

ANÁLISIS COMPARATIVO DEL DESEMPEÑO A NIVEL FÍSICO DE OFDM Y SC
FDM



CÉSAR AUGUSTO ÁLVAREZ ÁLVAREZ
KAREN CRISTINA GÓMEZ MUÑOZ

UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES
Departamento de Telecomunicaciones
Grupo I+D Nuevas Tecnologías en Telecomunicaciones – GNTT
Gestión Integrada de Redes, Servicios y Arquitecturas de Telecomunicaciones
Popayán
2014

ANÁLISIS COMPARATIVO DEL DESEMPEÑO A NIVEL FÍSICO DE OFDM Y SC
FDM



CÉSAR AUGUSTO ÁLVAREZ ÁLVAREZ
KAREN CRISTINA GÓMEZ MUÑOZ

Trabajo de grado presentado para optar al título de Ingeniero en
Electrónica y Telecomunicaciones

Directora:
Ing. Claudia Milena Hernández Bonilla

UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES
Departamento de Telecomunicaciones
Grupo I+D Nuevas Tecnologías en Telecomunicaciones – GNTT
Gestión Integrada de Redes, Servicios y Arquitecturas de Telecomunicaciones
Popayán
2014

CONTENIDO

1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 MOTIVACIÓN DEL TRABAJO DE GRADO	2
1.2 OBJETIVOS	3
1.2.1 Objetivo General	3
1.2.2 Objetivos Específicos.....	3
2. GENERALIDADES	6
2.1 CARACTERÍSTICAS DE LOS CANALES DE TRANSMISIÓN	6
2.1.1 Características de los canales inalámbricos	6
2.1.2 Análisis matemático de un canal inalámbrico.....	6
2.1.3 Modelo de desvanecimiento Rayleigh	8
2.2 ESQUEMAS DE MODULACIÓN DIGITAL	9
2.2.1 Modulación de desplazamiento de fase (PSK)	10
2.2.2 Modulación en amplitud en cuadratura (QAM).....	11
2.3 FUNDAMENTOS DE OFDM	13
2.3.1 Introducción a OFDM.....	13
2.3.2 Esquemas de transmisión y recepción OFDM.....	14
2.3.3 Fundamentos de la IFFT y FFT	15
2.3.4 Análisis matemático de OFDM.....	17
2.3.5 Dispersión de canal y empleo de banda de guarda	21
2.3.6 Prefijo Cíclico	22
2.3.7 Estimación de Canal y Ecuación	24
2.4 FUNDAMENTOS DE SC FDM	25
2.4.1 Introducción a SC FDM.....	25
2.4.2 Esquemas de Transmisión y Recepción SC FDM	26
2.4.3 Análisis matemático de SC FDM.....	28
2.4.4 Análisis de la PAPR.....	29

2.5 PARAMETROS DEL NIVEL FÍSICO	31
2.5.1 Relación señal a ruido	31
2.5.3 Tasa de errores de bit	32
2.5.3 Tasa de transmisión.....	33
3. <i>METODOLOGÍA</i>	35
3.1 DEFINICIÓN DEL SISTEMA.....	35
3.2 ANÁLISIS DEL SISTEMA	36
3.2.1 Estado del sistema.....	36
3.2.2 Actividad.....	37
3.2.3 Entidades del sistema.	37
3.3 FORMULACIÓN DEL MODELO.	40
3.3. 1 Diagrama de bloques del sistema OFDM	41
3.3.2 Diagrama de bloques del sistema SCFDM	42
3.3.3 Diagrama de flujo del sistema OFDM	43
3.3.4 Diagrama de bloques del sistema SCFDM	44
3.4 SELECCIÓN DEL LENGUAJE	45
3.5 CODIFICACIÓN DEL MODELO	45
3.5.1 Generador de Datos.....	46
3.5.2 Transmisor OFDM.....	46
3.5.3 Transmisor SC FDM.....	48
3.5.4 Canal de transmisión	48
3.5.5 Receptor OFDM.....	49
3.5.6 Receptor SC FDM.....	49
3.5.7 Medidor de BER	50
3.6 VALIDACIÓN	50
3.6.1 Validación 1	50
3.6.2 Validación 2	51
3.6.3 Validación 3	54

3.6.4 Validación 4	56
3.6.5 Validación 5	59
3.7 EXPERIMENTACIÓN.....	60
3.7.1 Parámetros de simulación.	60
3.8 IMPLANTACIÓN	61
3.9 MONITOREO Y CONTROL.....	61
4. ANÁLISIS DE RESULTADOS.....	63
4.1 PARAMETROS DEL SISTEMA.....	63
4.2 ANALISIS COMPARATIVO DEL DESEMPEÑO DEL SISTEMA OFDM Y SC FDM EN TERMINOS DE LA BER.....	64
4.2.1 Escenario 1	64
4.2.2 Escenario 2	66
4.2.3 Escenario 3	67
4.2.4 Escenario 4	68
4.3 ANALISIS COMPARATIVO DEL DESEMPEÑO DEL SISTEMA OFDM Y SC FDM EN TERMINOS DE LA THROUGHPUT	69
4.3.1 Escenario 1	70
4.3.2 Escenario 2	72
4.3.3 Escenario 3	73
4.3.4 Escenario 4	74
4.4 ANALISIS COMPARATIVO DEL DESEMPEÑO DEL SISTEMA OFDM Y SC FDM EN TERMINOS DE LA EFICIENCIA	74
4.4.1 Escenario 1	75
4.4.2 Escenario 2	76
4.4.3 Escenario 3	77
4.4.4 Escenario 4	78

4.5 ANALISIS COMPARATIVO DEL DESEMPEÑO DEL SISTEMA OFDM Y SC FDM EN TERMINOS DEL ANCHO DE BANDA.....	79
4.5.1 Desempeño del ancho de banda y diagramas de ojo con modulación QPSK (escenario 1).....	80
4.5.2 Desempeño del ancho de banda con diferente modulación (escenario 1)	81
4.5.3 Diagramas de ojo modulación QPSK (escenario 1).....	82
4.5.4 Diagramas de ojo modulación QPSK y canal Rayleigh (escenario 1).....	84
5. <i>CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS</i>	86
5.1 CONCLUSIONES	89
5.1.1 Respecto a la metodología	89
5.1.2 Respecto a los resultados de simulación	89
5.2 TRABAJOS FUTUROS	90
<i>REFERENCIAS</i>	91
<i>ANEXO A</i>	94
<i>REFERENCIAS ANEXO A</i>	100

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1. Diagrama en bloques de un canal inalámbrico.	7
Figura 2.2. Diagrama fasorial (izquierda) y diagrama de constelación (derecha) de BPSK.10	
Figura 2.3. Diagrama de constelación de QPSK.	11
Figura 2.4. Modulación en amplitud de cuadratura.	11
Figura 2.5. Diagrama de constelación de 16-QAM (izquierda), 64-QAM (centro) y 256-QAM (derecha).	12
Figura 2.6. Transmisor OFDM.	14
Figura 2.7. Receptor OFDM.	15
Figura 2.8. Algoritmo FFT para N igual a 8.	17
Figura 2.9. Subportadoras ortogonales en OFDM.	18
Figura 2.10. Espectro de señal OFDM muestreada.	20
Figura 2.11. Señales de entrada y salida de la IFFT en OFDM.	20
Figura 2.12. Proceso de Modulación y Demodulación en OFDM.	20
Figura 2.13. Inserción de Prefijo Cíclico [1].	23
Figura 2.14. Receptor OFDM con bloque de estimación de canal y ecualización.	24
Figura 2.15. Esquema de transmisión SC FDM.	26
Figura 2.16. SC FDM distribuido.	27
Figura 2.17. Esquema de recepción SC FDM.	27
Figura 2.18. SC FDM distribuida y SC FDM localizada.	28
Figura 2.19. CCDF de la PAPR para OFDM y SC FDM.	31
Figura 3.1. Desarrollo del modelo de simulación.	35
Figura 3.2. Diagrama de clases del sistema.	37
Figura 3.3. Diagrama de bloques del sistema OFDM.	41
Figura 3.4. Diagrama de bloques del sistema SC FDM.	42
Figura 3.5. Diagrama de flujo del sistema OFDM.	43
Figura 3.6. Diagrama de flujo del sistema SC FDM.	44
Figura 3.7. Modelo de un sistema OFDM en Simulink.	45
Figura 3.8. Modelo de un sistema SC FDM en Simulink.	46
Figura 3.9. Generador de datos en Simulink.	46
Figura 3.10. Modulador QPSK en Simulink.	47
Figura 3.11. Normalizador.	47
Figura 3.12. Adición de pilotos y distribución de subportadoras.	47
Figura 3.13. Adición de bandas de guarda, IFFT y prefijo cíclico en Simulink.	48
Figura 3.14. Transmisor SC FDM.	48
Figura 3.15. Canal de transmisión.	48
Figura 3.16. Receptor OFDM en Simulink.	49
Figura 3.17. Estimador de canal y ecualizador en Simulink.	49

Figura 3.18. Receptor SC FDM en Simulink.	49
Figura 3.19. Medidor de BER en Simulink.	50
Figura 3.20. Diagrama de constelación de OFDM sin canal.	51
Figura 3.21. Tasa de error de bit sin efecto de canal.	51
Figura 3.22. Diagrama de constelación de OFDM con canal AWGN.	52
Figura 3.23. BER vs SNR en QPSK.	52
Figura 3.24. Diagrama de constelación para SNR de 15 dB.	53
Figura 3.25. BER vs SNR en 16QAM.	53
Figura 3.26. Diagrama de constelación con canal Rayleigh con estimación de canal (a) y sin estimación de canal (b).	55
Figura 3.27. BER vs SNR en 16QAM y QPSK.	55
Figura 3.28. Respuesta al impulso.	57
Figura 3.29. Trayectoria del fasor.	57
Figura 3.30. Componentes del desvanecimiento multitrayectoria.	58
Figura 3.31. Ganancias multitrayecto.	58
Figura 3.32. BER en un canal Rayleigh.	59
Figura 4.1 Tasa de Error de Bit de OFDM y SCFDM para modulación en condiciones de escenario 1.	64
Figura 4.2 Tasa de Error de Bit de OFDM y SCFDM.	65
Figura 4.3 Tasa de Error de Bit de OFDM y SCFDM en condiciones de escenario 2.	67
Figura 4.4 Tasa de Error de Bit de OFDM y SCFDM en condiciones de escenario 3.	68
Figura 4.5 Tasa de Error de Bit de OFDM y SCFDM en condiciones de escenario 3.	68
Figura 4.6 Diagrama de constelación con rotación de subportadoras.	69
Figura 4.7 <i>Throughput</i> de los sistemas OFDM y SC FDM con modulación QPSK y 16QAM y canal AWGN.	70
Figura 4.8 <i>Throughput</i> de los sistemas OFDM y SC FDM con modulación QPSK y 16QAM y canal Rayleigh.	71
Figura 4.9 <i>Throughput</i> de los sistemas OFDM y SC FDM con modulación QPSK sin estimación de canal.	72
Figura 4.10 <i>Throughput</i> de OFDM y SC FDM con disminución de CP.	73
Figura 4.11 <i>Throughput</i> de OFDM y SC FDM en condiciones de escenario 3.	74
Figura 4.12 Eficiencia Espectral de OFDM y SC FDM con canal AWGN para escenario 1.	75
Figura 4.13 Eficiencia Espectral de OFDM y SC FDM con canal Rayleigh en escenario 1.	76
Figura 4.14 Eficiencia Espectral de OFDM y SC FDM sin estimación de canal en escenario 2.	77
Figura 4.15 Eficiencia Espectral de OFDM y SC FDM con CP insuficiente en escenario 3.	78
Figura 4.16 Eficiencia Espectral de OFDM y SC FDM con cinco pilotos escenario 4.	78
Figura 4.17 Espectro de OFDM.	80

Figura 4.18 Espectro de SC FDM.	81
Figura 4.19 Espectro de OFDM con modulación 16QAM.	81
Figura 4.20 Diagrama de ojo para OFDM con modulación QPSK en SNR de 30 dB.	82
Figura 4.21 Diagrama de ojo para SC FDM con modulación QPSK en SNR de 30 dB.	83
Figura 4.22 Diagrama de ojo para SC FDM con modulación QPSK en SNR de 30 dB.	84

LISTA DE TABLAS

Tabla 3.1. Valores de BER en QPSK.....	52
Tabla 3.2. Valores de BER en 16QAM.....	53
Tabla 3.3. Valores de BER en 16QAM y QPSK con multitrayecto para OFDM	56
Tabla 3.4. Escenarios de simulación del sistema.....	60
Tabla 3.5. Parámetros de simulación del sistema.....	60
Tabla 4.1. Probabilidad de error de bit para QPSK y MQAM.....	32
Tabla 4.1. BER vs SNR en escenario 1.....	66
Tabla 4.2. Valores de <i>throughput</i> en escenario 1.....	72
Tabla 4.3. Ancho de banda de OFDM y SC FDM.....	79
Tabla 5.1. Análisis comparativo de OFDM y SC FDM.....	86

LISTA DE ACRÓNIMOS

4G:	Cuarta Generación (<i>4th Generation</i>)
ADSL:	Línea de Subscriptor Digital Asimétrica (<i>Asimetric Digital Subscriber Line</i>)
AWGN:	Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (<i>Additive White Gaussian Noise</i>)
BER:	Tasa de Errores de Bit (<i>Bit Error Rate</i>)
BLER:	Tasa de Error de Bloques (<i>Block Error Rate</i>)
BPSK:	Modulación por Desplazamiento de Fase Binaria (<i>Binary Phase Shift Keying</i>)
CCDF:	Función de Distribución Acumulada Complementaria (<i>Complementary Cumulative Distribution Function</i>)
CP:	Prefijo Cíclico (<i>Cyclic Prefix</i>)
DFT:	Transformada Discreta de Fourier (<i>Discrete Fourier Transform</i>)
FDM:	Multiplexación por División de Frecuencia (<i>Frequency Division Multiplexing</i>)
FFT:	Transformada Rápida de Fourier (<i>Fast Fourier Transform</i>)
ICI:	Interferencia entre Portadoras (<i>Inter Carrier Interference</i>)

IDFT:	Transformada Discreta de Fourier Inversa (<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>)
IFFT:	Transformada Rápida de Fourier Inversa (<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>)
ISI:	Interferencia Intersimbólica (<i>Inter Symbol Interference</i>)
LOS:	Línea de Vista (<i>Line of Sight</i>)
LTE:	Evolución a Largo Término (<i>Long Term Evolution</i>)
LS:	Mínimos Cuadrados (<i>Least Squares</i>)
MMSE:	Mínimo Error Cuadrático Medio (<i>Minimum Mean Square Error</i>)
M-QAM:	Modulación por Amplitud de Cuadratura M-aria (<i>M-ary Quadrature Amplitude Modulation</i>)
M-PSK:	Modulación de Desplazamiento de Fase M-aria (<i>M-ary Phase-Shift Keying</i>)
NLOS:	Sin Línea de Vista (<i>Non Line of Sight</i>)
OFDM:	Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>)
OFDMA:	Acceso Múltiple por División de Frecuencia Ortogonal (<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>)
OSI:	Modelo de Interconexión de Sistemas Abiertos (<i>Open System Interconnection</i>)

PAPR:	Relación de Potencia Pico a Promedio (<i>Peak to Average Power Ratio</i>)
PDF:	Función de Densidad de Probabilidad (<i>Probability Distribution Function</i>)
PLC:	Comunicaciones por Línea de Potencia (<i>Power Line Communications</i>)
QAM:	Modulación de Amplitud en Cuadratura (<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>)
QPSK:	Modulación de Desplazamiento de Fase en Cuadratura (<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>)
PSK:	Modulación por Desplazamiento de Fase (<i>Phase-Shift Keying</i>)
SC FDM:	Multiplexación por División de Frecuencia de Portadora Única (<i>Single Carrier FDM</i>)
SC FDMA:	Acceso Múltiple por División de Frecuencia de Portadora Única (<i>Single Carrier FDMA</i>)
SNR:	Relación Señal a Ruido (<i>Signal to Noise Ratio</i>)
WiMAX:	Interoperabilidad Mundial para Acceso por Microondas (<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>)
WLAN:	Red Inalámbrica de Área Local (<i>Wireless Local Area Network</i>)



1. INTRODUCCIÓN

El acelerado avance del sector de las comunicaciones en las últimas décadas se refleja en las tecnologías desarrolladas. El crecimiento de la demanda de servicios y la expansión de las redes de comunicaciones son un claro ejemplo del avance de éste sector. La acogida de servicios de voz, datos y video dan como resultado el despliegue de numerosas redes de comunicación de banda ancha, utilizando medios cableados e inalámbricos.

