓN DEL PROBLEMA Y PLAN DE ESTUDIOS

Para llevar a cabo satisfactoriamente una simulación es necesario tener un claro concepto de los objetivos que se quieren lograr con este proceso, debido a que son estos los que permiten definir las variables de entrada y salida del sistema, por lo cual se recomienda tener en cuenta los siguientes tres pasos:

- Adquisición de información sobre el funcionamiento del sistema.
- Identificación de los fines de la simulación.
- Formulación de los objetivos.

2.1.1. Adquisición de información sobre el funcionamiento del sistema.

En esta parte del capítulo se dará respuesta a una serie de preguntas con el fin de recolectar información acerca del funcionamiento del sistema lo que servirá para definir las variables de entrada y salida, logrando así el resultado esperado con un mínimo margen de error.

2.1.1.1. Subsistema: Transmisor

- ¿Qué tipo de señales va a tratar el subsistema?

El subsistema genera un tren de pulsos aleatorios los cuales representan la información original introducida por el usuario que será transmitida y procesada por el sistema. Internamente en el sistema la señal se procesa y es convertida en una señal OFDM que será enviada a través de un canal inalámbrico donde estará afectada por fenómenos como el Ruido Blanco Gaussiano Aditivo (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*) y la multitrayectoria.

- ¿Qué pasos sigue el subsistema para el tratamiento de las señales en cuestión?

Para la obtención de una señal OFDM a partir de una señal de datos binarios entrantes, es necesario seguir los pasos que se describen a continuación.

1. Generador de información

En el proceso de generación de información se fijan los parámetros de periodo de bit y la cantidad de bits por trama los cuales se generan de acuerdo a la velocidad de transmisión de datos con la que esté operando el sistema.

2. Generador formato de trama PDU

A la información proveniente del paso anterior la cual representa los datos de usuario se le agrega el preámbulo y el encabezado PLCP, este último compuesto por los campos Tasa, Reserva, Longitud, Paridad, Cola y Servicio.

3. Codificador – Entrelazador
En esta parte la trama PPDU es codificada de acuerdo a lo establecido por el estándar IEEE 802.11g con tasas de codificación de 1/2, 2/3 o 3/4 de acuerdo a la velocidad de transmisión de datos. A la salida de este codificador se obtiene un número mayor de bits los cuales son entrelazados de manera tal que no queden grupos de bits adyacentes.
4. Modulador
Los datos recibidos son mapeados utilizando técnicas de modulación M-arias tales como son M-PSK o M-QAM.
5. Inserción de señal piloto
A los datos mapeados se adiciona 4 subportadoras piloto que permiten en recepción una eficaz estimación del canal.
6. Conversor serie a paralelo
En esta parte el grupo de bits ya mapeados es recibido en forma de un flujo de datos serial y es convertido a un flujo paralelo haciendo uso de un conversor serial a paralelo.
7. Transformada inversa rápida de Fourier (IFFT)
Aquí cada una de las señales paralelas es asignada una subportadora para la conversión del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo por medio de la transformada inversa rápida de Fourier.
8. Conversor paralelo – serie
Los datos provenientes de la transformada inversa rápida de Fourier vienen en forma paralela por lo cual se hace necesario nuevamente convertirlos a un flujo de datos serial, esto se logra utilizando un conversor paralelo a serial.
9. Inserción del intervalo de guarda
En esta parte se adiciona el intervalo de guarda al símbolo OFDM con el fin de evitar la Interferencia Inter Símbolo.

- ¿Qué factores serán evaluados con la simulación?

Después de realizar el proceso de simulación del transmisor se evaluarán los siguientes factores:

1. La dimensión de las señales después de cada proceso.
2. La comparación visual entre una muestra de la señal que representan la información de usuario y la señal recibida.
3. Diagramas de ojo.
4. Diagramas de constelación.
5. Ancho de banda de la señal.

2.1.1.2. Subsistema: Modelo del Canal

- ¿Qué tipo de señales va a tratar el subsistema?

El subsistema de Modelo de Canal recibe una señal OFDM que proviene del transmisor, luego a la salida de este subsistema entrega una señal OFDM afectada por las características intrínsecas de un canal inalámbrico como son la multitrayectoria y el AWGN.

- ¿Qué pasos sigue el subsistema para el tratamiento de la señal en cuestión?

En este subsistema se modela el canal de tal forma que se apliquen procedimientos que simulen las características propias del desvanecimiento por multitrayectoria y las características del ruido AWGN.

- ¿Qué factores serán evaluados durante la simulación?

Concluido el modelado de canal se evaluará lo siguiente:

1. Espectros de frecuencia.
2. Gráficas de desempeño.
3. Diagramas de ojo.
4. Diagramas de constelación.

2.1.1.3. Subsistema: Receptor

- ¿Qué tipo de señales va a tratar el subsistema?

Al subsistema receptor llegará la señal OFDM proveniente del subsistema Modelo del Canal, esta señal estará afectada por multitrayectoria y/o Ruido AWGN. A su vez el subsistema receptor entregará la señal binaria que corresponde a la información original del usuario.

- ¿Qué pasos sigue el subsistema para el tratamiento de las señales en cuestión?

Después de recibir la señal en el subsistema Receptor esta se procesa en forma inversa a lo realizado en el subsistema Transmisor, como se indica a continuación:

1. Remoción del intervalo de guarda.
A la señal OFDM recibida se le retira el intervalo de guarda que se adicionó en el proceso de transmisión.
2. Conversor serie a paralelo.
El flujo de datos serie proveniente del canal es transformado a paralelo.
3. Transformada rápida de Fourier (FFT).
Haciendo uso de la transformada rápida de Fourier, la señal es convertida del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia.
4. Conversor paralelo a serie.
En esta parte se recibe la señal en paralelo proveniente de la transformada y es convertida nuevamente a un flujo de datos serial.
5. Demodulador.
La señal de datos recibida del paso anterior es demodulada o desmapeada de acuerdo al tipo de técnica con la que se haya modulado (M-PSK ó M-QAM).

6. Desentrelazador.
En esta se posicionan nuevamente los bits en el lugar correspondiente, quedando los bits de información en el orden correcto.
7. Decodificador Viterbi.
En esta parte se realiza el proceso inverso al codificador convolucional, con una capacidad limitada de detección y corrección de errores recuperando la información original transmitida.

- ¿Qué factores serán evaluados con la simulación?
 - Se calcularán parámetros como la BER comparando los datos recibidos con los datos transmitidos.
 - Relación de la E_b/N_0 con la BER.

2.1.2. Fines de la simulación

La simulación que se realizará es la correspondiente al nivel físico de un sistema IEEE 802.11g, cuyo propósito será mostrar los diferentes procesamientos sobre la señal relacionados con la modulación y codificación en la transmisión, demodulación y decodificación en la recepción y la degradación de la señal cuando se ve afectada por los fenómenos de propagación en el medio inalámbrico.

2.1.3. Formulación de los objetivos de la simulación

- Analizar el procesamiento de la señal tal como la codificación, modulación y transmisión.
- Analizar el desempeño de la norma a nivel físico para algunas velocidades de transmisión de datos del estándar (18 Mbps, 24 Mbps, y 54 Mbps).
- Determinar si el modelo implementado representa adecuadamente el sistema por medio de la verificación y visualización de algunos parámetros como las señales de entrada y salida, y por medio del BER (Bit Error Rate, Tasa de Error de Bit) y la relación energía de bit a densidad de potencia de ruido (E_b/N_0).

2.2. RECOLECIÓN Y PROCESAMIENTO DE DATOS

El sistema a simular presenta cierto grado de complejidad por lo tanto requiere de un proceso dispendioso que incluye la identificación de clases y objetos, de las estructuras, los sujetos, los atributos y servicios o métodos, para cada uno de los subsistemas (Transmisor, Modelo de Canal y Receptor). Para la adecuada identificación de estos elementos y atributos se recurre a la información disponible en el estándar IEEE 802.11g.

2.2.1. Transmisor

2.2.1.1. Identificación de las clases y objetos

El subsistema transmisor consta de las siguientes partes básicas: generador de información, generador de formato de trama PDU, codificador-entrelazador, modulador, inserción de señal piloto, conversor serie a paralelo, aplicación IFFT, conversor paralelo a serie e inserción del intervalo de guarda. Estos elementos corresponden a los objetos del subsistema.

2.2.1.2. Identificación de las estructuras

El término estructura es una expresión que se emplea para manejar la complejidad de un sistema. El análisis orientado a objetos basa su trabajo en las estructuras *Gen-Spec*⁷ (Generalización-Especificación) y *Whole-Part* (Todo-Parte).

Según las características del subsistema transmisor, las estructuras que lo conforman se basan en la estructura tipo Todo-Parte, también conocida como estructura de ensamblaje. Se identifican las siguientes estructuras en este subsistema.

- **Generador de Información**

El generador de información no tiene una subdivisión interna en componentes. Su estructura Todo-Parte se muestra en la figura 2.1.

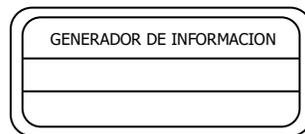


Figura 2.1 Estructura Todo-Parte del generador de información.

- **Formato de trama PPDU**

El formato de trama se divide en tres campos básicos que son: preámbulo PLCP, campo Señal (*Signal*) y campo Datos (*Data*). El campo Señal está conformado por el encabezado PLCP el cual se subdivide en los campos Tasa (*Rate*), Reserva (*Reserved*), Longitud (*Length*), Paridad (*Parity*), Cola de la señal (*Tail*) y Servicio (*Service*), aclarando que éste último campo no hace parte del campo Señal. Por último, el campo Datos está conformado por los campos Servicio (*Service*), PSDU, Cola y Bits de relleno (*Pad Bits*), esta estructura se muestra en la figura 2.2.

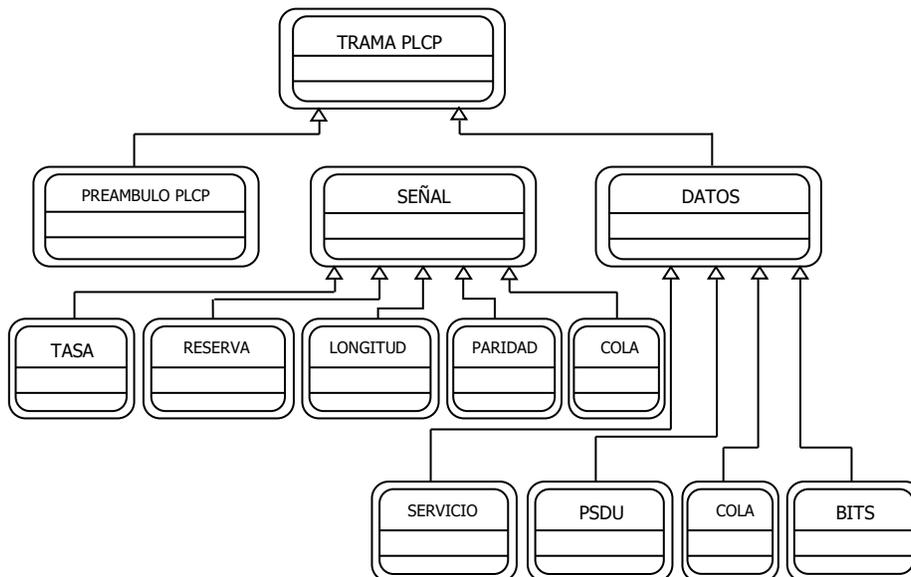


Figura 2.2 Estructura Todo-Parte del formato PPDU.

⁷ Esta estructura es conocida como estructura de clasificación. Va desde las clases con atributos y servicios generales hasta las clases más especializadas.

- **Codificador – Entrelazador**

Dentro del codificador – entrelazador se logra identificar dos estructuras: una es el codificador el cual realiza el proceso de codificación convolucional además de realizar el proceso de perforación. La otra estructura es el entrelazador el cual entrelaza o intercala el flujo de bits cambiando su posición para garantizar que ante ruido impulsivo en el canal, en el receptor los bits erróneos queden de forma distribuida en la trama y no de forma consecutiva.

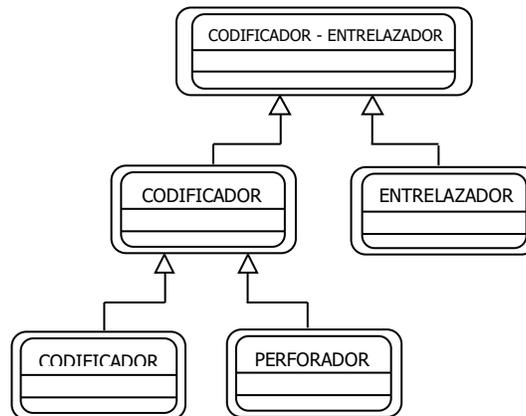


Figura 2.3. Estructura Todo-Parte del codificador – entrelazador.

- **Modulador**

El modulador se divide internamente en dos estructuras diferentes que son: la estructura M_PSK y la estructura M_QAM que son definidas dependiendo de las condiciones del canal. Es de anotar que el campo Señal siempre va a ser modulado con B-PSK. La figura 2.4. muestra la estructura Todo-Parte del modulador.

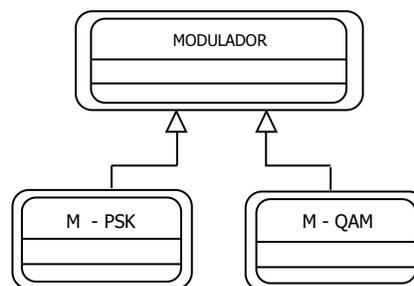


Figura 2.4. Estructura Todo-Parte del modulador

- **Inserción de la señal piloto**

La inserción de las señales piloto no cuenta con una división interna, por lo cual su estructura Todo-Parte es como se indica en la figura 2.5.

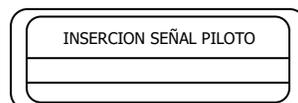


Figura 2.5. Estructura Todo-Parte de la inserción de la señal piloto.

- **Convertor serie a paralelo**

La estructura convertor serie a paralelo es única y no cuenta con divisiones estructurales.

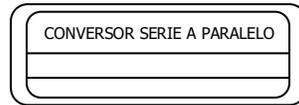


Figura 2.6. Estructura Todo-Parte del convertor serie a paralelo.

- **Transformada Inversa rápida de Fourier**

La transformada inversa rápida de Fourier no cuenta con subdivisiones. La estructura Todo-Parte se muestra en la figura 2.7.

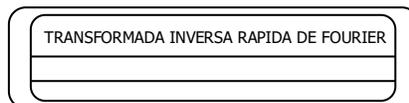


Figura 2.7. Estructura Todo-Parte de la transformada inversa rápida de Fourier.

- **Convertor paralelo a serie**

La estructura convertor paralelo a serie es única y no cuenta con divisiones estructurales.

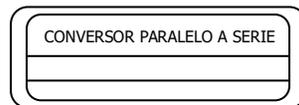


Figura 2.8. Estructura Todo-Parte del convertor paralelo a serie.

- **Inserción del intervalo de guarda (IG)**

La estructura inserción del intervalo de guarda es única, tal como se muestra en la figura 2.9.

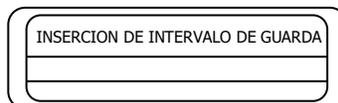


Figura 2.9. Estructura Todo-Parte de la inserción del intervalo de guarda.

2.2.1.3. Identificación de los sujetos

En el análisis orientado a objetos, "sujeto" es un concepto que representa el todo de un sistema o una estructura desde una perspectiva alta.

En el subsistema transmisor se identificaron los siguientes sujetos: generador de información, formato de trama PPDU, codificador - entrelazador, modulador, inserción de la señal piloto, conversión serie a paralelo, transformada inversa rápida de Fourier, convertor paralelo a serie y la inserción del intervalo de guarda, a los cuales se les realizó su respectiva estructura.

2.2.1.4. Identificación de los Atributos

En la definición de atributos se considera cada objeto en forma independiente.

▪ **Definición de los atributos para el Generador de información**

- Nombre: Tipo de dato de salida.
Descripción: los datos obtenidos a la salida de esta etapa son de tipo binario.
- Nombre: Periodo.
Descripción: determina el periodo de duración de cada bit generado.
- Nombre: Probabilidad.
Descripción: determina la probabilidad de generar los estados uno (1) o cero (0).
- Nombre: Datos por trama.
Descripción: Especifica el número bits de información para cada trama, los cuales son generados por el generador de información.

▪ **Definición de los atributos para el Formato de trama PPDU**

- Nombre: Preámbulo PLCP.
Descripción: Este atributo es el encargado de la sincronización de la trama PPDU.
- Nombre: Tasa (*Rate*) (Velocidad de transmisión de datos).
Descripción: Este atributo define la velocidad a la cual será transmitida el resto de la trama.
- Nombre: Reservado (*Reserved*).
Descripción: Atributo no utilizado actualmente, se reserva para uso futuro.
- Nombre: Longitud (*Length*).
Descripción: Este atributo indica la longitud o número de octetos de la carga útil.
- Nombre: Paridad (*Parity*).
Descripción: Este atributo se utiliza como bit de paridad para los 17 bits de los campos anteriores a él.
- Nombre: Cola de la señal (*Signal Tail*).
Descripción: Este atributo es utilizado para la decodificación de los campos Tasa y Longitud en la recepción.
- Nombre: Servicio (*Service*).
Descripción: Este atributo ayuda a la sincronización de la decodificación en el receptor.
- Nombre: Cola (*Tail*).
Descripción: Este atributo se utiliza para retornar el codificador convolucional al estado cero.
- Nombre: Pad Bits (Bits de relleno).
Descripción: Este atributo es utilizado para que el campo de datos sea un múltiplo del número de bits codificados por símbolo OFDM (N_{DBPS}).

▪ **Definición de los atributos para el Codificador – Entrelazador**

- Nombre: Tasa de codificación.
Descripción: Este atributo define la tasa de codificación a la cual se va a codificar el campo Datos.

- Nombre: Polinomio generador.
Descripción: Este atributo multiplica el flujo de datos por un polinomio (polinomio generador) dando como resultado un polinomio resultante con la característica que éste sea divisible por el polinomio generador.
 - Nombre: Perforado.
Descripción: Atributo utilizado para retirar u omitir algunos bits del flujo de datos.
 - Nombre: Entrelazador.
Descripción: Este atributo toma el flujo de datos adyacentes y los entrelaza de tal forma que estos se transporten en subportadoras no adyacentes.
- **Definición de los atributos para el Modulador**
 - Nombre: Tipo de modulación.
Descripción: Este atributo modula los bits de datos dependiendo del tipo de campo y de la velocidad de transmisión de datos a la cual se está transmitiendo la información.
 - Nombre: Factor de normalización.
Descripción: Este atributo asegura que todos los mapeos tengan la misma potencia promedio.
 - **Definición de los atributos para la Inserción de la señal piloto**
 - Nombre: Señal piloto.
Descripción: Este atributo se utiliza para reducir los desplazamientos de fase y de frecuencia.
 - **Definición de los atributos para el Conversor serie a paralelo**
 - Nombre: Serie a paralelo.
Descripción: Este atributo toma el flujo de datos que viene en forma serial y los convierte a la forma paralela.
 - **Definición de los atributos para la Transformada inversa rápida de Fourier**
 - Nombre: Asignación de subportadora.
Descripción: Este atributo asigna cada uno de los datos paralelos a una subportadora diferente.
 - **Definición de los atributos para el Conversor paralelo a serie**
 - Nombre: Paralelo a serie.
Descripción: Este atributo toma el flujo de datos paralelo y los convierte nuevamente a la forma serial.
 - **Definición de los atributos para la Inserción del intervalo de guarda**
 - Nombre: Inserción del intervalo de guarda.
Descripción: Atributo utilizado para evitar que los símbolos sean afectados por otros símbolos adyacentes, lo que se conoce como interferencia inter-símbolo.

2.2.1.4.1. Identificación de servicios

Cada objeto define un comportamiento particular, en el análisis orientado a objetos este comportamiento se define como "Servicio".

▪ **Identificación de Servicios para el Generador de información**

- Nombre: Generar datos binarios aleatoriamente.
Descripción: Se generan los bits de datos (unos y ceros) con una cantidad y periodo definidos.

▪ **Identificación de servicios para el Formato PPDU**

- Nombre: Agregar preámbulo PLCP.
Descripción: Agrega 12 símbolos de los cuales 10 conforman el preámbulo corto y los 2 restantes conforman el preámbulo largo. La secuencia de estos símbolos está previamente definida en el estándar y juntos permiten la sincronización de la trama en la parte de recepción. Los 10 símbolos cortos son utilizados para control automático de ganancia, selección de diversidad, adquisición de sincronización y para la estimación del desplazamiento de frecuencia en recepción y 2 símbolos largos usados para la estimación de canal y para ajustes finos del sincronismo en frecuencia en la recepción.
- Nombre: Tasa (Velocidad de transmisión de datos).
Descripción: Agrega 4 bits los cuales son encargados de indicar la velocidad de transmisión a la cual se transmitirá el resto de la trama y el tipo de modulación.
- Nombre: Reservado.
Descripción: Agrega 1 bit el cual es fijado en cero "0" y reservado para uso futuro.
- Nombre: Longitud.
Descripción: Agrega 12 bits que indican el número de octetos que la MAC está solicitando al nivel PHY para transmitir.
- Nombre: Paridad.
Descripción: Agrega 1 bit y es usado para brindar paridad a los 17 bits anteriores.
- Nombre: Cola de la señal.
Descripción: Agrega 6 bits los cuales son fijados en cero "0", los cuales permiten la decodificación de los campos Tasa y Longitud.
- Nombre: Servicio.
Descripción: Agrega 16 bits de los cuales los 7 primeros bits son fijados en cero "0" con la finalidad de sincronizar la decodificación en el receptor y los 9 bits restantes son reservados para uso futuro.
- Nombre: Cola.
Descripción: Agrega 6 bits (fijados en cero "0") y se utiliza para retornar el codificador convolucional al estado cero.

- Nombre: Bits de relleno.
Descripción: Agrega un número variable de bits, el cual depende de la velocidad de transmisión de datos y hace que el campo de datos sea un múltiplo entre del número de bits codificados por símbolo OFDM (N_{CBPS}).
- **Identificación de servicios para el Codificador – Entrelazador**
 - Nombre: Tasa de codificación.
Descripción: Define la tasa de codificación a la cual se debe codificar la trama PLCP.
 - Nombre: Polinomio generador.
Descripción: Multiplica la señal de datos por un polinomio generador de la forma $g_0=133_8$ y $g_1=171_8$ de tasa $\frac{1}{2}$ dando como resultado un polinomio divisible por aquel que lo generó.
 - Nombre: Perforado.
Descripción: Realiza la remoción de algunos bits del flujo de datos con el fin de incrementar la tasa de codificación.
 - Nombre: Entrelazador.
Descripción: Toma el flujo de datos y entrelaza los bits adyacentes y los ubica en subportadoras no adyacentes.
 - **Identificación de servicios para el Modulador**
 - Nombre: Tipo de modulación.
Descripción: Este servicio define la modulación dependiendo el campo de la trama (por ejemplo, el campo señal compuesto por los campos tasa, reserva, longitud, paridad y cola de la señal se modula con BPSK y el resto de la trama se modula de acuerdo a la velocidad de transmisión de datos) y además tiene en cuenta la velocidad de transmisión de datos a la cual se transmite la información.
 - Nombre: Factor de normalización.
Descripción: Realiza un promedio de potencia para que los mapeos se realicen con la misma potencia.
 - **Identificación de servicios para la Inserción de la señal piloto**
 - Nombre: Señal piloto.
Descripción: Permite la detección coherente reduciendo los desplazamientos de fase y de frecuencia.
 - **Identificación de servicios para el Conversor serie a paralelo**
 - Nombre: Serie a paralelo.
Descripción: Realiza la conversión del flujo de datos serial a un flujo de datos en paralelo, con el fin de que se adapten a la siguiente etapa de manera adecuada.

- **Identificación de servicios para la Transformada inversa rápida de Fourier**
 - Nombre: Asignación de subportadora.
Descripción: Realiza la asignación de subportadoras a cada una de las señales provenientes del bloque anterior, cada subportadora cuenta con su respectiva frecuencia.
- **Identificación de servicios para el Conversor paralelo a serie**
 - Nombre: Paralelo a serie.
Descripción: Realiza la conversión del flujo de datos en paralelo del vector resultante de la etapa anterior a un vector cuyos datos se encuentran en forma serial.
- **Identificación de servicios para la Inserción del intervalo de guarda**
 - Nombre: Inserción del intervalo de guarda.
Descripción: Realiza una copia de la ultima parte de la trama y la copia al inicio de la misma con el fin de evitar la interferencia inter-símbolo.

2.2.1.5. Modelo del Canal

2.2.1.5.1. Identificación de las Clases y Objetos

En esta parte se analiza el subsistema modelo de canal el cual está compuesto por un trayecto al cual se le adiciona AWGN. Además, se analizan múltiples trayectos.

2.2.1.5.2. Identificación de las Estructuras

Siguiendo tipo de estructura utilizada (Todo-Parte) y aplicándola al subsistema modelo de canal se identifica la siguiente estructura en este subsistema

- **Trayectos**

La estructura trayectos está conformada por dos componentes que son el bloque AWGN y el bloque de retardos, el cual incluye el peso o la atenuación relativa que sufre cada trayecto respecto al principal además del retardo de cada trayecto. Su estructura Todo-Parte se muestra en la figura 2.10.

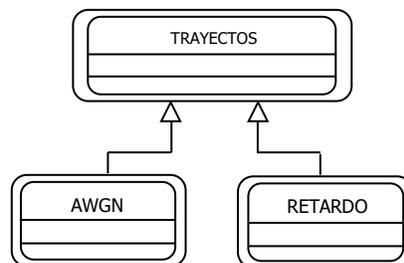


Figura 2.10. Estructura Todo-Parte de trayectos.

2.2.1.5.3. Identificación de los sujetos

En el subsistema modelo de canal se identifican un número finito de sujetos, los cuales tienen estructuras idénticas.

2.2.1.5.4. Definición de los atributos

- Nombre: relación señal a ruido.
Descripción: en este atributo se determina el nivel del ruido que se adicionará al canal siendo el mismo para cada trayecto.
- Nombre: retardo.
Descripción: este atributo determina la cantidad de tiempo en la cual se va a retardar la señal por cada uno de los caminos o trayectos e incluye el peso o la atenuación relativa que sufre cada trayecto con respecto al trayecto principal.

2.2.1.5.5. Identificación de servicios

▪ Identificación de Servicios para el Ruido AWGN

- Nombre: agregar multitrayectoria.
Descripción: la señal viaja por varios trayectos y de acuerdo al atributo retardo la señal se retarda un tiempo distinto para cada trayecto con respecto al trayecto principal.
- Nombre: agregar ruido AWGN.
Descripción: De acuerdo al atributo relación señal a ruido, adiciona un determinado nivel de ruido a la señal antes de ser asignada a los diferentes trayectos.

2.2.1.6. Receptor

2.2.1.6.1. Identificación de las Clases y Objetos

El subsistema Receptor consta de las siguientes partes básicas: Remoción del intervalo de guarda, conversor serie a paralelo, transformada rápida de Fourier, conversor paralelo a serie, demodulador, desentrelazador y decodificador Viterbi. Estas partes conforman los objetos del subsistema.

2.2.1.6.2. Identificación de las Estructuras

Según las características del subsistema Receptor, las estructuras que lo conforman se basan en la estructura tipo Todo-Parte. Se identifican las siguientes estructuras en este subsistema.

▪ Remoción del intervalo de guarda

La remoción del intervalo de guarda es una estructura única. La estructura Todo-Parte se muestra en la figura 2.11.

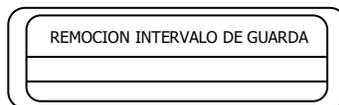


Figura 2.11. Estructura Todo-Parte de la remoción del intervalo de guarda.

▪ Conversor serie a paralelo

La estructura conversor serie a paralelo no contiene subdivisiones, por lo tanto su estructura Todo-Parte se indica en la figura 2.12.

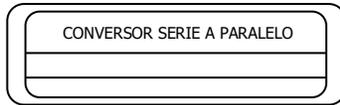


Figura 2.12. Estructura Todo-Parte del convertor serie a paralelo.

- **Transformada rápida de Fourier**

La transformada rápida de Fourier es de estructura única, está se representa gráficamente en la figura 2.13.

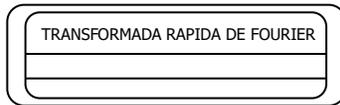


Figura 2.13. Estructura Todo-Parte de la transformada rápida de Fourier.

- **Convertor paralelo a serie**

La estructura convertor paralelo a serie no cuenta con subdivisiones, la estructura Todo-Parte de este convertor se indica en la figura 2.14.

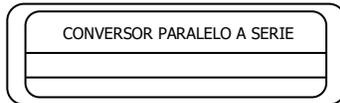


Figura 2.14. Estructura Todo-Parte del convertor paralelo a serie.

- **Demodulador**

El demodulador no cuenta con una división interna, por lo cual su estructura Todo-Parte es como se indica en la figura 2.15.

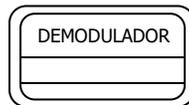


Figura 2.15. Estructura Todo-Parte del demodulador.

- **Desentrelazador**

La estructura del desentrelazador es única y no cuenta con divisiones estructurales.

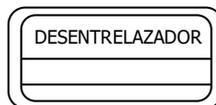


Figura 2.16. Estructura Todo-Parte del desentrelazador.