El progreso tecnológico en los sistemas inalámbricos permite el surgimiento de nuevas tecnologías, como es el caso de la denominada Evolución a Largo Término (LTE, *Long Term Evolution*) considerada de Cuarta Generación (4G, *4th Generation*). LTE tiene la capacidad de brindar altas velocidades de transmisión de datos, al menos de 100Mbps en el enlace de bajada y 50Mbps en el enlace de subida, emplea esquemas de acceso múltiple basados en las técnicas de transmisión Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales (OFDM, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) para el enlace de bajada y Multiplexación por División de Frecuencia de Portadora Única (SC FDM, *Single Carrier Frequency Division Multiplexing*) para el enlace de subida. La tecnología LTE permite hacer un uso más eficiente y flexible del ancho de banda disponible en comparación a tecnologías anteriores, posibilitando la asignación dinámica de recursos según los requerimientos del servicio.

La técnica de transmisión OFDM consiste en el envío de un flujo de datos de alta velocidad en un conjunto paralelo de subportadoras a menor velocidad, contiguas y ortogonales entre sí. OFDM mejora la eficiencia espectral frente a otras técnicas de transmisión ortogonales como Multiplexación por División de Frecuencia (FDM, *Frequency Division Multiplexing*), al comprimir efectivamente las múltiples portadoras moduladas juntándolas estrechamente, lo cual reduce el ancho de banda requerido. La característica de ortogonalidad garantiza un uso eficiente del espectro y una baja o nula presencia de Interferencia entre Portadoras (ICI, *Inter Carrier Interference*).

SC FDM es una técnica multiportadora de alta capacidad que divide el ancho de banda de transmisión en múltiples subportadoras paralelas, de tal modo que si una sufre desvanecimiento, la información se puede recuperar del resto de subportadoras. Esta técnica se basa en principios de transmisión muy similares a OFDM, puesto que previamente se hace una precodificación para reducir los valores de potencia pico instantánea y mejorar la Relación de Potencia Pico a Potencia Promedio (PAPR, *Peak to Average Power Ratio*).



OFDM es conocida desde los años 60, pero su aplicación práctica en el ambiente de las comunicaciones inalámbricas es reciente, debido a la complejidad en los equipos transmisores y receptores. Actualmente es utilizada en las Redes Inalámbricas de Área Local (WLAN, *Wireless Local Area Network*) según los estándares IEEE 802.11a/g, y en las tecnologías de Comunicaciones por Línea de Potencia (PLC, *Power Line Communications*), a la vez que constituye la base para la técnica de acceso múltiple OFDMA empleada por los sistemas Línea de Subscriptor Digital Asimétrica (ADSL, *Asimetric Digital Subscriber Line*), Interoperabilidad Mundial para Acceso por Microondas (WIMAX, *Worldwide Interoperability for Microwave Access*) y LTE [1].

Uno de los aspectos importantes a tener en cuenta en la elección de la técnica de transmisión para un sistema de comunicaciones es la variación de la potencia instantánea de la señal transmitida, la cual afecta la eficiencia de los amplificadores de potencia. La variación de la potencia se mide mediante la PAPR, la cual determina la relación entre la potencia instantánea de la señal transmitida respecto de la potencia media. En OFDM, la PAPR se incrementa al aumentar el número de subportadoras, debido a que cada subportadora transporta un símbolo diferente, por lo cual se requieren amplificadores de potencia altamente lineales para evitar la distorsión asociada a la intermodulación. OFDM se utiliza en enlaces donde la eficiencia y el costo de los amplificadores no son críticos, en los sistemas que requieren la reducción de la PAPR se utiliza SC FDM como técnica de transmisión, debido a que cada símbolo se transporta en varias subportadoras, lo que permite obtener variaciones reducidas en la PAPR, consiguiendo una mayor eficiencia y menor costo de los amplificadores, ideal para utilizarlos en dispositivos móviles.

OFDM y SC FDM permiten mejorar la capacidad y eficiencia espectral con respecto a otras técnicas de transmisión utilizadas en los sistemas inalámbricos. OFDM ofrece mejor desempeño frente a la propagación multirrayecto y SC FDM brinda una baja PAPR comparada con OFDM, hecho que permite emplearla en el enlace de subida de los terminales de usuario en sistemas móviles de 4G.

1.1 MOTIVACIÓN DEL TRABAJO DE GRADO

En los últimos años la demanda de velocidad en la transmisión de los datos del usuario final se incrementó considerablemente, debido al surgimiento de nuevos servicios ofrecidos por los operadores. El surgimiento de las tecnologías de telefonía móvil 4G tal como LTE sugiere el uso de OFDM y SC FDM como técnicas de transmisión las cuales comparten características fundamentales, sin embargo la forma de realizar la transmisión de datos tiene dos perspectivas diferentes, razón por la cual es importante realizar un análisis comparativo de estas dos técnicas de transmisión e identificar similitudes y diferencias.



En la actualidad, las técnicas de transmisión más utilizadas en las tecnologías inalámbricas son OFDM y SC FDM, debido a la facilidad de implementación y menor costo frente a tecnologías antecesoras, razón por la cual es indispensable determinar el análisis comparativo del desempeño de OFDM y SC FDM y profundizar en el conocimiento de estas dos técnicas de transmisión.

Existen varios estudios realizados en torno a las características y el funcionamiento de OFDM, sin embargo, son escasas las investigaciones realizadas acerca del funcionamiento de SC FDM, y más limitadas las investigaciones referidas al análisis comparativo de OFDM y SC FDM, debido a que esta última es una técnica de transmisión reciente. Por ello, se busca realizar un trabajo que permita analizar comparativamente las características de cada método y simular a nivel físico cada sistema, ya que a pesar de los continuos cambios tecnológicos estas técnicas de transmisión continuarán vigentes por varios años.

El trabajo a desarrollar contribuirá a futuras investigaciones y aplicaciones de tecnologías inalámbricas, debido a que se puede tomar como referente para posteriores estudios. Además, en los próximos años la tendencia asegura un gran auge para tecnologías inalámbricas que utilizan OFDM y SC FDM.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo General

Analizar comparativamente el desempeño a nivel físico¹ de las técnicas de transmisión Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM) y Multiplexación por División de Frecuencia de Portadora Única (SC FDM).

1.2.2 Objetivos Específicos

- Modelar un sistema de comunicación que utilice las técnicas de transmisión Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM) y Multiplexación por División de Frecuencia de Portadora Única (SC FDM), haciendo uso de una metodología para Simulación de Sistemas de Telecomunicaciones.
- Evaluar el desempeño a nivel físico un sistema de comunicación que utilice las técnicas de transmisión Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM) y

¹ Se realizará una simulación a nivel de enlace, en la cual se considerarán los aspectos afectan a nivel físico las técnicas de transmisión OFDM y SC FDM. Las simulaciones a nivel de enlace son aquellas que tienen en cuenta los diferentes procesamientos de señal en el primer nivel del OSI, tanto en el transmisor como en el receptor incluyendo el canal de comunicaciones. Los parámetros de evaluación y configuración de nivel físico a tener en cuenta serán la SNR, la BER y la PAPR.



Multiplexación por División de Frecuencia de Portadora Única (SC FDM), mediante una simulación a nivel de enlace.

1.3 ESTRUCTURA DEL TRABAJO DE GRADO

En el capítulo 2, se describen los fundamentos de las técnicas de transmisión OFDM y SC FDM, los esquemas de modulación y demodulación, el uso de la Transformada Discreta de Fourier Inversa y Directa, el efecto de la dispersión de canal y la utilización de Prefijo Cíclico, los esquemas de transmisión y recepción de cada técnica de transmisión mencionada, también se describen las características de los parámetros de nivel físico del Modelo de Interconexión de Sistemas Abiertos (OSI, *Open System Interconnection*) que se van a utilizar como variables de referencia para la evaluación de desempeño de cada una de las técnicas de transmisión.

En el capítulo 3, se muestra la adaptación y aplicación de la Metodología para la Simulación de Equipos de Telecomunicaciones, se realiza la definición del sistema, se analizan los parámetros de evaluación de desempeño y se formula el modelo del sistema, se hace elección de la herramienta software a utilizar, se realiza la codificación y adaptación del modelo de simulación y se validan los resultados obtenidos teóricamente y a través de la simulación.

En el capítulo 4, se analizan los resultados obtenidos para determinar la técnica de transmisión que brinda el mejor desempeño a nivel físico en un sistema de comunicaciones.

En el capítulo 5, se presentan las conclusiones del trabajo de grado y los trabajos futuros.





2. GENERALIDADES

2.1 CARACTERÍSTICAS DE LOS CANALES DE TRANSMISIÓN

2.1.1 Características de los canales inalámbricos

La comunicación a través de canales inalámbricos es la que permite transmitir información a través de un medio no físico, es decir, utiliza la modulación de ondas electromagnéticas que se propagan en el espacio para comunicar los dos extremos de la transmisión [2].

Se definen dos efectos principales que afectan a los canales inalámbricos, los efectos a gran escala y los efectos a pequeña escala. Los efectos a gran escala son aquellos que se contabilizan en términos de la pérdida de propagación y repercuten de forma directa en los niveles medios de potencia recibida, por lo que deben tenerse en cuenta principalmente en tareas de planeación de red, se producen por la obstaculización de la señal por grandes objetos del entorno de propagación, tales como edificios, montañas y a la atenuación que sufre la señal debido a la distancia entre transmisor y receptor, explican el comportamiento de la potencia a distancias mucho mayores que la longitud de onda. Por otra parte, los efectos a pequeña escala se deben a las interferencias constructiva y destructiva de las señales recibidas por múltiples trayectos en el receptor y explican el comportamiento del canal en distancias comparables a la longitud de onda, estos efectos influyen en la modulación y codificación.

2.1.2 Análisis matemático de un canal inalámbrico

La propagación de la señal transmitida $s(t)$ en un medio inalámbrico se afecta debido a la presencia de fenómenos físicos como la reflexión, refracción y difracción, por lo que al receptor llegan múltiples componentes o ecos de $s(t)$ a través de trayectos diferentes, cada uno con distinto factor de atenuación, corrimiento de fase y retardo. La propagación multitrayectoria se manifiesta como el ensanchamiento de la señal en el tiempo, por otra parte, al considerar el movimiento relativo entre el transmisor y el receptor, los desvanecimientos repercuten en la variación temporal del canal, esto se debe a que los efectos del canal en la señal transmitida varían de una posición a otra, ya que la posición de los objetos con los que se refleja, difracta y dispersa la señal, también cambia [3].

El modelo de un canal inalámbrico se describe como un filtro lineal variante en el tiempo, cuya respuesta al impulso se muestra en la ecuación 2.1 [4].



$$h(t; \tau) = \sum_{n=1}^{N(t)} \alpha_n(t) e^{j\phi_n(t)} \delta(t - \tau_n(t)) \quad 2.1$$

En donde $h(t; \tau)$ es la respuesta del canal en el tiempo t a un impulso aplicado en un tiempo $t - \tau$, $N(t)$ es el número de trayectorias que llegan al receptor en el tiempo t , mientras que $\alpha_n(t)$, $\phi_n(t)$ y $\tau_n(t)$ representan la magnitud del factor de atenuación, el desplazamiento de fase y el tiempo de llegada de la n -ésima trayectoria respectivamente.

Considerando dos escenarios de multitrayecto, Sin Línea de Vista (NLOS, *Non Line of Sight*) y con Línea de Vista (LOS, *Line of Sight*), el valor de $\alpha_n(t)$ se puede caracterizar por una Función de Densidad de Probabilidad (PDF, *Probability Distribution Function*) tipo Rician en presencia del componente de LOS o por una PDF tipo Rayleigh para escenarios NLOS. $\tau_n(t)$ tiene una PDF exponencial, mientras que $N(t)$ se modela como un proceso de Poisson y $\phi_n(t)$ incluye al ángulo del factor de atenuación, al desplazamiento Doppler y al ángulo de llegada de la n -ésima trayectoria. La figura 2.1 representa un diagrama en bloques de un canal inalámbrico.

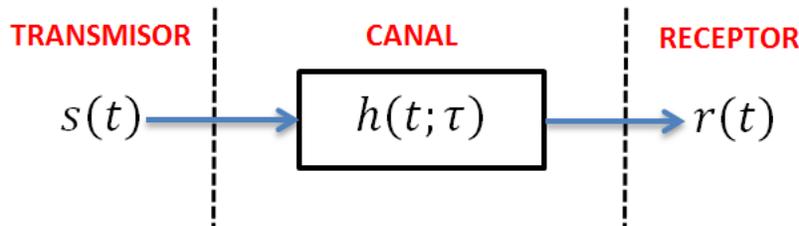


Figura 2.1. Diagrama en bloques de un canal inalámbrico.

La señal recibida $r(t)$ al enviar $s(t)$ a través de un canal inalámbrico se describe en la ecuación 2.2.

$$r(t) = \sum_{n=1}^{N(t)} \alpha_n(t) e^{j\phi_n(t)} s(t - \tau_n(t)) + n(t) \quad 2.2$$

$n(t)$ es un proceso aleatorio que representa el ruido AWGN que se adiciona a la señal, conformado por una densidad espectral de potencia constante en todas las frecuencias, su magnitud sigue una función de densidad probabilística Gaussiana representada por la ecuación 2.3 [4].

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad 2.3$$



Donde χ representa la amplitud del proceso aleatorio $n(t)$ y σ^2 es la varianza del proceso aleatorio, con valor medio igual a cero.

2.1.3 Modelo de desvanecimiento Rayleigh

Cuando se presentan múltiples trayectorias, el factor de atenuación de cada trayecto se puede modelar como una variable aleatoria gaussiana compleja circular de la forma presentada en la ecuación 2.4 [5].

$$\alpha(t) = \alpha_r(t) + j\alpha_i(t) \quad (2.4)$$

Donde $\alpha_r(t)$ y $\alpha_i(t)$ son variables aleatorias gaussianas independientes idénticamente distribuidas y de media cero. La ecuación 2.5 representa el valor esperado de la variable $\alpha(t)$ del cual se puede obtener el valor de la varianza como se observa en la ecuación 2.6.

$$E[\alpha] = E[e^{j\theta} \alpha] = e^{j\theta} E[\alpha] \quad (2.5)$$

$$\sigma^2 = E[\alpha^2] \quad (2.6)$$

La magnitud $|\alpha|$ que tiene una FDP representada por la ecuación 2.7 se conoce como una variable aleatoria Rayleigh.

$$p(\alpha) = \begin{cases} \frac{\alpha}{\sigma^2} e^{-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}} & , \alpha \geq 0 \\ 0 & , \alpha < 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

Este modelo, llamado modelo de canal con desvanecimiento Rayleigh se utiliza en escenarios que presentan múltiples trayectorias.

2.1.3.1 Efectos del multitrayecto en un canal con distribución Rayleigh

Los trayectos de la señal transmitida llegan al receptor con distintos retardos, el perfil de potencia del retardo conocido como PPR se obtiene al graficar la intensidad de los trayectos contra el valor del retardo con el que llegan y el retardo máximo excesivo T_m se obtiene calculando el tiempo entre la llegada del primer trayecto y el ultimo trayecto significativo. Uno de los efectos del multitrayecto es el ensanchamiento temporal de la señal recibida. Si la duración del símbolo T_s es menor que T_m , los trayectos se consideran significativos y el canal dispersivo en el tiempo, lo que ocasiona Interferencia Intersimbólica (ISI, *Inter Symbol Interference*) debido a que se recibirán ecos correspondientes al símbolo $n - 1$ en el tiempo que se recibe al símbolo n [5].



Para analizar el efecto del multitrayecto en el dominio de la frecuencia se define el ancho de banda de coherencia del canal B_c como aquel en el cual la respuesta en frecuencia del canal permanece aproximadamente constante y B_s como ancho de banda de la señal, los cuales son proporcionales al inverso de T_m y T_s respectivamente. Si B_s es menor que B_c , el canal se considera no selectivo en frecuencia o plano en frecuencia y solamente se tendrá una degradación en la SNR, en caso contrario, el canal presenta desvanecimientos selectivos en frecuencia los cuales provocan distorsión de la señal por ISI [13].

2.1.3.2 Efecto Doppler en un canal con distribución Rayleigh

El desplazamiento Doppler f_d consiste en el cambio en las frecuencias recibidas respecto a las transmitidas cuando existe un movimiento relativo entre el transmisor y el receptor, lo que produce desplazamiento de la frecuencia de portadora que llega al receptor y un ensanchamiento del espectro de la señal recibida [5]. Para analizar la variabilidad temporal producida por el movimiento del receptor y el transmisor, se define el tiempo de coherencia del canal T_c como la longitud del intervalo de tiempo en el cual la respuesta del canal no cambia. Si T_s es mayor que T_c , el canal cambia significativamente y se presenta desvanecimiento rápido o de selectividad en el tiempo, además, a la salida del canal aparecen nuevas componentes espectrales que no estaban presentes a la entrada, por lo que se considera que el canal es dispersivo en frecuencia y se ocasiona ICI, en caso contrario, se presentan desvanecimientos lentos, cuyo efecto es producir degradación en la SNR.

El ensanchamiento Doppler B_d , se debe a que el movimiento relativo entre el transmisor y el receptor puede ser distinto para cada uno de los trayectos, por lo que las componentes que viajen por cada uno de los trayectos, presentan un desplazamiento Doppler diferente. Su valor es el inverso del tiempo de coherencia del canal. El ensanchamiento y desplazamiento Doppler son dos de los principales causantes de la aparición de ICI en los sistemas multiportadora [6].

2.2 ESQUEMAS DE MODULACIÓN DIGITAL

La modulación digital es la operación mediante la cual los símbolos digitales son transformados en formas de onda que son compatibles con la característica espectral de un canal, en donde la señal de información deseada modula una onda portadora. La técnica de transmisión OFDM utiliza los esquemas de modulación de desplazamiento de fase m-aria (M-PSK, *M-ary Phase-Shift Keying*) y modulación por amplitud de cuadratura m-aria (M-QAM, *M-ary Quadrature Amplitude Modulation*) [7].



2.2.1 Modulación de desplazamiento de fase (PSK)

La modulación por desplazamiento de fase (PSK, *Phase-Shift Keying*) consiste en hacer variar la fase de la portadora entre un número de valores discretos, según los estados más significativos de la señal de datos. La expresión analítica general para PSK se expresa en la ecuación 2.8.

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[\omega_o t + \phi_i(t)] \quad \begin{matrix} i = 1, 2, \dots, M \\ 0 \leq t \leq T \end{matrix} \quad (2.8)$$

En donde E es la energía del símbolo, T es la duración del símbolo y $\phi_i(t)$ es el término de fase que contiene M valores discretos, dados por la ecuación 2.9.

$$\phi_i(t) = \frac{2\pi(i - 1)}{M} \quad i = 1, \dots, M \quad (2.9)$$

2.2.1.1 Modulación de desplazamiento de fase binaria (BPSK)

La modulación por desplazamiento de fase binaria (BPSK, *Binary Phase-Shift Keying*), es un tipo de modulación PSK que permite dos fases de salida para una sola frecuencia portadora, en la cual una fase de salida representa un 1 lógico y la otra un 0 lógico, cuando la señal digital de entrada cambia de estado, la fase de la portadora de salida se desplaza entre dos ángulos que están 180° fuera de fase como se muestra en la figura 2.2.

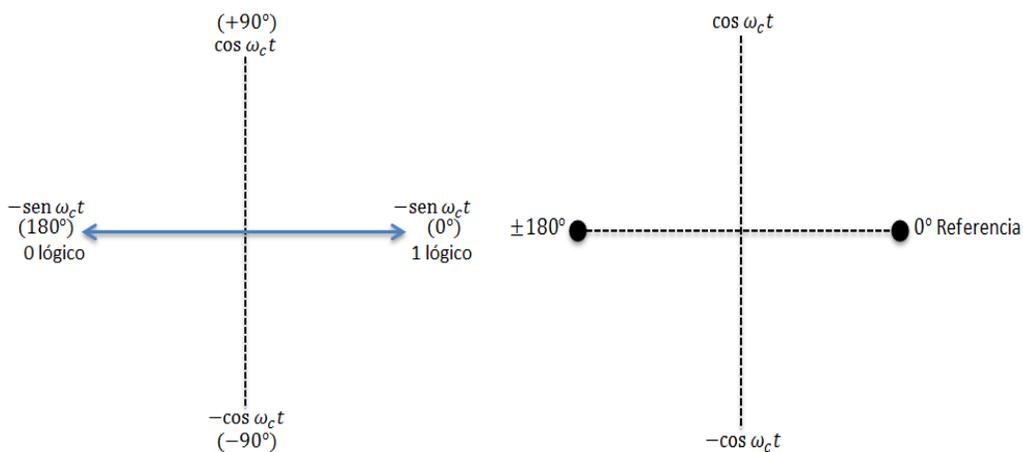


Figura 2.2. Diagrama fasorial (izquierda) y diagrama de constelación (derecha) de BPSK.



2.2.1.2 Modulación de desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK)

La modulación de desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK, *Quadrature Phase Shift Keying*) es una técnica de codificación M-aria, con $M = 4$ en la cual son posibles cuatro fases de salida diferentes para una sola frecuencia portadora, por lo que se necesitan cuatro condiciones de entrada diferentes. Para producir cuatro condiciones de salida diferentes se requiere más de un solo bit de entrada, los datos de entrada binarios se combinan en grupos de 2 bits, donde cada grupo genera una de las cuatro fases de salida posibles, las cuales tienen la misma amplitud y separación angular de 90° . La figura 2.3 muestra el diagrama de constelación de QPSK.

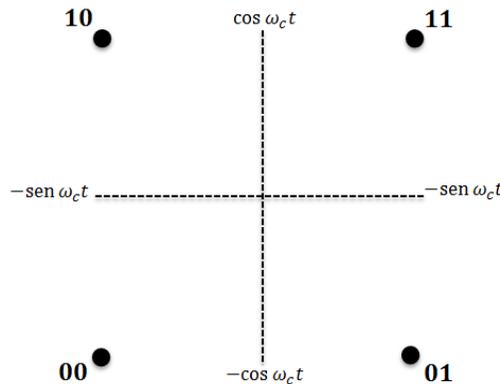


Figura 2.3. Diagrama de constelación de QPSK.

2.2.2 Modulación en amplitud en cuadratura (QAM)

La modulación en amplitud en cuadratura (QAM, *Quadrature Amplitude Modulation*), es una forma de modulación digital en donde la información está contenida, tanto en la amplitud como en la fase de la portadora transmitida [8]. La figura 2.4 representa una modulación QAM.

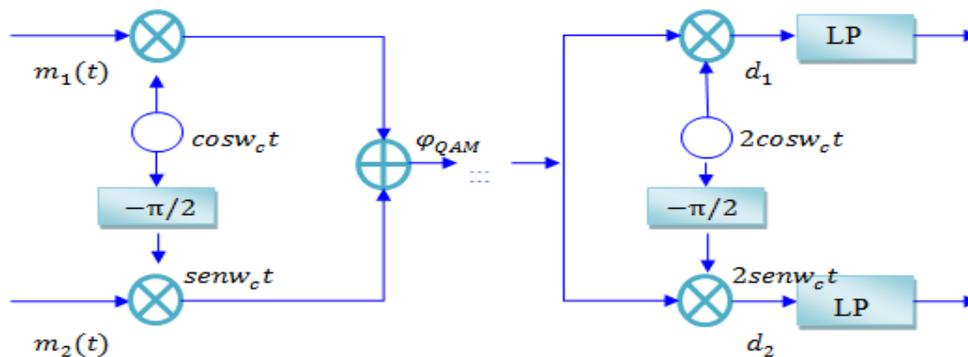


Figura 2.4. Modulación en amplitud de cuadratura.



En la parte izquierda de la figura 2.4 se encuentra el modulador, en la derecha el demodulador. Las señales de información son $m_1(t)$ y $m_2(t)$. La primera modula una portadora con frecuencia angular W_c ($\cos w_c t$) y la segunda, una portadora de la misma frecuencia, pero desfasada 90 grados ($\sen w_c t$). La suma de estas señales produce la señal de salida que se expresa como en la ecuación 2.10:

$$\varphi_{QAM} = m_1(t)\cos w_c t + m_2(t)\sen w_c t \quad (2.10)$$

La señal resultante tiene dos bandas laterales, en cada una de las cuales están contenidas, a su vez las dos señales en banda base. Estas dos señales pueden recuperarse en el receptor mediante un detector o modulador síncrono, la salida d_1 en la parte derecha de la figura 2.4 está determinada por la ecuación 2.11:

$$d_1 = 2\varphi_{QAM}(t)\cos w_c t + m_2(t)\sen w_c t \quad (2.11)$$

Luego se aplica un filtrado a la señal para finalmente obtener la ecuación 2.12:

$$d_1 = m_1(t) \quad (2.12)$$

Un análisis similar se realiza para $m_2(t)$.

2.2.2.1 Modulación en amplitud en cuadratura M-aria (M-QAM)

La modulación M-QAM Tiene como entrada un flujo de datos binarios, el cual se divide en grupos de tantos bits como se requieran para generar M estados de modulación, cada grupo de n bits genera 2^n estados de modulación, por ejemplo, para cada tres bits de entrada, se obtienen ocho valores posibles a la salida, que alteran la fase y la amplitud de la portadora para derivar ocho estados de modulación únicos. En la modulación M-QAM cada grupo de n -bits genera 2^n estados de modulación, las formas más comunes son de 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM cuyos diagramas de constelaciones se representan en la figura 2.5.

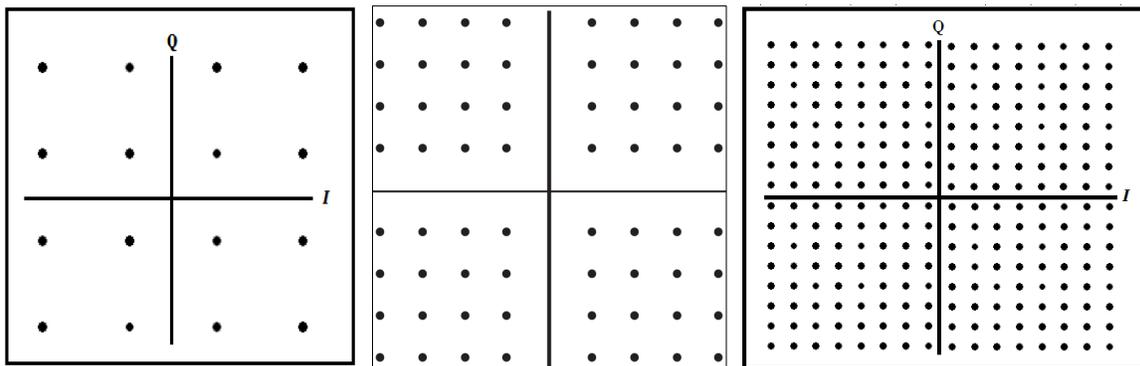


Figura 2.5. Diagrama de constelación de 16-QAM (izquierda), 64-QAM (centro) y 256-QAM (derecha).



En una modulación de orden superior es posible transmitir más bits por símbolo, sin embargo, los puntos deben estar más cercanos y son más susceptibles al ruido y la distorsión, lo que resulta en una BER más alta y en datos menos confiables que en QAM de orden inferior.

2.3 FUNDAMENTOS DE OFDM

2.3.1 Introducción a OFDM

La técnica de transmisión OFDM es un mecanismo multi-portadora con características de multiplexación y modulación; multiplexación porque divide una señal en un conjunto de señales y modulación porque modula la señal a una nueva frecuencia. Estas señales se envían sobre un conjunto de subportadoras de baja velocidad, adecuadamente espaciadas y ortogonales entre sí [9].

El empleo de la técnica de transmisión OFDM tiene las siguientes ventajas:

- Uso eficiente del espectro.
- Evita el desvanecimiento selectivo en frecuencia al dividir el canal en sub canales de banda estrecha, brindándole al usuario diversidad frecuencial en transmisión.
- Elimina el efecto de la ICI y la ISI gracias a la inserción del Prefijo Cíclico (CP, *Cyclic Prefix*).
- Es computacionalmente eficiente debido al uso de la transformada rápida de Fourier inversa (IFFT, *Inverse Fast Fourier Transform*) y la transformada rápida de Fourier (FFT, *Fast Fourier Transform*).

También tiene algunas desventajas como:

- Necesita alto sincronismo entre el transmisor y el receptor tanto en frecuencia como en tiempo.
- Alta PAPR, por lo que se presentan problemas de linealidad en los amplificadores de potencia, limitando su eficiencia e incrementando su costo, por lo que se hace necesario el empleo de técnicas de conformación de espectro las cuales incrementan el ancho de banda.
- Susceptibilidad a errores de frecuencia debido al movimiento de los terminales y la inestabilidad de los osciladores, lo que causa pérdida de ortogonalidad e interferencia entre subportadoras.



2.3.2 Esquemas de transmisión y recepción OFDM

La señal de entrada de un transmisor OFDM es un flujo de bits con alta tasa de transmisión, la cual se reduce al dividir la trama serial de datos en varios flujos de bits en paralelo que se modulan generalmente en esquemas M-PSK o M-QAM, obteniendo a la salida los símbolos complejos $d_0, d_1, d_2, d_3, \dots, d_{k-1}$, cada uno con una duración de símbolo T_s . A cada símbolo se le asigna una portadora por medio de IFFT.

Las portadoras resultantes son ortogonales entre sí, con frecuencia igual al inverso del periodo del símbolo. Además de los símbolos que contienen la información a transmitir, a la entrada de la IFFT se agregan símbolos de guarda en frecuencia y pilotos, que sirven para evitar ICI y para la estimación de canal respectivamente. Posteriormente, a cada símbolo se le adiciona el prefijo cíclico para contrarrestar la ISI producida por los múltiples trayectos en el canal, antes de convertirlos nuevamente en un flujo serial [1]. La figura 2.6 muestra un diagrama simplificado de un transmisor OFDM.

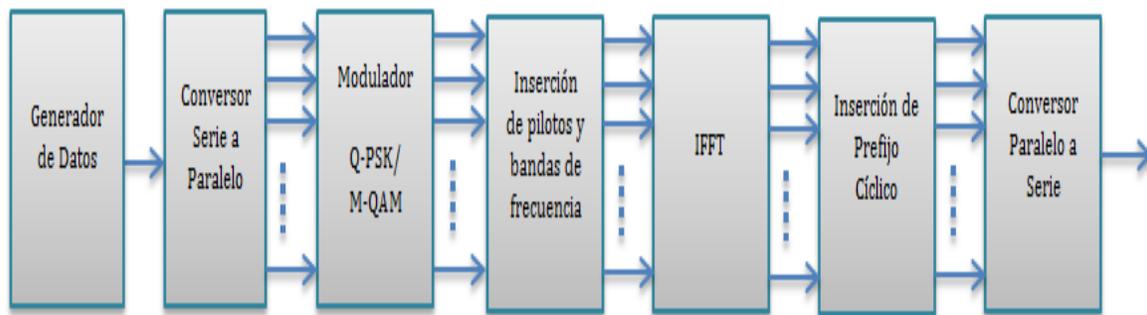


Figura 2.6. Transmisor OFDM.

En la figura 2.7 se muestra un diagrama en bloques del receptor OFDM se realiza el proceso inverso llevado a cabo en el transmisor con el fin de recuperar la señal de entrada, el primer paso convertir la señal de serie a paralelo, luego se remueve el prefijo cíclico para posteriormente aplicar la FFT, en el receptor debe efectuarse la estimación de canal y ecualización para contrarrestar los efectos que el canal multitrayecto introduce en la señal transmitida, seguidamente se efectúa el demodulación M-PSK O M-QAM y nuevamente la conversión paralelo a serie para obtener el flujo de datos que corresponde a la señal que se desea recuperar.

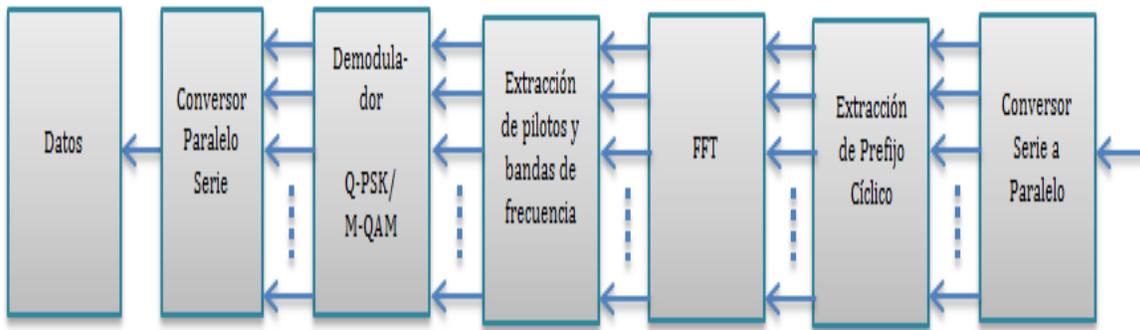


Figura 2.7. Receptor OFDM.

2.3.3 Fundamentos de la IFFT y FFT

Antes de analizar la IFFT y la FFT se describe la Transformada Discreta de Fourier (DFT, *Discrete Fourier Transform*), esta se usa para señales lineales invariantes en el tiempo. Las señales a la entrada del bloque DFT son complejas, ortogonales, periódicas, discretas y en el dominio del tiempo, mientras que las señales de salida son ortogonales, complejas, periódicas, discretas y en el dominio de la frecuencia [10].