- **Decodificador Viterbi**

El decodificador Viterbi es una estructura única, por lo cual su estructura Todo-Parte se muestra en la figura 2.17.

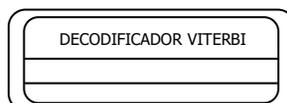


Figura 2.17. Estructura Todo-Parte del decodificador Viterbi.

2.2.1.6.3. Identificación de los Sujetos

En el subsistema receptor se identificaron los siguientes sujetos: remoción del intervalo de guarda, conversor serie a paralelo, transformada directa rápida de Fourier, conversor paralelo a serie, demodulador, desentrelazador y decodificador Viterbi, a los cuales se les realizó su respectiva estructura.

2.2.1.6.4. Definición de los Atributos

▪ Definición de los atributos para la remoción del intervalo de guarda

- Nombre: Remoción del intervalo de guarda.
Descripción: Este atributo se usa para retirar el intervalo de guarda.

▪ Definición de los atributos para el conversor serie a paralelo

- Nombre: Serie a paralelo.
Descripción: Este atributo transforma el flujo de datos recibido en forma serial a un flujo de datos en paralelo.

▪ Definición de los atributos para la transformada directa rápida de Fourier

- Nombre: Desmapeo de subportadoras.
Descripción: Este atributo recibe el vector de datos paralelo y lo convierte a un vector cuyos componentes son números complejos de la forma $I+jQ$.

▪ Definición de los atributos para el conversor paralelo a serie

- Nombre: Paralelo a serie.
Descripción: Este atributo convierte los datos de forma paralela a forma serial.

▪ Definición de los atributos para el demodulador

- Nombre: Demodulador.
Descripción: Este atributo demodula los datos dependiendo del tipo de campo y de la velocidad de transmisión de la información.

▪ Definición de los atributos para el desentrelazador

- Nombre: Desentrelazador.
Descripción: Este atributo ordena los bits de tal forma que estos queden idénticamente igual a como salieron del codificador convolucional.

▪ Definición de los atributos para el decodificador Viterbi

- Nombre: Decodificador Viterbi
Descripción: Este atributo realiza la decodificación del código convolucional.

2.2.1.6.5. Identificación de Servicios

- **Identificación de servicios para la remoción del intervalo de guarda**
 - Nombre: Remoción del intervalo de guarda.
Descripción: Realiza el retiro del intervalo de guarda que va al inicio de la trama que está recibiendo.
- **Identificación de servicios para el conversor serie a paralelo**
 - Nombre: Serie a paralelo.
Descripción: El vector de datos en forma serial recibido después de realizar el proceso de remoción del intervalo de guarda es convertido a un vector de datos de forma paralela, de tal forma que esté adecuado para ingresar a la siguiente etapa.
- **Identificación de servicios para la transformada directa rápida de Fourier**
 - Nombre: Desmapeo de subportadoras.
Descripción: Este atributo es el encargado de realizar el proceso contrario al realizado en la etapa de transmisión, toma los componentes del vector paralelo (en el dominio del tiempo) y les aplica DFT obteniéndose como resultado un vector paralelo en el cual sus componentes son números complejos de la forma $I+jQ$ (en el dominio de la frecuencia).
- **Identificación de servicios para el conversor paralelo a serie**
 - Nombre: Paralelo a serie.
Descripción: Realiza la conversión paralelo a serie de la información recibida de la transformada directa rápida de Fourier.
- **Identificación de servicios para el demodulador**
 - Nombre: Demodulador.
Descripción: Realiza la demodulación del flujo de datos, dependiendo del tipo de campo y velocidad con que se haya transmitido la información.
- **Identificación de servicios para el desentrelazador**
 - Nombre: Desentrelazador.
Descripción: Realiza la reagrupación de bits de tal forma que estos queden continuos respecto a la información que ellos transportan.
- **Identificación de servicios para el decodificador Viterbi**
 - Nombre: Decodificador Viterbi.
Descripción: Este atributo realiza la decodificación a la codificación convolucional, haciendo uso del algoritmo de Viterbi.

2.3. MODELO DE SIMULACIÓN

Teniendo en cuenta los objetivos planteados para esta simulación se procede a plantear el modelo de simulación, tomando como guía los aspectos más relevantes del estudio del estándar IEEE 802.11g. Esta abstracción permite reducir la complejidad del sistema y permite vislumbrar con mayor claridad el proceso de simulación. Para tal fin el sistema se divide en tres subsistemas

(transmisor, modelo del canal y receptor) para facilitar el análisis del comportamiento del mismo y la recolección de datos y cuya estructura se muestra en la figura 2.18.

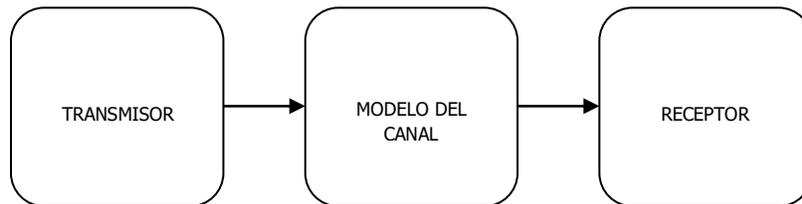


Figura 2.18. Estructura del sistema total.

2.3.1. Modelo de Simulación: Transmisor

De acuerdo al análisis realizado anteriormente, el subsistema transmisor se implementa en su nivel más alto de abstracción como lo indica la figura 2.19. , este subsistema consta de 9 sujetos cada uno de los cuales tiene su respectiva estructura interna definida, como se detalla a continuación:

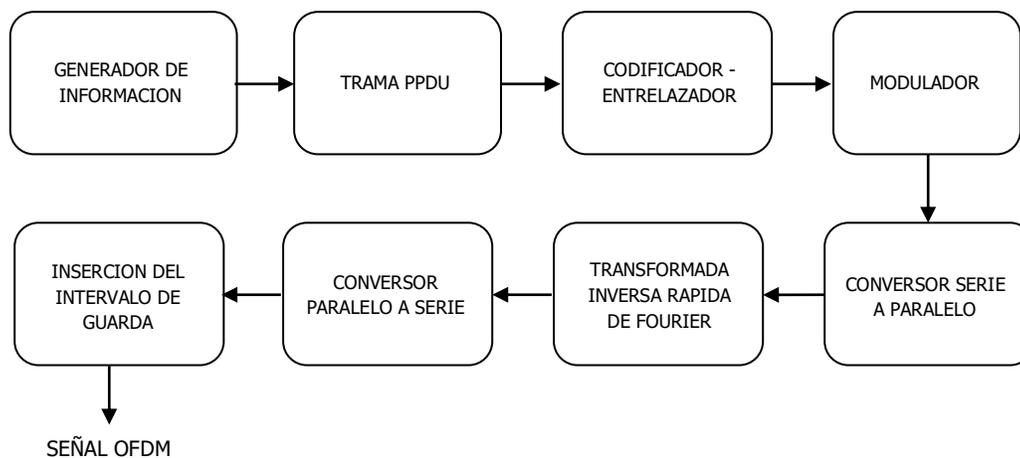


Figura 2.19. Estructura del subsistema transmisor.

2.3.1.1. Estructura interna y caracterización del generador de información

La estructura interna del generador de información se muestra en la figura 2.20.

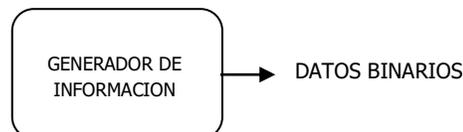


Figura 2.20. Estructura interna del bloque generador de información.

La caracterización para el generador de información es la siguiente:

Señales de entrada:

Ninguna.

Variables de entrada:

Tipo de dato de salida: binario.

Periodo: de acuerdo a la velocidad de transmisión de datos.

Probabilidad: $\frac{1}{2}$.

Datos por Trama: de acuerdo a la velocidad de transmisión de datos.

Señales de salida:

Datos binarios.

Señales propias de procesos internos:

Ninguna.

2.3.1.2. Estructura interna y caracterización del formato PPDU

La estructura interna del formato PPDU se muestra en la figura 2.21.

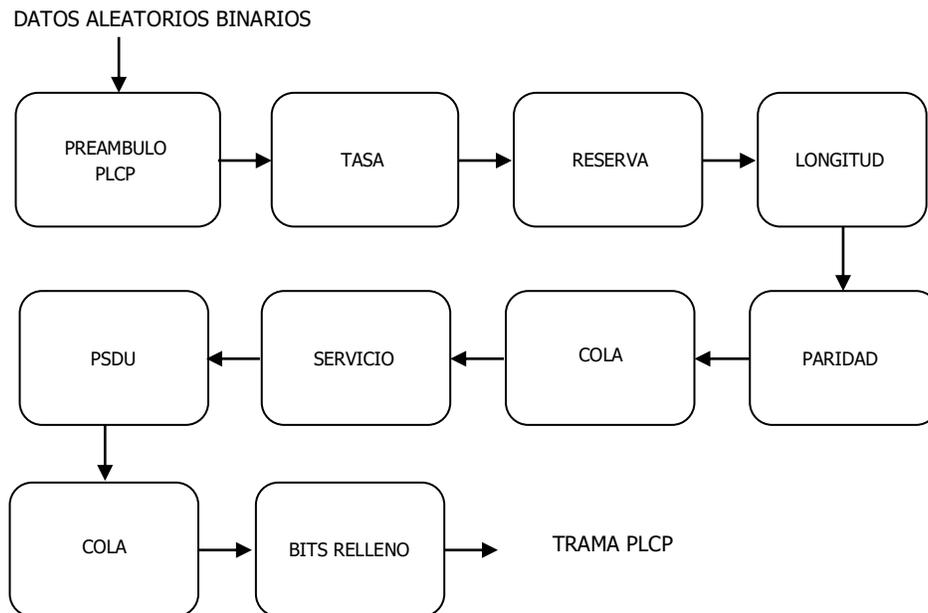


Figura 2.21. Estructura interna del bloque formato PPDU.

La caracterización para el formato PPDU es la siguiente:

Señales de entrada:

Señal binaria que corresponde a la información del usuario.

Variables de entrada:

Velocidad de transmisión de datos (valor).

Bits por trama (valor).

Señales de salida:

Señal binaria que representa la trama PPDU.

Señales propias de procesos internos:

El PPDU identificado como sujeto en el análisis y recolección de información, tiene internamente 9 componentes con sus respectivas señales y variables. Estas se muestran a continuación para cada componente.

- **Preámbulo PLCP**

- **Señales de entrada:**

- Ninguna.

- **Variables de entrada:**

- Velocidad de transmisión de datos.
 - Valor de bits.
 - Bits por trama.

- **Señales de salida:**

- Señal binaria de 12 símbolos OFDM (10 símbolos cortos y 2 símbolos largos).

- **Variables de salida:**

- Velocidad de transmisión de datos según la velocidad definida.
 - 12 símbolos OFDM por trama.

- **Descripción Matemática:**

- El PLCP se encarga de adicionar 12 símbolos OFDM (10 símbolos cortos y 2 símbolos largos) a los datos aleatorios binarios que representan los datos de usuario, los bits son enviados por el transmisor según la velocidad de transmisión del sistema.

- **Tasa (Velocidad de transmisión de datos)**

- **Señales de entrada:**

- Ninguna.

- **Variables de entrada:**

- Velocidad de transmisión de datos 6 Mbps.
 - Bits por trama (4).

- **Señales de salida:**

- Señal binaria a 6 Mbps compuesta por 4 bits.

- **Descripción Matemática:**

- El bloque Tasa se encarga de adicionar 4 bits a los datos aleatorios binarios que representan los datos de usuario, los bits son enviados por el transmisor a una velocidad de transmisión de datos de 6 Mbps.

- **Reservado**

- **Señales de entrada:**

- Ninguna.

- **Variables de entrada:**

- Velocidad de transmisión de datos a 6 Mbps.
 - Bits por trama (1).

- **Señales de salida:**

- Señal binaria a 6 Mbps compuesta por 1 bits.

Descripción Matemática:

El bloque Reservado está compuesto por un bit el cual es fijado en cero y está reservado para uso futuro.

▪ Longitud**Señales de entrada:**

Ninguna.

Variables de entrada:

Velocidad de transmisión de datos a 6 Mbps.

Patrón de bits que indica la cantidad de bits (datos de usuario) que el campo Datos está dispuesto a transportar.

Bits por trama (12).

Señales de salida:

Señal binaria a 6 Mbps compuesta por 12 bits.

Descripción Matemática:

El bloque Longitud agrega 12 bits a los datos provenientes del generador de información para indicar el número de octetos que PSDU puede transportar, los bits son enviados por el transmisor a una velocidad de transmisión de datos de 6 Mbps.

▪ Paridad**Señales de entrada:**

Ninguna.

Variables de entrada:

Velocidad de transmisión de datos a 6 Mbps.

Bits por trama (1).

Señales de salida:

Señal binaria a 6 Mbps compuesta por 1 bit.

Descripción Matemática:

El bloque Paridad se encarga de adicionar 1 bit a los datos aleatorios provenientes del generador de información que se utiliza para agregar paridad a los 17 bits anteriores en la misma trama. Los bits son enviados por el transmisor a una velocidad de transmisión de datos de 6 Mbps.

▪ Cola de la señal**Señales de entrada:**

Ninguna.

Variables de entrada:

Velocidad de transmisión de datos a 6 Mbps.

Bits por trama (6).

Señales de salida:

Señal binaria a 6 Mbps compuesta por 6 bits.

Descripción Matemática:

El bloque Tail adiciona 6 bits fijados en cero a los datos aleatorios provenientes del generador de información y se utilizan para permitir la decodificación de los campos Tasa y Longitud inmediatamente después de recibir éste campo en el receptor.

- **Servicio**

Señales de entrada:

Ninguna.

Variables de entrada:

Velocidad de transmisión de datos dependiendo de la velocidad de transmisión definida.

Bits por trama (16).

Señales de salida:

Señal binaria compuesta por 16 bits a una velocidad de transmisión de datos que depende de la velocidad de transmisión del sistema.

Descripción Matemática:

El bloque Servicio adiciona 16 bits fijados en cero a los datos provenientes del generador de información, los primeros 7 bits se utilizan para la sincronización del decodificador en el receptor, los bits restantes (9 bits) se reservan para uso futuro. Los bits son enviados por el transmisor a una velocidad de transmisión de datos que depende de la velocidad de operación del sistema.

- **Cola**

Señales de entrada:

Ninguna.

Variables de entrada:

Velocidad de transmisión de datos depende de la velocidad definida.

Bits por trama (6).

Señales de salida:

Señal binaria a una velocidad de transmisión de datos dependiente del sistema compuesta por 6 bits.

Descripción Matemática:

El bloque Cola se encarga de adicionar 6 bits que permiten retornar el codificador convolucional al estado cero. Los bits se envían por el transmisor a una velocidad de transmisión de datos que depende de la velocidad con que opere el sistema.

- **Bits de relleno**

Señales de entrada:

Ninguna.

Variables de entrada:

Velocidad de transmisión de datos que depende de la velocidad definida por el sistema.

Bits por trama depende del número de bits necesario para rellenar el campo Datos.

Señales de salida:

Señal binaria a una velocidad de transmisión de datos dependiente de la velocidad de operación del sistema.

Descripción Matemática:

El bloque Bits de relleno se encarga de rellenar con bits el campo DATA con el fin de que el número de bits de este campo sea un múltiplo entero del número de bits codificados por símbolo OFDM N_{CBPS} . Los bits se envían por el transmisor a una velocidad de transmisión de datos que depende de la velocidad con que opere el sistema.

2.3.1.3. Estructura interna y caracterización del Codificador - Entrelazador

- **La estructura interna del codificador – entrelazador**

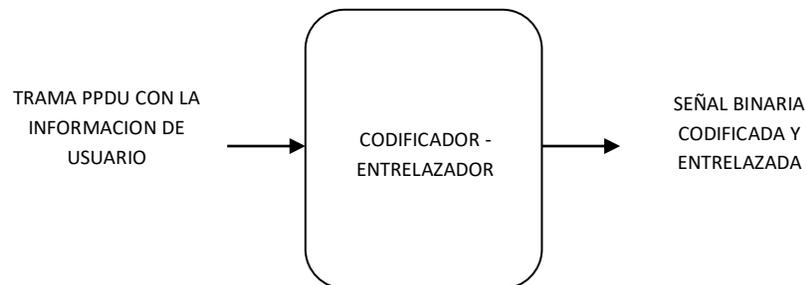


Figura 2.22. Estructura interna del bloque codificador - entrelazador.

Señales de entrada:

Trama PPDU con la información del usuario.

Variables de entrada:

Tasa de codificación.

Polinomio generador.

Perforado.

Entrelazado.

Señales de salida:

Señal binaria codificada y entrelazada a la velocidad de transmisión de datos de operación del sistema.

Señales propias de procesos internos:

El bloque codificador – entrelazador consta de dos bloques componentes los cuales se describen a continuación:

- **La estructura interna del codificador se muestra en la figura 2.23. y su caracterización es la siguiente:**



Figura 2.23. Estructura interna del bloque codificador.

Señales de entrada:

Trama PDU con la información del usuario.

Variables de entrada:

Tasa de codificación.
Polinomio generador.
Perforado.

Señales de salida:

Señal codificada con el codificador convolucional.

Descripción Matemática:

El bloque codificador convolucional es aplicado a la señal de entada, haciendo uso de polinomios generadores ($g_0=133_8$ y $g_1 = 171_8$) de tasa $\frac{1}{2}$ con lo cual logra una redundancia en la información transmitida. Posteriormente se aplica la técnica de perforado (Puncturing) a la señal codificada con el fin de incrementar la tasa de codificación R ($R= \frac{2}{3}$ ó $\frac{3}{4}$). Todo el procedimiento anterior incrementa el número de bits a transmitir. Los bits incrementados son información redundante lo cual permite en recepción corregir los bits errados.

- **La estructura interna del entrelazador se muestra en la figura 2.24. y su caracterización es la siguiente:**



Figura 2.24. Estructura interna del bloque entrelazador.

Señales de entrada:

Señal codificada con el codificador convolucional.

Variables de entrada:

Profundidad del entrelazado.

Señales de salida:

Señal de datos codificada y entrelazada.

Descripción Matemática:

El bloque entrelazador procesa un bloque de tamaño correspondiente al número de bits codificados por símbolo OFDM (N_{CBPS}). Esto se realiza en dos pasos, en el primer paso se asegura que no queden bits adyacentes y en el segundo paso asegura que los bits codificados adyacentes sean mapeados alternativamente sobre los bits menos ó más significativos en la constelación. La finalidad de realizar este proceso es evitar que fenómenos aleatorios como el desvanecimiento en ciertas frecuencias produzca ráfagas de errores que no puedan ser corregidos en la recepción.

2.3.1.4. Estructura interna y caracterización del modulador

La estructura interna del modulador se muestra en la figura 2.25. y su caracterización es la siguiente:

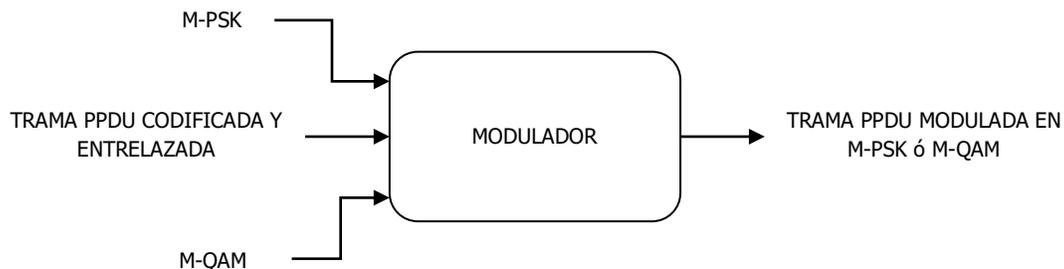


Figura 2.25. Estructura interna del bloque modulador.

Señales de entrada:

Señal codificada y entrelazada proveniente del bloque codificador – entrelazador.

Variables de entrada:

Tipo de modulación.

Señales de salida:

Señal modulada en M-PSK ó M-QAM.

Descripción Matemática:

El estándar IEEE 802.11g dependiendo del tipo de campo y de la velocidad de transmisión de datos, utiliza modulación M-aria como son la M-PSK y/o la M-QAM. Los bits codificados y entrelazados son divididos en grupos de bits N_{BPSC} (1,2,4 ó 6) y convertidos en números complejos representados por BPSK, QPSK, 16-QAM ó 64-QAM.

2.3.1.5. Estructura interna y caracterización de inserción de señal piloto

La estructura interna de inserción de la señal piloto se muestra en la figura 2.26.



Figura 2.26. Estructura interna del bloque inserción de la señal piloto.

Señales de entrada:

Señal modulada en M-PSK ó M-QAM en un vector de tamaño 48.

Variables de entrada:

Portadoras piloto.

Señales de salida:

Señal modulada en M-PSK ó M-QAM con las señales piloto (vector de tamaño 52 más una portadora central en 0).

Descripción Matemática:

El bloque inserción de señal piloto inserta 4 señales piloto utilizadas para contrarrestar los efectos del ruido de fase y la desviación de frecuencia. Estas señales se ubican en las subportadoras -21, -7, 7 y 21.

2.3.1.6. Estructura interna y caracterización del conversor serie a paralelo

La estructura interna del conversor serie a paralelo se muestra en la figura 2.27. y cuya caracterización es la siguiente:



Figura 2.27. Estructura interna del bloque conversor serie a paralelo.

Señales de entrada:

Señal modulada en M-PSK ó M-QAM con las señales piloto (vector de tamaño 53).

Variables de entrada:

Tamaño del vector de salida.

Señales de salida:

Señal de datos en forma paralela (48 subportadoras de datos, 4 subportadoras piloto y una subportadora central 0 para la sincronización del símbolo OFDM).

Descripción Matemática:

El bloque conversor serie a paralelo convierte la señal de datos de su flujo serial a una señal en un flujo de datos paralelo.

2.3.1.7. Estructura interna y caracterización de la transformada inversa rápida de Fourier

La estructura interna de la transformada inversa rápida de Fourier se muestra en la figura 2.28., la caracterización de este bloque es como sigue:

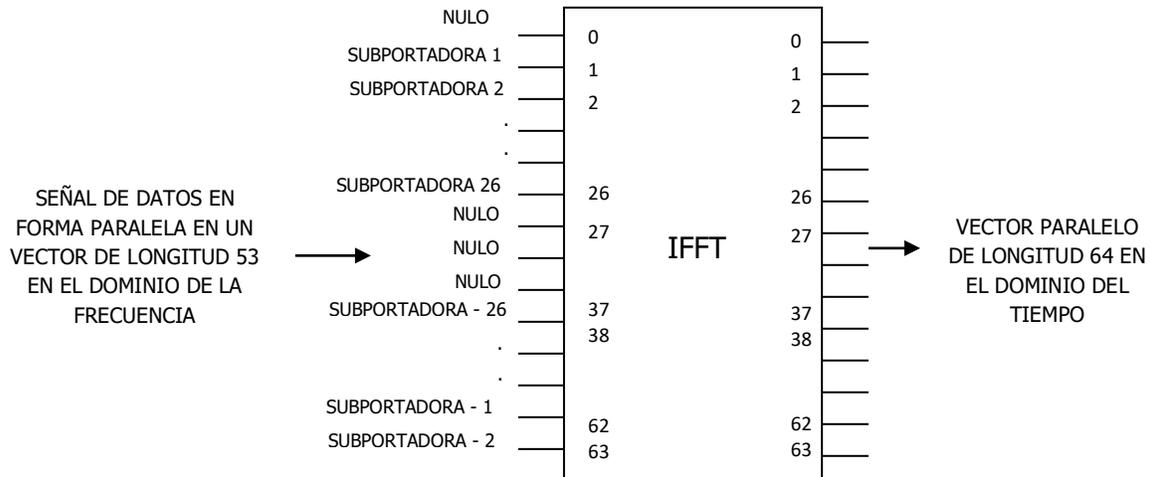


Figura 2.28. Estructura interna del bloque transformada inversa rápida de Fourier.

Señales de entrada:

Señal de datos en forma paralela (48 subportadoras de datos, 4 subportadoras piloto y una subportadora central 0 para sincronización del símbolo OFDM) en el dominio de la frecuencia.

Variables de entrada:

Transformada inversa rápida de Fourier.

Señales de salida:

Vector en forma paralela de longitud 64 (48 subportadoras de información, 4 subportadoras piloto, una subportadora central 0 para sincronización del símbolo OFDM y 11 subportadoras puestas en 0 para evitar interferencia con las bandas adyacentes) que es la representación de la señal en el dominio del tiempo.

Descripción matemática:

El bloque transformada inversa rápida de Fourier mapea la señal de 53 subportadoras a un vector paralelo de longitud 64. En este bloque se realiza la IFFT a las 64 subportadoras OFDM y forma un vector con sus componentes en forma paralela en el dominio del tiempo de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$x(n) = \frac{1}{64} \sum_{K=0}^{63} X(k) e^{\frac{j2\pi kn}{64}} \quad (2.1).$$

2.3.1.8. Estructura interna y caracterización del conversor paralelo a serie

La estructura interna del conversor paralelo a serie se muestra en la figura 2.29.



Figura 2.29. Estructura interna del bloque conversor paralelo a serie.

La caracterización para el conversor paralelo a serie es la siguiente:

Señales de entrada:

Señal OFDM en forma paralela en un vector de longitud de 64 en el dominio del tiempo.

Variables de entrada:

Tamaño del vector de salida.

Señales de salida:

Señal OFDM en forma serial en el dominio del tiempo.

Descripción matemática:

El bloque conversor paralelo a serie convierte la señal de datos de su flujo paralelo a una señal en un flujo de datos serial dispuesta a ser enviada directamente al transmisor.

2.3.1.9. Estructura interna y caracterización de la inserción del intervalo de guarda

La estructura interna del intervalo de guarda se muestra en la figura 2.30.



Figura 2.30. Estructura interna del bloque inserción del intervalo de guarda.

La caracterización para el intervalo de guarda es la siguiente:

Señales de entrada:

Señal OFDM en forma serial en el dominio del tiempo.

Variables de entrada:

Tamaño del intervalo de guarda.

Señales de salida:

Señal OFDM en forma serial en el dominio del tiempo más un intervalo de guarda.

Descripción matemática:

El bloque intervalo de guarda realiza una copia de la última parte del símbolo y lo inserta al inicio del mismo, este intervalo se utiliza con el fin de evitar la interferencia inter-símbolo también conocida como ISI.

2.3.2. Modelo de Simulación: Modelo de Canal

La implementación del subsistema modelo de canal en el nivel más alto de abstracción se muestra en la figura 2.31.

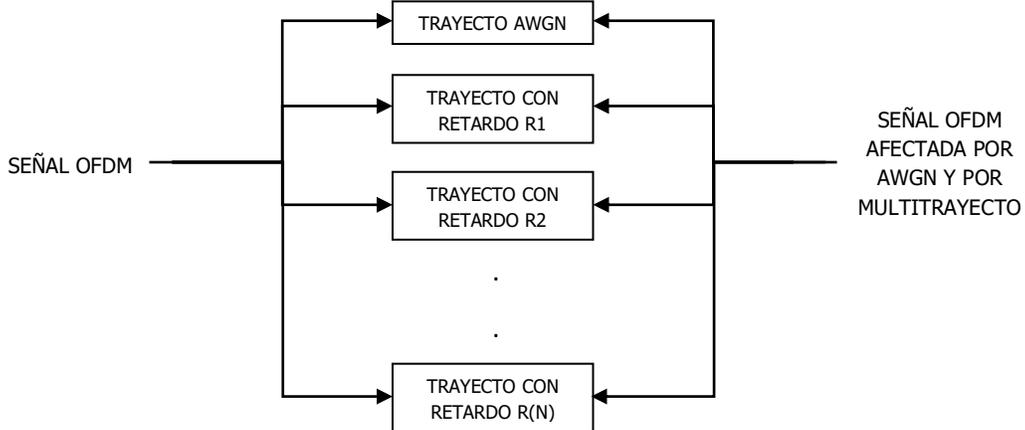


Figura 2.31. Estructura del subsistema modelo del canal.

Señales de entrada:

Señal OFDM en el dominio del tiempo.

Variables de entrada:

Número de caminos.

Valor del retardo y atenuación relativa de cada camino respecto al trayecto principal.

Relación E_b/N_0 .

Señales de salida:

Señal OFDM en el dominio del tiempo afectada por AWGN y multitrayectoria.

Descripción matemática.

Este bloque simula un canal con multitrayectoria utilizando diferentes retardos y atenuaciones que sufre cada trayecto relativos al trayecto principal.

2.3.3. Modelo de Simulación: Receptor

El subsistema receptor se implementa en su nivel más alto de abstracción como lo indica la figura 2.32., este subsistema consta de 7 sujetos cada uno de los cuales tiene su respectiva estructura interna definida, como se detalla a continuación:

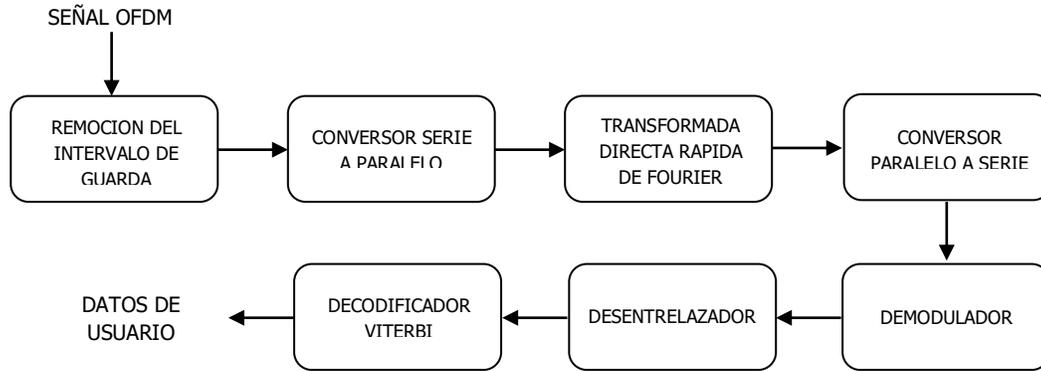


Figura 2.32. Estructura del subsistema receptor.

2.3.3.1. Estructura interna y caracterización del bloque remoción del intervalo de guarda

La estructura interna del bloque remoción del intervalo de guarda se muestra en la figura 2.33.



Figura 2.33. Estructura interna del bloque remoción del intervalo de guarda.

La caracterización para el bloque remoción del intervalo de guarda es la siguiente:

Señales de entrada:

Señal OFDM con intervalo de guarda en el dominio del tiempo.

Variables de entrada:

Intervalo de guarda.

Señales de salida:

Señal OFDM sin intervalo de guarda en el dominio del tiempo.

Descripción matemática:

Este bloque es el encargado de remover el intervalo de guarda el símbolo OFDM.

2.3.3.2. Estructura interna y caracterización del conversor serie a paralelo

La estructura interna del conversor serie a paralelo se muestra en la figura 2.34. y su caracterización es la siguiente:

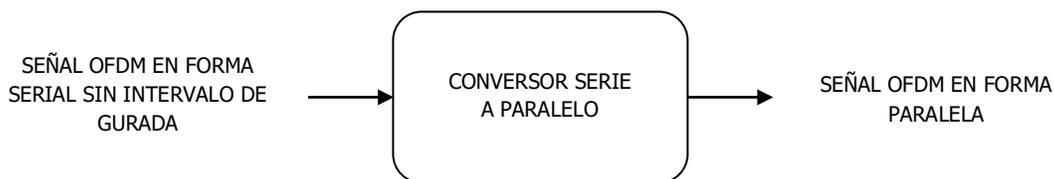


Figura 2.34. Estructura interna del bloque conversor serie a paralelo.

Señales de entrada:

Señal OFDM sin intervalo de guarda en el dominio del tiempo.

Variables de entrada:

Tamaño del vector de salida.

Señales de salida:

Señal OFDM sin intervalo de guarda en el dominio del tiempo en un vector con sus componentes en forma paralela de longitud 64.

Descripción Matemática:

El bloque conversor serie a paralelo convierte la señal OFDM de su flujo serial a una señal en un flujo de datos paralelo, tal como se indica en la figura 2.35.

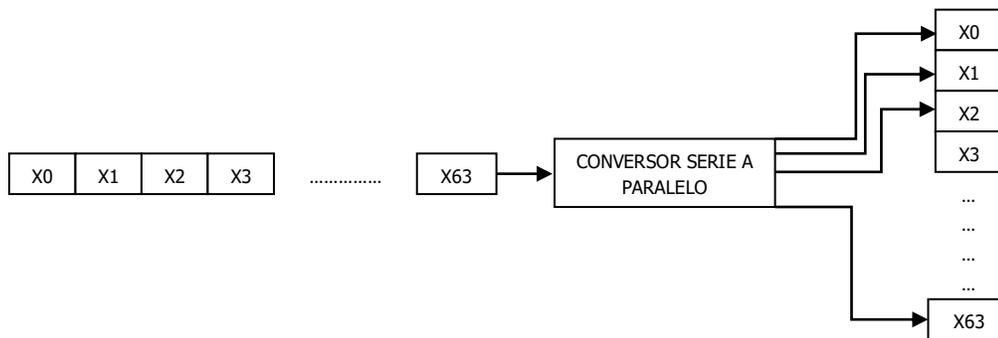


Figura 2.35. Conversión serie a paralelo.

2.3.3.3. Estructura interna y caracterización de la transformada directa rápida de Fourier

La estructura interna de la transformada directa rápida de Fourier se muestra en la figura 2.36., la caracterización de este bloque es como sigue:

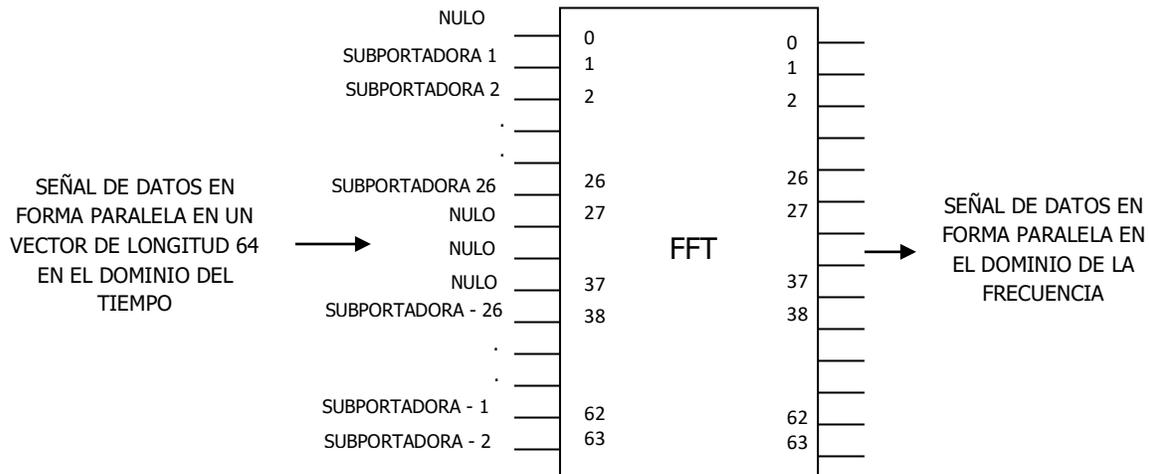


Figura 2.36. Estructura interna del bloque transformada directa rápida de Fourier.

Señales de entrada:

Señal OFDM sin intervalo de guarda en el dominio del tiempo en forma paralela (Vector de longitud 64).

Variables de entrada:

Transformada directa rápida de Fourier.

Señales de salida:

Señal de datos en forma paralela de 48 subportadoras, en el dominio de la frecuencia.

Descripción matemática:

El bloque de transformada directa rápida de Fourier es el encargado de discriminar cada componentes del vector de entrada de tal forma que a cada uno de estos se le aplique el proceso inverso al realizado en el bloque IFFT. Después de este proceso se toman las 48 subportadoras originales (las que transportan la información original) las cuales se encuentran en el dominio del tiempo de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$X(k) = \frac{1}{64} \sum_{n=0}^{63} x(n) e^{-j2\pi kn/64} \quad (2.2).$$

2.3.3.4. Estructura interna y caracterización del conversor paralelo a serie

La estructura interna del conversor paralelo a serie se muestra en la figura 2.37.



Figura 2.37. Estructura interna del bloque conversor paralelo a serie.

La caracterización para el conversor paralelo a serie es la siguiente:

Señales de entrada:

Señal de datos en forma paralela de 48 subportadoras en el dominio de la frecuencia.

Variables de entrada:

Tamaño del vector de salida.

Señales de salida:

Señal Datos en forma serial en el dominio de la frecuencia modulada en M-PSK ó M-QAM.

Descripción matemática:

El bloque conversor paralelo a serie convierte la señal de datos de su flujo paralelo a una señal de datos serial dispuesta para recuperar la información original.

2.3.3.5. Estructura interna y caracterización del demodulador

La estructura interna del demodulador se muestra en la figura 2.38. y su caracterización es la siguiente:

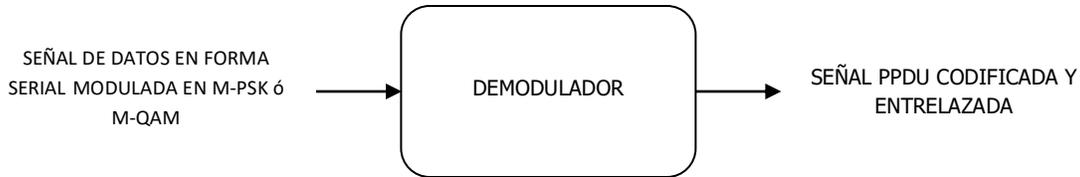


Figura 2.38. Estructura interna del bloque demodulador.

Señales de entrada:

Señal datos en forma serial en el dominio de la frecuencia modulada en M-PSK ó M-QAM.

Variables de entrada:

Tipo de demodulación.

Señales de salida:

Señal Datos PPDU entrelazada y codificada.

Descripción Matemática:

El bloque demodulador se encarga de realizar el proceso inverso de la modulación, este se realiza aplicando M-PSK ó M-QAM según sea el caso.

2.3.3.6. Estructura interna y caracterización del desentrelazador

La estructura interna del desentrelazador se muestra en la figura 2.39., su caracterización es la siguiente:



Figura 2.39. Estructura interna del bloque desentrelazador.

Señales de entrada:

Señal de Datos PPDU entrelazada y codificada.

Variables de entrada:

Patrón de desentrelazado.

Señales de salida:

Señal de Datos PPDU codificada.

Descripción matemática:

El bloque desentrelazador realiza el reordenamiento de los bits de tal manera que estos queden adyacentes uno con otro de acuerdo a la información que transporten.

2.3.3.7. Estructura interna y caracterización del decodificador Viterbi

La estructura interna del decodificador Viterbi se muestra en la figura 2.40., se caracteriza de la siguiente manera:



Figura 2.40. Estructura interna del bloque decodificador Viterbi.

Señales de entrada:

Señal de Datos PDU codificada.

Variables de entrada:

Secuencia probable.

Señales de salida:

Señal de Datos PDU (Señal de datos aleatorios binarios que corresponden a la información de usuario).

Descripción matemática:

El bloque decodificador de Viterbi realiza la decodificación de la información, la función inversa del codificador convolucional, adicionando un algoritmo llamado algoritmo de Viterbi, el cual permite escoger en cada tiempo t_i cual es la rama que acumula el camino más verosímil.

2.4. EVALUACIÓN DEL MODELO

2.4.1. Chequeo de variables

Luego del análisis de los objetivos con base al estándar IEEE 802.11g, se puede afirmar que las variables elegidas para cada componente de la simulación son las adecuadas para la representación de la información tanto de entrada como de salida.

2.4.2. Complejidad resultante de cada objeto (procesos)

Aunque la complejidad del sistema, mirándolo en su totalidad, es muy alta, la metodología aplicada para la presente simulación permite la simplificación de éste, dividiéndolo en subsistemas con los cuales se disminuye dicha complejidad y permiten visualizar de una manera más clara y concisa los comportamientos y procesos de interés a lo largo de la simulación.

2.4.3. Evaluación de los objetivos

El modelo de simulación, tal como se ha planteado, permite observar detalladamente el proceso de la señal a través del sistema, evaluándose en cada subsistema el comportamiento de las diferentes variables y observando la transformación que sufre la señal en todo el recorrido del sistema, desde la generación de la información en la transmisión hasta la recuperación de la misma en la recepción.

Debido a que el modelo planteado cumple con los objetivos y fines de la simulación, se puede afirmar que el modelo de simulación es el adecuado para representar la tecnología IEEE 802.11g.

2.4.4. Complejidad del proyecto

El modelo permitirá simular únicamente un enlace unidireccional entre el transmisor y el receptor, a nivel físico del estándar IEEE 802.11g, con las velocidades de transmisión de datos de 18 Mbps, 24 Mbps y 54 Mbps.

Por la alta complejidad del sistema a simular y a las limitaciones propias de los equipos de cómputo se toman una serie de medidas citadas a continuación:

- No se realizan procesos de conversión hacia arriba (Upconversion) y de conversión hacia abajo (Downconversion) para transmisión y recepción de RF (simulación a nivel banda base).
- Los datos de usuario se generan por medio de un "Generador Aleatorio de Datos".
- No se simulan elementos de la subcapa de Control de Acceso al Medio (MAC, Medium Access Control).
- Solo se realiza la simulación para el modo ERP – OFDM.

3. ANALISIS DE RESULTADOS

En este capítulo se presentan los resultados de la evaluación del desempeño del estándar IEEE 802.11g a nivel físico por medio de la simulación realizada con la herramienta de simulación SPD de la empresa CoWare®. Estos resultados se obtuvieron configurando diferentes tipos de modulación acordes a las velocidades de transmisión de datos objetivo.

Se plantearon dos tipos de escenarios, el primer escenario consistió en evaluar el efecto que tiene el AWGN sobre el sistema, para lograr esto se modificó el valor de E_b/N_0 en el canal teniendo en cuenta la potencia de ruido existente en este y se observó el efecto sobre la BER, los diagramas de ojo, los diagramas de constelación y el espectro de frecuencia. El segundo escenario consistió en examinar el efecto de la multitrayectoria en el canal donde se tuvo en cuenta la atenuación relativa y el retardo en cada trayecto. El número de trayectos está definido por el parámetro $Trms$. La atenuación relativa y el retardo relativo de cada uno de los trayectos con respecto al principal es seleccionado por la herramienta de manera automática basado en el $Trms$. Además, para cada tipo de modulación (QPSK, 16 QAM, 64 QAM) se mantuvo constante un determinado valor de E_b/N_0 para cada trayecto simulado con lo cual se observó el efecto que esto tenía sobre la BER.

3.1. SEÑAL DE PRUEBA (Información)

La señal de prueba transmitida al receptor es una señal binaria la cual está formada por un tren de 800 bits (100 bytes) con igual probabilidad de ocurrencia de unos y ceros. Esta señal se genera a través de un archivo llamado *message.ascsig* el cual se encuentra dentro de la librería *wlan_lib* del simulador SPD. Adicionalmente este archivo define la frecuencia de muestreo, el tiempo de inicio y el tipo de la señal.

3.2. RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN

3.2.1. Escenario 1. Efecto del ruido Gaussiano blanco aditivo (AWGN)

Aquí se analiza la BER, los diagramas de ojo, los diagramas de constelación y el espectro de frecuencia de cada uno de los esquemas de modulación que se usan en esta simulación (QPSK, 16 QAM, 64QAM) y como estas se ven afectadas por el ruido en el canal.

3.2.1.1. Diagramas de constelación

Los diagramas de constelación muestran en un plano complejo los componentes de la señal en fase y cuadratura cuando ésta sufre cambios de fase y amplitud, cada componente se visualiza como un punto en la constelación la cual es diferente para cada tipo de modulación. El número de puntos indican el tamaño de la constelación (MPSK o MQAM). El parámetro más importante de cualquier tipo de modulación es la distancia mínima (d_{min}) entre dos puntos cualesquiera de la constelación correspondiente y esta depende de varios factores como son: número de puntos ó tamaño de la constelación (M), potencia promedio (P_{ave}) y de la forma de la constelación [21]. Por lo tanto, la distancia mínima determina la mínima cantidad de ruido que se necesita para generar un error de decisión.

Para lograr obtener este tipo de diagramas en el proceso de simulación con la herramienta SPD se utilizó un bloque llamado analizador de señales complejas (*Complex signal sink*), el cual se ubicó dentro del bloque transmisor OFDM (*OFDM transmit*), específicamente a la salida del bloque mapeo FFT (*Map FFT*), también dentro del receptor OFDM (*OFDM receive*) a la salida del bloque desmapeo y remoción de las señales piloto (*remove pilot demap*). Una vez obtenida la imagen de la señal se

procedió a seleccionar la opción diagrama de constelación (*Scatter diagram*) en el panel de herramientas con lo cual se logró su visualización.

A continuación se presentan las gráficas de constelación de la señal transmitida para cada uno de los tipos de modulación utilizados, posteriormente se presentan las gráficas de constelación de la señal recibida las cuales están afectadas por diferentes valores de E_b/N_0 .

3.2.1.1.1. Diagrama de constelación QPSK (18 Mbps)

En la figura 3.1 se presenta el diagrama de constelación de la señal transmitida la cual fue modulada con QPSK a una velocidad de transmisión de datos de 18 Mbps, en ésta figura se muestra el diagrama de constelación bidimensional con los cuatro puntos correspondientes a este tipo de modulación. En las figuras 3.2 y 3.3 se muestran los diagramas de constelación QPSK de la señal recibida para dos valores diferentes de E_b/N_0 .

Analizando las figuras 3.2 y 3.3 se presenta una situación muy común ante la presencia de AWGN en el canal de comunicaciones, como lo es la dispersión de los símbolos alrededor de su posición ideal en la constelación. Por lo tanto, cuando se tiene un valor alto de E_b/N_0 (en este caso 13 dB) significa que el AWGN no causa algún efecto considerable sobre la señal de interés en el canal, por lo tanto la información que se transmite por éste no se verá afectada por este fenómeno, es así que en la parte de recepción los puntos de la constelación se encuentran alrededor de su posición ideal, por el contrario si el valor de E_b/N_0 es bajo (en este caso 5 dB) significa que la cantidad de ruido en el canal es considerable y por ende las señales que se transmiten por él van a ser afectadas en gran medida, por lo tanto en la recepción los puntos de la constelación se afectan visiblemente por el ruido, presentando una dispersión considerable respecto a su posición ideal. A medida que un punto se aleja de su posición ideal aumenta la probabilidad de que el receptor lo confunda con un punto distinto de la constelación debido a que la dispersión generada en el punto recibido es tan fuerte que supera el umbral de decisión y el receptor lo identifica como un punto diferente del diagrama de constelación, es por esto que al disminuir⁸ el valor E_b/N_0 desmejora la BER.

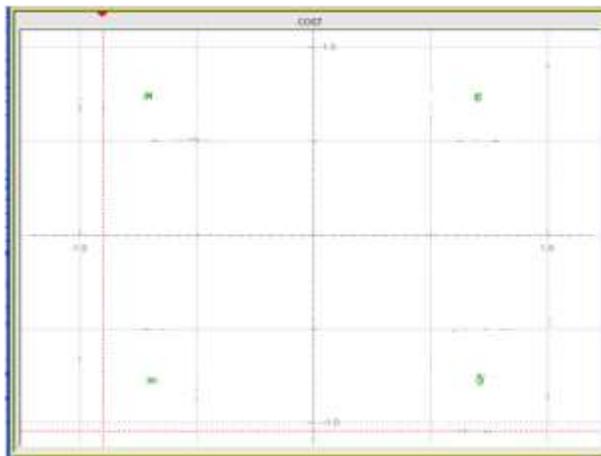


Figura 3.1. Constelación QPSK en transmisión.

⁸ El valor de E_b/N_0 adecuado para cada simulación depende del esquema de modulación que se esté utilizando, por ejemplo, un valor de E_b/N_0 considerado bajo para 64 QAM es considerado un valor adecuado para el tipo de modulación QPSK.

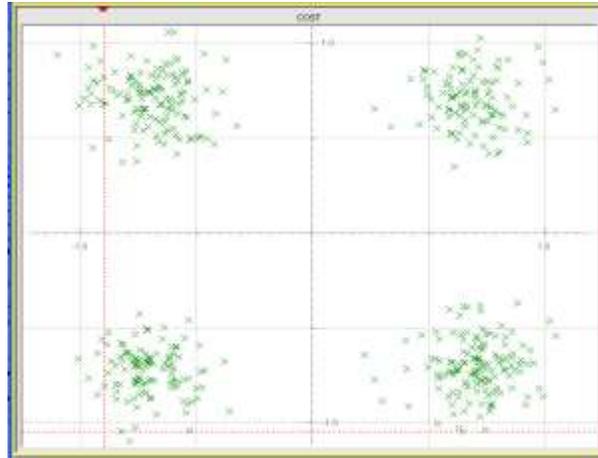


Figura 3.2. Constelación QPSK en recepción con $E_b/N_0=13\text{dB}$.

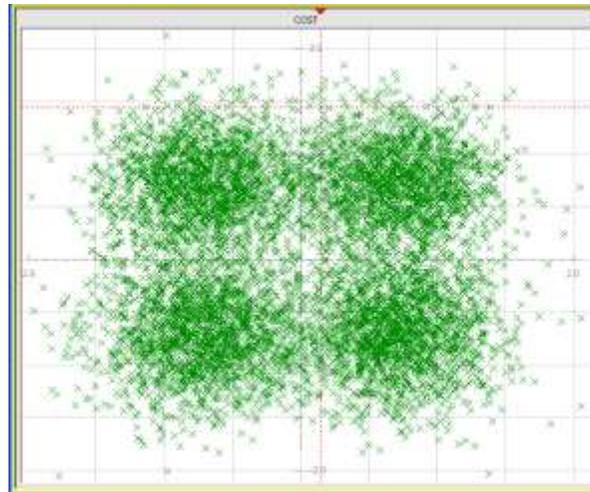


Figura 3.3. Constelación QPSK en recepción con $E_b/N_0=5\text{ dB}$.

3.2.1.1.2. Diagrama de constelación 16 QAM (24 Mbps)

La figura 3.4 representa el diagrama de constelación en el lado del transmisor para el tipo de modulación 16 QAM a una velocidad de transmisión de datos de 24 Mbps, en este diagrama se observa los 16 puntos bien marcados y ubicados en su posición ideal.

Las figuras 3.5 y 3.6 corresponden a los diagramas de constelación en recepción afectados por AWGN en el canal, evaluados con un valor distinto de E_b/N_0 . Para la evaluación de cómo un valor alto de E_b/N_0 afecta en menor medida a la señal que se transmite por el canal se escogió un valor de 17 dB, el cual es un valor más alto respecto al valor utilizado en la modulación anterior (figura 3.2). 16 QAM es un tipo de modulación de mayor capacidad que QPSK por lo tanto es necesario que el canal tenga unas condiciones más óptimas para su adecuado funcionamiento. En la figura 3.6 se toma un valor de E_b/N_0 de 5 dB con el fin de observar el comportamiento de 16 QAM, al igual que en la modulación anterior (figura 3.3) se observa la dispersión de los puntos de la constelación recibida los cuales se muestran bastante afectados por la cantidad de ruido en el canal, siendo casi indescifrables por parte del receptor. Además, con la ayuda de las figuras 3.3 y 3.6 se puede realizar una comparación de cómo dos tipos de modulación (QPSK y 16 QAM) responden de manera distinta a un valor dado de E_b/N_0 .

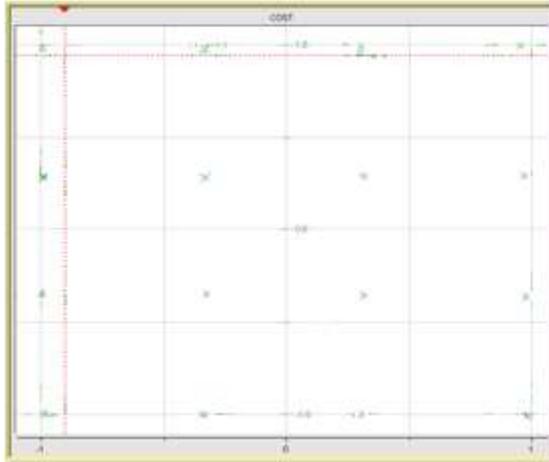


Figura 3.4. Constelación 16 QAM en transmisión.

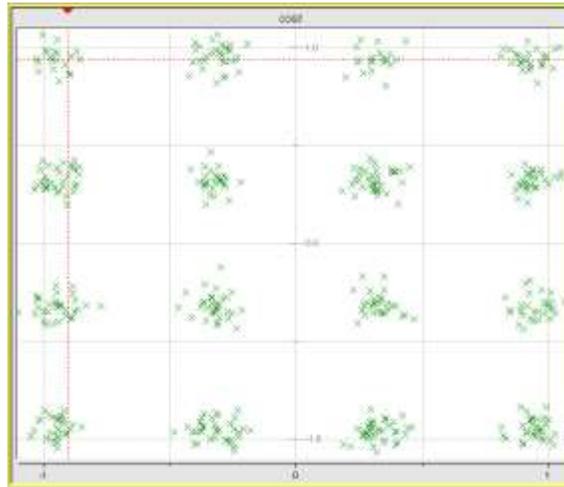


Figura 3.5. Constelación 16 QAM en recepción con $E_b/N_0=17\text{dB}$.

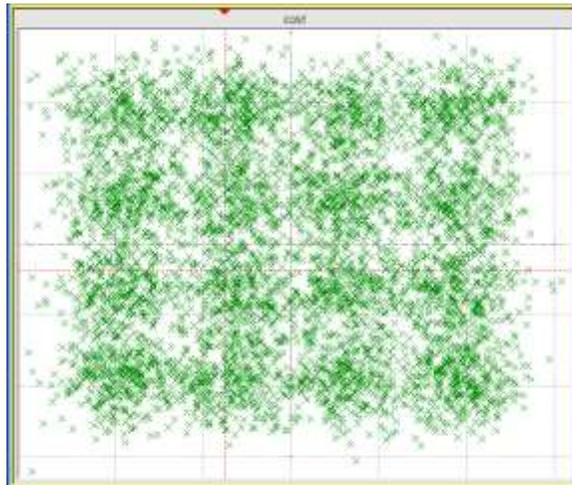


Figura 3.6. Constelación 16 QAM en recepción con $E_b/N_0=5\text{dB}$.

3.2.1.1.3. Diagrama de constelación 64 QAM (54 Mbps)

La figura 3.7 corresponde al diagrama de constelación de la señal obtenido en transmisión utilizando el tipo de modulación 64 QAM a una velocidad de transmisión de datos de 54 Mbps. En el diagrama se aprecia los 64 puntos de la constelación ubicados en su posición ideal correspondientes a este tipo de modulación.

Al analizar las figuras 3.8 y 3.9 se observa que 64 QAM es un tipo de modulación que requiere de un canal con optimas condiciones tales como un valor alto de SNR, por tal razón los valores utilizados de E_b/N_0 son mucho mas altos a los utilizados en los tipos de modulación anteriormente usados. En la figura 8 se muestra como a un valor de E_b/N_0 de 22 dB los puntos de la constelación recibida se encuentran ubicados muy cerca de su posición ideal presentando una baja dispersión. Por el contrario, para la figura 3.9 se eligió un valor de E_b/N_0 de 10 dB el cual es alto respecto al valor utilizado en las modulaciones anteriores (figuras 3.3 y 3.6) pero no lo suficiente para que la modulación 64 QAM se desempeñe de forma adecuada ya que en el diagrama de constelación correspondiente se muestra como los puntos de la constelación son afectados por las malas condiciones del canal (valores de SNR bajos) viendose estos puntos dispersos de sus posiciones ideales, generando en algunos casos errores en la señal recibida.

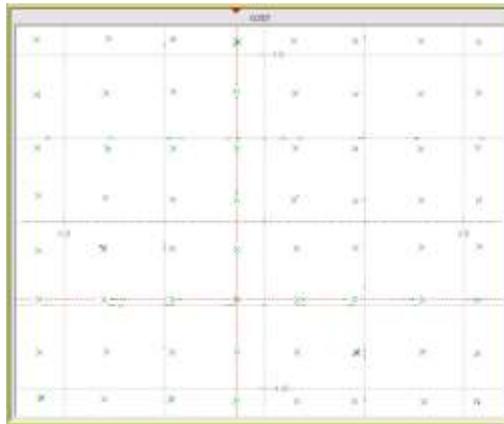


Figura 3.7. Constelación 64 QAM en transmisión.

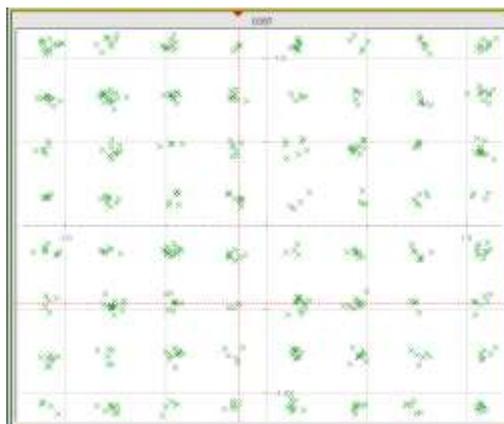


Figura 3.8. Constelación 64 QAM en recepción con $E_b/N_0=22$ dB.

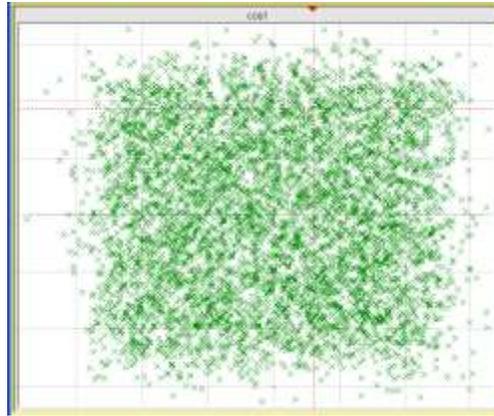


Figura 3.9. Constelación 64 QAM en recepción con $E_b/N_0=10$ dB.

Después de analizar las gráficas se puede observar que al aumentar el número de puntos de la constelación, la separación entre ellos disminuye lo cual tiene un efecto significativo en la constelación que se recibe debido a que al estar más cerca los puntos entre sí, se aumenta la probabilidad de que el receptor confunda los puntos recibidos con otros puntos de la constelación debido al ruido en el canal.

Con base en lo anterior se puede decir que los esquemas de modulación con mayor cantidad de puntos en su constelación son mayormente susceptibles a los efectos del ruido en el canal, es por tanto que al usar este tipo de modulaciones se requiere que el nivel de E_b/N_0 sea lo suficientemente alto para que el desempeño de la modulación sea satisfactorio. Por el contrario, si no es posible conseguir un valor adecuado de E_b/N_0 o el nivel de éste es bajo, se debe utilizar esquemas de modulación de menor capacidad como son BPSK ó QPSK los cuales se consideran más robustos respecto a los otros tipos de modulación (16 QAM y 64 QAM) para canales con bajas relaciones E_b/N_0 .