Dada una señal $x(t)$ muestreada en el dominio del tiempo con N muestras $x(n)$, su DFT se define en la ecuación 2.13:

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (2.13)$$

De la misma forma, se usa la Transformada Discreta de Fourier Inversa (IDFT, *Inverse Discrete Fourier Transform*) para convertir una señal en el dominio de la frecuencia $X(k)$ al dominio del tiempo $x(n)$, la cual se muestra en la ecuación 2.14:

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k)e^{j2\pi kn/N} \quad (2.14)$$

Donde N es el número de muestras, se dice que las ecuaciones 2.13 y 2.14 son un DFT par y se denota como:

$$x(n) \xleftrightarrow{DFT,(n)} X(k) \quad (2.15)$$



La DFT es la única representación de Fourier que puede evaluarse y manipularse numéricamente en un computador, esto se debe a que las representaciones de la señal tanto en el dominio del tiempo $x(n)$ como en el dominio de la frecuencia $X(k)$, están caracterizadas exactamente por un número finito de N números o muestras, sin embargo, esta es más eficiente si se usa la FFT y la IFFT [1].

La FFT es un conjunto de algoritmos que permite calcular de una forma más eficiente la DFT, estos algoritmos trabajan bajo la filosofía “divide y vencerás”, partiendo a la DTF original en una serie de DTF de menor orden explotando las propiedades de simetría y periodicidad de las señales de entrada en la DFT, de esta forma se requieren menos cálculos para evaluar cada una de las DTF de orden inferior.

Al detallar las ecuaciones (2.11) y (2.12) se nota que tienen la misma forma, difieren en el signo del exponente y la normalización $\frac{1}{N}$, entonces, se puede inferir que los mismos algoritmos que se usan para calcular la FFT sirven también para calcular la IFFT. Por otra parte, si se analiza la ecuación (2.15) para un solo valor n se requieren N multiplicaciones complejas y $N-1$ sumas complejas para calcular $x(n)$. Así mismo, como $0 \leq n \leq N-1$ el cálculo total de $x(n)$ requiere N^2 multiplicaciones complejas y $N^2 - N$ sumas complejas y $X(k)$ con $0 \leq k \leq N-1$ se descompone en señales indexadas pares e impares que corresponden a las ecuaciones 2.16 y 2.17 respectivamente.

$$X_e(k) = X(2k) \quad 0 \leq k \leq N' - 1 \quad (2.16)$$

$$X_o(k) = X(2k + 1) \quad 0 \leq k \leq N' - 1 \quad (2.17)$$

Donde $N' = \frac{N}{2}$

$$x_e(n) \xleftrightarrow{DFT, (N')} X_e(k) \quad (2.18)$$

$$x_o(n) \xleftrightarrow{DFT, (N')} X_o(k) \quad (2.19)$$

ahora bien

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k)e^{j2\pi kn/N} = \sum_{k(\text{pares})}^{N-1} X(k)e^{j2\pi kn/N} + \sum_{k(\text{impares})}^{N-1} X(k)e^{j2\pi kn/N} \quad (2.20)$$

Se escriben los índices pares e impares como $2m$ y $2m + 1$ respectivamente

$$x(n) = \sum_{m=0}^{N'-1} X(2m)e^{j\pi 2mn/N'} + \sum_{m=0}^{N'-1} X(2m + 1)e^{j\pi(2m+1)n/N'} \quad (2.21)$$



A continuación se usa la definición de $X_e(k)$ y $X_o(k)$ en la ecuación 2.21.

$$x(n) = \sum_{m=0}^{N'-1} X_e(k) e^{j\pi 2mn/N'} + e^{j\pi 2n/N} \sum_{m=0}^{N'-1} X_o(k) e^{j\pi 2mn/N'} \quad (2.22)$$

Finalmente

$$x(n) = x_e(n) + e^{j\pi 2n/N} x_o(n) \quad 0 \leq n \leq N - 1 \quad (2.23)$$

La ecuación 2.23 muestra que $X(k)$ se puede descomponer en señales pares e impares, además, para calcular $x_e(n)$ se requieren N'^2 multiplicaciones complejas, exactamente las mismas que se requieren para calcular $x_o(n)$. Teniendo en cuenta que $N' = \frac{N}{2}$, el cálculo de $x(n)$ requiere de $2\left(\frac{N}{2}\right)^2$ de donde se deduce que el número de multiplicaciones complejas es $\frac{N^2}{2}$, lo cual constituye una reducción del número de operaciones. Es posible descomponer $X_e(k)$ y $X_o(k)$ de la misma manera que $X(k)$, lo cual hace más eficiente el cálculo de $x(n)$, por otra parte, se puede aprovechar la periodicidad, lo que reduce significativamente el número de multiplicaciones complejas.

El mayor ahorro se obtiene si N es potencia de dos, cuando esto se cumple, los algoritmos de la FFT requieren del orden de $N \log_2 N$ multiplicaciones complejas. Si se evalúan diferentes valores de N se concluye que el sistema es más eficiente a medida que N aumenta. La figura 2.8 ilustra un algoritmo FFT para N igual a 8.

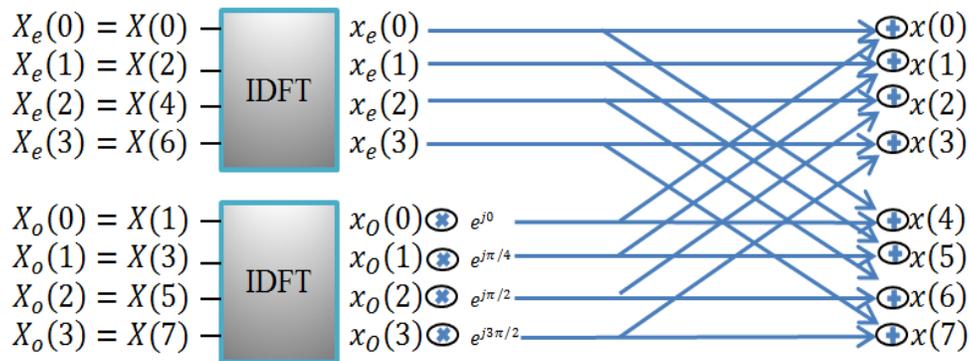


Figura 2.8. Algoritmo FFT para N igual a 8.

2.3.4 Análisis matemático de OFDM

En un sistema digital, como el que se propone analizar, la conversión de la señal de analógica a digital se da mediante los conversores analógico-digital y la conversión de la señal de digital a analógica mediante los conversores digital- analógico, dispositivos que se



sitúan entre del transmisor y receptor OFDM, pero que no se estudian en el presente trabajo de grado, sin embargo, indican que las señales están muestreadas y que además son discretas [11].

Se define un conjunto de k subportadoras ortogonales entre sí, representadas mediante notación compleja en banda base mediante la ecuación 2.24.

$$x_k(t) = e^{j2\pi k\Delta f t} \text{rect}_{T_s}(t) ; 0 \leq k \leq K - 1 \quad (2.24)$$

Donde $f_k = k\Delta f$ es la frecuencia de la subportadora k -ésima.

Δf es la separación en frecuencia entre subportadoras contiguas.

$\text{rect}_{T_s}(t)$ representa un pulso rectangular de duración T_s .

T_s es la duración de un símbolo.

Para que se cumpla con la condición de ortogonalidad en señales periódicas continuas se tiene:

$$R_{x_m, x_k(t)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} x_m(t) x_k^*(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(m-k)\Delta f t} dt = \begin{cases} 1 & \text{si } m = k \\ 0 & \text{si } m \neq k \end{cases} \quad (2.25)$$

Para el caso de señales periódicas discretas se debe cumplir que:

$$I_{x_m, x_k(t)} = \sum_{n=0}^{N-1} x_m(t) x_k^*(t) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi(m-k)\Delta f t} = \begin{cases} 1 & \text{si } m = k \\ 0 & \text{si } m \neq k \end{cases} \quad (2.26)$$

Nótese que dos subportadoras diferentes $x_m(t)$ y $x_k(t)$ cumplen con la condición de ortogonalidad en el intervalo 0 a T_s . La figura 2.9 muestra la separación en frecuencia de dos subportadoras ortogonales.

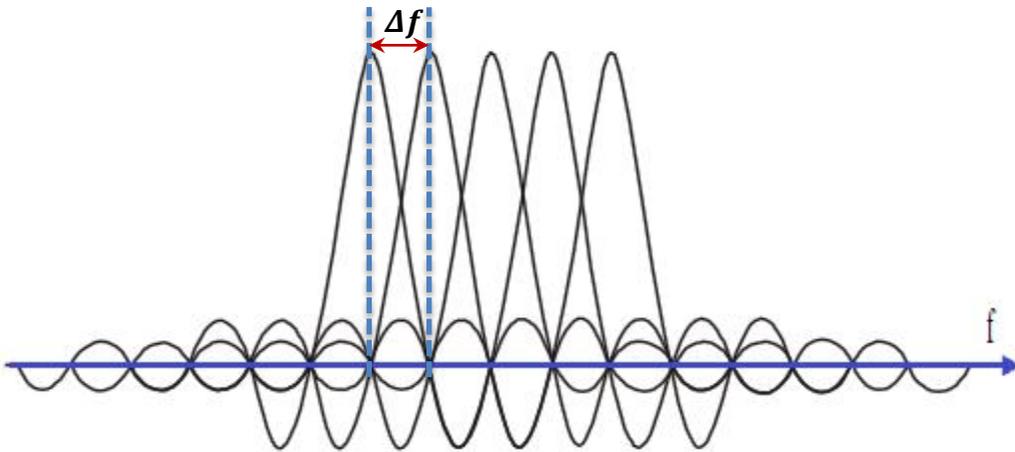


Figura 2.9. Subportadoras ortogonales en OFDM.



La modulación OFDM consiste en el envío de un conjunto símbolos complejos $d_0, d_1, d_2, d_3, \dots, d_{k-1}$ con periodo de símbolo T_s , cada uno modulado mediante una subportadora definida en la ecuación 2.22, lo que da como resultado el símbolo OFDM representado en la ecuación 2.27.

$$s(t) = \sum_{k=0}^{k-1} d_k e^{j2\pi k \Delta f t} \text{rect}_{T_s}(t) \quad (2.27)$$

Se toman N muestras de la señal $s(t)$ con frecuencia de muestreo $f_m = N\Delta f$, la frecuencia de muestreo está dada por el número de muestras y por la separación entre subportadoras Δf , por lo tanto, el ancho de banda de la señal transmitida depende directamente del número total de subportadoras, siendo $K\Delta f$ aproximadamente [1]. El tiempo de muestreo T_m se obtiene de dividir el periodo de símbolo T_s en N muestras, el periodo de muestreo se representa en la ecuación 2.28 y la señal muestreada en la ecuación 2.29:

$$\left(T_m = \frac{T_s}{N} = \frac{1}{\Delta f N} \right) \quad (2.28)$$

$$s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{j2\pi k \Delta f n T_m} \text{rect}_{T_s}(n T_m) = \sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{\frac{j2\pi k n}{N}} = \sum_{k=0}^{N-1} S(k) e^{\frac{j2\pi k n}{N}} \quad (2.29)$$

La secuencia $S(k)$ corresponde a la Transformada Discreta de Fourier de la secuencia $s(n)$ y está compuesta por N muestras con una separación Δf .

Comparando la ecuación 2.29 con la ecuación 2.13 y prescindiendo del factor multiplicativo constante $1/N$ se puede ver que la señal modulada $s(n)$ corresponde a la IDFT de la secuencia $S(k)$. Los símbolos d_k corresponden a una serie $S(k)$ con algún valor complejo para $0 \leq k \leq k-1$ y se asume un $S(k) = 0$ que equivale a los símbolos de guarda y pilotos para las $N - K$ muestras restantes.

Los valores de los símbolos d_k corresponden a las muestras del espectro $S(f)$ tomadas cada Δf . Es decir los símbolos a transmitir son los coeficientes de la DFT de la señal modulada OFDM. El espectro de la señal muestreada se representa en la figura 2.10.

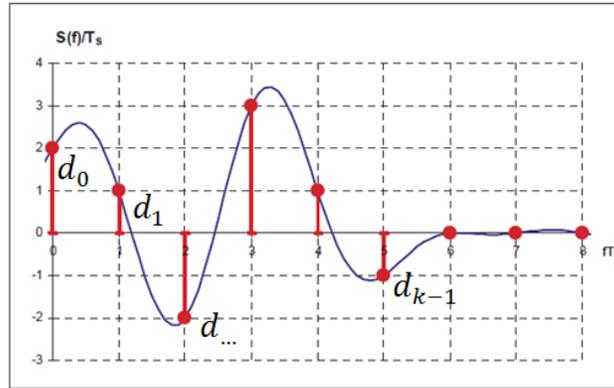


Figura 2.10. Espectro de señal OFDM muestreada.

En la implementación de un modulador OFDM, es usual utilizar la IFFT en vez de la IDFT con el propósito de acelerar el proceso de cálculo. La IFFT toma un número definido de N muestras en el dominio de la frecuencia y las transforma en N muestras dominio del tiempo en donde el valor de N debe siempre tomarse como una potencia de 2. La figura 2.11 muestra las señales a la entrada y a la salida del bloque IFFT.

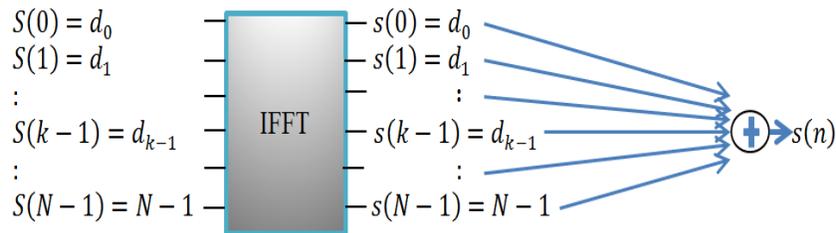


Figura 2.11. Señales de entrada y salida de la IFFT en OFDM.

Si se hace una analogía de $s(n)$ y $S(k)$ con las ecuaciones (2.12) y (2.11), se observa que $s(n)$ y $S(k)$ son una DTF par, de manera que una se puede obtener a partir de la otra y viceversa [8]. De esta manera se obtiene $s(n)$ a partir de las señales de entrada $S(k)$ mediante la IFFT y constituye el proceso de modulación, si se desean obtener nuevamente las señales de entrada se debe hacer una demodulación como lo representa la figura 2.12, teniendo en cuenta que el proceso de modulación se lleva a cabo en el transmisor OFDM y la demodulación en el receptor OFDM.

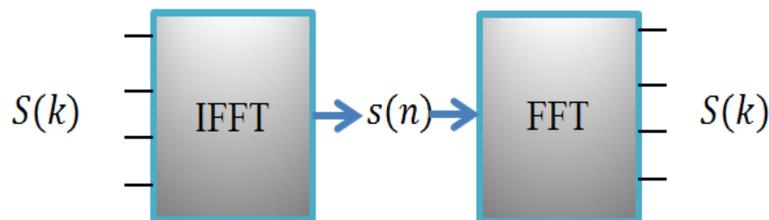


Figura 2.12. Proceso de Modulación y Demodulación en OFDM.



El proceso de demodulación, se realiza a partir de la FFT como se especifica en la ecuación 2.30, obteniéndose N muestras en frecuencia de la señal OFDM, donde las K primeras subportadoras transportan los símbolos d_k transmitidos.

$$s(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} ; k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.30)$$

Posteriormente las K primeras subportadoras transportan los símbolos d_k que se desean recuperar mientras que las $N - K$ subportadoras son descartadas.

2.3.5 Dispersión de canal y empleo de banda de guarda

En los sistemas de comunicaciones móviles se presentan fenómenos tales como la refracción, dispersión, reflexiones múltiples, difracción por obstáculos, entre otros, los cuales afectan la propagación de la señal transmitida, llegando al receptor diferentes réplicas de la señal original, cada una correspondiente a un camino distinto de propagación, recibidas en distintos instantes de tiempo y con diferentes fases y amplitudes [12].

Para interpretar el efecto de la propagación multi-trayecto sobre una señal OFDM, se considera el envío continuo de símbolos OFDM de duración T_s , correspondiente a la señal $s_T(t)$ representada en la ecuación 2.31 y se llama $s^{(i)}$ al símbolo OFDM enviado en un intervalo temporal $[iT_s, (i+1)T_s]$, que a su vez está compuesto por K símbolos $d_k^{(i)}$ [1]:

$$s_T(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} s^{(i)}(t - iT_s) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} d_k e^{j2\pi k \Delta f t} \text{rect}_{T_s}(t - iT_s) \quad (2.31)$$

Se modela la propagación multi-trayecto típica de acuerdo a la ecuación 2.32 que representa la respuesta impulsional del canal, haciendo la suposición de que este no cambia a lo largo de un símbolo:

$$h(\tau, t) = \sum_{n=0}^{M(t)-1} h_n(t) \delta(\tau - \tau_n(t)) \approx \sum_{n=0}^{M-1} h_n \delta(\tau - \tau_n) = h(\tau) \quad (2.32)$$

M es el número de trayectos, τ_n el retardo y h_n la amplitud asociados al camino n -ésimo.