3.2.1.2. Diagramas de ojo

El diagrama de ojo es una herramienta muy poderosa en el análisis de los sistemas de comunicación permite el análisis la forma de onda de los pulsos que se propagan en un enlace, el desfase (jitter⁹), la potencia de la señal y el nivel de ruido entre otras. En general, el diagrama de ojo muestra como los vectores I y Q de un diagrama de constelación se desplazan a través del tiempo, conforme se va presentando los caminos que siguen estos vectores comienza a formarse un patrón que se asemeja a un ojo.

Analizando los diagramas obtenidos en la simulación se enfatizó en el nivel de ruido presente en la señal transmitida.

Para obtener los diagramas de ojo en la simulación se colocaron bloques analizadores de señales complejas dentro del bloque transmisor OFDM, exactamente a la salida del bloque mapeo FFT (*FFT map*) para la obtención del diagrama de ojo de la señal transmitida y dentro del receptor OFDM a la salida del bloque de desmapeo y remoción de las señales piloto (*remove pilot demap*) para obtener el diagrama de ojo de la señal recibida. Una vez obtenida la imagen de la señal se procedió a

⁹ Jitter es una variación o perturbación en los instantes significativos de los pulsos en una transmisión digital.

seleccionar la opción de diagrama de ojo (*Eye diagram*) en el panel de herramientas, con lo cual se logró este tipo de diagramas.

Las figuras 3.10 y 3.11 muestran los diagramas de ojo de la señal para el tipo de modulación QPSK los cuales fueron obtenidos para dos valores distintos de E_b/N_0 . En la figura 3.10 se muestra el diagrama de ojo obtenido en el receptor al utilizar un valor de E_b/N_0 de 5 dB, al ser este un valor bajo indica una alta presencia de ruido en el enlace lo cual se puede observar claramente en el diagrama ya que el ojo tiende a cerrarse. Por otra parte, para la figura 3.11 se eligió un valor de E_b/N_0 de 13 dB, este valor se considera alto respecto al anterior por lo tanto brinda un mejor desempeño en este tipo de modulación, esto es claramente apreciable en la forma del ojo en el diagrama el cual está más abierto, lo que indica una presencia de ruido mucho más baja en el canal.

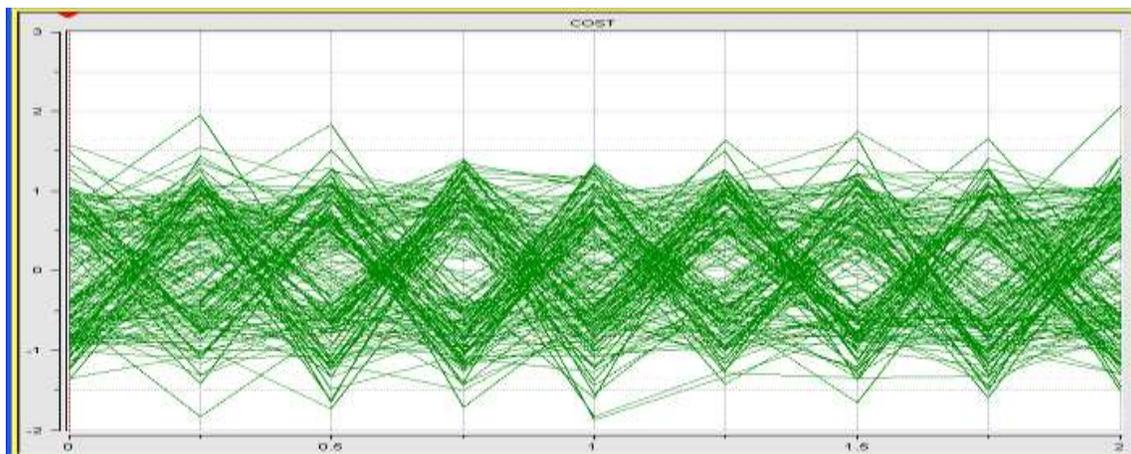


Figura 3.10. Diagrama de ojo QPSK para $E_b/N_0=5$ dB.

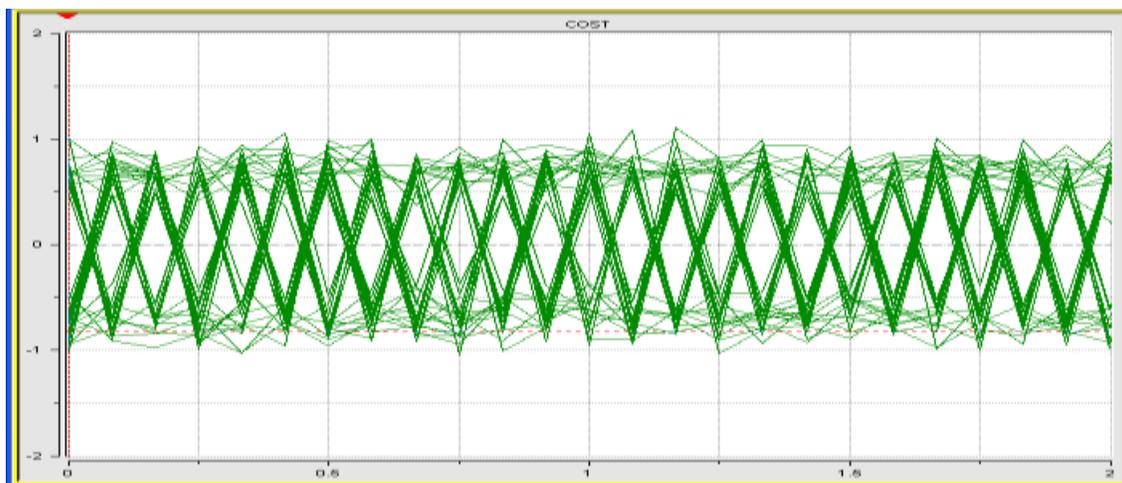


Figura 3.11. Diagrama de ojo QPSK para $E_b/N_0=13$ dB.

Los diagramas de ojo de los otros tipos de modulación sufren efectos más severos ante la presencia del ruido (ver figuras 3.12, 3.13, 3.14 y 3.15). Se aprecia como los tipos de modulación con mayor número de elementos en su constelación son más susceptibles a la presencia de ruido, entre mayor sea la capacidad de la modulación ésta necesita de valores mucho más altos de E_b/N_0 para tener un correcto desempeño. Los valores de E_b/N_0 para el tipo de modulación 16 QAM se representan en las figuras 3.12 y 3.13 cuyos valores son de 17dB y 5 dB respectivamente. Para el tipo de modulación 64 QAM los valores de E_b/N_0 son 22 dB y 10 dB representados en las figuras 3.14 y 3.15

respectivamente. Es de notar que los diagramas de ojo para cada tipo de modulación son diferentes, entre más alto es el esquema de modulación, más ojos aparecen en el diagrama como se muestra claramente en las figuras 3.11, 3.13 y 3.15.

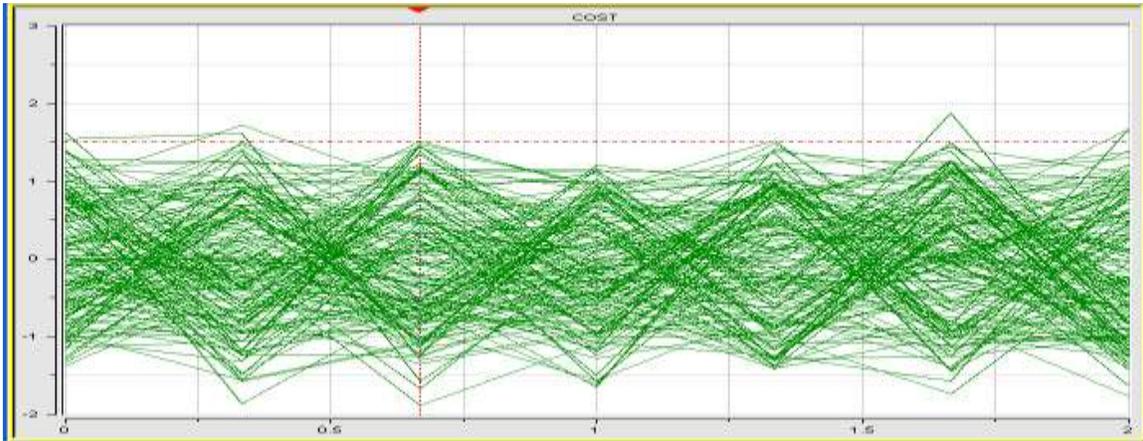


Figura 3.12. Diagrama de ojo 16 QAM para $E_b/N_0=5$ dB.

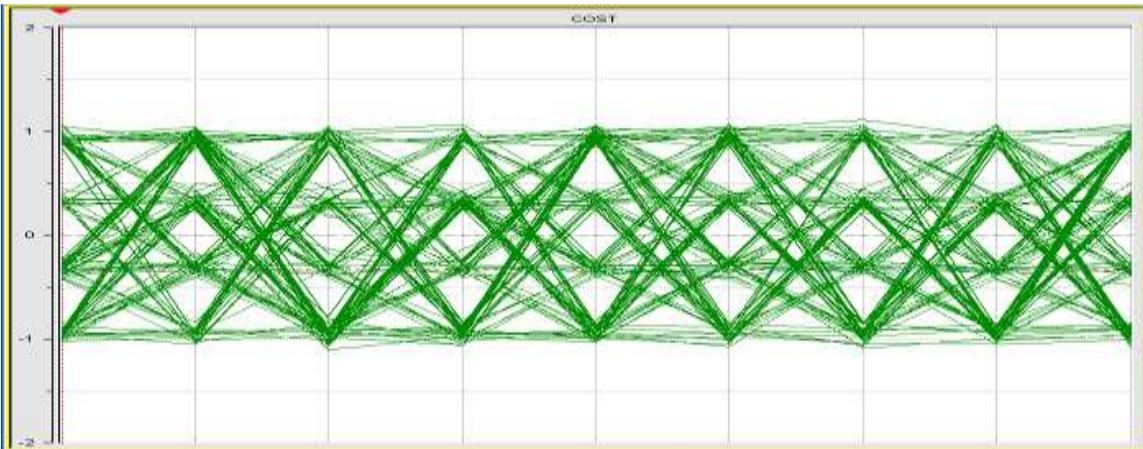


Figura 3.13. Diagrama de ojo 16 QAM para $E_b/N_0=17$ dB.

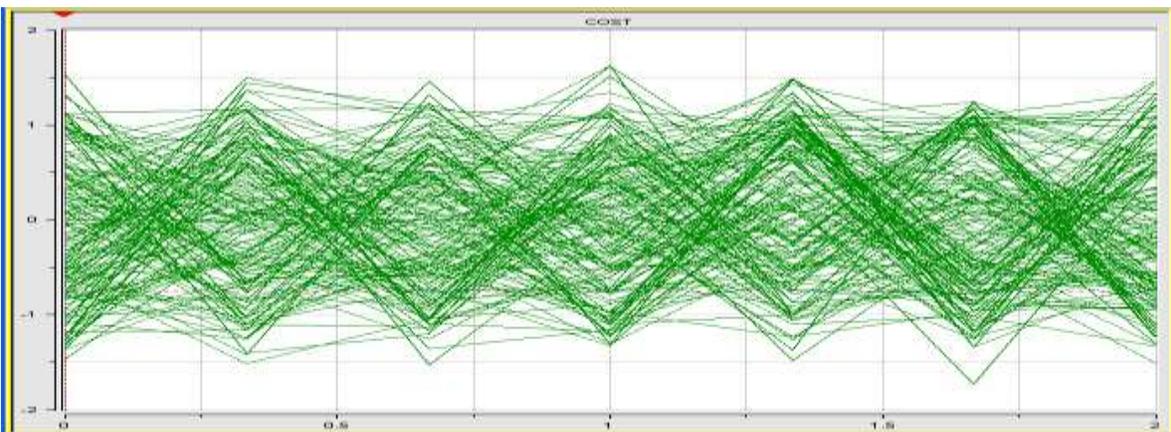


Figura 3.14. Diagrama de ojo 64 QAM para $E_b/N_0= 10$ dB.

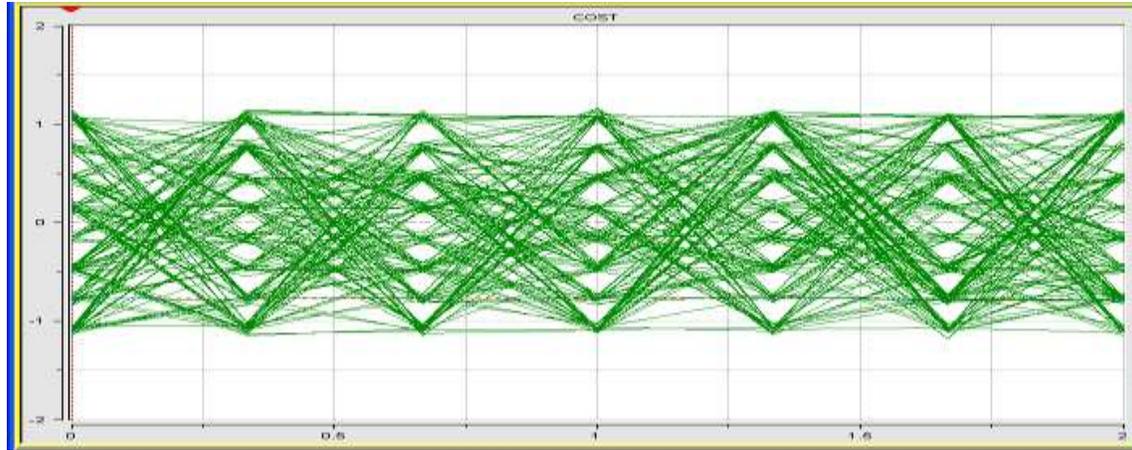


Figura 3.15. Diagrama de ojo 64 QAM para $E_b/N_0=22$ dB.

3.2.1.3. Respuesta en frecuencia

En OFDM los datos son modulados con una técnica convencional tal como MPSK ó MQAM luego se dividen en varios flujos en paralelo, cada uno de los cuales es asignado a una subportadora. Cada uno de los flujos de datos que se consiguen en este proceso son similares a los de una modulación de portadora única. Finalmente el ancho de banda de la señal OFDM será el mismo sin importar el tipo de modulación ó codificación que se utilice. Para el cálculo del ancho de banda de manera teórica se utiliza la fórmula 3.9 la cual se deduce a continuación:

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

$$R_s = \frac{R_b'}{N \log_2 M} \quad (3.2).$$

$$R_b' = \frac{R_b}{r} \quad (3.3).$$

$$R_s = \frac{R_b}{N \log_2 M} \left(\frac{1}{r} \right) \quad (3.4).$$

Donde:

- **R_s** : Velocidad de símbolo (En portadora única o subportadora) en Baudios o símbolos/s.
- **T_s** : Periodo de símbolo (En portadora única) en μs .
- **R_b** : Velocidad de bit en Mb/s.
- **R_b'** : Velocidad de bit después de la codificación en Mb/s
- **M** : Número de símbolos por constelación.
- **N** : Número de subportadoras del sistema OFDM.

$$T = NT_s \quad (3.5).$$

$$T = \frac{N}{R_s} \quad (3.6).$$

Donde:

- **T** : Periodo de símbolo OFDM en μs .

Para la deducción del ancho de banda se tiene en cuenta la figura 3.16.

$$BW_T = f_0 + \frac{N-1}{T_s} + \frac{1}{T_s} - f_0 + \frac{1}{T_s} = \frac{N+1}{T_s} \quad (3.7).$$

Ahora, reemplazando las ecuaciones 3.5 y 3.1 en la ecuación 3.7 y se obtiene

$$BW_T = \frac{N+1}{T_s} = (N+1)R_S = (N+1)\Delta f \quad (3.8).$$

Donde:

- BW_T : Ancho de banda de la señal OFDM en Hz.
- Δf : Espaciamiento entre subportadoras en Hz.

$$BW_T = \left(\frac{Rb}{\log_2 M} \right) \left(\frac{N+1}{N} \right) \left(\frac{1}{r} \right) \quad (3.9).$$

Donde:

- r : Tasa de codificación.

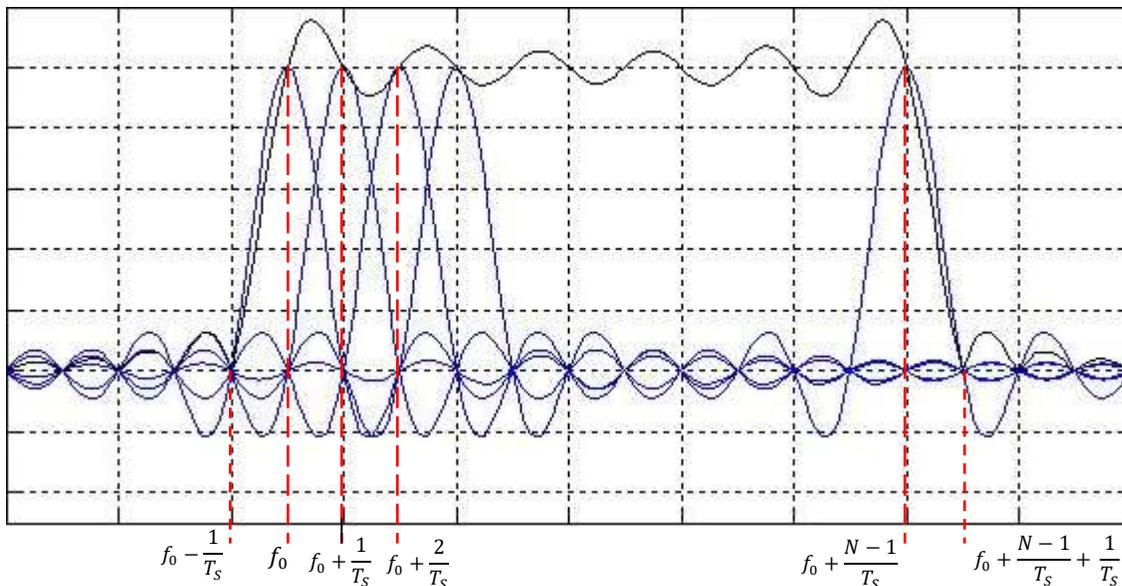


Figura 3.16. Ancho de Banda OFDM.

Por lo mencionado anteriormente el ancho de banda para cada uno de los tipos de modulación utilizado es igual, tal como se demuestra a continuación:

- Para QPSK (18 Mbps):

$$BW_T = \left(\frac{Rb}{\log_2 M} \right) \left(\frac{N+1}{N} \right) \left(\frac{1}{r} \right) = \left(\frac{18}{\log_2 4} \right) \left(\frac{48+1}{48} \right) \left(\frac{1}{3/4} \right) = 12 \text{ MHz.}$$

- Para 16 QAM (24 Mbps):

$$BW_T = \left(\frac{Rb}{\log_2 M} \right) \left(\frac{N+1}{N} \right) \left(\frac{1}{r} \right) = \left(\frac{24}{\log_2 16} \right) \left(\frac{48+1}{48} \right) \left(\frac{1}{1/2} \right) = 12 \text{ MHz.}$$

- Para 64 QAM (54 Mbps):

$$BW_T = \left(\frac{Rb}{\log_2 M} \right) \left(\frac{N+1}{N} \right) \left(\frac{1}{r} \right) = \left(\frac{54}{\log_2 64} \right) \left(\frac{48+1}{48} \right) \left(\frac{1}{3/4} \right) = 12 \text{ MHz.}$$

En la figura 3.17 se muestra el espectro de frecuencia de una señal transmitida con modulación 64 QAM. En ésta gráfica se indica la distribución espectral de la señal OFDM (aproximadamente plana).

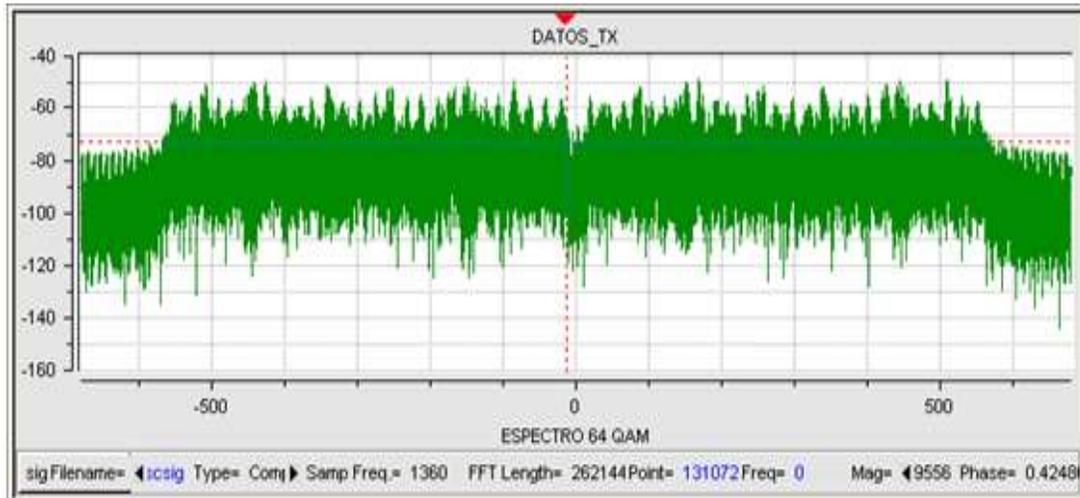


Figura 3.17. Respuesta en frecuencia normalizada de la señal transmitida para 64 QAM.

Para obtener las gráficas respuesta en frecuencia se utilizó un bloque llamado analizador de señales complejas (*Complex signal sink*), el cual se ubicó a la salida del subsistema transmisor y a la entrada del subsistema receptor con el fin de encontrar sus respectivas gráficas de respuesta en frecuencia. Una vez obtenida la imagen de la señal se procedió a seleccionar en la barra de herramientas la opción respuesta en frecuencia (*Frequency response plot*).

Las figuras 3.18 y 3.19 muestran la respuesta en frecuencia de la señal recibida para valores de E_b/N_0 de 22 dB y 14 dB respectivamente, en las cuales se puede apreciar el efecto que causa el ruido en el nivel del espectro recibido. Para valores altos de E_b/N_0 es muy notable la diferencia entre el nivel promedio de señal y el nivel promedio de ruido sobre el canal adyacente como se aprecia en la figura 3.18.

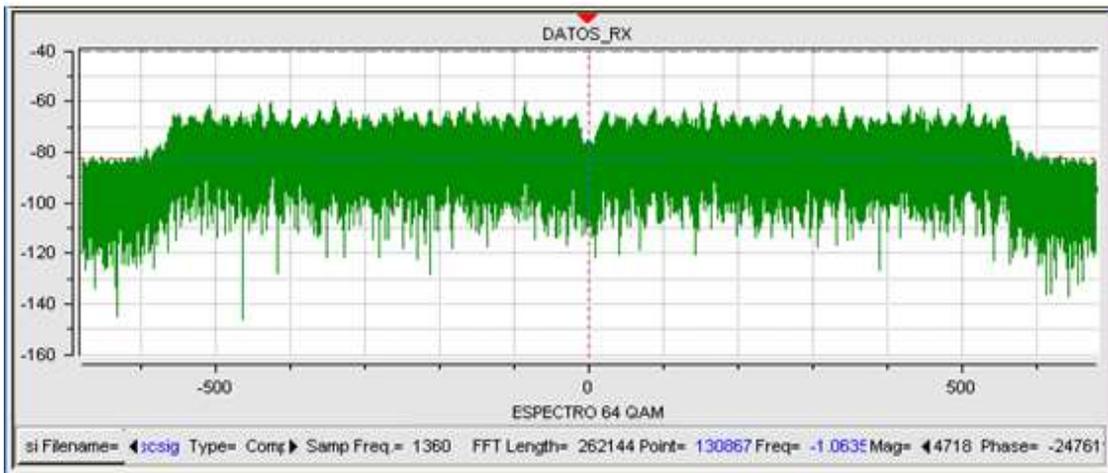


Figura 3.18. Respuesta en frecuencia normalizada de la señal recibida para 64 QAM con $E_b/N_0=22$ dB.

Para valores bajos de E_b/N_0 el nivel promedio del ruido está muy cerca del nivel promedio de la señal, como se observa en la figura 3.19.

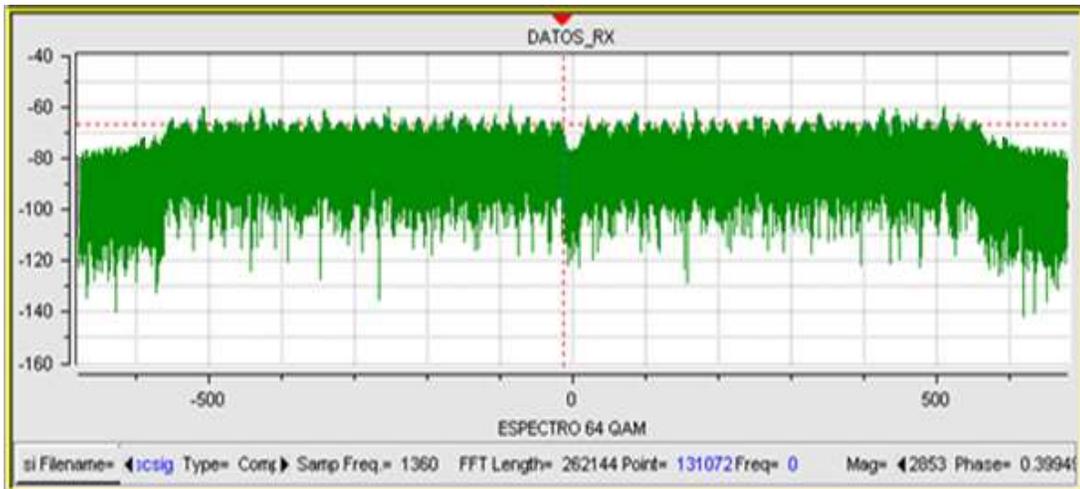


Figura 3.19. Respuesta en frecuencia normalizada de la señal recibida para 64 QAM con $E_b/N_0=14$ dB.

3.2.1.4. BER (Bit Error Rate)

El efecto del AWGN en un canal de comunicaciones puede verse reflejado en la cantidad de bits errados que llegan al receptor, los cuales pueden alcanzar niveles excesivos trayendo consigo el deterioro y hasta el posible corte del enlace. La forma para determinar la cantidad de ruido en el canal y como afecta a la señal transmitida se conoce como relación señal a ruido (SNR, *Signal to Noise*) y su valor se determina mediante las siguientes ecuaciones:

$$SNR = \frac{P_{Rx}}{P_{ruido}} \quad (3.10).$$

$$SNR (dB) = 10 \log\left(\frac{P_{Rx}}{P_{ruido}}\right) \quad (3.11).$$

Donde:

- **P_{Rx}**: Potencia de la señal recibida en mW.
- **P_{ruido}**: Potencia de ruido en mW.

Para el caso de OFDM la SNR se deduce a continuación y de ella se obtiene la relación con E_b/N_0 :

$$SNR = \frac{P}{P_n} \quad (3.12).$$

Donde:

- **P**: Potencia de la señal OFDM en mW.
- **P_n**: potencia de ruido en mW.

$$P = NP_s \quad (3.13).$$

$$P_n = N_0BW_T \quad (3.14).$$

Donde:

- **P_s**: Potencia sub-portadora única en mW.
- **N**: Número de sub-portadoras del sistema OFDM.
- **N₀**: Densidad espectral de potencia de ruido en mW/Hz.

$$SNR = \frac{N(P_S)}{N_0(BW_T)} \quad (3.15).$$

Ahora:

$$P_S = \frac{E_S}{T_S} \quad (3.16).$$

$$P_S = E_S(R_S) \quad (3.17).$$

Donde:

- **Es:** Energía de símbolo por subportadora en mW/s.
- **Rs:** velocidad de símbolo en portadora única en Msímbolos/s.
- **BW_T:** Ancho de banda de la señal OFDM en Hz.

$$E_{S_{OFDM}} = \log_2 M E_b' \quad (3.18).$$

$$E_b' = r E_b \quad (3.19).$$

$$E_{S_{OFDM}} = \log_2 M r E_b \quad (3.20).$$

$$E_{S_{OFDM}} = \log_2 M r E_b \left(\frac{T_d}{T_d + T_{cp}} \right) \quad (3.21)^{10}.$$

Donde:

- **Es:** energía de símbolo OFDM en mW/s.
- **r:** tasa de codificación.
- **Eb:** energía de bit en W/Hz.
- **Eb':** Energía de bit después de la codificación en W/Hz.
- **Td:** Periodo de símbolo en μ s.
- **Tcp:** Duración prefijo cíclico en μ s.
- **M:** Número de símbolos por constelación.

$$SNR = \frac{N(E_{S_{OFDM}})R_S}{N_0(N+1)R_S} = \frac{N(E_{S_{OFDM}})}{N_0(N+1)} \quad (3.22).$$

$$SNR = \frac{N(\log_2 M r E_b) \left(\frac{T_d}{T_d + T_{cp}} \right)}{N_0(N+1)} \quad (3.23).$$

$$SNR = \frac{N(\log_2 M) r E_b \left(\frac{T_d}{T_d + T_{cp}} \right)}{N_0(N+1)} \quad (3.24).$$

Ahora expresando SNR en función de Eb/No se tiene:

¹⁰ El término $\left(\frac{T_d}{T_d + T_{CP}} \right)$ es tomado de: <http://www.dsplog.com/2008/08/26/ofdm-rayleigh-channel-ber-bpsk>

$$\left(\frac{Eb}{No}\right)_{dB} = (SNR)_{dB} + 10\log_{10}(N + 1) - 10\log_{10}N + 10\log_{10}(r) - 10\log_{10}\left(\frac{Td}{Td+Tcp}\right) - 10\log_{10}(\log_2M) \quad (3.25).$$

La tasa de errores de bits es un parámetro importante en cualquier sistema de comunicaciones, esté permite conocer la cantidad de bits errados que se reciben en un grupo de N bits transmitidos. La eficiencia de un sistema de comunicaciones se puede medir a través de éste parámetro, donde un nivel elevado de BER indica que el sistema es ineficiente.