La señal recibida como resultado de la propagación multitrayecto se expresa en la ecuación 2.33.



$$s_R(t) = \sum_{n=0}^{M-1} h_n s_T(t - \tau_n) = \sum_{n=0}^{M-1} h_n \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} d_k^i e^{j2\pi k \Delta f (t - \tau_n)} \text{rect}_{T_s}(t - \tau_n - iT_s) \quad (2.33)$$

Al demodular la señal recibida, se necesita recuperar el símbolo $d_m^{(0)}$ asociado a la subportadora m en el intervalo $[0, T_s]$, la señal resultante de este proceso la describe la ecuación 2.34:

$$\begin{aligned} \tilde{d}_m^{(0)} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_R(t) e^{-j2\pi k \Delta f t} dt \\ &= d_m^{(0)} + \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=1}^{M-1} h_n e^{-j2\pi k \Delta f \tau_n} \left(d_k^{(-1)} \int_0^{\tau_n} e^{j2\pi(k-m)\Delta f t} dt + d_k^{(0)} \int_{\tau_n}^{T_s} e^{j2\pi(k-m)\Delta f t} dt \right) \\ &= d_m^{(0)} + \frac{1}{T_s} \sum_{n=1}^{M-1} h_n e^{-j2\pi k \Delta f \tau_n} \left(d_m^{(-1)} \tau_n + d_m^{(0)} (T_s - \tau_n) \right) \\ &+ \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=1}^{M-1} h_n e^{-j2\pi k \Delta f \tau_n} \left(d_k^{(-1)} \int_0^{\tau_n} e^{j2\pi(k-m)\Delta f t} dt + d_k^{(0)} \int_{\tau_n}^{T_s} e^{j2\pi(k-m)\Delta f t} dt \right) \quad (2.34) \end{aligned}$$

En la ecuación 2.34 se nota que para el intervalo de integración $[0, T_s]$ el periodo de integración coincide exactamente con el símbolo OFDM $s^{(0)}$ únicamente para la primera réplica $n = 0$, para el resto de réplicas se integra parte del símbolo $s^{(0)}$ y parte del símbolo anterior $s^{(i)}$. Se obtiene, además del símbolo esperado, interferencia intersimbólica asociada a las distintas réplicas de la m -ésima portadora, que hace que la salida dependa del símbolo anterior, apreciado en el segundo sumando de la ecuación 2.34 e interferencia entre subportadoras, que hace que la salida dependa de los símbolos enviados en subportadoras diferentes, esto se observa en el tercer sumando de la ecuación 2.34.

2.3.6 Prefijo Cíclico

Para contrarrestar estos efectos, los cuales son más perjudiciales si el retardo asociado a las distintas réplicas del canal τ_n es mayor al periodo de símbolo T_s , OFDM emplea en la transmisión el Prefijo Cíclico, que consiste en alargar la transmisión de cada símbolo OFDM de tal manera que su duración sea $T_p + T_s$, repitiendo al inicio del símbolo la parte que se envía en los últimos T_p segundos como se observa en la figura 2.13 [1] [13].

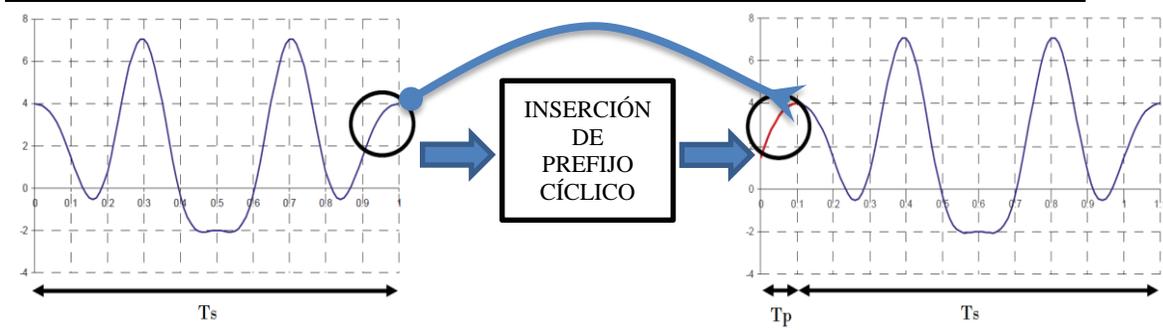


Figura 2.13. Inserción de Prefijo Cíclico [1].

Matemáticamente, la señal OFDM transmitida $s^{(0)}$ que incluye el prefijo cíclico de duración T_p se representa en la ecuación 2.35:

$$\begin{aligned}
 s^{(0)}(t) &= \sum_{k=0}^{K-1} d_k^{(0)} e^{j2\pi k \Delta f t} \text{rect}_{T_s}(t) + \sum_{k=0}^{K-1} d_k^{(0)} e^{j2\pi k \Delta f (t+T_s)} \text{rect}_{T_p}(t + T_p) \\
 &= \sum_{k=0}^{K-1} d_k^{(0)} e^{j2\pi k \Delta f t} \text{rect}_{T_s}(t) + \sum_{k=0}^{K-1} d_k^{(0)} e^{j2\pi k \Delta f t} \text{rect}_{T_p}(t + T_p) \quad (2.35)
 \end{aligned}$$

Al realizar el proceso de demodulación en el receptor, el símbolo esperado correspondiente a la subportadora m se expresa en la ecuación 2.36:

$$\begin{aligned}
 \tilde{d}_m^{(0)} &= d_m^{(0)} + \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=1}^{M-1} h_n e^{-j2\pi k \Delta f \tau_n} (d_k^{(0)} \int_0^{\tau_n} e^{j2\pi(k-m)\Delta f t} dt + d_k^{(0)} \int_{\tau_n}^{T_s} e^{j2\pi(k-m)\Delta f t} dt) \\
 &= d_m^{(0)} + \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=1}^{M-1} h_n e^{-j2\pi k \Delta f \tau_n} d_k^{(0)} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(k-m)\Delta f t} dt \\
 &= d_m^{(0)} \sum_{n=0}^{M-1} h_n e^{-j2\pi k \Delta f \tau_n} \quad (2.36)
 \end{aligned}$$

Si la duración del prefijo cíclico es mayor a la del máximo retardo de propagación ($T_p > \tau_{M-1}$), se elimina totalmente la ISI, además, la integración sobre el símbolo OFDM completo permite recuperar el espaciamiento en frecuencia entre subportadoras igual al inverso del periodo de símbolo OFDM, conservando la ortogonalidad entre ellas. El uso del prefijo cíclico reduce la velocidad de transmisión y utiliza más recursos de potencia, pero es necesario para contrarrestar los efectos de la multitrayectoria [14].

2.3.7 Estimación de Canal y Ecuación

El canal de transmisión introduce desplazamientos de fase y cambios de amplitud aleatorios en las constelaciones de cada subportadora, causados por la pérdida de sincronización o por el desvanecimiento selectivo en frecuencia, los cuales deben ser revertidos en el receptor por un proceso denominado ecualización [15]. Para realizar una correcta ecualización, se debe conocer el comportamiento del canal, este proceso se llama estimación de canal.

En OFDM los procesos de estimación de canal se simplifican debido a que cada subportadora se modela como una constante multiplicativa compleja, por lo que se puede conocer el comportamiento del canal si se conoce el valor de dicha constante en cada instante para cada una de las subportadoras. La figura 2.14 muestra el esquema del receptor OFDM con estimación de canal y ecualización.

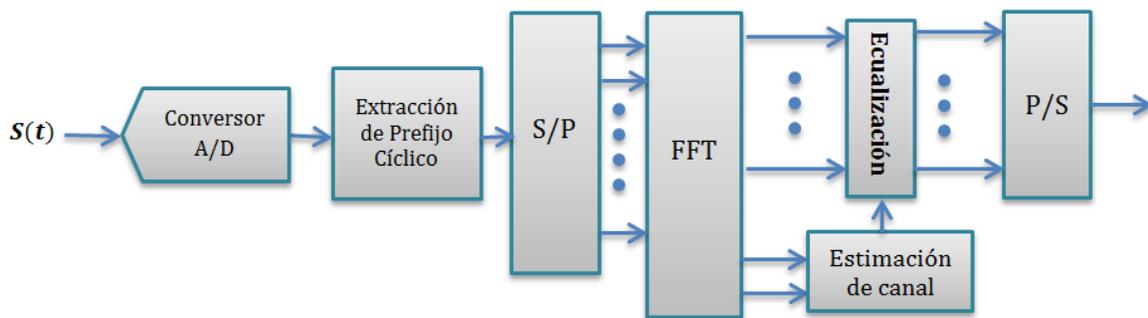


Figura 2.14. Receptor OFDM con bloque de estimación de canal y ecualización.

Existen varios métodos de estimación de canal, que se clasifican como no ciegos, ciegos y semi-ciegos [16]. Los métodos no ciegos utilizan secuencias de símbolos llamados pilotos o preámbulos, los cuales son conocidos por el transmisor y el receptor, en este tipo de método se utiliza el estimador de Mínimos Cuadrados (LS, *Least Squares*) el cual trata de minimizar el error cuadrático entre los símbolos piloto recibidos y los transmitidos.

En los métodos ciegos se utiliza el estimador de Mínimo Error Cuadrático Medio (MMSE, *Minimum Mean Square Error*), la estimación se realiza considerando las propiedades estadísticas tanto del canal como del ruido las cuales deben ser calculadas en el receptor, esto hace que este estimador sea más robusto frente al ruido y a la ICI, pero a la vez su uso incrementa la complejidad del proceso de estimación y eleva la carga computacional. Por ultimo están los métodos semi-ciegos que combinan los dos anteriores.

En sistemas OFDM se utiliza el primer método debido a la simplicidad, al introducir pilotos o preámbulos en la transmisión se puede tener una referencia de fase y amplitud de



la constelación para estimar el canal en recepción [17]. Suponiendo una secuencia de pilotos a la salida de la FFT como $Y(k)$, se tiene la ecuación 2.37.

$$Y(k) = \hat{C}(k)X(k) + Z(k) \quad (2.37)$$

Donde $\hat{C}(k)$ es el desvanecimiento del canal en la posición k , $X(k)$ son las subportadoras piloto y $Z(k)$ el ruido. Asumiendo el ruido despreciable, la estimación del canal viene dada por la división de las subportadoras piloto transmitidas entre las subportadoras recibidas, representada matemáticamente en la ecuación 2.38.

$$\hat{C}(k) = \frac{Y(k)}{X(k)} \quad (2.38)$$

La ecuación 2.39 representa el proceso de ecualización que se lleva a cabo al multiplicar las subportadoras de datos recibidas $S_R(k)$ por el inverso del resultado del estimador de canal.

$$S_E(k) = \hat{C}(k)^{-1}S_R(k) \quad (2.39)$$

2.4 FUNDAMENTOS DE SC FDM

2.4.1 Introducción a SC FDM

SC FDM es una técnica que se basa en principios de transmisión muy similares a los de OFDM, dicha técnica efectúa una precodificación de los símbolos antes del proceso de transmisión OFDM, lo que permite reducir las variaciones en la potencia instantánea. SC FDM combina las ventajas de la técnica OFDM, como la flexibilidad en la elección de las subportadoras y la robustez ante los efectos de la multi-trayectoria, con una PAPR mucho menor en comparación a la del sistema OFDM por su naturaleza de portadora única [18].

Las características que hacen a SC FDM apropiada para la transmisión de información en sistemas inalámbricos son las siguientes:

- Variaciones reducidas de potencia instantánea de la señal transmitida, lo que permite una mayor eficiencia en los amplificadores de potencia.
- Proporciona una asignación de banda sensible que se ajusta a las necesidades de los usuarios.
- Ecualización en el dominio de la frecuencia de menor complejidad que la ecualización en el dominio temporal.
- Robustez frente a desvanecimientos de frecuencia.
- Menor sensibilidad a desplazamientos de la frecuencia portadora.



2.4.2 Esquemas de Transmisión y Recepción SC FDM

La señal de entrada de un sistema SC FDM la constituye una trama de datos seriales con alta tasa de transmisión que al pasar por un conversor serie-paralelo se convierte en un flujo paralelo de menor tasa de transmisión. El proceso de transmisión SC FDM es muy similar al de OFDM, solo que como paso previo a efectuar la transmisión OFDM, los símbolos son precodificados mediante una DFT de K muestras, antes de efectuar la IFFT de N muestras, con una separación entre subportadoras Δf . Posteriormente, se adiciona el prefijo cíclico a los símbolos antes de convertirlos en un flujo serial. En la figura 2.15 se muestra el esquema de transmisión de la técnica SC FDM [19] [20].

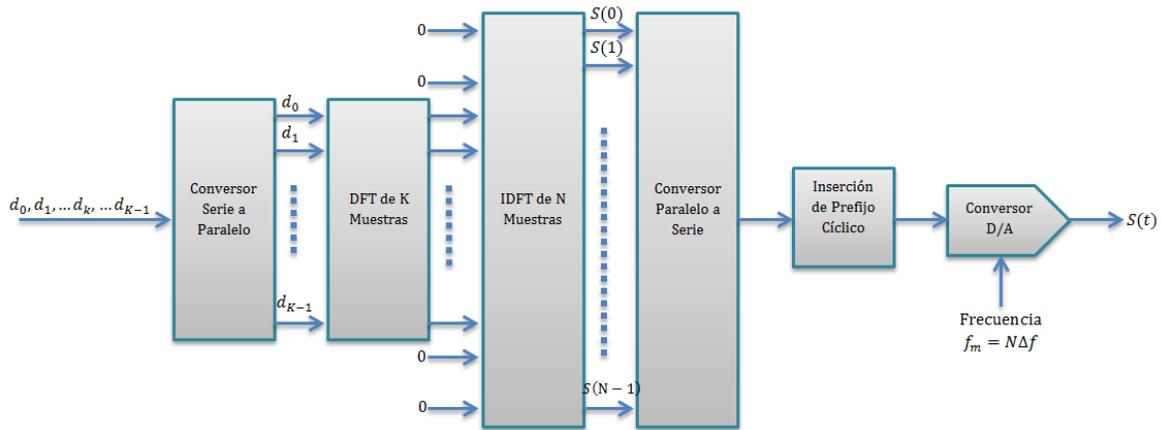


Figura 2.15. Esquema de transmisión SC FDM.

El valor de K debe ser siempre menor que N, ya que si el tamaño de la DFT es igual al de la IDFT, los procesos de DFT y de IDFT se cancelarían entre sí sin tener ningún efecto, por lo que la señal enviada sería simplemente el mismo conjunto de símbolos original, resultando en una señal en banda base no modulada sobre diferentes subportadoras, esto es, una señal de portadora única. Como $K < N$ y el resto de entradas de la IDFT están puestas a 0, el resultado del proceso es una señal de portadora única, cuyo ancho de banda lo describe la ecuación 2.40.

$$B = K\Delta f = \frac{K f_m}{N} \quad (2.40)$$

De la ecuación 2.40 se puede deducir que el ancho de banda B se puede regular cambiando el valor de K, permitiendo flexibilidad en la banda asignada. Simplemente escogiendo adecuadamente las entradas de la IDFT sobre las que se introducen los K símbolos de salida de la IDFT, se puede cambiar el rango de frecuencias de salida sobre las que se ubica la señal resultante, el valor de K se obtiene de la multiplicación de dos números primos pequeños, a diferencia del valor de N que tiene que ser potencia de 2.



Las K muestras a la salida de la DFT se pueden ubicar de forma contigua o se pueden distribuir de forma equidistante en la entrada de la IDFT, ubicando ceros en las posiciones intermedias, de acuerdo a esta ubicación, la transmisión SC FDM puede ser localizada como se observa en la figura 2.16 o distribuida, como se evidencia en la figura 2.17.

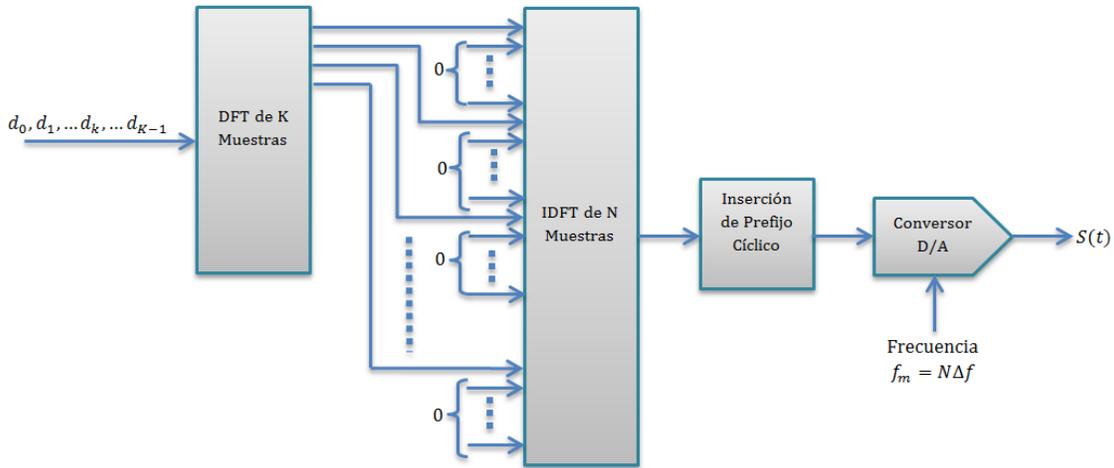


Figura 2.16. SC FDM distribuido.