La siguiente es la ecuación para determinar el valor de BER.

$$BER = \frac{\text{bits errados}}{\text{bits transmitidos}} \quad (3.26).$$

Para obtener las curvas de BER contra Eb/No se tuvo en cuenta el canal AWGN, el cual está compuesto por el bloque de ruido blanco complejo (*Complex White Noise*) encargado de generar AWGN complejo de acuerdo a la varianza de ruido y el bloque de modelo de canal IEEE 802.11 (*IEEE 802.11 model channel*). Para obtener la medida de BER se utilizó el bloque BLER/BER el cual determina la tasa de error de bit (BER) comparando la señal transmitida con la señal recibida.

Es de anotar que el AWGN es un modelo de canal universal para analizar los diferentes esquemas de modulación ya que en este modelo el canal no hace más que agregar ruido blanco Gaussiano a la señal que pasa a través de él. Esto implica que la magnitud de la respuesta en frecuencia del canal es plana, por lo tanto tiene un ancho de banda teóricamente ilimitado y la fase es lineal con la frecuencia para todas las frecuencias (canal sin distorsión). Estas consideraciones ideales permiten que la señal pase sin ninguna pérdida de amplitud ni distorsión de amplitud o fase en sus componentes de frecuencia por lo tanto se considera que no existe desvanecimiento.

El uso de diferentes esquemas de modulación en el estándar tiene como finalidad brindar un enlace confiable a pesar del ruido que pueda estar presente en el canal, es decir, se posee la flexibilidad necesaria para sortear esta dificultad sin que esto conlleve a una pérdida de la conexión inalámbrica. Es importante recordar que la utilización de los esquemas de modulación más robustos como QPSK disminuyen considerablemente la velocidad de transmisión de datos de la conexión, por lo que existe un compromiso claro entre velocidad de transmisión de datos y sensibilidad al ruido.

Las figuras 3.20, 3.22 y 3.23 obtenidas mediante la simulación en un canal afectado únicamente por AWGN para los esquemas de modulación QPSK, 16 QAM Y 64 QAM respectivamente, permiten observar como al aumentar el nivel de la relación Eb/No la tasa de error de bit se hace menor, mejorando así la calidad del enlace. También se observa como la modulación QPSK tiene siempre un valor de BER menor respecto a los demás tipos de modulación para un valor de Eb/No dado, esto se debe a que los puntos de su constelación se encuentran mucho mas separados entre sí que los de las constelaciones resultantes de los otros tipos de modulación, por lo cual se hace menos susceptible al ruido. En la tabla 3.1 se observa los valores de Eb/No necesarios para obtener una BER de 10⁻⁵.

Modulación	Eb/No (dB)	BER
QPSK	9	10 ⁻⁵
16 QAM	12.5	10 ⁻⁵
64 QAM	16.5	10 ⁻⁵

Tabla 3.1. Desempeño del canal AWGN.

De las figuras de BER obtenidas se puede decir que si se tiene relaciones de E_b/N_0 menores a 9 dB solo es conveniente usar modulación QPSK pero si tiene valores superiores a 12 dB se deberían usar esquemas de modulación QAM.

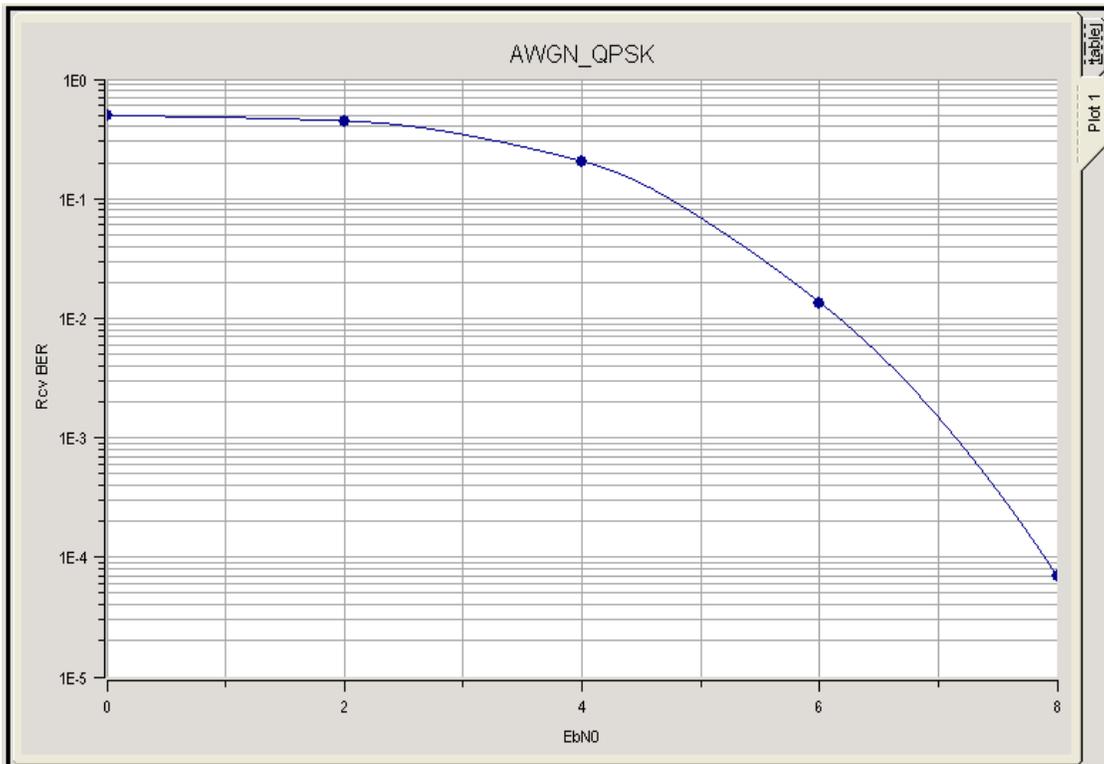


Figura 3.20. BER vs. E_b/N_0 usando QPSK y AWGN.

La figura 3.21 describe la misma curva de la gráfica anterior con la diferencia que la BER se grafica en términos de SNR (dB) con el fin de tener un punto de referencia ante libros, artículos ó investigaciones relacionadas, los cuales realizan análisis similares utilizando estas unidades [23] y [25].

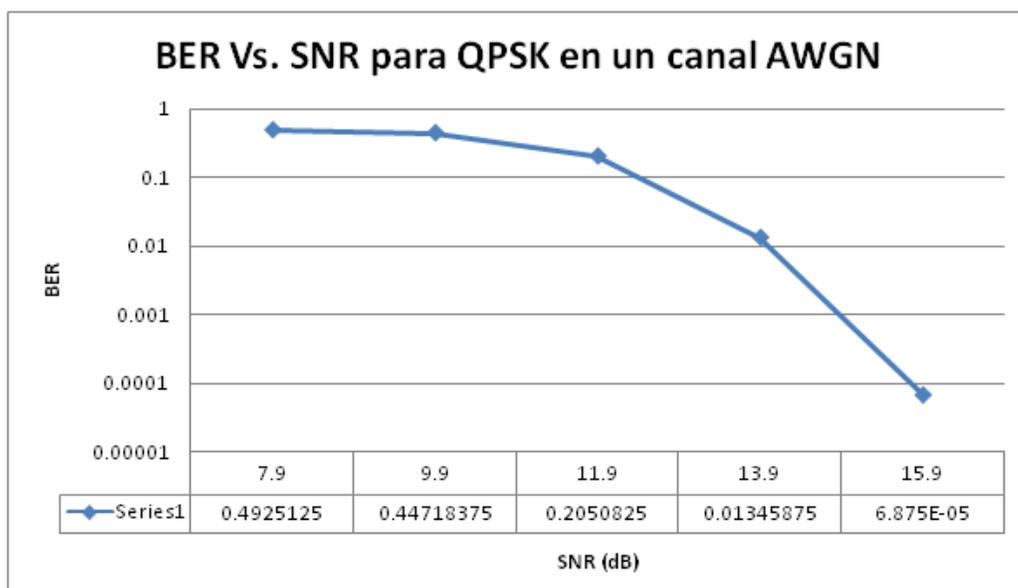


Figura 3.21. BER vs. SNR usando QPSK y AWGN.

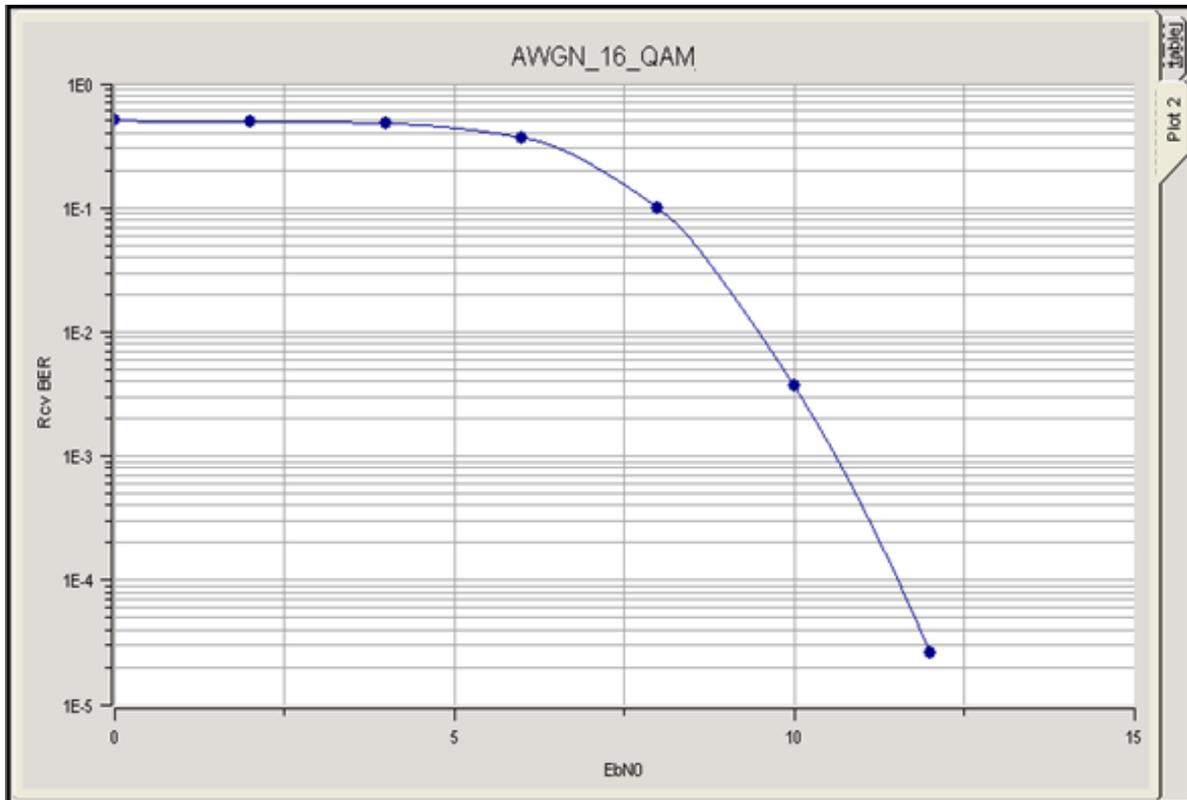


Figura 3.22. BER vs. Eb/No usando 16QAM y AWGN.

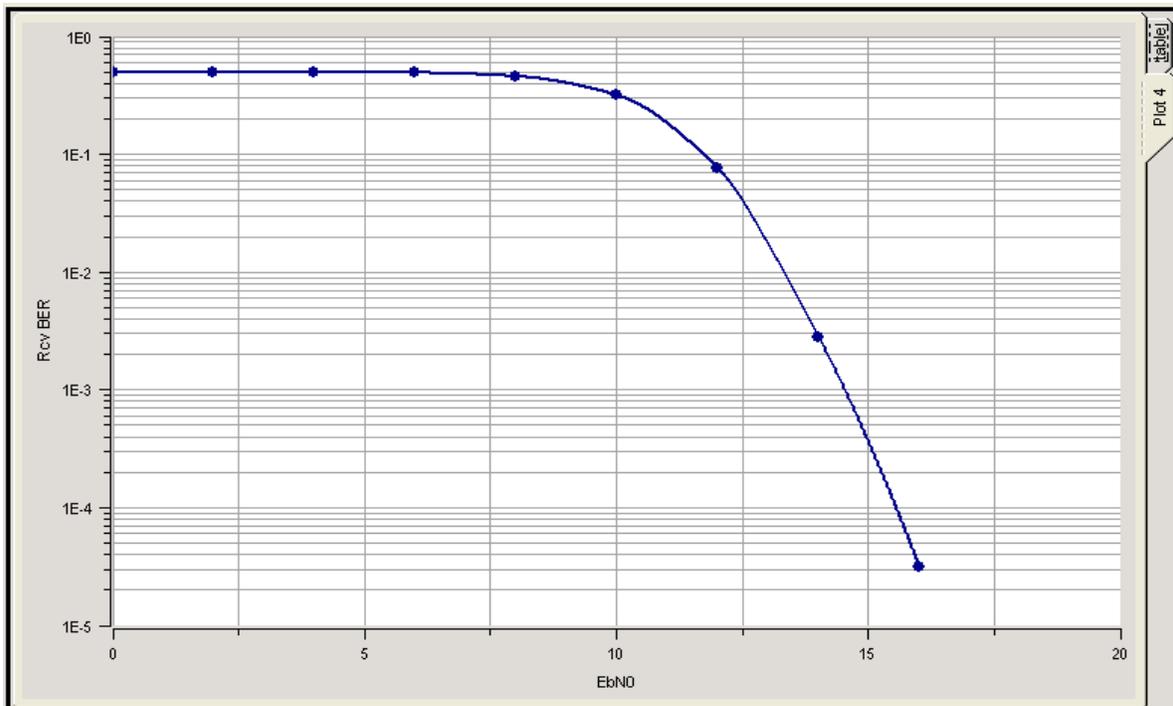


Figura 3.23. BER vs. Eb/No usando 64QAM y AWGN.

3.2.2. Escenario 2. Efecto de la multitrayectoria

Las señales de información transmitidas a través de un medio de comunicación inalámbrico, se reflejan por objetos y obstáculos que se encuentran en el camino entre el transmisor y el receptor, esto origina réplicas de la señal las cuales viajan por diferentes caminos hasta llegar al receptor. Debido a que las replicas de la señal recorren diferentes caminos la fase y la potencia con la cual llegan a recepción son distintas para cada una de ellas. En el receptor se realiza la suma de las señales detectadas (directa más réplicas). Cuando las señales recibidas (tanto principal como réplicas) están en fase se obtiene un nivel de potencia mayor al nivel de la señal principal, lo que da origen a una interferencia constructiva, por el contrario si las señales recibidas llegan en contrafase se obtiene un nivel potencia menor al de la señal principal originando una interferencia destructiva. Esta última posibilidad ocasiona desvanecimiento y se conoce como desvanecimiento Rayleigh, debido a que se utiliza la distribución Rayleigh para estimar la probabilidad de recibir cierto nivel de potencia.

En lo concerniente al desvanecimiento como resultado de la multitrayectoria, el receptor OFDM recibe múltiples copias de la señal original con diferentes valores relativos de atenuación y retardo en el tiempo con respecto a la señal que viaja a través del camino directo. Los sistemas OFDM manejan esta degradación debida al multitrayecto añadiendo un intervalo de guarda (prefijo cíclico o extensión cíclica) al símbolo OFDM básico. El intervalo de guarda consiste en una copia de la última parte (últimas muestras) del símbolo OFDM por tanto el receptor lo puede ignorar. Cuando el intervalo de guarda es de un tamaño tal que sea mayor al máximo retardo sufrido por las señales replicadas, el receptor se encuentra en la capacidad de eliminar la distorsión al descartar el intervalo de guarda. Con esto se puede decir que el desvanecimiento es solucionado prácticamente sin añadir complejidad al receptor.

Para obtener las curvas de BER contra E_b/N_0 para el canal con multitrayectoria se utilizaron los mismos bloques que se usaron para el canal AWGN con la diferencia que el bloque modelo de canal IEEE 802.11 (*IEEE 802.11 model channel*) se activa para implementar un modelo de canal con una línea de retardo, que simula un canal con multitrayecto y con desvanecimiento selectivo en frecuencia. Este modelo se basa en el modelo de canal adoptado por el grupo de trabajo IEEE 802.11.

En el análisis de los resultados de la simulación para éste escenario, un concepto de trascendental importancia es el ancho de banda de coherencia, el cual describe al ancho de banda en el cual la función de transferencia del canal se mantiene constante. El ancho de banda de coherencia depende de la dispersión temporal (*delay spread*) de las señales multitrayecto, a medida que este aumenta el ancho de banda de coherencia disminuye, es decir que éste es inversamente proporcional a la dispersión temporal. Si una señal tiene un ancho de banda menor al ancho de banda de coherencia se considera al canal como no selectivo en frecuencia, en caso contrario se dice que el canal es selectivo en frecuencia. De igual importancia es el concepto de tiempo de coherencia (T_c) es la medida temporal que indica durante cuánto tiempo la repuesta impulsiva del canal es invariante.

En esta sección se utilizó un canal con multitrayecto basado en el modelo de Naftali cuya descripción detallada se encuentra en el Anexo 1 sección 1.2.2. Este presenta desvanecimientos que varían en el tiempo siguiendo una distribución probabilística de tipo Rayleigh. La señal que llega al receptor está formada por la señal directa más diferentes réplicas de esta con una atenuación y retardo relativos. En la simulación se varía el retardo para observar el comportamiento del receptor ante la ISI. Para las graficas de BER obtenidas en este escenario se calculó la dispersión temporal promedio

tolerada para cada uno de los diferentes tipos de modulación, tal como se muestra en las siguientes figuras.

3.2.2.1. Diagramas de constelación

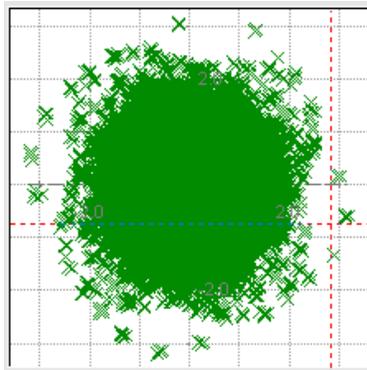


Figura 3.24. Diagrama de constelación QPSK en recepción con $E_b/N_0=25\text{dB}$, $T_{rms}=140\text{ns}$ (28 Trayectos).

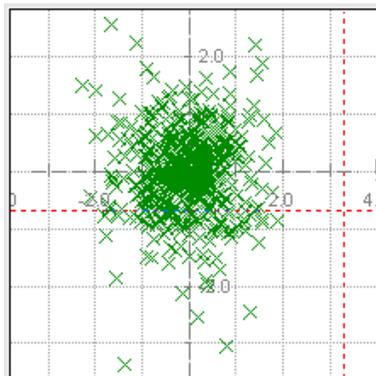


Figura 3.25. Diagrama de constelación 64QAM en recepción con $E_b/N_0=40\text{dB}$, $T_{rms}=140\text{ns}$ (28 Trayectos).

En las figuras 3.24 y 3.25 se muestran los diagramas de constelación para un canal afectado con multitrayecto, en ellas se aprecia cómo los puntos de la constelación se encuentran dispersos fuera de su posición ideal debido al efecto en el receptor de múltiples señales en un mismo tiempo con diferentes amplitudes y fases.

3.2.2.2. Diagramas de ojo

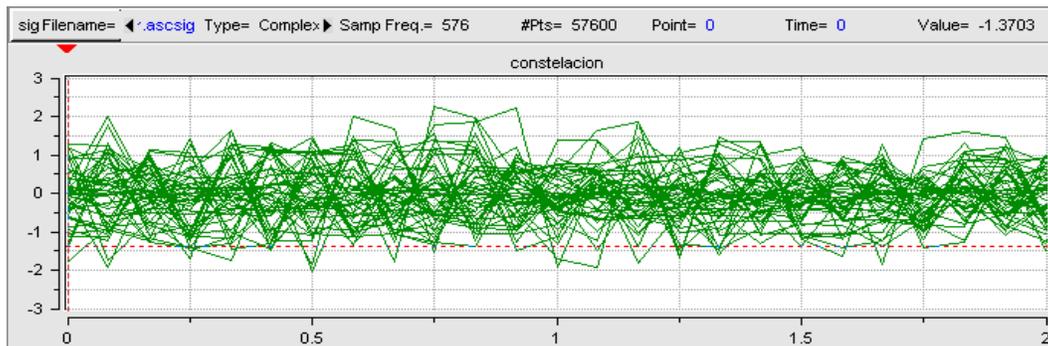


Figura 3.26. Diagrama de ojo QPSK para $E_b/N_0=13\text{dB}$ con $T_{rms}=50\text{ns}$ (10 Trayectos).

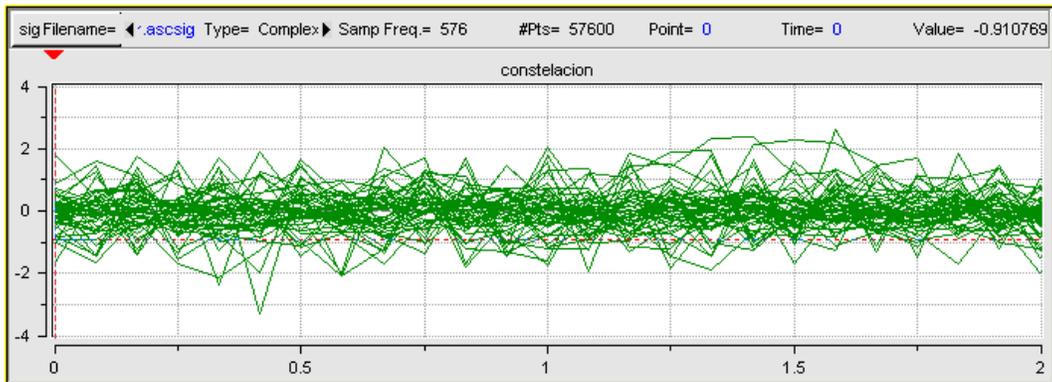


Figura 3.27. Diagrama de ojo 64QAM para $E_b/N_0=40\text{dB}$ con $T_{rms}=140\text{ns}$ (28 Trayectos).

En las figuras 3.26 y 3.27 se muestran los diagramas de ojo obtenidos en recepción para un canal con multitrayecto, se observa como estos diagramas se distorsionan debido a la superposición de las señales de cada uno de los trayectos que toma la señal entre el transmisor y el receptor.

3.2.2.3. Respuesta en frecuencia

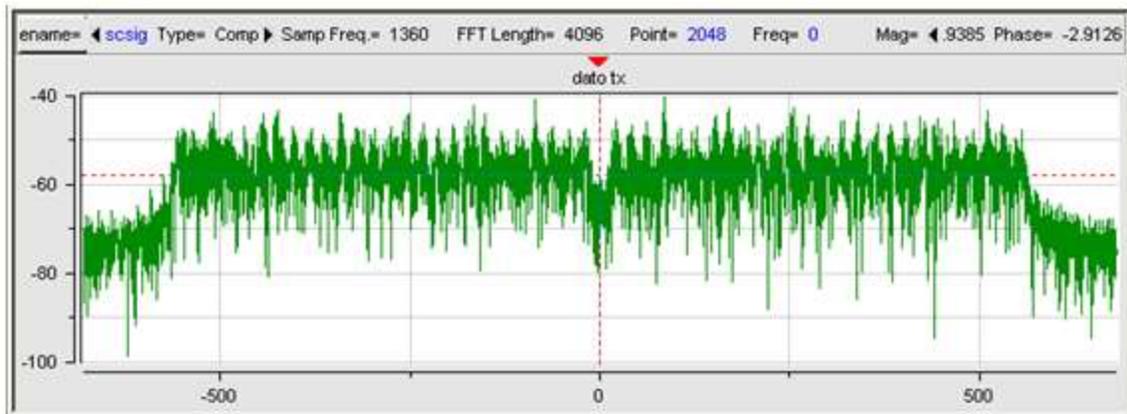


Figura 3.28. Respuesta en frecuencia normalizada de la señal transmitida para QPSK.

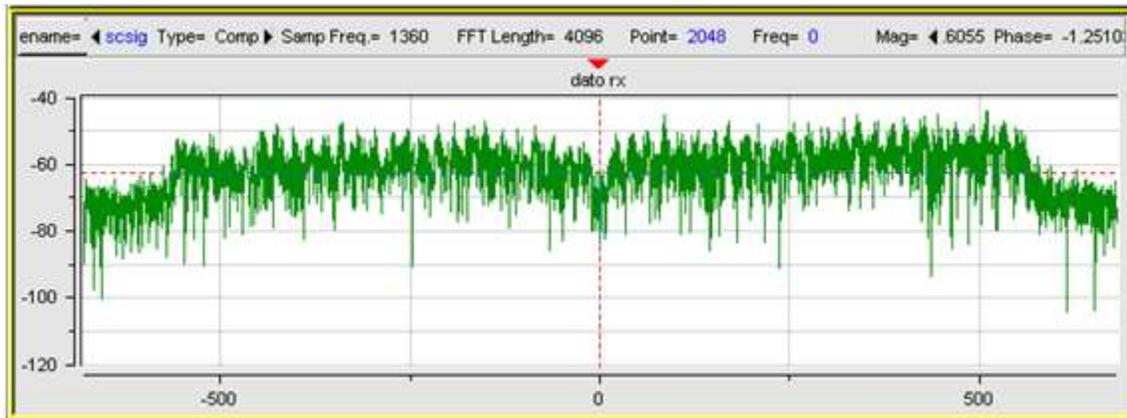


Figura 3.29. Respuesta en frecuencia normalizada de la señal recibida para QPSK con $E_b/N_0=13\text{dB}$ y $T_{rms}=50\text{ns}$ (10 Trayectos).

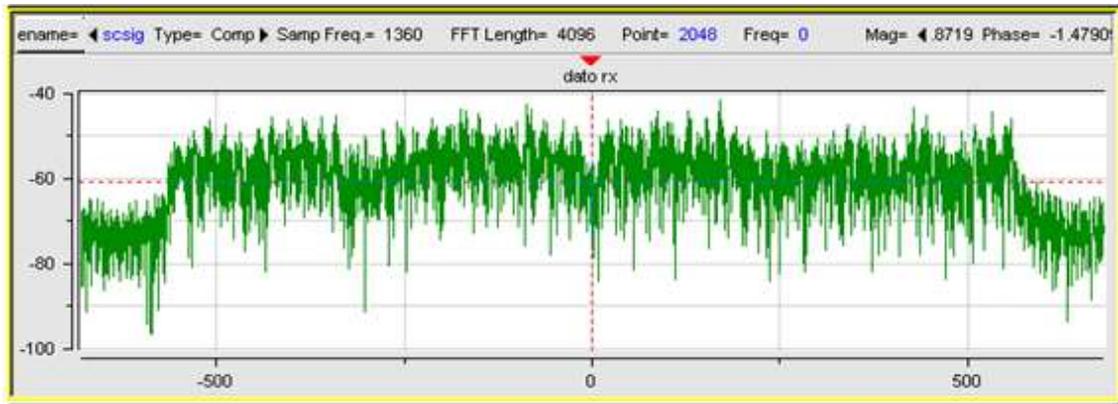


Figura 3.30. Respuesta en frecuencia normalizada de la señal recibida para QPSK con $E_b/N_0=13\text{dB}$ y $T_{rms}=140\text{ns}$ (28 Trayectos).

En la figura 3.28 se muestra el espectro de frecuencia de la señal transmitida la cual no ha sido afectada por ningún fenómeno. En la figura 3.29 se indica el espectro de frecuencia en recepción cuando el valor del $T_{rms}=50\text{ns}$ y el $E_b/N_0=13\text{dB}$, en la ella se aprecia el efecto del multitrayecto ya que el espectro de la señal no tiene una forma plana como en transmisión sino que presenta una forma ondulante lo cual indica el efecto de la selectividad en frecuencia del canal. Por otra parte en la figura 3.30 se muestra este mismo efecto con mayor afectación debido a que se incrementó el número de trayectos y el valor de T_{rms} .

En la figura 3.31 se muestra estos mismos diagramas de espectro en frecuencia en escala lineal con el fin de observar de manera más clara el efecto del multitrayecto y la selectividad en frecuencia.