En recepción, al igual que en OFDM, se debe hacer el proceso inverso, se remueve el prefijo cíclico y se efectúa la FFT de N muestras, de las cuales se seleccionan a la salida únicamente las asociadas a las K subportadoras que constituyen la entrada de la IDFT encargada de invertir el proceso de precodificación, el resto de muestras se descartan debido a que están asociadas a los ceros añadidos en transmisión, finalizando así el proceso de recepción SC FDM que se esquematiza en la figura 2.17.

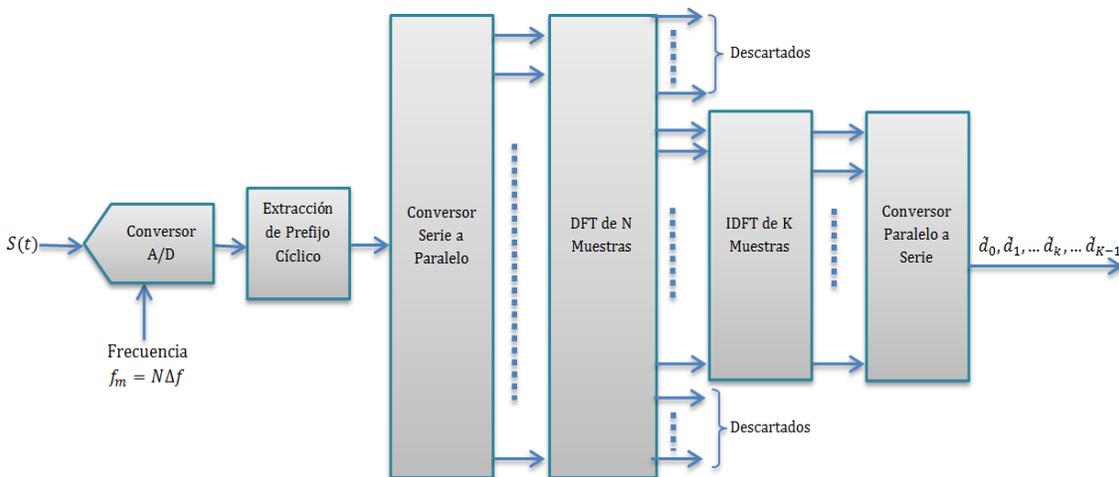


Figura 2.17. Esquema de recepción SC FDM.



2.4.3 Análisis matemático de SC FDM

La técnica de transmisión SC FDM consiste en enviar los símbolos complejos $d_0, d_1, d_2, d_3, \dots, d_{k-1}$ en el dominio del tiempo mapeados mediante los diferentes esquemas de modulación como señal de entrada de una DFT. A la salida de la DFT se obtienen las S_k señales en el dominio de la frecuencia las cuales ingresan a la IFFT ya sea de forma distribuida o localizada como paso previo a la modulación OFDM descrita en la sección 2.3.4. Este proceso lo muestra la figura 2.18.

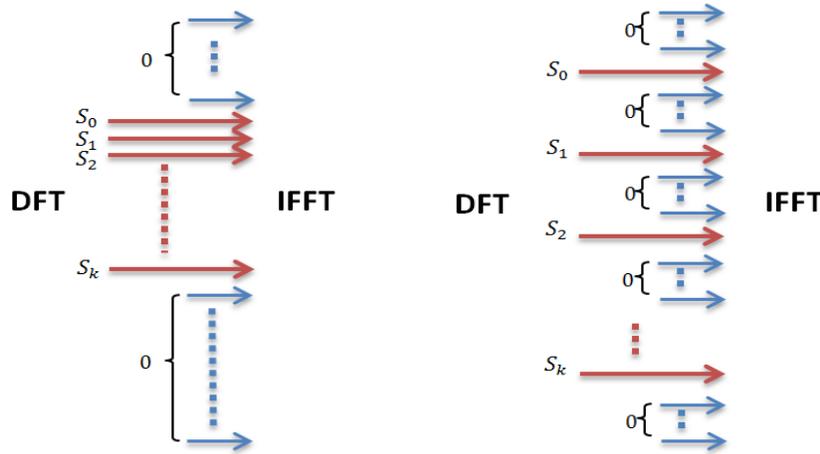


Figura 2.18. SC FDM distribuida y SC FDM localizada.

La inserción de la DFT previo a la IFFT realiza el efecto de única portadora, esta expande los símbolos sobre todas las subportadoras de manera que cada símbolo se transporta sobre varias portadoras, este conjunto puede verse como una banda de frecuencia que lleva datos secuencialmente. La ecuación 2.41 determina el comportamiento de los símbolos a la salida de la DFT si a la entrada hay d_k símbolos modulados.

$$S(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{K-1} s(n) e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (2.41)$$

La secuencia $S(k)$ corresponde a la DFT de la secuencia $s(n)$ y ésta a la vez corresponde a la suma de los d_k símbolos modulados. El siguiente paso es asignar a una subportadora diferente cada parte del símbolo mediante la IFFT como se ve en la siguiente ecuación:

$$s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} S(k) e^{j2\pi kn/N} \quad (2.42)$$



La secuencia $S(k) = 0$ para $N - K$ subportadoras y el resto corresponde a los $S(k)$ símbolos que contienen la información que se desea recuperar.

En recepción se realiza el proceso inverso, primero se hace la FFT y luego la IDFT, a la salida de la FFT se descartan las señales piloto y las bandas de guarda que le sirven al receptor para hacer la estimación de canal y la sincronización.

2.4.4 Análisis de la PAPR

La relación entre la potencia máxima de un símbolo OFDM transmitido dividido por la potencia media del mismo se denomina PAPR. Esta se produce cuando varía la envolvente las diferentes subportadoras, por lo que en OFDM, la PAPR aumenta a medida que aumenta el número de subportadoras [21].

A partir de la ecuación 2.27 se obtiene una relación matemática entre la PAPR y el número de subportadoras en OFDM.

El valor de la PAPR está relacionado con el número de subportadoras OFDM, para determinar dicha relación, se halla la potencia promedio de la señal $s(n)$ definida en la ecuación 2.29 como se observa en la ecuación 2.43.

$$P_{pro} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} E\{|S(k)|^2\} E\left\{\left|e^{\frac{j2\pi kn}{N}}\right|^2\right\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} E\{|S(k)|^2\} \quad (2.43)$$

Suponiendo que $E|S(k)|^2 = a^2$, el valor de la potencia promedio viene dado por la ecuación 2.44.

$$P_{pro} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a^2 = \frac{a^2}{N} \quad (2.44)$$

La potencia pico se puede analizar tomando una sola muestra como se observa en las ecuaciones 2.45.a, 2.45.b, 2.45.c y 2.45.d:

$$s(0) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S(k) e^{\frac{j2\pi k0}{N}} \quad (2.45. a)$$



$$s(0) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S(k) \quad (2.45. b)$$

$$s(0) = s(1) \dots = s(N - 1) = a \quad (2.45. c)$$

$$s(0) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S(k) = a \quad (2.45. d)$$

De manera que la potencia pico de esa muestra sea igual a la mostrada en la ecuación 2.46.

$$P \text{ pic} = a^2 \quad (2.46)$$

Finalmente, siendo la PAPR la razón entre la potencia pico y la potencia promedio, la ecuación 2.47 permite observar que la PAPR es directamente proporcional al número de subportadoras.

$$PAPR = \frac{P \text{ pic}}{P \text{ pro}} = \frac{a^2}{\frac{a^2}{N}} = N \quad (2.47)$$

La anterior deducción matemática se realizó para demostrar la relación entre el número de subportadoras y la PAPR, sin embargo, en OFDM la ecuación matemática para establecer esta relación se manifiesta de la siguiente forma:

$$PAPR = \text{Log}_{10}N \quad (2.48)$$

De la ecuación 2.48 se puede deducir la PAPR presente en la señal OFDM es grande debido a que el número de subportadoras en OFDM también es grande, por lo que se requieren amplificadores altamente lineales para evitar la distorsión asociada a la intermodulación. Para conseguir esta linealidad este debe operar por debajo de su potencia pico, lo que se traduce en una eficiencia reducida, entendida dicha eficiencia como la relación entre la potencia transmitida y la potencia consumida.

Los amplificadores de potencia logran su máxima eficiencia cuando operan cerca de saturación, lo que ocurre para bajos niveles de PAPR, para niveles altos de PAPR, como ocurre en OFDM, el punto de operación del amplificador debe ser modificado para evitar distorsión de la señal. Aunque existen algunos métodos que permiten reducir la PAPR de la señal OFDM como el empleo de filtros de conformación de pulsos o técnicas de pre-filtrado y pre-codificación de los símbolos antes de modularlos, significan un incremento



en la complejidad computacional y valores críticos en la eficiencia y en el costo de los amplificadores, por lo que en sistemas en donde existen dichas limitaciones, se utiliza la técnica de transmisión SC FDM [22].

La señal SC FDM presenta mejores propiedades de PAPR que OFDM debido a su característica de portadora única. En SC FDM, la PAPR varía según el orden de la modulación, por lo que se presenta un valor mayor en sistemas que utilizan 64-QAM que los que utilizan QPSK. La figura 2.19 muestra la distribución estadística de la PAPR en términos de la función de distribución acumulada complementaria (CCDF, *Complementary Cumulative Distribution Function*) para OFDM y SC FDM con modulaciones QPSK y 16 QAM, con N=256 y K=64 subportadoras por usuario, en la figura se aprecia la reducción de la PAPR al emplear SC FDM y la variación según el esquema de modulación empleado.

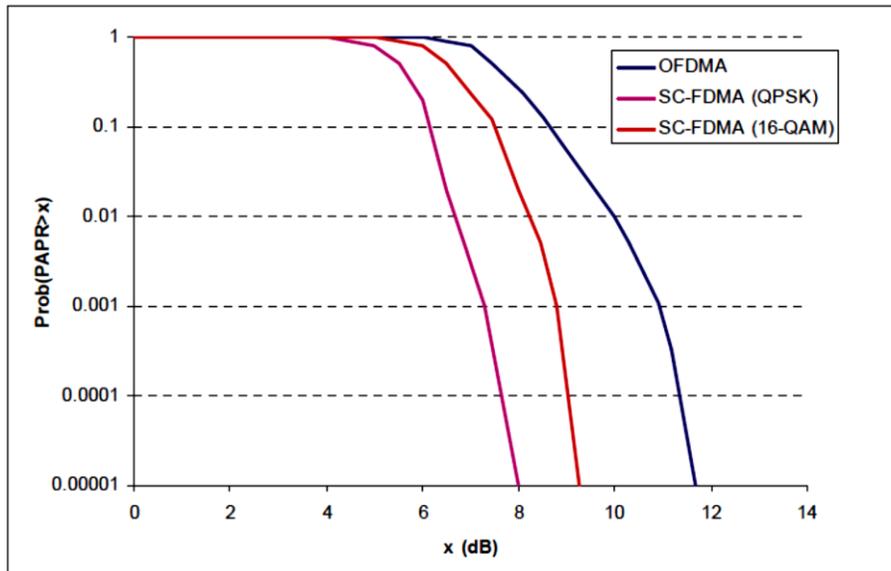


Figura 2.19. CCDF de la PAPR para OFDM y SC FDM.

2.5 PARAMETROS DEL NIVEL FÍSICO

2.5.1 Relación señal a ruido

La relación señal a ruido (SNR, *Signal to Noise Ratio*) relaciona las potencias tanto de la señal como del ruido mediante la ecuación 2.49 y 2.50 [8].

$$\frac{S}{N} = \frac{\text{Potencia de la señal}}{\text{Potencia del ruido}} \quad (2.49)$$



$$SNR(dB) = 10 \log \left(\frac{S}{N} \right) \quad (2.50)$$

La SNR proporciona una medida de la calidad de una señal transmitida en un sistema y depende tanto del nivel de señal recibida como del ruido total procedente de fuentes externas o del sistema, en las comunicaciones inalámbricas se desea una SNR adecuada, de tal manera que la señal recibida se pueda recibir con un mínimo de defectos y que a la vez, el costo de implementación sea bajo.

2.5.3 Tasa de errores de bit

La tasa de error de bits es la relación entre el número total de bits erróneos recibidos y el número total de bits enviados como lo expresa la ecuación 2.51.

$$BER = \frac{N^{\circ} \text{ de bits erróneos recibidos}}{N^{\circ} \text{ de bits transmitidos}} \quad (2.51)$$

La probabilidad de error de bit es una expectativa teórica matemática de la BER para un sistema determinado. La tabla 2.1 muestra la probabilidad de error de bit de los sistemas QPSK y M-QAM transmitidos sobre canales AWGN y Rayleigh [4].

SISTEMA	CANAL AWGN	CANAL RAYLEIGH
QPSK	$Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right)$	$\frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{E_b/N_0}{E_b/N_0 + 1}} \right)$
MQAM	$2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\sqrt{\frac{3}{M-1} \frac{E_s}{N_0}} \right)$	$\frac{2}{\log_2 M} \left(1 - \sqrt{\frac{\frac{3 \log_2 M E_b / N_0}{M-1}}{\frac{3 \log_2 M E_b / N_0}{M-1} + 1}} \right)$

Tabla 2.1. Probabilidad de error de bit para QPSK y MQAM.

Donde:

E_b es la energía por bit, E_s es la energía por símbolo, M es el número de estados diferentes y N_0 es la potencia de ruido.



2.5.3 Tasa de transmisión

La tasa de bits por segundo de un sistema multi-portadora se expresa como la relación entre el número de datos correspondientes a una subportadora con o sin carga útil y el periodo de bit T_b , se muestra en la ecuación 2.52 [13].

$$Tasa_{bits} = \frac{N_{datos}}{T_b} \quad (2.52)$$

La tasa de transmisión efectiva de un sistema se denomina throughput y se expresa en la ecuación 2.53.

$$throughput = R_{max} * (1 - BLER) \quad (2.53)$$

Donde R_{max} es la tasa máxima de bit teórica representada en la ecuación 2.54. N_c es el número de subportadoras, N_t es el número de antenas.

$$R_{max} = N_c * N_t * \frac{1}{T_b} \quad (2.54)$$

La Tasa de Error de Bloques (BLER, *Block Error Rate*) muestra el número de bloques de información errados que llegan al receptor, debido a que la BER se define como la probabilidad de obtener un bit erróneo, la probabilidad de obtener un bit correcto es $(1 - BER)$, por lo tanto, si un bloque contiene n bits, la probabilidad de obtener todos los bits de un bloque correctos es de $(1 - BER)^n$ y la BLER que es la probabilidad de obtener un bloque erróneo está dado por la ecuación 2.55.

$$BLER = 1 - (1 - BER)^n \quad (2.55)$$





3. METODOLOGÍA

En este capítulo se presenta la adaptación y aplicación de la metodología seleccionada para el desarrollo del trabajo de grado, teniendo en cuenta los objetivos de la simulación, el plan de pruebas, el proceso de desarrollo y análisis de la simulación. La metodología seleccionada se basa en dos modelos metodológicos, en el Modelo Lineal Secuencial [23] y en la Metodología para la Simulación de Sistemas de Telecomunicaciones [24].

Para llevar a cabo el análisis comparativo del desempeño a nivel físico de OFDM y SC FDM se realizan una serie de etapas secuenciales correspondientes a la Metodología para la Simulación de Sistemas de Telecomunicaciones las cuales se muestran en el diagrama de flujo de la figura 3.1.