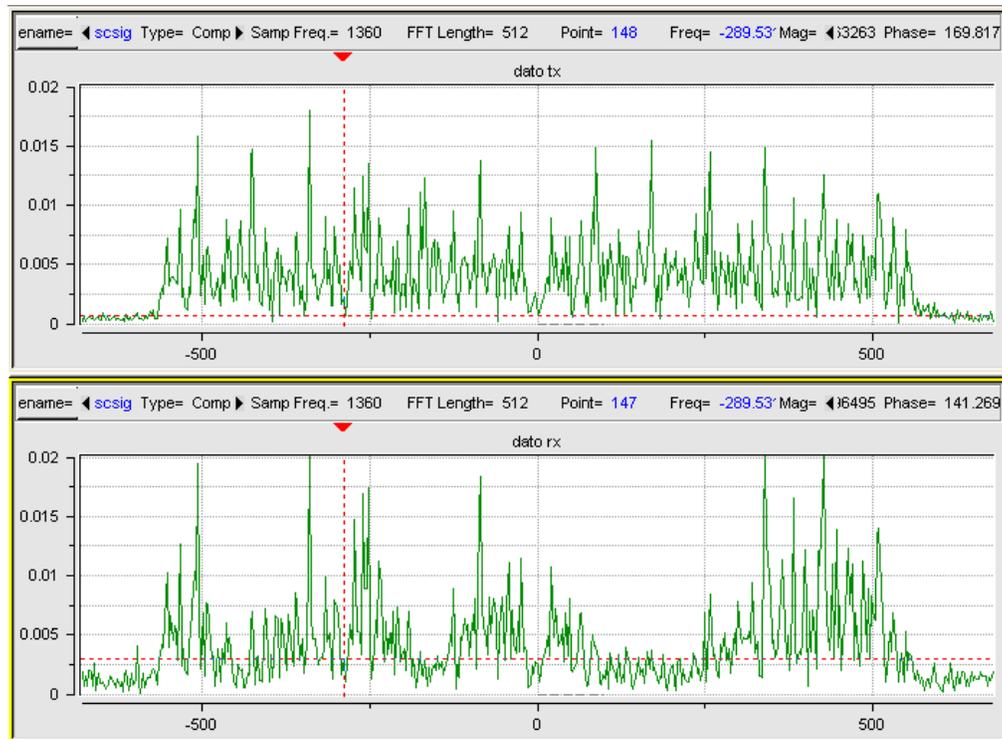


Figura 3.31. Respuesta en frecuencia en transmisión y recepción para QPSK con $E_b/N_0=13\text{dB}$ y $T_{rms}=140\text{ns}$ (28 Trayectos).

3.2.2.4. Graficas de BER contra Eb/No para modulación QPSK en un canal multitrayecto

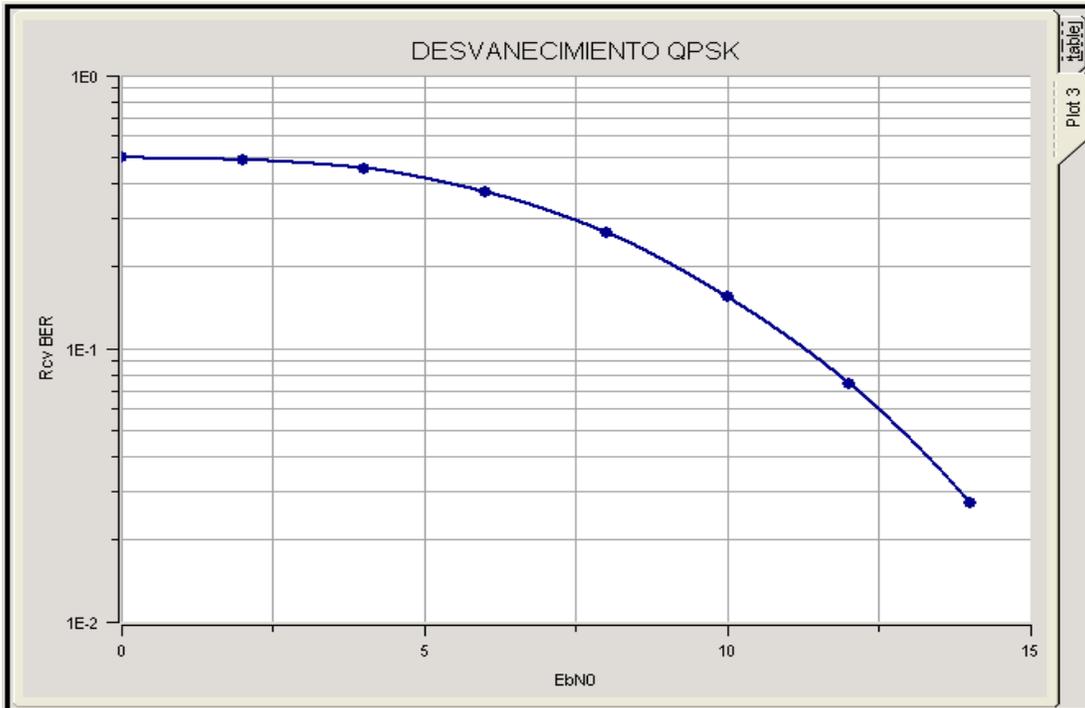


Figura 3.32. BER Vs. Eb/No usando QPSK (18 Mbps) con desvanecimiento y un $T_{rms}=50ns$.

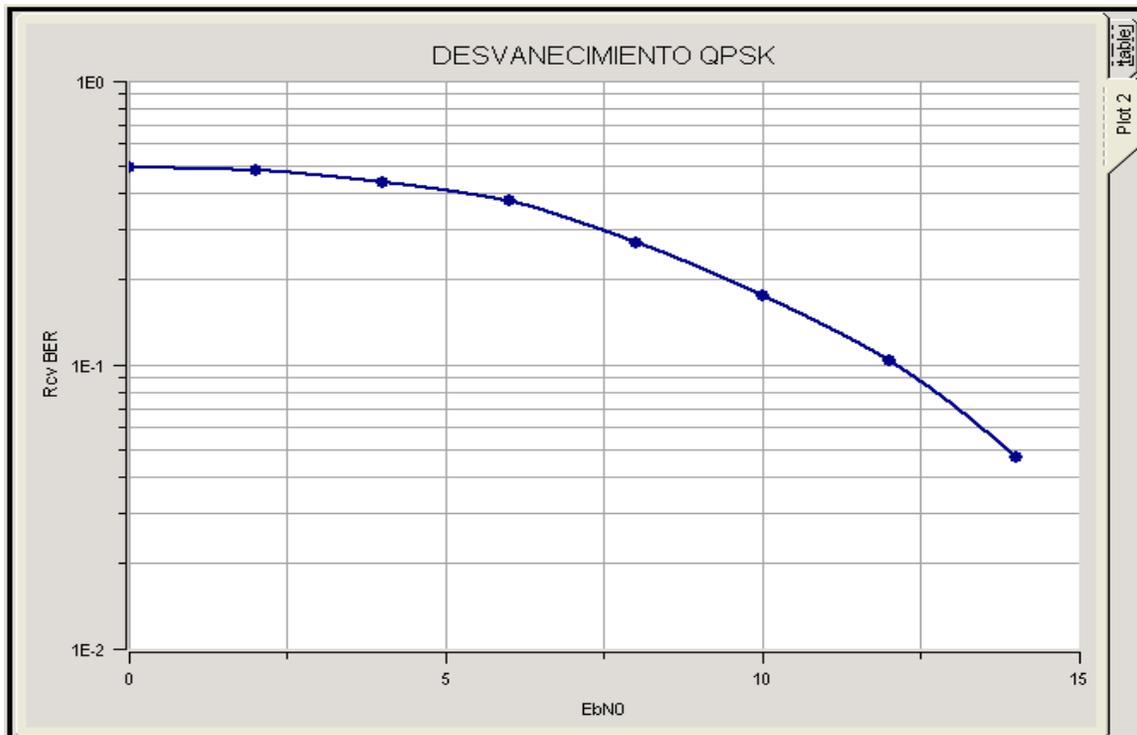


Figura 3.33. BER Vs. Eb/No usando QPSK (18 Mbps) con desvanecimiento y un $T_{rms}=100 ns$.

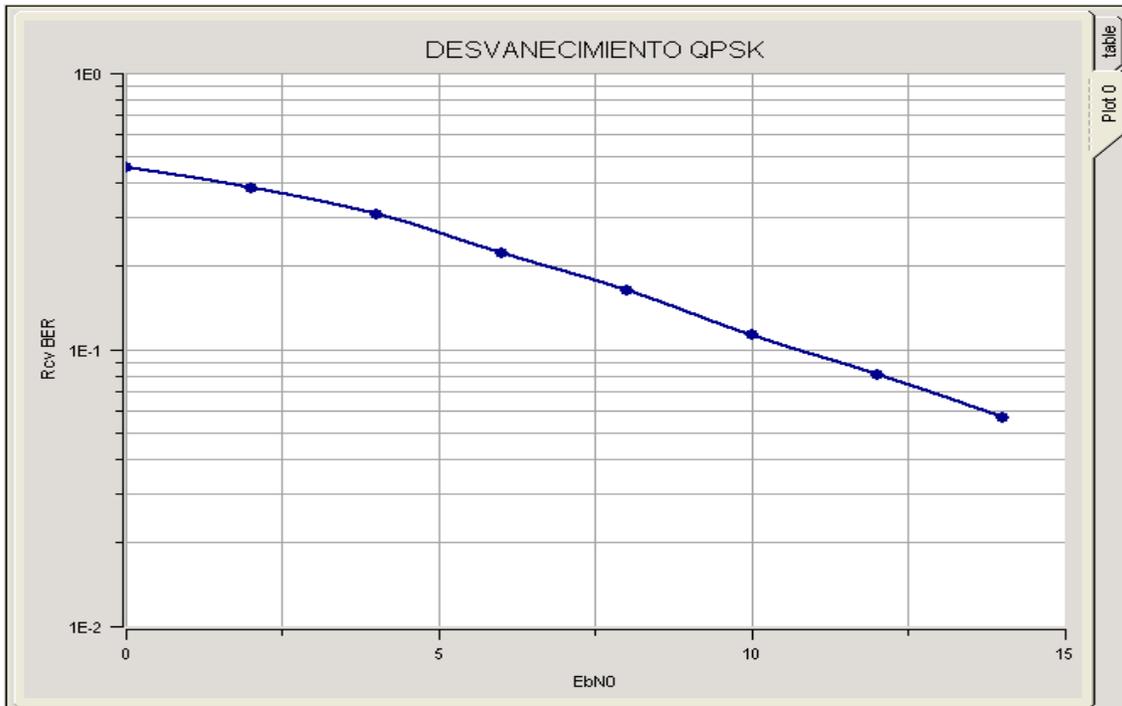


Figura 3.34. BER Vs. Eb/No usando QPSK (18 Mbps) con desvanecimiento y un $T_{rms}=140$ ns.

Para el esquema de modulación QPSK se tiene que:

$$R_b = 18 \text{ Mbps} \quad N = 48 \text{ sub-portadoras de datos del sistema OFDM}$$

Entonces:

$$R_s = \frac{R_b}{\log_2 M} \quad (3.27).$$

Reemplazando el valor de R_b y N en la ecuación 3.27 se tiene:

$$R_s = \frac{18 \text{ Mb/s}}{\log_2 4 \text{ b/simbolo}} = \frac{18 \text{ M/s}}{2 \text{ simbolo}}$$

$$R_s = 9 \text{ Msimbolo/s}$$

Donde:

- **R_s** : Velocidad de símbolo en baudios o símbolos/s.
- **M** : Número de símbolos por constelación.

$$T_s = \frac{1}{R_s} \quad (3.28).$$

Reemplazando el resultado anterior de R_s se tiene:

$$T_s = \frac{1}{9 \text{ Msimbolo/s}} = \frac{1}{9} \mu\text{s/simbolo}$$

$$T_s = 0.11 \mu\text{s/simbolo}$$

Donde:

- **T_s** : Periodo de símbolo en portadora única en μs .

$$T = N(Ts) \quad (3.29).$$

$$T = 48(0.11\mu s/symbol) = 5.33 \mu s = 5333 ns$$

Donde:

- **T:** Periodo de símbolo OFDM en μs .
- **N:** Número de sub-portadoras de datos del sistema OFDM.

Ahora para determinar cuál es la dispersión temporal promedio tolerada por el esquema de modulación QPSK se utiliza la siguiente fórmula:

Para OFDM

$$\tau_{rms} = \frac{T}{10} \quad (3.30).$$

$$\tau_{rms} = \frac{5333 ns}{10} = 533 ns$$

Donde:

- **τ_{rms} :** Dispersión temporal promedio tolerada.

$$Tr = \tau_{rms} \cdot r \quad (3.31).$$

$$Tr_{QPSK} = 533 ns \left(\frac{3}{4}\right) = 399.75 ns$$

Donde:

- **Tr:** Periodo de símbolo OFDM con codificación en μs .
- **r:** Tasa de codificación.

3.2.2.5. Gráficas de BER contra Eb/No para modulación 16 QAM en un canal multitrayecto.

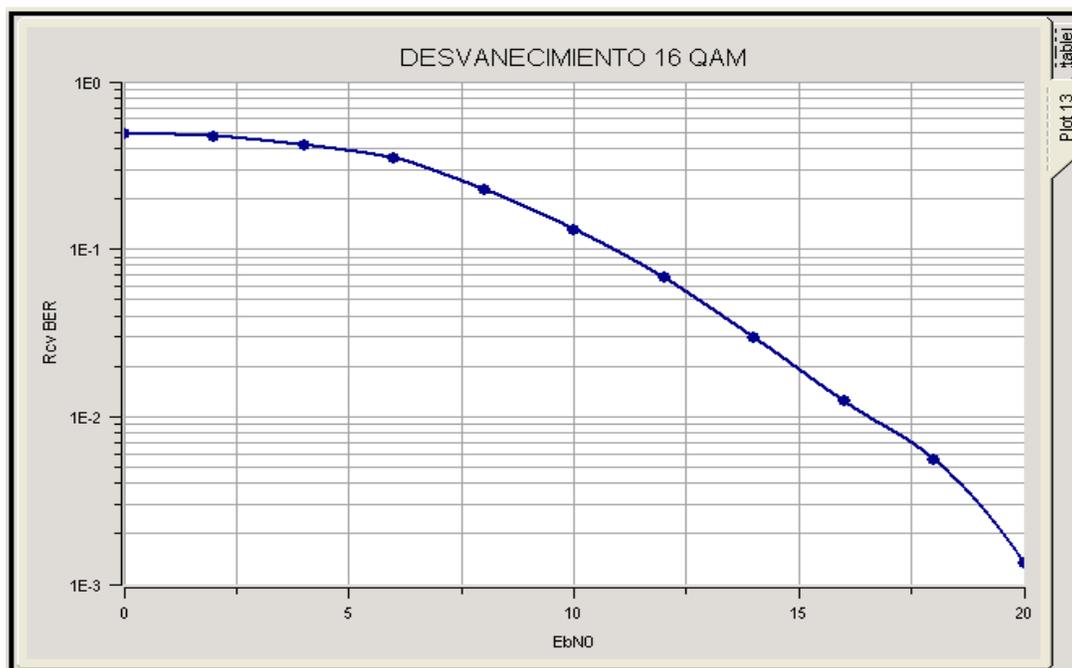


Figura 3.35. BER Vs. Eb/No usando 16 QAM (24 Mbps) con desvanecimiento y un $T_{rms}=50 ns$.

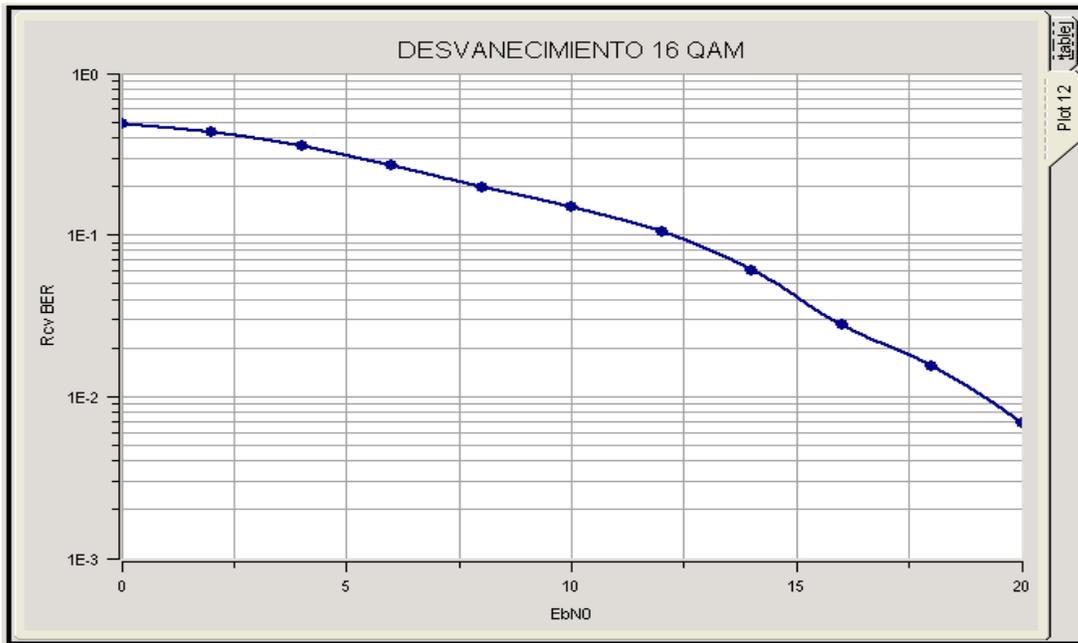


Figura 3.36. BER Vs. Eb/No usando 16 QAM (24 Mbps) con desvanecimiento y un $T_{rms}=100$ ns.

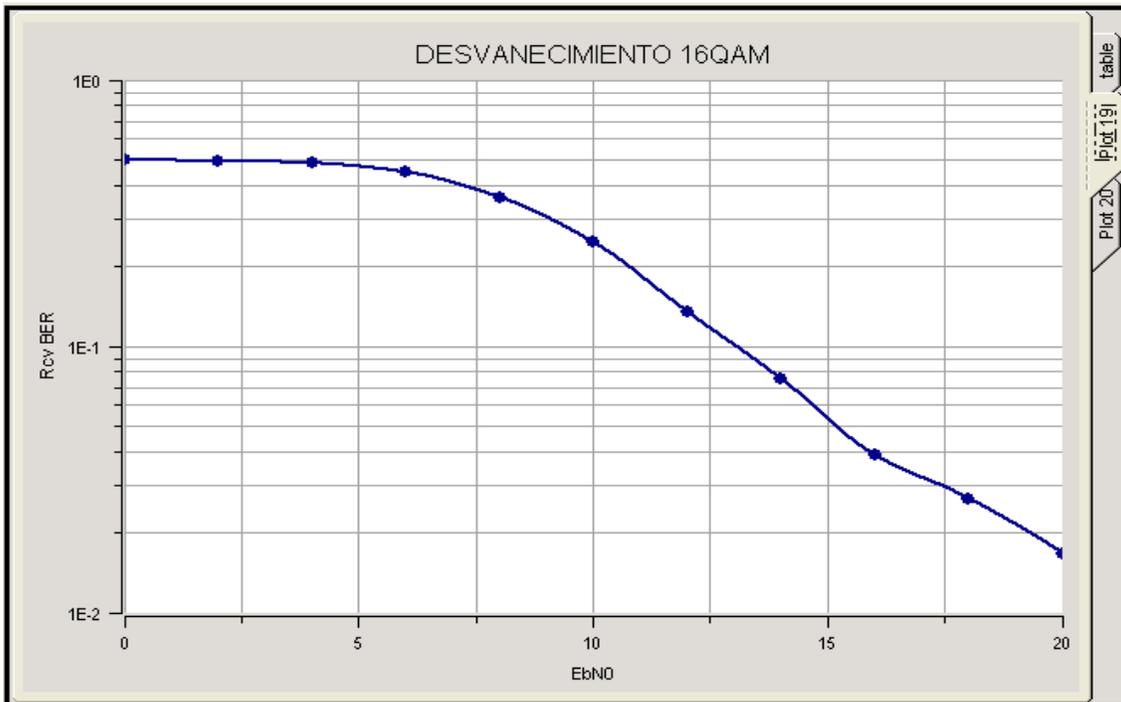


Figura 3.37. BER Vs. Eb/No usando 16 QAM (24 Mbps) con desvanecimiento y un $T_{rms}=140$ ns.

Para el esquema de modulación 16 QAM se tiene:

$$R_b = 24 \text{ Mbps} \quad N = 48 \text{ sub-portadoras de datos del sistema OFDM}$$

Entonces, tomando nuevamente la ecuación 3.27 se tiene:

$$R_s = \frac{24Mb/s}{\log_2 16b/simbolo} = \frac{18M/s}{4/simbolo}$$

$$R_s = 6Msimbolo/s$$

Donde:

- **Rs:** Velocidad de símbolo en baudios o símbolos/s.
- **M:** Número de símbolos por constelación.

Luego con la ecuación 3.28 se tiene:

$$T_s = \frac{1}{6Mbaudios/s} = \frac{1}{6} \mu s/simbolo$$

$$T_s = 0.166\mu s/simbolo$$

Donde:

- **Ts:** Periodo de símbolo en portadora única en μs .

Ahora, se hace uso de la ecuación 3.29 para encontrar el periodo de símbolo.

$$T = 48(0.166\mu s/simbolo) = 7.99 \mu s$$

$$T = 7996.8 ns$$

Donde:

- **T:** Periodo de símbolo OFDM en μs .
- **N:** Número de sub-portadoras de datos del sistema OFDM.

Ahora para determinar cuál es la dispersión temporal promedio tolerada por el esquema de modulación 16 QAM se utiliza la ecuación 3.30:

Para OFDM

$$\tau_{rms} = \frac{7996.8ns}{10}$$

$$\tau_{rms} = 799.68 ns$$

Donde:

- **τ_{rms} :** Dispersión temporal promedio tolerada en μs .

Con la ecuación 3.31 se calcula el periodo de símbolo con codificación.

$$Tr_{16QAM} = 799.68 ns \left(\frac{1}{2}\right) = 399.84 ns$$

Donde:

- **Tr:** Periodo de símbolo OFDM con codificación μs .
- **r:** Tasa decodificación.

3.2.2.6. Gráficas de BER contra Eb/No para modulación 64 QAM en un canal multitrayecto

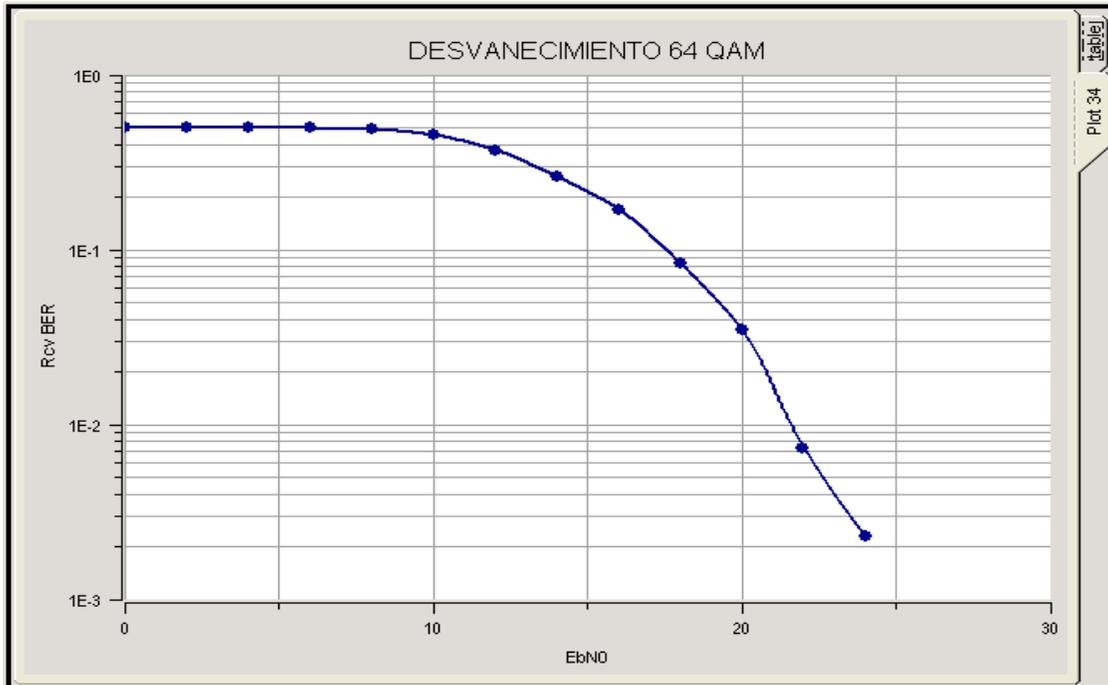


Figura 3.38. BER Vs. Eb/No usando 64 QAM (54 Mbps) con desvanecimiento y un $T_{rms}=50$ ns.

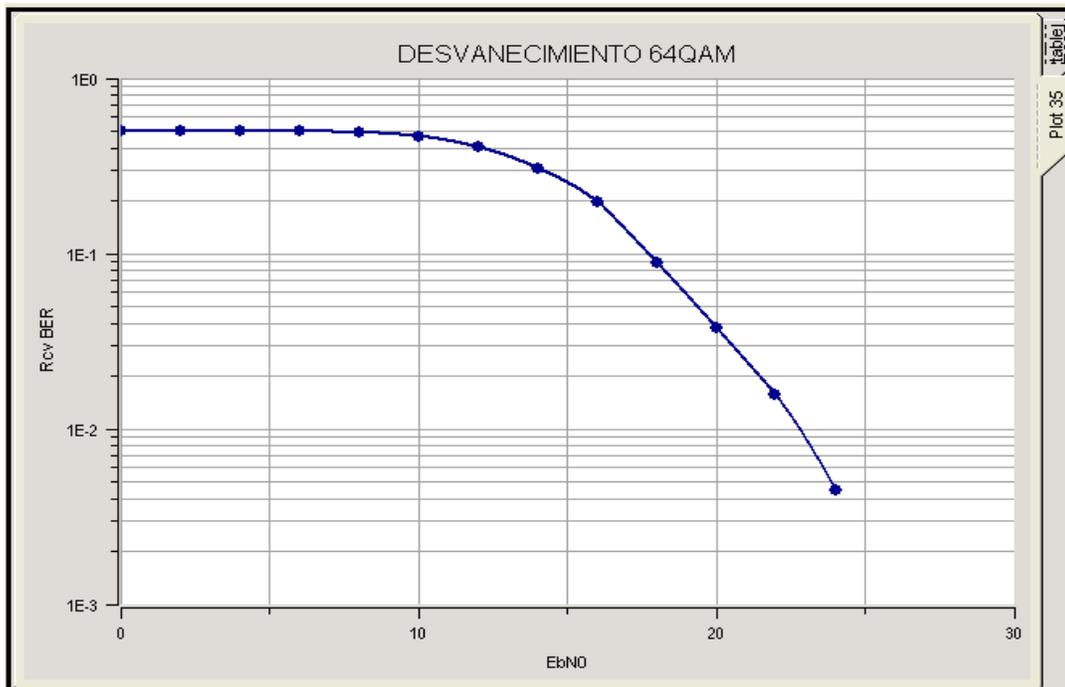


Figura 3.39. BER Vs. Eb/No usando 64 QAM (54 Mbps) con desvanecimiento y un $T_{rms}=100$ ns.

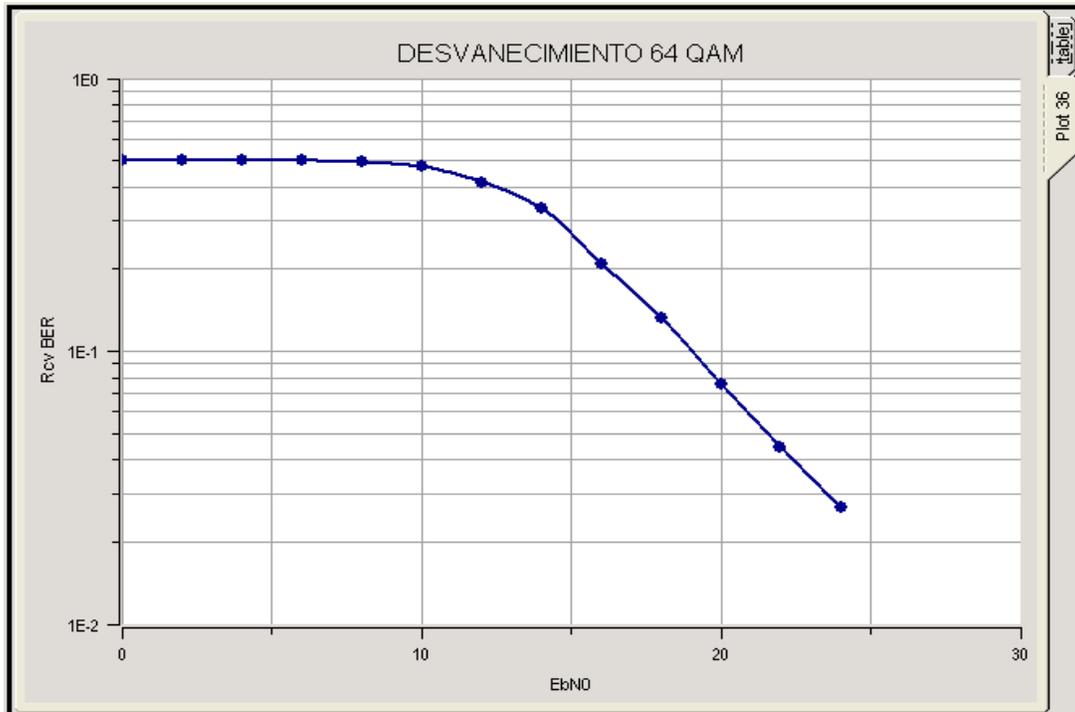


Figura 3.40. BER Vs. Eb/No usando 64 QAM (54 Mbps) con desvanecimiento y un $T_{rms}=140$ ns.

Para el esquema de modulación 64 QAM se tiene:

$$R_b = 54 \text{ Mbps} \quad N = 48 \text{ sub-portadoras de datos del sistema OFDM}$$

Entonces, con la ecuación 3.27 se tiene:

$$R_s = \frac{54 \text{ Mb/s}}{\log_2 64 \text{ b/simbolo}} = \frac{54 \text{ M/s}}{6 \text{ simbolo}} \\ R_s = 9 \text{ Msimbolo/s}$$

Donde:

- **Rs:** Velocidad de símbolo en baudios o símbolos/s.
- **M:** Número de símbolos por constelación.

Luego, con la ecuación 3.28 se tiene:

$$T_s = \frac{1}{9 \text{ Msimbolo/s}} = \frac{1}{9} \mu\text{s/simbolo} \\ T_s = 0.11 \mu\text{s/simbolo}$$

Donde:

- **Ts** Periodo de símbolo en portadora única en μs .

Ahora, con la ecuación 3.29 se calcula el periodo de símbolo OFDM.

$$T = 48(0.11 \mu\text{s/simbolo}) = 5.33 \mu\text{s} = 5333 \text{ ns}$$

Donde:

- **T**: Periodo de símbolo OFDM en μs .
- **N**: Número de sub-portadoras de datos del sistema OFDM.

Ahora para determinar cuál es la dispersión temporal promedio tolerada por el esquema de modulación 64 QAM se utiliza la ecuación 3.30:

Para OFDM

$$\tau_{rms} = \frac{5333 \text{ ns}}{10} \quad \tau_{rms} = 533 \text{ ns}$$

Donde:

- τ_{rms} : Dispersión temporal promedio tolerada en μs .

Por último, con la ecuación 3.31 se calcula el periodo de símbolo con codificación.

$$Tr_{64QAM} = 533 \text{ ns} \left(\frac{3}{4}\right) = 399.75 \text{ ns}$$

Donde:

- **Tr**: Periodo de símbolo OFDM con codificación en μs .
- **r**: Tasa de codificación.

Las figuras de la 3.32 a la 3.40 presentan las gráficas de BER para cada uno de los tipos de modulación usados en la simulación en un canal con multitrayecto. Para observar el comportamiento de este canal, se varió el parámetro dispersión temporal rms (*delay spread*) en cada uno de los tipos de modulación. Además, en las figuras se observa como el valor de la BER se incrementa a medida que la dispersión temporal aumenta.

En la tabla 3.2 se muestra el incremento del valor de Eb/No para alcanzar un determinado valor de BER a medida que se incrementa la dispersión temporal.

Figura	Modulación	Retardo RMS(ns)	Eb/No (dB)	BER
3.32	QPSK	50	15	10^{-2}
3.33	QPSK	100	17	10^{-2}
3.34	QPSK	140	20	10^{-2}
3.35	16QAM	50	16.25	10^{-2}
3.36	16QAM	100	19	10^{-2}
3.37	16QAM	140	22.5	10^{-2}
3.38	64QAM	50	21	10^{-2}
3.39	64QAM	100	23	10^{-2}
3.40	64QAM	140	27	10^{-2}

Tabla 3.2. Valor de Eb/No para diferentes valores de dispersión temporal.

Las gráficas de BER Vs. Eb/No obtenidas en esta simulación se asemejen a datos proporcionados en los libros e investigaciones [21], [22], [23] y [24].

Se debe tener en cuenta que un canal de banda ancha por naturaleza es selectivo en frecuencia y siempre presenta éste comportamiento independientemente de la señal transmitida (o del esquema de modulación utilizado).

OFDM hace que este efecto de atenuación del canal sea transparente al receptor, es decir, al utilizar OFDM se suprime parcial o totalmente el efecto selectivo en frecuencia del canal, dado el mecanismo de conformación de la señal OFDM. Por tanto, al utilizar OFDM en un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia, se percibe como si este tuviese únicamente desvanecimiento plano.

La dispersión temporal es el parámetro que permite determinar en el dominio del tiempo si un canal tiene o no comportamiento selectivo en frecuencia. Por lo general la comparación se hace directamente con el periodo de símbolo OFDM de la señal digital enviada, de acuerdo al siguiente criterio:

Si $\tau_{rms} \geq \frac{T_s}{10}$, hay ISI por desvanecimiento selectivo.

Si $\tau_{rms} < \frac{T_s}{10}$, no hay ISI por desvanecimiento selectivo.

El ancho de banda de coherencia (B_c) es otro parámetro que permite determinar la presencia o no de ISI, esta vez en el dominio de la frecuencia. El criterio para establecer la presencia de ISI es:

Si $B_c > B_{Wseñal}$, no hay ISI.

Si $B_c \leq B_{Wseñal}$, hay ISI.

En un sistema OFDM el ancho de banda de coherencia no se compara directamente con el ancho de banda total de la señal OFDM, sino con el ancho de banda de una subportadora, debido a la multicanalización en flujos paralelos que utiliza OFDM, entonces:

Si $B_c > B_{Wsubportadora}$, no hay ISI.

Si $B_c \leq B_{Wsubportadora}$, hay ISI.

Basados en los conceptos descritos anteriormente, al valor de la dispersión temporal promedio tolerada se multiplica por la tasa de codificación definida para cada una de las velocidades de transmisión de datos definidas en el estándar, obteniendo para todas estas un periodo de símbolo OFDM igual a 399.75 ns.

El ancho de banda de coherencia para este periodo de símbolo OFDM es de 2.5 MHz, el ancho de banda de la señal OFDM es de 12 MHz y el ancho de banda por subportadora tiene un valor de 0.25 MHz. Este último valor es 10 veces más pequeño que el ancho de banda de coherencia lo cual cumple la condición $B_c > B_{Wsubportadora}$ y por lo tanto no hay ISI presente.

Este resultado comprueba que a pesar de que el canal tiene un comportamiento selectivo en frecuencia, su desempeño sigue siendo bueno, lo cual muestra el buen desempeño de OFDM ante el fenómeno de multitrayecto.

4. RED PUNTO A PUNTO IEEE 802.11G

En este capítulo se hace una presentación y análisis de las medidas de la relación señal a ruido (SNR) realizadas a una red punto a punto implementada para el estándar IEEE 802.11g.

Para el análisis de ésta red fueron probadas diferentes herramientas como son: CommView® for Wi-Fi, NetSurveyor, Wirelessmon y NetStumbler, de las cuales se da una breve descripción a continuación:

CommView® for Wi-Fi: es un programa que monitorea y analiza redes inalámbricas para los estándares IEEE 802.11 a/b/g/n. Captura cada paquete en el aire y muestra información importante como son las listas de puntos de acceso y estaciones por nodo y por canal, muestra la potencia de la señal, una lista de paquetes y conexiones de red. La prueba con esta herramienta se realizó con un demo proporcionado por la empresa TAMOSOFT¹¹ quien es su fabricante.

NetSurveyor¹²: es una herramienta *freeware*¹³ para escanear y analizar redes Wi-Fi, con ésta herramienta se pueden detectar las redes inalámbricas cercanas de las cuales se obtiene información como el nombre de la red, potencia de la señal, canal y dirección MAC, todos estos datos pueden ser generados en un informe en formato PDF.

Wirelessmon¹⁴: es una herramienta *shareware*¹⁵ que permite monitorear el estado de la conexión inalámbrica, recoge la información acerca del tráfico en la red y mantiene monitoreado gráficamente el nivel de la señal y la saturación del canal en el cual se esté trabajando.

NetStumbler¹⁶: es una herramienta software gratuita diseñada para el sistema operativo Windows®, de gran utilidad para la administración de redes inalámbricas, la cual permite analizar si la red en la cual se está conectado está bien configurada, analizando constantemente la potencia de la señal en cada punto de cobertura de la red, manteniendo al usuario informado de la relación SNR del enlace, permitiendo la orientación de antenas cuando se requiere realizar enlaces de larga distancia, detectando APs que se encuentren alrededor de la red y además, si se cuenta con un sistema de posicionamiento global (GPS, *Global Positioning System*) puede brindar la ubicación de cada uno de esos AP.

Después de probar y analizar las herramientas descritas anteriormente para ver cuál era la que mejor se desempeñaba de acuerdo a los requerimientos de la prueba se decidió por utilizar la herramienta NetStumbler, debido a que está es de distribución gratuita y además brinda una medida de SNR la cual con las otras herramientas no era posible conseguir. Es de tener en cuenta que la medición de la BER no se consiguió realizar con ninguna de las herramientas antes mencionadas dado que para realizar este tipo de medidas es imprescindible contar con un equipo sofisticado con el cual no se cuenta en la Universidad del Cauca y la adquisición no es viable debido a su alto costo. El no contar con medidas de BER imposibilita una comparación directa de la red punto a punto con la simulación.

¹¹ <http://www.tamos.com>.

¹² <http://www.performancewifi.net/performance-wifi/main/NetSurveyor.htm>.

¹³ El término *freeware* es un tipo de software que se distribuye sin costo y por tiempo ilimitado.

¹⁴ <http://www.passmark.com/products/wirelessmonitor.htm>.

¹⁵ El término *shareware* es un tipo de software en el que el usuario puede evaluar de forma gratuita el producto, pero con limitaciones en el tiempo de uso.

¹⁶ <http://www.netstumbler.com>.

Uno de los parámetros que se utiliza para realizar este análisis es la relación señal a ruido (SNR) la cual está dada en decibeles (dB), este parámetro indica la relación del nivel de potencia de señal respecto al nivel de potencia de ruido. El otro parámetro, tal vez el más importante a tener en cuenta es la BER ya que brinda información acerca del desempeño del radio enlace.

4.1. CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DE LOS EQUIPOS UTILIZADOS

Para la adquisición de los datos de SNR se utilizó un computador portátil marca TOSHIBA con una tarjeta inalámbrica marca ATHEROS modelo AR5006X cuyas características se describen en la tabla 4.1 y un enrutador marca ENCORE modelo ENHWI-G3 cuyas características se describen en la tabla 4.2 fijando en las distintas pruebas la velocidad de transmisión de datos al valor de interés (18, 24 y 54 Mbps) de acuerdo al plan de pruebas. Ambos dispositivos tienen la capacidad de trabajar con el estándar IEEE 802.11g.

Banda de frecuencia	4.900 a 5.850 GHz y 2.300 a 2.500 GHz
Estándar de red	802.11a, 802.11b y 802.11g
Tecnología de modulación	OFDM con BPSK, QPSK, 16 QAM, 64 QAM, DBPSK, DQPSK y CCK
Tasa de codificación FEC	1/2, 1/3, 1/4
Sensibilidad	-76 dBm al trabajar con 64 QAM
Encriptación hardware	AES, TKIP, WEP
Calidad de servicio	802.11e draft
Técnica de acceso al medio	CSMA/CA
Interfaz de Host	Mini PCI, CardBus, PCI
Interfaz de memoria	EEPROM
Velocidad de datos soportada	
IEEE 802.11 ^a	6 a 54 Mbps
IEEE 802.11b	1 a 11 Mbps
IEEE 802.11g	11 a 54 Mbps
Especificaciones del chip	AR5413

Tabla 4.1. Especificaciones técnicas tarjeta inalámbrica ATHEROS AR5006X¹⁷.

Estándares	IEEE 802.11u 100 BASE-TX Fast Ethernet IEEE 802.11g; IEEE 802.11b
Protocolo	CSMA/CA
Tecnología de radio	802.11b: DSSS 802.11g: OFDM
Velocidad de transferencia de datos	802.11b: 1, 2, 5.5, 11Mbps 802.11g: 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54Mbps Ethernet: 10Mbps (half duplex), 200Mbps (full duplex)
Sensibilidad del receptor	54Mbps: Típicamente -70 dBm @ 10% PER (Packet Error Rate) 11 Mbps: Típicamente -85 dBm @ 8% PER (Packet Error Rate)

¹⁷ <http://www.atheros.com/pt/bulletins/AR5006XBulletin.pdf>

<http://cascamp.blogspot.com/2007/12/minipci-80211ag-alfa-1000mw-de-potencia.html>

Potencia de transmisión	15±2 dBm normalmente para 802.11g 13±2 dBm normalmente para 802.11b
Cables de red	10BASE-T: 2 pares UTP (<i>Par Trenzado no Apantallado, Unshielded Twisted Pair</i>) Cat. 3, 4, 5 (100 m), EIA/TIA-568 100 Ohm, STP (<i>Par Trenzado Apantallado, Shielded Twisted Pair</i>) (100 m) 100BASE-TX: 2 pares UTP Cat. 5 (100 m), EIA/TIA-568 100 Ohm, STP (100 m)
Rango de frecuencia	2412 a 2484 MHz banda ISM (canales 1 a 14)
Tipos de modulación	DBPSK, DQPSK, CCK, OFDM
Seguridad	Encriptación WEP 64/128 bits; WPA, WPA-PSK, WPA2-PSK
Canales	Canales 1 a 11 (FCC), canales 1 a 13 (ETSI), canales 1 a 14 (MKK)

Tabla 4.2. Especificaciones técnicas enrutador ENCORE ENHWI-G3¹⁸.

4.2. PLAN DE PRUEBAS

Para obtener los diferentes valores de SNR en una red WLAN donde las señales se propagan en el aire se debe tener muy presente el ambiente donde se realizan estas mediciones. Para tal fin se implementó una red punto a punto compuesta por un enrutador y un computador portátil tal como se muestra en la figura 4.1.

Para la realización de las pruebas se tuvieron en cuenta dos tipos de escenario, uno en ambiente interior y el otro en ambiente exterior que para el resto del capítulo se denominarán escenario 1 y escenario 2 respectivamente.

En el escenario 1 se tuvo en cuenta obstáculos como paredes, puertas, pisos, ventanas entre otros. En la tabla 4.3 se dan valores de atenuación de acuerdo a recomendaciones generales para algunos de los elementos descritos. En el escenario 2 se tuvo en cuenta que existiera en él la menor cantidad de obstáculos posibles, con un mínimo de tráfico peatonal y vehicular.

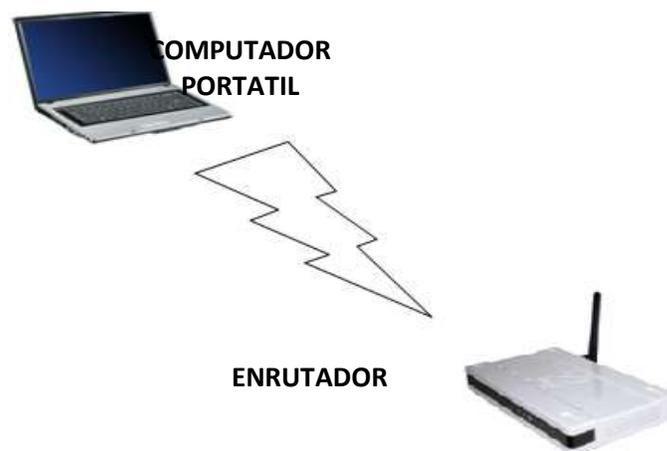


Figura 4.1. Infraestructura de red utilizada.

¹⁸ http://www.encore-usa.com/download/manual/ENHWI-G3_Manual.pdf

Obstáculo	Atenuación (dB)
Pared	6.9
Pared de ladrillo con ventana	3.4
Puerta metálica	6.9
Pared de ladrillo con puerta metálica	3.4
Suelo	18.7
De exterior a interior	37

Tabla 4.3. Atenuación de la señal en interiores dada por la ITU-R¹⁹

En cada uno de los escenarios mencionados anteriormente se procedió, en primera instancia a configurar en el enrutador las características del enlace tales como el canal y la velocidad de transmisión de datos, posteriormente se realizó la medición de SNR durante 5 minutos en cada una de las distancias seleccionadas, teniendo en cuenta que este procedimiento se repitió en cada canal para cada una de las velocidades antes descritas. El netstumbler está diseñado para tomar una muestra de SNR cada segundo, por tanto al final de cada medición se obtuvo un total de 300 muestras. A cada grupo de muestras se le realiza un histograma el cual consiste en graficar el número de veces que una variable (para éste caso SNR) toma un determinado valor. En la figura 4.2 se presenta el histograma de SNR obtenido de las pruebas realizadas en un ambiente interior en el canal 6, a una velocidad de transmisión de datos de 54 Mbps y a una distancia de 4 metros del transmisor. De cada histograma se toma el valor de SNR que más se repite y es este valor que corresponde a la medida de cada distancia.

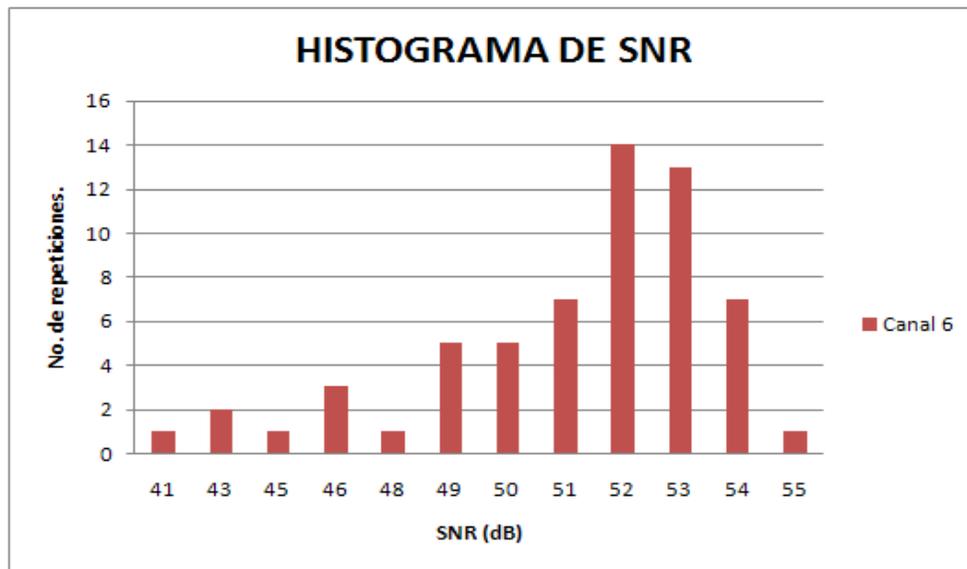


Figura 4.2. Histograma de SNR.

4.2.1. Escenario 1: interior

Para la adquisición de los datos se configuró el enrutador a su nivel de potencia máximo (15±2 dBm), se seleccionó el canal a utilizar entre 1, 6 y 11, y se fijaron las velocidades de transmisión de datos a 18, 24, y 54Mbps. El proceso de pruebas comenzó ubicando el enrutador en un punto el cual se denominó punto a 0m, desde ahí se ubicó un portátil a una distancia de 2m, luego a 4m y así sucesivamente hasta los 48m de distancia.

¹⁹ <http://www.itu.int/oth/ROA0E00000C/es>.

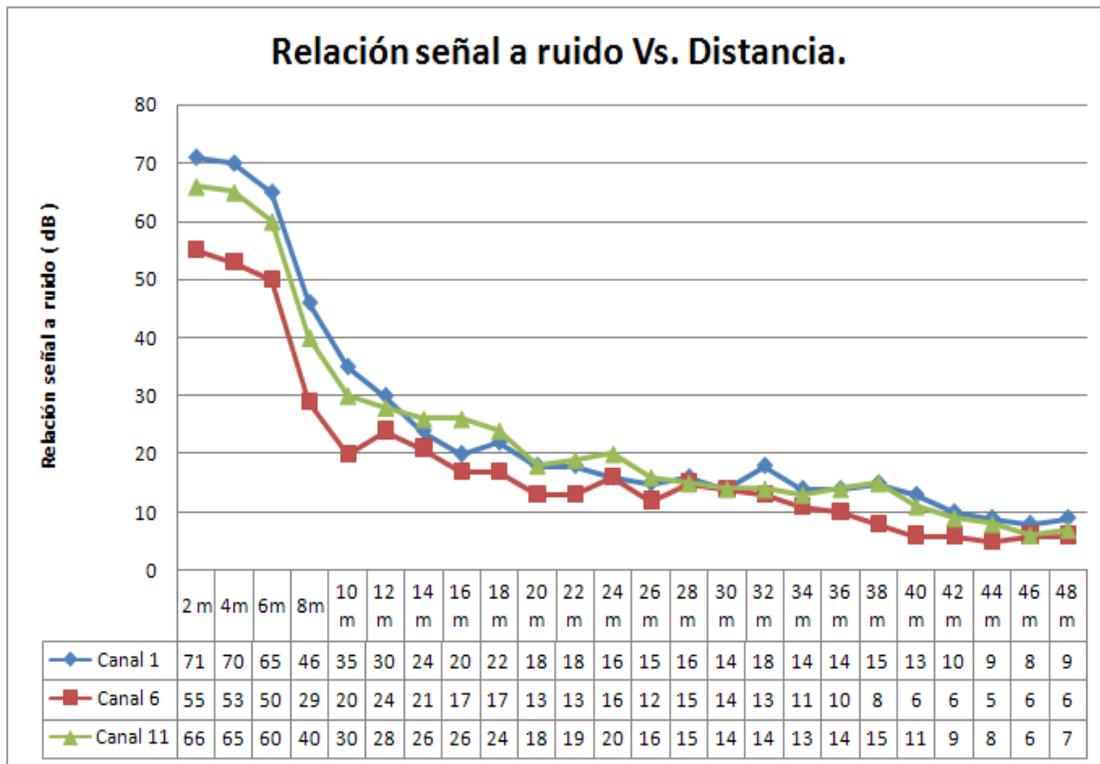


Figura 4.3. SNR vs distancia para QPSK (18 Mbps).

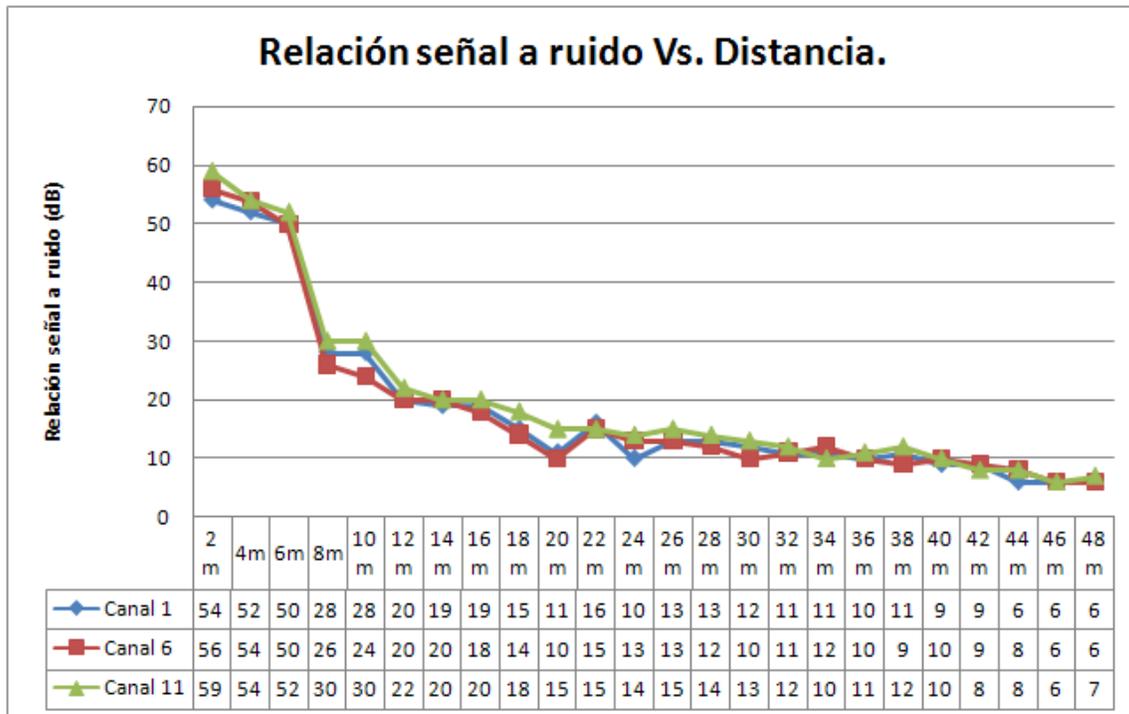


Figura 4.4. SNR vs distancia para 16 QAM (24 Mbps).

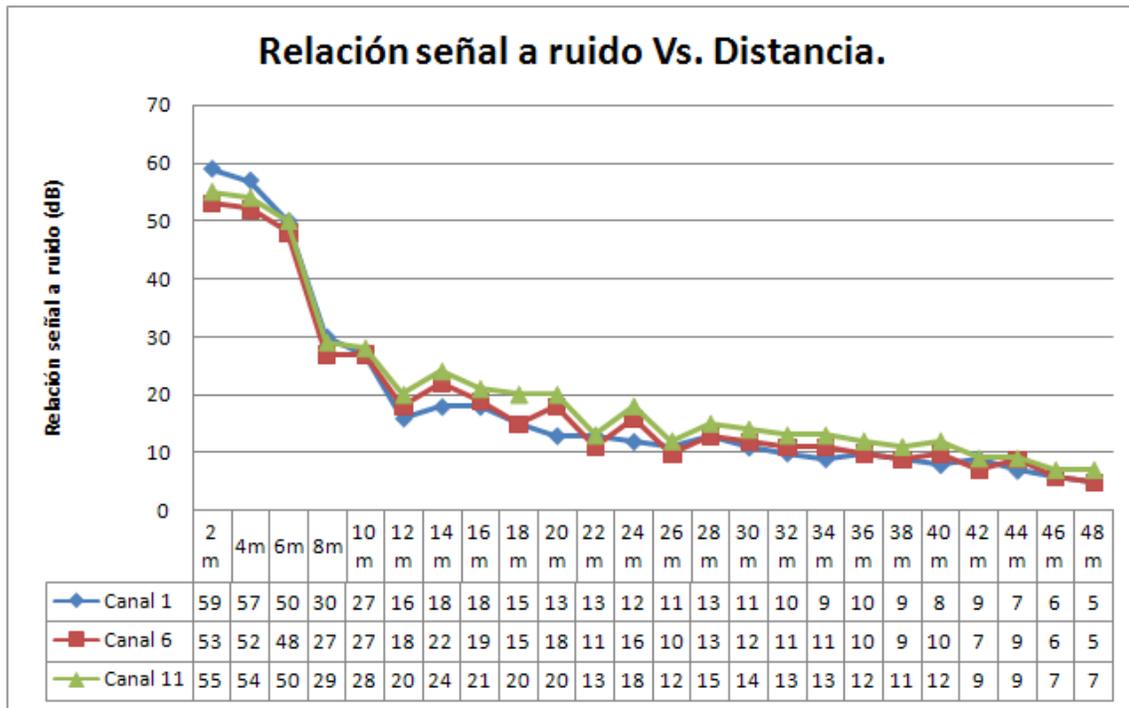


Figura 4.5. SNR vs distancia para 64 QAM (54 Mbps).

En las figuras 4.3, 4.4 y 4.5 se observa el comportamiento del radioenlace, las variaciones que toma la señal en un ambiente interior cuando está transita a través de obstáculos como son muros y puertas los cuales introducen atenuación a la señal provocando que la SNR disminuya de manera brusca a medida que el receptor se aleja del transmisor. Extendiendo esta característica a todos los canales y velocidades de transmisión de datos utilizados.

Por otra parte, en las figuras es muy notable que el canal 6 se ve un poco más afectado respecto a los otros canales utilizados (1 y 11), a pesar de que el canal 11 utiliza una frecuencia más alta razón por la cual debería sufrir una mayor atenuación, no es tan afectado como el canal en cuestión. La explicación a ésta situación es que el canal 6 es uno de los más utilizado en redes WLAN y en el escenario donde se realizó la prueba existían más redes trabajando en dicho canal lo cual contribuyó a que el nivel de ruido en el ambiente aumentara y por tanto el nivel de SNR disminuyera.

4.2.2. Escenario 2: exterior

Para la adquisición de los datos se configuró el enrutador, los canales y las velocidades de la misma forma que se hizo en el escenario 1. El proceso de pruebas comenzó ubicando el enrutador en un punto el cual se denominó punto a 0m, desde ahí se ubicó un portátil a una distancia de 10m, luego a 20m y así sucesivamente hasta los 100m de distancia.