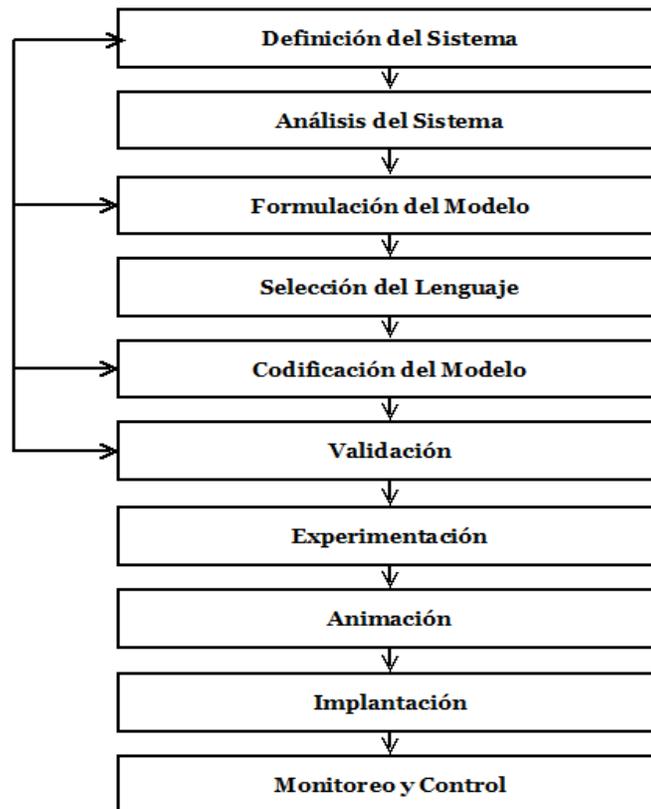


Figura 3.1. Desarrollo del modelo de simulación

3.1 DEFINICIÓN DEL SISTEMA

El sistema a desarrollar es un sistema de comunicación que utilice las técnicas de transmisión multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) y multiplexación por división de frecuencia de portadora única (SC FDM), con esquemas de modulación



QPSK, 16-QAM y 64-QAM, tamaño de la IFFT de 128, 256 y 512 puntos, en canales de transmisión tipo Rayleigh y AWGN y con inserción de pilotos como método de estimación de canal.

3.2 ANÁLISIS DEL SISTEMA

Para realizar un correcto análisis del sistema, se definen términos como las actividades, las entidades, los atributos y los estados del sistema. En esta fase se describen las interacciones lógicas entre las variables de decisión con el fin de optimizar la medida de efectividad en función de las variables no controlables teniendo en cuenta siempre las restricciones del sistema.

3.2.1 Estado del sistema

El estado del sistema lo determina el conjunto de variables que lo definen en cualquier instante. Las variables que se usan en la simulación de OFDM determinan también el comportamiento de SC FDM debido a la similitud entre las dos técnicas de transmisión, aunque las funciones que cumplen sean diferentes.

El sistema trabaja con dos tipos de variables llamadas principales y secundarias. Las principales son aquellas que influyen directamente en los resultados obtenidos en la simulación, llamadas variables de decisión y las secundarias son aquellas variables que no son controlables y que influyen en las variables principales.

Algunas de las variables principales son:

- ISI.
- SNR.
- BER.
- Throughput.

Algunas de las variables secundarias son:

- Tipo del canal.
- Orden de modulación.
- Número de pilotos y preámbulos.
- Número de símbolos transmitidos.
- Número de símbolos recibidos.
- Tamaño de la transformada de Fourier.
- Ancho de banda del canal.
- Eficiencia.



3.2.2 Actividad

La actividad del sistema es el tiempo que tarda una operación en ejecutarse, la actividad más importante del sistema es la de recuperar a la salida del bloque receptor los símbolos de entrada en el bloque transmisor tanto de OFDM como de SC FDM. El tiempo de ejecución de esta actividad puede variar en función de las variables antes descritas.

3.2.3 Entidades del sistema.

El análisis de las entidades del sistema se hace de acuerdo a la identificación de clases, objetos, atributos, estructura y métodos. Las clases identificadas en el sistema son principal, generador de datos, transmisor, canal, receptor y medidor de BER las cuales se diagraman en la figura 3.2.

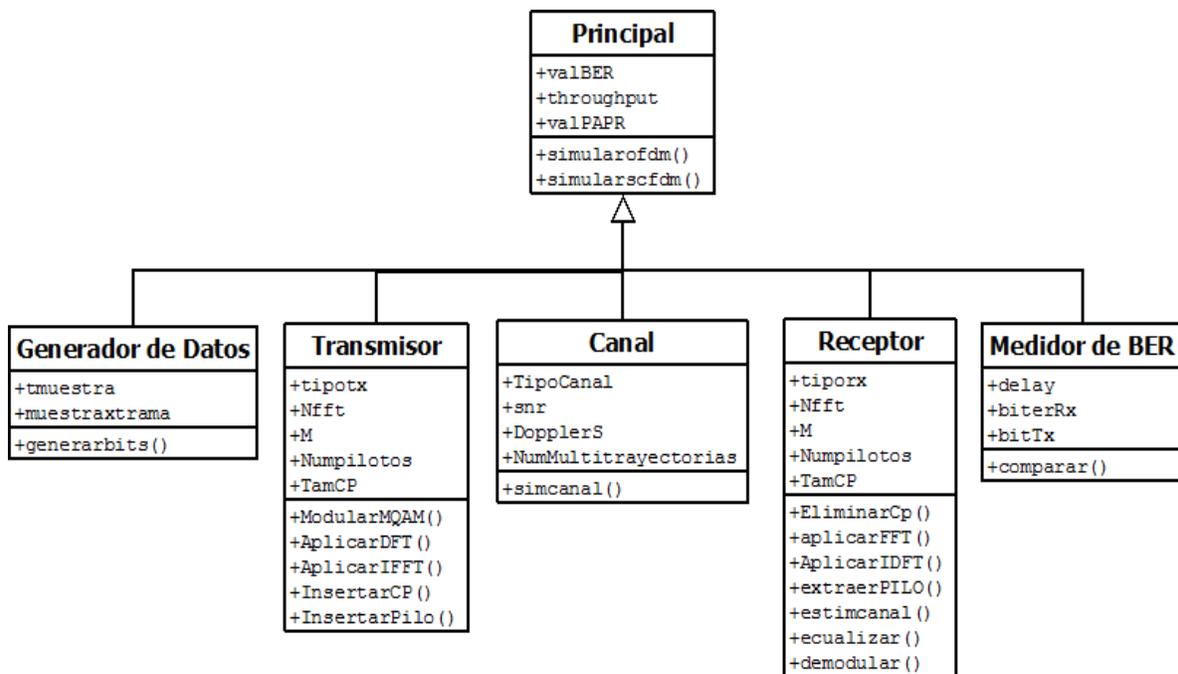


Figura 3.2. Diagrama de clases del sistema.

3.2.3.1 Clase Principal

Define el comportamiento de todo el sistema, sus atributos son los valores de salida del mismo, indispensables para realizar el análisis comparativo de las técnicas de transmisión OFDM y SC FDM. Sus atributos son:

- valBER: valor de la tasa de error de bit del sistema.
- throughput: valor de throughput del sistema.
- valSNR: valor de SNR del sistema.



3.2.3.2 Clase Generador de Datos

Genera los bits a transmitir, sus atributos son los siguientes:

- *tmuestra*: tiempo de muestra.
- *muestraxtrama*: número de muestras por trama.

3.2.3.3 Clase Transmisor

Codifica y transmite los bits entregados por el generador de datos, se identifican los siguientes atributos:

- *tipoTX*: tipo de transmisor, puede ser OFDM o SC FDM.
- *Nfft*: tamaño de la IFFT.
- *M*: orden de la modulación.
- *Numpilotos*: número de pilotos.
- *TamCP*: tamaño del prefijo cíclico.

En transmisor se identifican los siguientes objetos:

- **Transmisor OFDM:** genera los símbolos OFDM a transmitir, esta compuesto de las siguientes estructuras:
 - Modulador.
 - Inserción de pilotos y guardas de frecuencia.
 - Módulo de IFFT.
 - Adición de prefijo cíclico.

- **Transmisor SC FDM:** genera los símbolos SC FDM a transmitir, lo compone las siguientes estructuras:
 - Modulador.
 - Módulo de DFT.
 - Módulo de inserción de pilotos y guardas de frecuencia.
 - Módulo de IFFT.
 - Adición de prefijo cíclico.



3.2.3.4 Clase Canal

Los atributos de cada una de las clases u objetos que conforman el canal son:

- TipoCanal: tipo de canal, puede ser AWGN o canal con desvanecimiento Rayleigh.
- snr: relación señal a ruido en el canal AWGN.
- DopplerS: efecto Doppler en el canal con desvanecimiento Rayleigh.
- NumMultitrayectorias: número de multitrayectos en el canal con desvanecimiento Rayleigh.

En canal se identifican los siguientes objetos:

- **Canal Rayleigh:** agrega efectos de corrimiento en frecuencia, retardos y atenuaciones relativas en la señal transmitida.
- **Canal AWGN:** adiciona AWGN.

3.2.3.5 Clase Receptor

En receptor se identifican los siguientes objetos:

- **Demodulador OFDM:** detecta los símbolos OFDM transmitidos, esta compuesto de las siguientes estructuras:
 - Eliminador de prefijo cíclico.
 - Módulo DFT.
 - Módulo de extracción de pilotos y guardas de frecuencia.
 - Estimador de canal.
 - Ecuador.
 - Demodulador.
- **Demodulador SC FDM:** detecta los símbolos SC FDM transmitidos, lo compone las siguientes estructuras:
 - Eliminador de prefijo cíclico.
 - Módulo FFT.
 - Módulo IDFT.
 - Módulo de extracción de pilotos y guardas de frecuencia.
 - Estimador de canal.
 - Ecuador.
 - Demodulador.



3.2.3.6 Clase Medidor de BER

Compara los bits a la salida del receptor con entregados por el generador de datos. Se identifican los siguientes atributos:

- delay: retardo en el sistema.
- biterRx: bits entregados por el receptor.
- bitTx: bits entregados por el generador de datos.

3.3 FORMULACIÓN DEL MODELO.

En esta fase se describen las interacciones llevadas a cabo a través del tiempo entre las variables descritas matemáticamente en el capítulo anterior, para ello se emplean diagramas de flujo y de bloques, que permitan describir de forma gráfica los eventos llevados a cabo en un sistema OFDM y SC FDM.

3.3. 1 Diagrama de bloques del sistema OFDM

En la figura 3.3 se describe el diagrama de bloques del sistema OFDM.

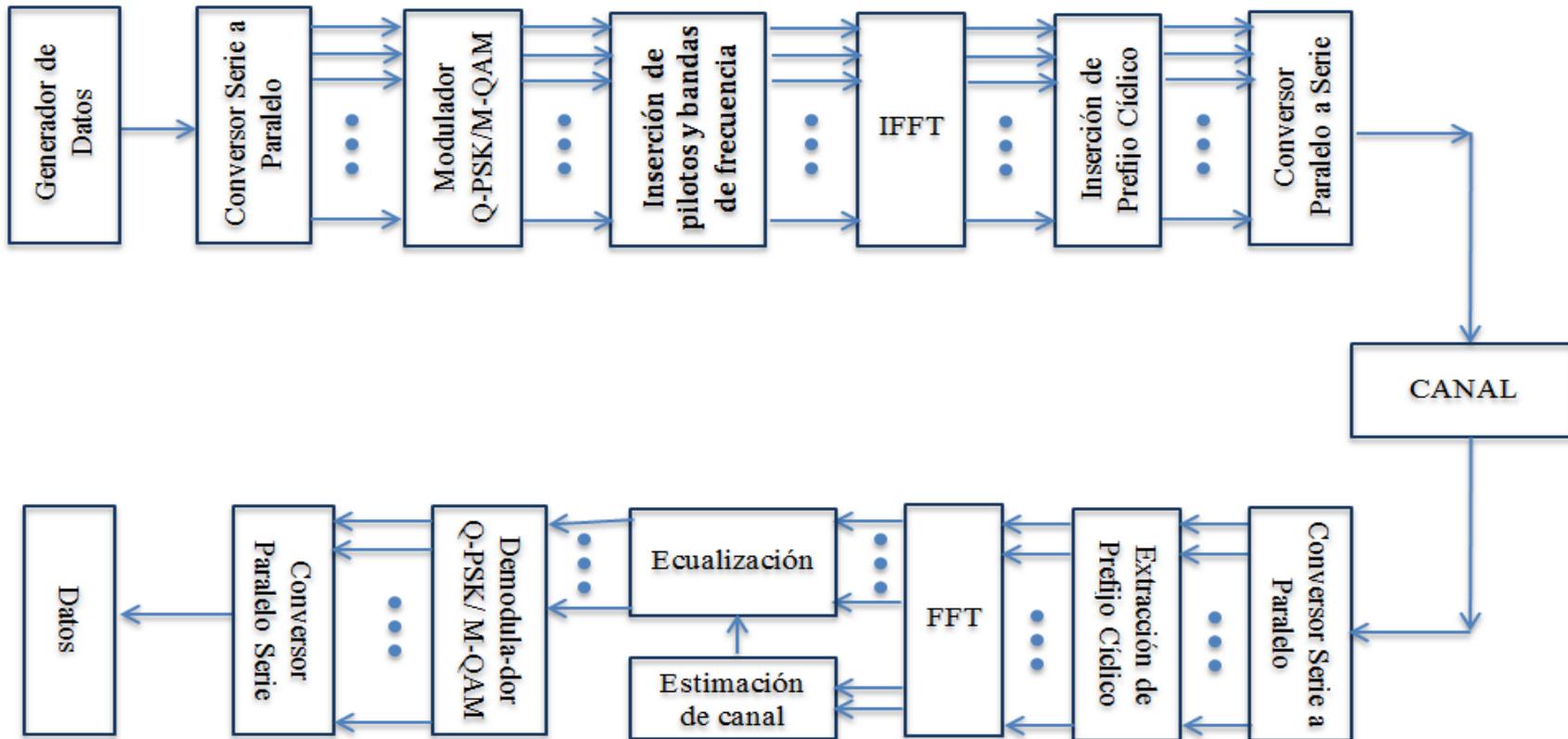


Figura 3.3. Diagrama de bloques del sistema OFDM.

3.3.2 Diagrama de bloques del sistema SCFDM

En la figura 3.4 se describe el diagrama de bloques del sistema SC FDM.

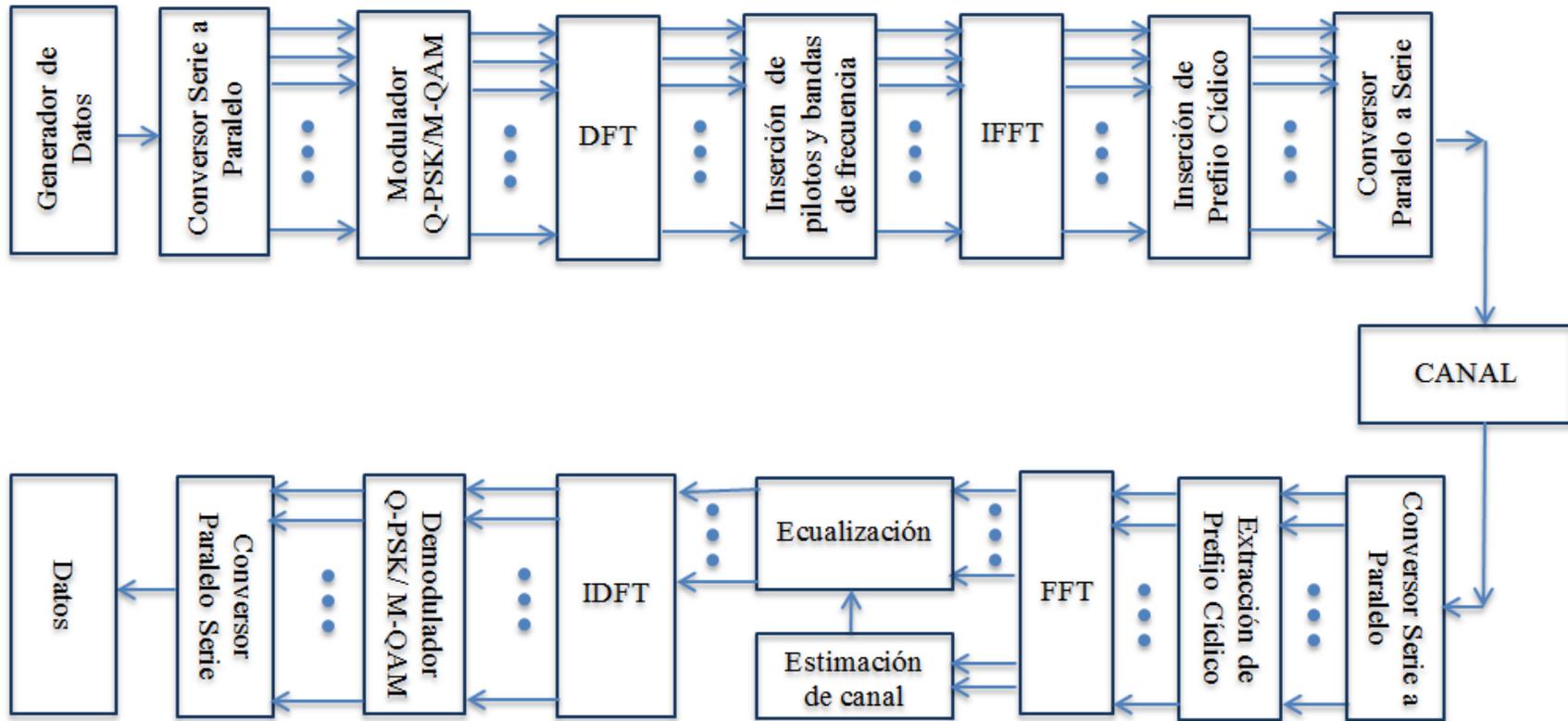


Figura 3.4. Diagrama de bloques del sistema SC FDM.