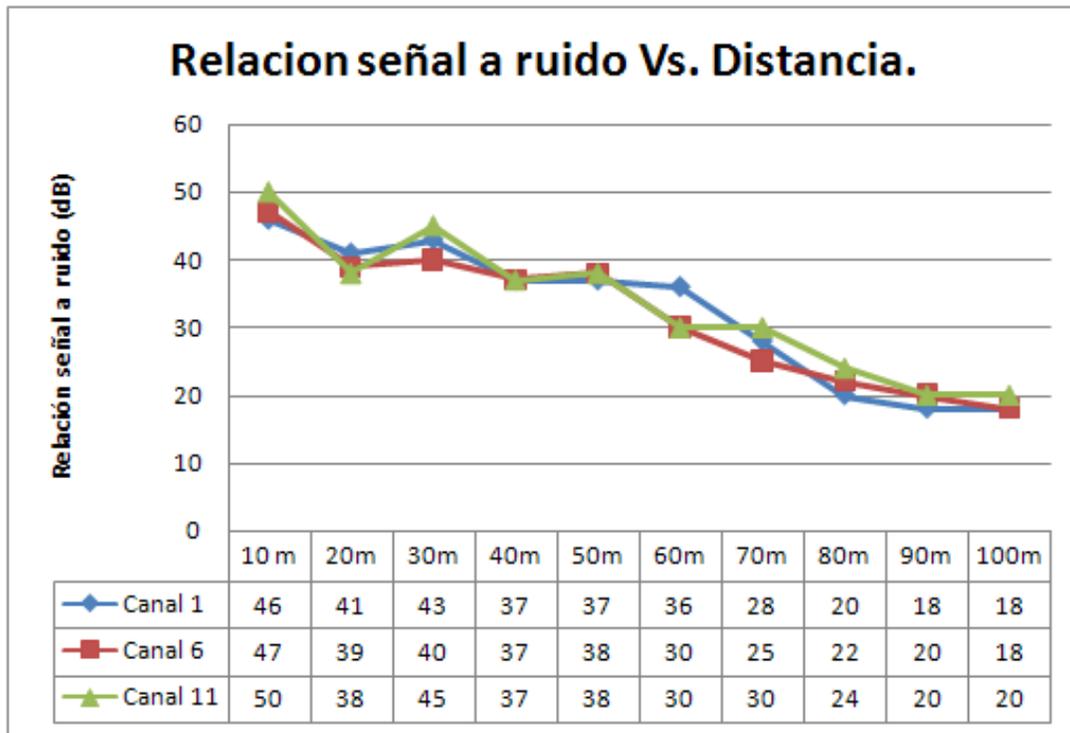


Figura 4.6. SNR vs distancia para QPSK (18 Mbps).

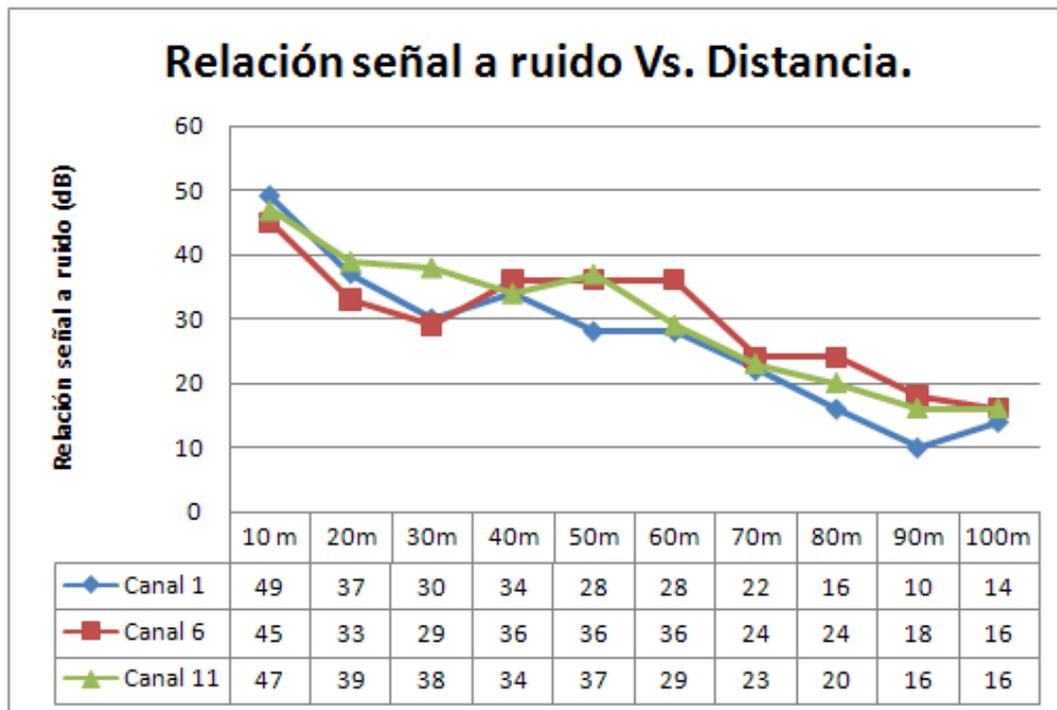


Figura 4.7. SNR vs distancia para 16QAM (24 Mbps).

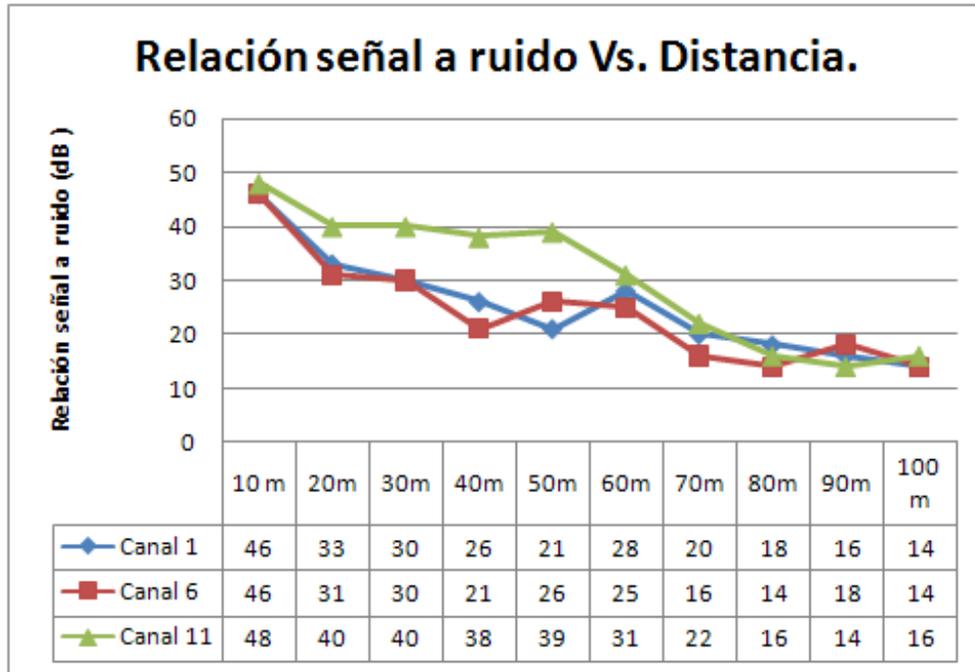


Figura 4.8. SNR vs distancia para 64QAM (54 Mbps).

En las figuras 4.6, 4.7 y 4.8 se observa un comportamiento análogo al registrado en el ambiente de interior con la diferencia que la SNR disminuye, en una menor proporción, ya que se encuentra en un espacio libre de obstáculos, teniendo presente que del mismo modo en este escenario el canal 6 se ve un poco más afectado por la atenuación respecto a los otros dos canales de trabajo.

En las mediciones realizadas con la herramienta se observó que en algunos puntos lejanos al enrutador, la señal tuvo un mejor comportamiento que en otros que se encontraban cerca, la razón de este comportamiento es debido a que el punto lejano se puede encontrar en un lugar donde la señal principal y las señales reflejadas llegan en fase, por tanto la sumatoria de todas estas señales generan una interferencia constructiva, por el contrario, si un punto más cercano al transmisor se encuentra en un lugar donde las señales reflejadas llegan en contrafase respecto a la señal principal la sumatoria de todas las señales generan una interferencia destructiva.

El comportamiento descrito por las gráficas anteriores es similar al obtenido por otras investigaciones realizadas con la misma herramienta y en un ambiente exterior [27].

4.3. RELACIÓN DE LOS RESULTADOS PRÁCTICOS CON LOS OBTENIDOS EN LA SIMULACIÓN

Para realizar la relación entre los resultados prácticos (red punto a punto) y los resultados simulados se tomó las pruebas realizadas en el canal 6 a una velocidad de 54 Mbps (64 QAM) y la tabla de datos generada por la simulación (figura 4.9) para el mismo tipo de modulación. La forma de relacionar estos datos consistió en tomar cada valor de SNR hallado con el netstumbler y reemplazarlo en la ecuación 3.25, deducida en el capítulo 3, con lo cual se obtuvo un valor de E_b/N_0 que fue localizado en la tabla anteriormente mencionada obteniéndose así su correspondiente valor de BER, con este valor y la distancia se logró establecer un eventual comportamiento del canal.

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{dB} = (SNR)_{dB} + 10\log_{10}(N + 1) - 10\log_{10}N + 10\log_{10}(r) - 10\log_{10}\left(\frac{T_d}{T_d + T_{cp}}\right) - 10\log_{10}(\log_2 M)$$

Results Summary: 13 of 13 runs completed, 0 failed.

Run #	Host	Status	//EbNo	Rcv Blocks	Rcv BER	Rcv BLER	Rcv DER
1	local	succeeded	0	100	0.49323333	1	0
2	local	succeeded	2	100	0.4985625	1	0
3	local	succeeded	4	100	0.50066667	1	0
4	local	succeeded	6	100	0.49871667	1	0
5	local	succeeded	8	100	0.49215	1	0
6	local	succeeded	10	100	0.4734875	1	0
7	local	succeeded	12	100	0.41656667	1	0
8	local	succeeded	14	100	0.33265	1	0
9	local	succeeded	16	100	0.2093375	0.98	0
10	local	succeeded	18	100	0.132325	0.94	0
11	local	succeeded	20	100	0.075625	0.84	0
12	local	succeeded	22	100	0.044275	0.72	0
13	local	succeeded	24	100	0.026620833	0.58	0

Figura 4.9. Datos generados por el simulador para 64 QAM (54 Mbps).

La razón para la elección de estas condiciones obedece a que el canal 6 es uno de los más utilizados en la implementación de redes inalámbricas. Por otra parte, la velocidad de 54 Mbps la cual trabaja con el tipo de modulación 64 QAM se tuvo en cuenta debido a que este tipo de modulación es de gran capacidad lo cual requiere un valor alto de SNR a expensas de una menor distancia de cobertura. Cabe aclarar que no se pudo realizar una comparación más exhaustiva o punto a punto de los resultados obtenidos en la simulación con los obtenidos en el enlace real debido a que no fue posible el cálculo de la BER por las razones antes expuestas.

4.3.1. Escenario 1: interior

Aunque la tecnología inalámbrica brinda los beneficios de movilidad en un ambiente interior (hogar, oficinas, etc.) trae consigo algunas desventajas inherentes al canal de comunicación debido a que éste utiliza el espacio libre como medio de transmisión, y es aquí donde factores como la distancia, la potencia de la señal y otros fenómenos afectan este tipo de comunicaciones.

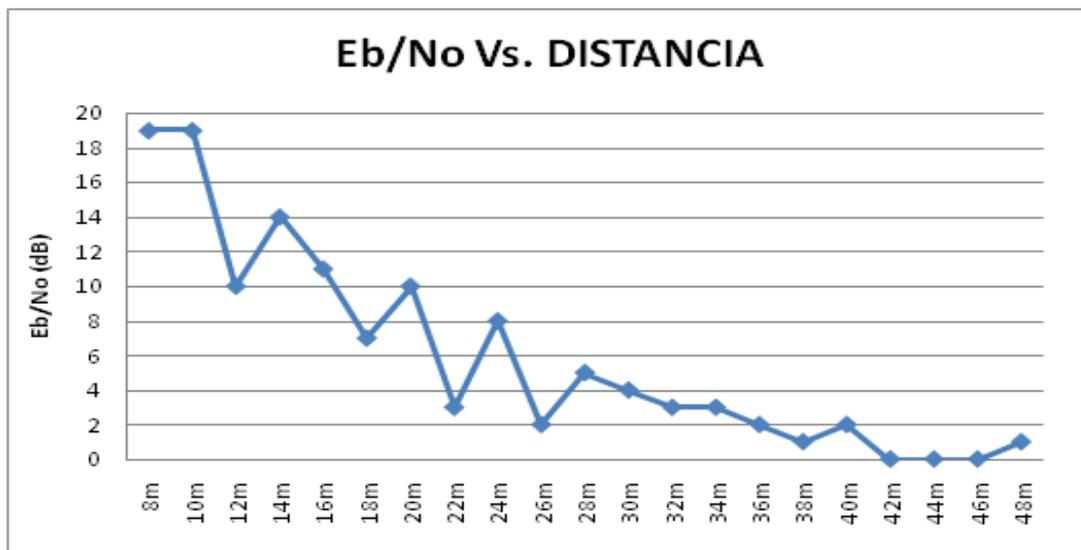


Figura 4.10. Eb/No Vs. distancia para 64 QAM (54 Mbps).

La figura 4.10 presenta el comportamiento característico de un enlace inalámbrico en un ambiente interior, donde el nivel de potencia de la señal varía su valor con relación al nivel de potencia de ruido debido a la ubicación del receptor o la distancia de éste al transmisor, trayendo consigo un aumento o disminución del valor de E_b/N_o .

En la figura 4.11 se observa como el desempeño del enlace inalámbrico decae en la medida que la distancia entre el receptor y el transmisor aumenta, haciendo que el nivel de BER sea mayor con la distancia. Este comportamiento está asociado al medio por donde se propaga la señal de información.

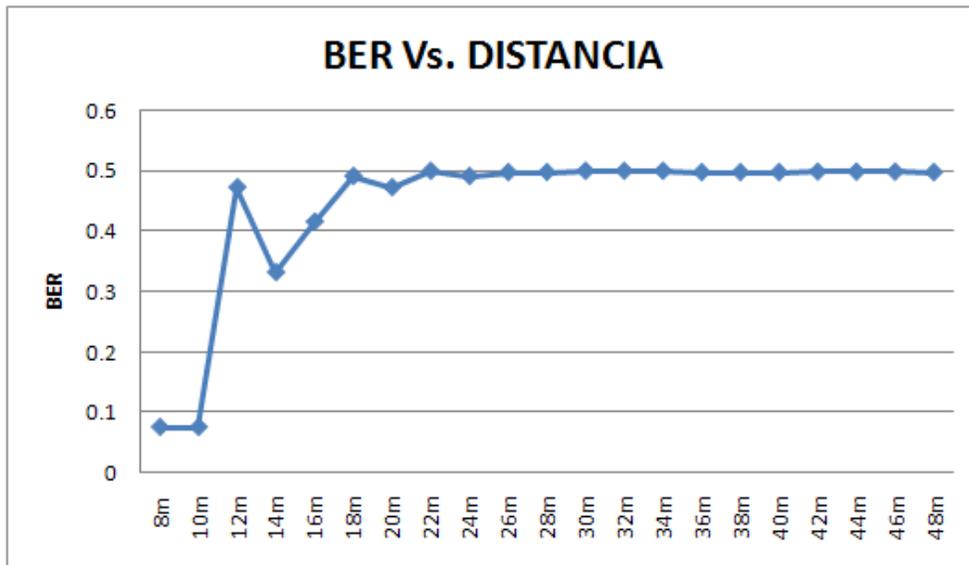


Figura 4.11. BER Vs. distancia para 64 QAM (54 Mbps).

4.3.2. Escenario 2: exterior

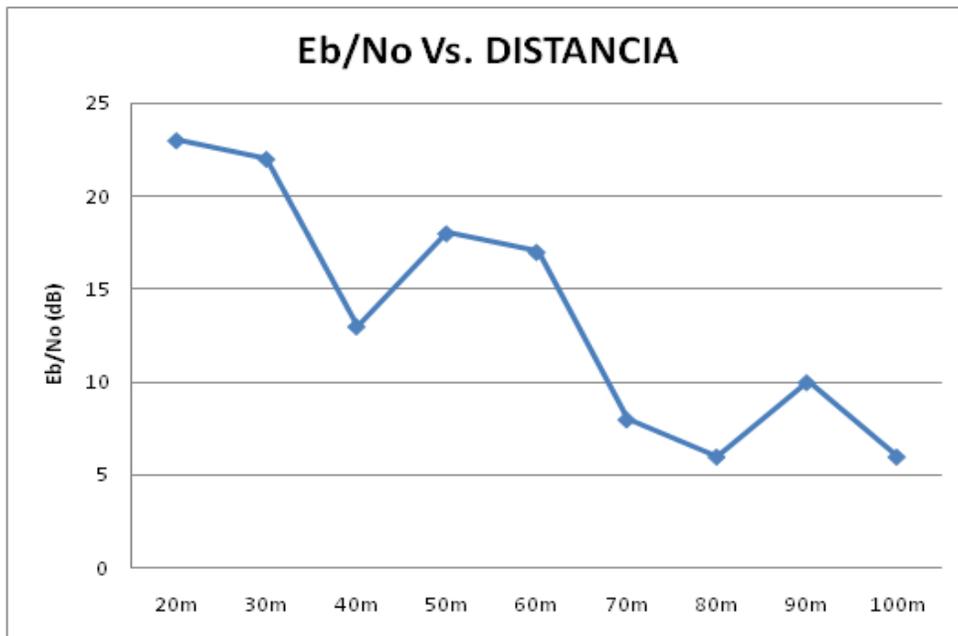


Figura 4.12. E_b/N_o Vs. distancia para 64 QAM (54 Mbps).

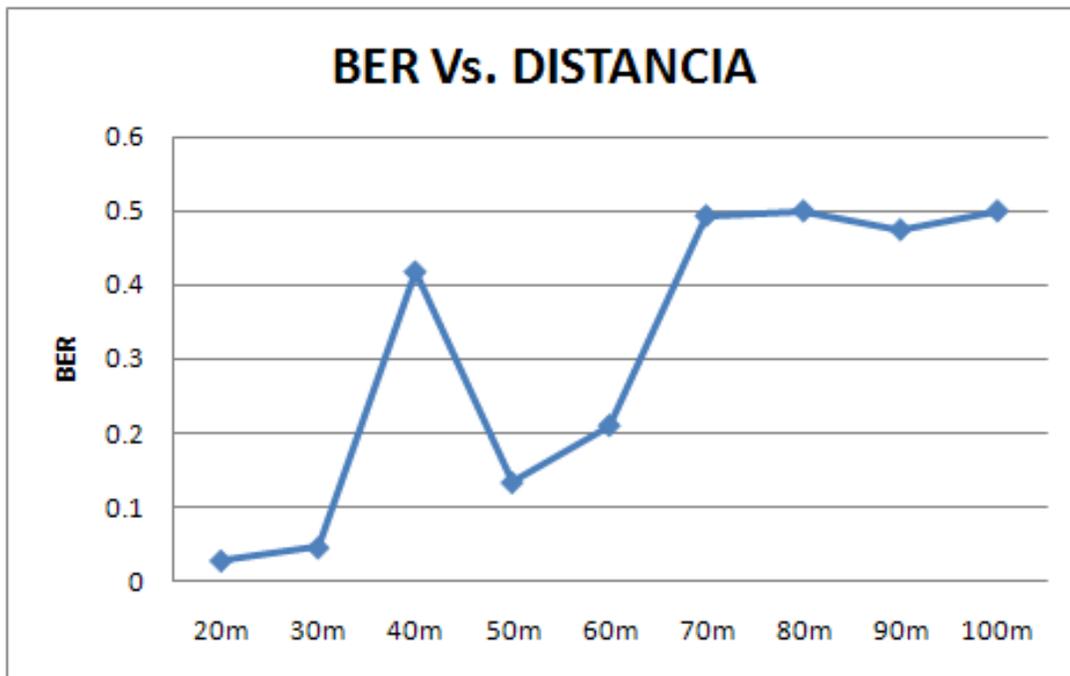


Figura 4.13. BER Vs. distancia para 64 QAM (54 Mbps).

En las figuras 4.12 presenta unas pendientes mucho más suaves entre valores de E_b/N_0 , que las descritas en un escenario interior, la explicación de esto se atribuye a que en este escenario no se cuenta con ningún tipo de obstáculo entre el receptor y el transmisor lo cual trae consigo que los niveles de E_b/N_0 para este ambiente sean valores más altos, a pesar de que se maneje una mayor distancia entre receptor y transmisor.

En la figura 4.13 se observa al igual que en el escenario 1 como la calidad del enlace disminuye a medida que aumenta la distancia con la diferencia que en éste escenario disminuye en menor proporción debido a que no existen obstáculos que generen la multitrayectoria de la señal. Es notable como el valor de BER se incrementa lentamente, lo cual implica que el enlace se mantenga con un desempeño aceptable a una mayor distancia respecto al evaluado en el escenario 1.

5. CONCLUSIONES, RECOMENDACIONES Y TRABAJOS FUTUROS

5.1. CONCLUSIONES

- La aplicación y adaptación de una metodología de simulación permitió definir de forma clara los objetivos, las etapas y alcances de la simulación, requisitos indispensables para el desarrollo del modelo adecuado que facilitó la construcción de la simulación, su estudio y análisis, proporcionando los resultados esperados.
- La metodología de simulación de equipos de telecomunicaciones es apropiada para el modelado de sistemas de telecomunicaciones, ya que permite disminuir la complejidad del sistema a través de la división en subsistemas y bloques funcionales que fácilmente se adaptan a entornos de simulación como SPD COWARE.
- La simulación del estándar IEEE 802.11g evaluó el impacto que tiene el Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN) en el canal, concluyendo que los esquemas de modulación con mayor cantidad de puntos en su constelación son mayormente susceptibles a los efectos del ruido en el canal, por lo tanto al usar este tipo de modulaciones se requiere mayores valores de la relación E_b/N_0 para que el desempeño de la modulación sea satisfactorio acorde al estándar.
- En cuanto a los resultados arrojados para las modulación QPSK, se tiene que para un valor de E_b/N_0 de 13 dB o superior, el AWGN no tiene un efecto considerable sobre la señal de interés en el canal, razón por la cual la información que se transmite por éste no se verá afectada por este fenómeno.
- La simulación de canales con multitrayecto ha sido uno de los puntos que más desafíos ha presentado, esto principalmente por las características propias que presenta el generar un modelo de canal inalámbrico estándar que incluya todas las condiciones y características presentes en un ambiente real.
- El ancho de banda de la señal OFDM será el mismo sin importar el tipo de modulación ó codificación que se utilice ya que en el estándar IEEE802.11g además de hacer uso de la técnica de transmisión OFDM, se utilizan técnicas de modulación convencional tal como MPSK ó MQAM, asegurando la misma velocidad de símbolo en cada una de las subportadoras y por consiguiente el mismo ancho de banda de subportadora y de sistema.
- Al comparar el modelo de canal AWGN con el modelo de canal multitrayecto se encuentra que el canal AWGN tiene una respuesta plana en magnitud con respecto a la frecuencia, por el contrario el modelo de canal multitrayecto se caracteriza por ser selectivo en frecuencia, es decir, que dentro de la banda de interés una o más componentes de frecuencia pueden presentar en un cierto momento un desvanecimiento profundo.

5.2. RECOMENDACIONES

- Incentivar el uso de herramientas software para simulación de sistemas de telecomunicaciones con lo cual supliría los escasos recursos en cuanto a equipos necesarios en los laboratorios de la Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones.

- Tramitar las licencias de las herramientas software (simuladores) para desarrollar diferentes proyectos en el ámbito académico.
- En lo posible dotar los laboratorios con equipos necesarios que permitan corroborar los resultados obtenidos después del proceso de simulación.

5.3. TRABAJOS FUTUROS

- Tomar como base este trabajo de grado en investigaciones posteriores en las cuales se incluyan aspectos no abordados como son la etapa de RF y el nivel MAC, utilizando los equipos y herramientas adecuadas para ello.
- Analizar y evaluar un modelo de canal multitrayecto con el cual se varíe el valor del intervalo de guarda y se supere el valor de la dispersión de retardo (T_{rms}) con el fin de observar el efecto de la interferencia intersimbólica en el canal.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] C. Muñoz y J. Muñoz, *Metodología para la simulación de Equipos de Telecomunicaciones*. Proyecto de Grado, Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad del Cauca. Popayán, 1995.
- [2] Instituto Tecnológico Autónomo de México, *Redes y telecomunicaciones*. [en línea]. Tizapán San Ángel, México, D.F. Institucional. Disponible en: <http://ccomputo.itam.mx/redes/servicios/wlan/wlan.jpg> [Consulta: 16 marzo 2009].
- [3] Silverfenix Blog, *Tu blog sobre informática*. [en línea]. Disponible en: <http://silverfenix7.files.wordpress.com/2009/04/wifi11n.jpg> [Consulta: 16 marzo 2009].
- [4] Broadcom 54g Technology, *IEEE 802.11g, The New Mainstream Wireless LAN Standar*. [en línea]. Disponible en: <http://www.54g.org/pdf/802.11g-WP104-RDS1.pdf> [Consulta: 16 marzo 2009].
- [5] Kioskea.net, *Estándares WiFi*. [en línea]. Disponible en: <http://es.kioskea.net/wifi/wifiintro.php3> [Consulta: 16 marzo 2009].
- [6] M. J. Canet Subiela, *Diseño de circuitos para sistemas de comunicaciones WLAN basados en OFDM*, Mayo 2007. [en línea]. Disponible en: http://www.upv.es/pls/oalu/sic_ted.Mostrar_Tesis?p_num_reg=2608&P_VISTA=&p_idioma=c [consulta: 10 julio 2008].
- [7] IEEE. Std. 802.11g, *Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band*, Junio 2003. [en línea]. Disponible en: <http://www.ieee.org/~standards/> [consulta: 4 noviembre de 2008].
- [8] IEEE. Std. 802.11a, *High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band*, Junio 2003. [en línea]. Disponible en: <http://www.ieee.org/~standards/> [consulta: 4 noviembre de 2008].
- [9] Universidad del Valle. *Simulación de las capas física y MAC para redes inalámbricas de área metropolitana (Estándar IEEE 802.16 2004)*. [en línea]. Disponible en: http://www.univalle.edu.co/~telecomunicaciones/trabajos_de_grado/anteproyectos/802.16-OFDM.pdf [consulta: 10 julio 2008].
- [10] Universidad del Valle. *Simulación a nivel físico de la propuesta de canal para el estándar IEEE 802.15.3a para UWB-OFDM, y evaluación de las prestaciones de un sistema UWB en ambiente indoor, utilizando OFDM*. [en línea]. Documento PDF disponible en: http://www.univalle.edu.co/~telecomunicaciones/trabajos_de_grado/anteproyectos/Proyectos_propuestos_UPM.pdf [consulta: 10 julio 2008].
- [11] Universidad del Valle. *Simulación de la capa física para redes inalámbricas de área local WLAN IEEE 802.11g*. [en línea]. Año 2005. Documento PDF disponible en:

http://www.univalle.edu.co/~telecomunicaciones/trabajos_de_grado/anteproyectos/anteproyecto_TG-0367.pdf [consulta: 10 julio 2008].

- [12] C. E. Bolaños Guerrero y A. F. Estupiñan López, *Estudio, análisis y simulación de sistemas de comunicaciones móviles basados en CDMA*. Proyecto de Grado, Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad del Cauca. Popayán, 2003.
- [13] R. D. López Muñoz y F. A. Villamarin, *Simulación de bluetooth con matlab*. Proyecto de Grado, Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad del Cauca. Popayán, 2005.
- [14] C. A. Arboleda Gonzales y F. Arroyo Córdoba, *Análisis y simulación de UWB (Ultra Wide Band) a nivel físico con MATLAB*. Proyecto de Grado, Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad del Cauca. Popayán, 2006.
- [15] M. J. David y J. A. Mera, *Análisis y simulación del nivel físico para redes de área local inalámbricas (WLAN) IEEE 802.11b*. Proyecto de Grado, Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad del Cauca. Popayán, 2007.
- [16] D. C. Urbano Buriticá y D. J. Díaz Parra, *Simulación y análisis de desempeño del nivel físico de WCDMA en modo FDD*. Proyecto de Grado, Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad del Cauca. Popayán, 2007.
- [17] O. H. Chacón Coral y D. S. Díaz Muñoz, *Evaluación de desempeño del nivel físico del sistema de modulación COFDM utilizado en el estándar DVB-T (DIGITAL VIDEO BROADCASTING - TERRESTRIAL)*. Anteproyecto de Grado, Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad del Cauca. Popayán Cauca, 2008.
- [18] B. O'Hara y A. Petrick, *IEEE 802.11 Handbook, A Designer's Companion*, IEEE Press, 1999.
- [19] D. Lindener, *Introduction to Signal and Systems*, WBC/McGraw-Hill, International Editions, Singapur, 1999.
- [20] E. Lawrey, *The Suitability Of OFDM As A Modulation Technique For Wireless Telecommunications, With A CDMA Comparison*, James Cook University. 1997. Disponible en: <http://www.jcu.edu.au/eps>.
- [21] J. Heiskala y J. Terry, *OFDM Wireless LAN a Theoretical and Practical Guide*, Sams Publisher. Primera Edición, 2001.
- [22] R. Prasad, *OFDM for Wireless Communications Systems*, Artech House. Primera Edición, 2004.
- [23] E. Lawrey, *Adaptive Techniques for Multiuser OFDM*, James Cook University. 2001.
- [24] H. Schulze y C. Luders, *Theory and applications of OFDM and CDMA wideband wireless communications*, John Wiley & sons, Ltda. Segunda Edición, 2005.

- [25] A. Bahai y B. Saltzberg, *Multi-carrier Digital Communications. Theory and Applications of OFDM*, Kluwer Academic Publishers. Primera Edición, 2002.
- [26] H. Liu y G. Li, *OFDM – based broadband wireless networks. Design and optimization*, John Wiley & sons, Ltda. Segunda Edición, 2005.
- [27] Fundación Universitaria Manuela Beltrán. *Análisis de la calidad de señal en una red Wi-Fi con la herramienta Netstumbler*. [en línea]. Disponible en: <http://redalyc.uaemex.mx/redalyc/pdf/304/30400708.pdf> [consulta: 10 julio 2009].
- [28] R. Prasad y R. Van Nee, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House. Primera Edición, 2000.