3.3.3 Diagrama de flujo del sistema OFDM

La figura 3.5 muestra el diagrama de flujo del sistema OFDM.

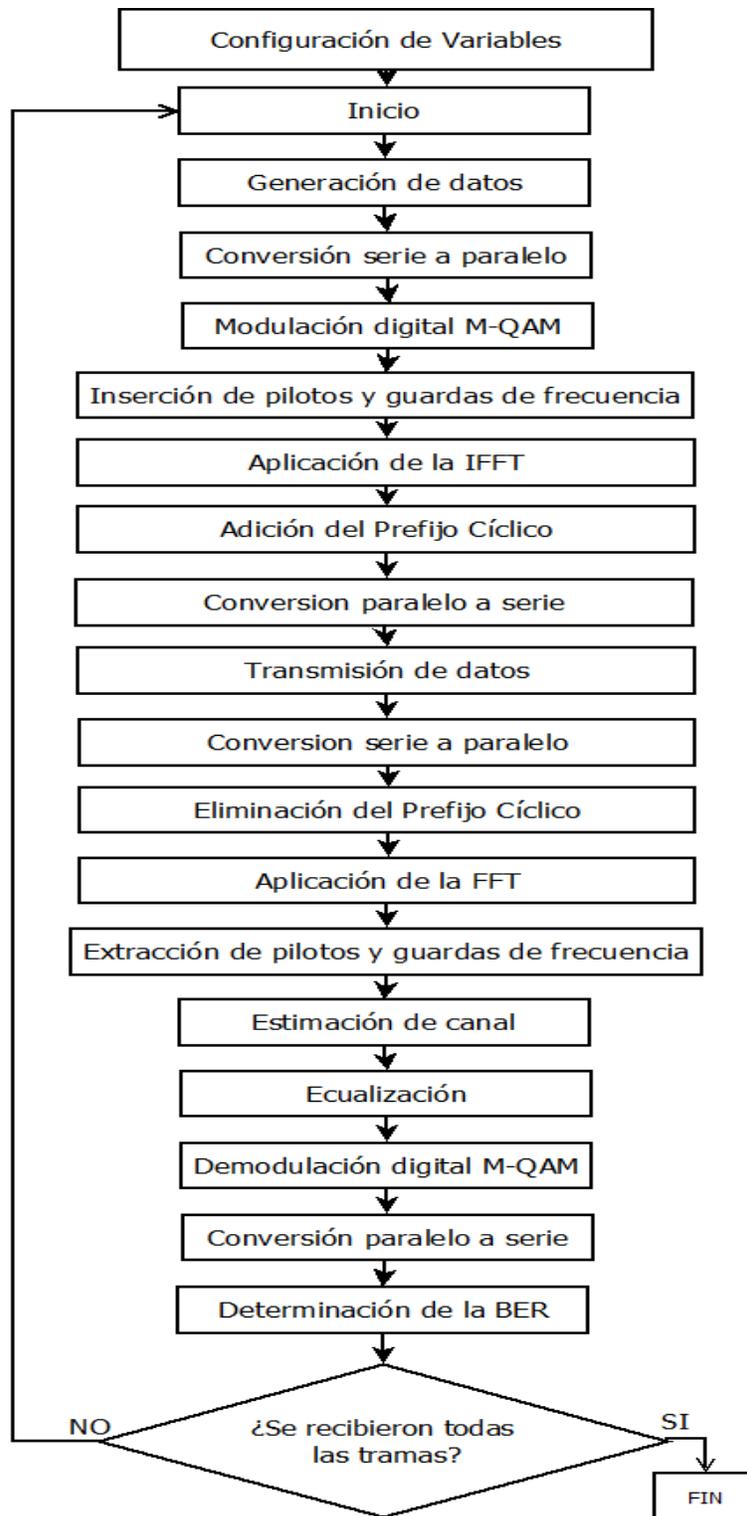


Figura 3.5. Diagrama de flujo del sistema OFDM.



3.3.4 Diagrama de bloques del sistema SCFDM

La figura 3.6 muestra el diagrama de flujo de SC FDM.

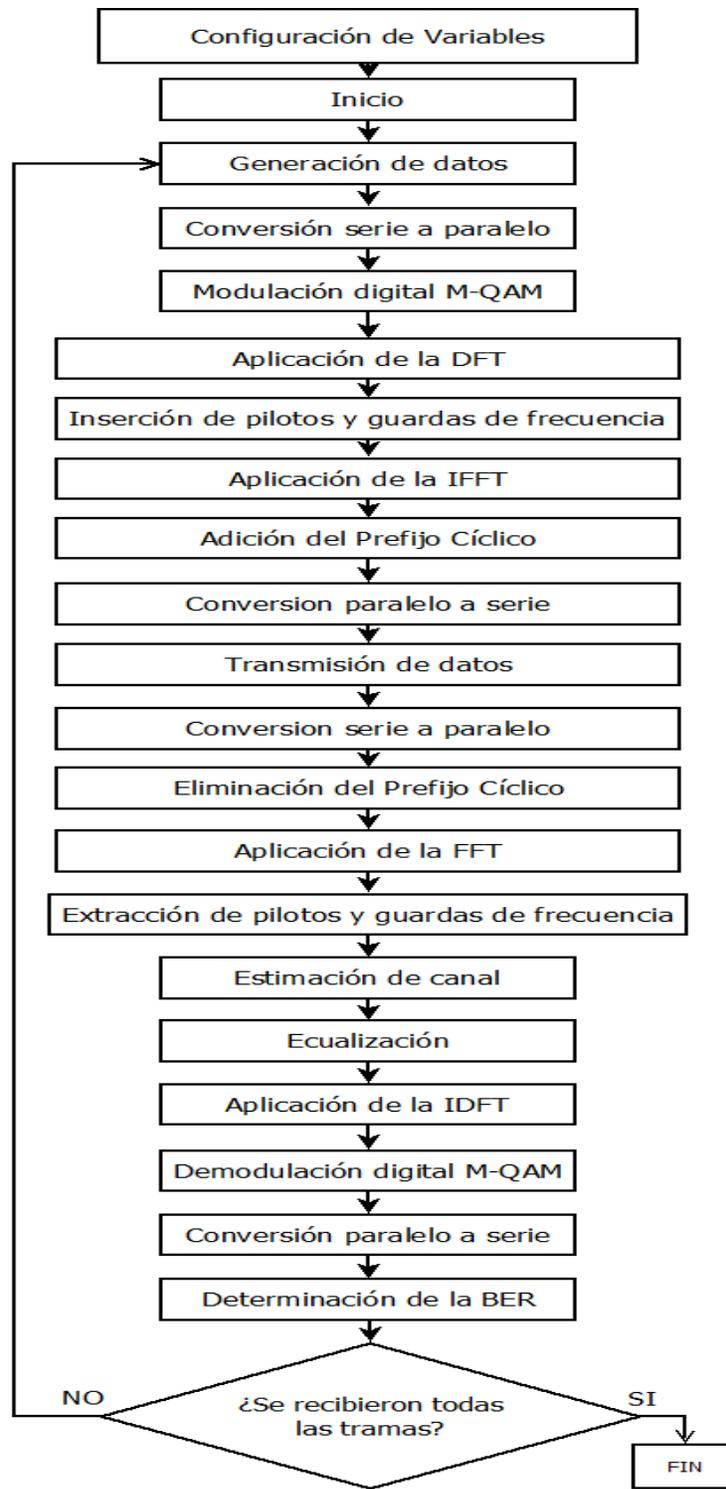


Figura 3.6. Diagrama de flujo del sistema SC FDM.



3.4 SELECCIÓN DEL LENGUAJE

Se eligió la herramienta Simulink® de Matlab® para llevar a cabo la implementación de la simulación de OFDM y SC FDM debido a que es una herramienta de alto nivel computacional para desarrollar aplicaciones técnicas, es fácil de utilizar, rápida para ejecutar operaciones y permite crear interfaces gráficas que facilitan la interacción con el sistema, además, Matlab® ofrece librerías especializadas en telecomunicaciones, lo que permite que la simulación del sistema sea más aproximada a la realidad. Esta herramienta cuenta con buena documentación y soporte técnico y es de amplia utilización en la Universidad del Cauca debido a que posee licencias del producto, lo que la hace accesible para la realización de trabajos de grado.

3.5 CODIFICACIÓN DEL MODELO

En esta fase se presenta de manera detallada los modelos de los sistemas OFDM y SC FDM implementados en Simulink. Los elementos principales de dichos modelos son la fuente de símbolos, el transmisor OFDM o SC FDM, el canal de transmisión, el Receptor OFDM o SC FDM y el medidor de la tasa de error de bit. La figura 3.7 representa la estructura del código implementado en la simulación de acuerdo a cada clase definida en la sección 3.3.

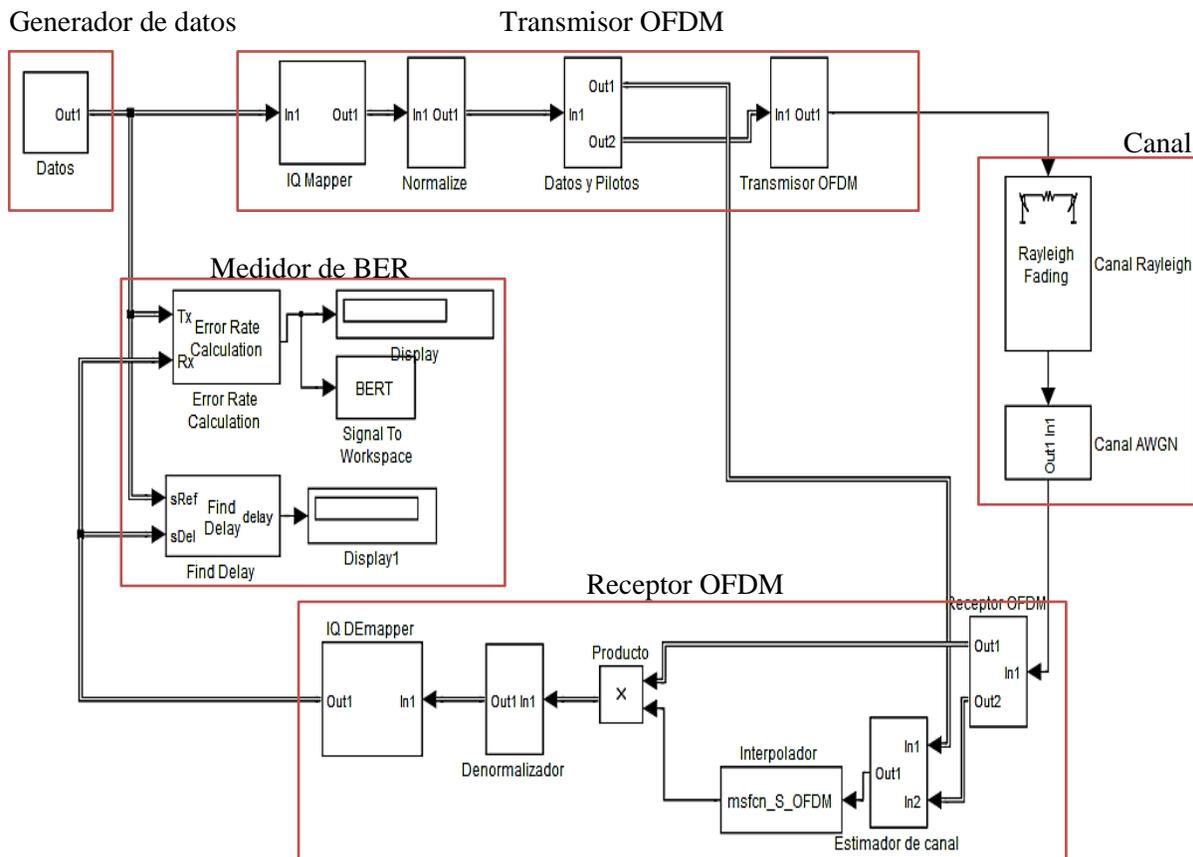


Figura 3.7. Modelo de un sistema OFDM en Simulink.



La figura 3.8 muestra el modelo de un sistema SC FDM codificado en Simulink:

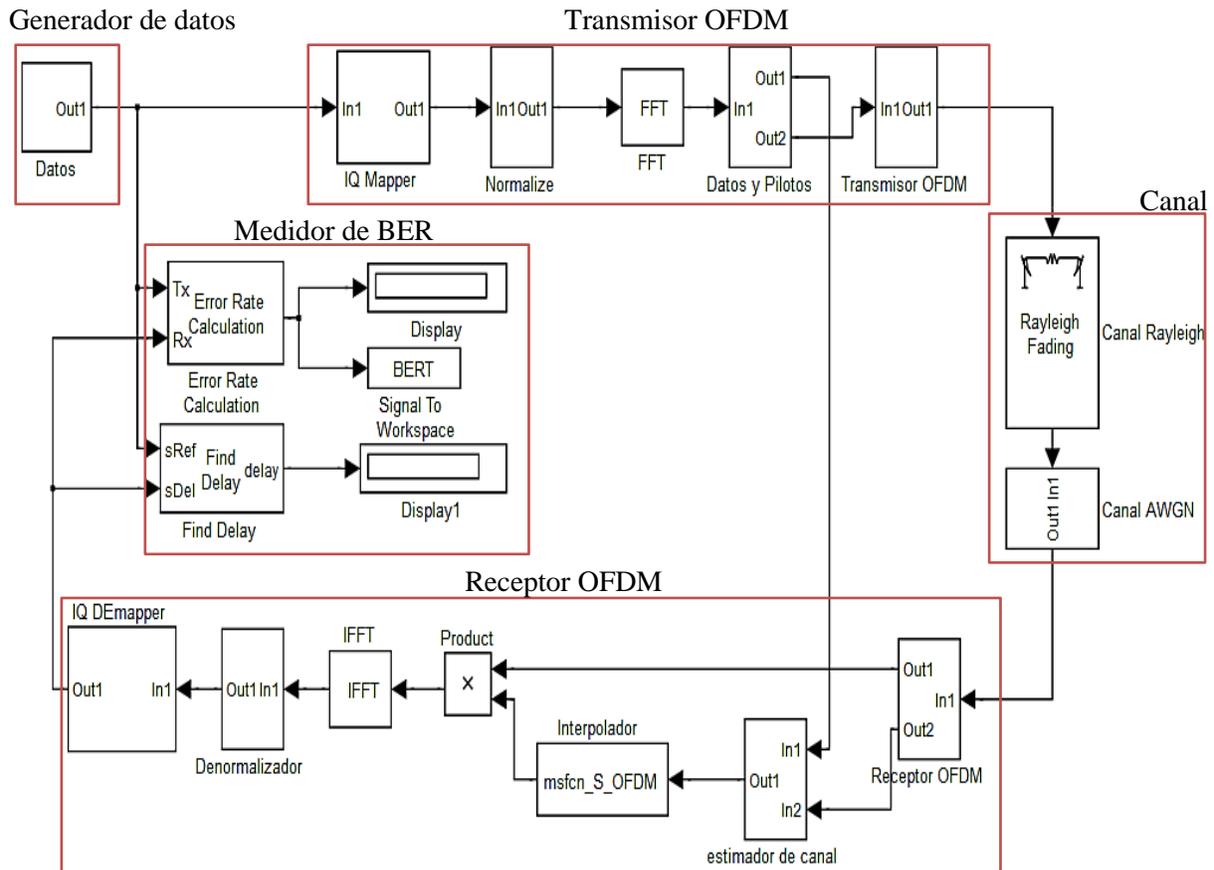


Figura 3.8. Modelo de un sistema SC FDM en Simulink.

3.5.1 Generador de Datos

Genera un conjunto de números enteros aleatorios que posteriormente se convierten a un vector de bits como lo muestra la figura 3.9.

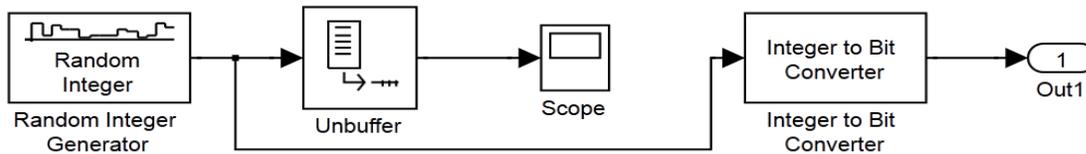


Figura 3.9. Generador de datos en Simulink.

3.5.2 Transmisor OFDM

El transmisor se encarga de recibir los datos, modularlos en M-QAM, aplicar la DFT, aplicar IFFT, adicionar pilotos, adicionar prefijo cíclico, y transmitir la señal modulada. Los componentes del transmisor OFDM son los siguientes:



Modulador M-QAM

Recibe bits provenientes del generador de datos, obteniendo a la salida la señal modulada en M-QAM. En la figura 3.10 se muestra un modulador QPSK.

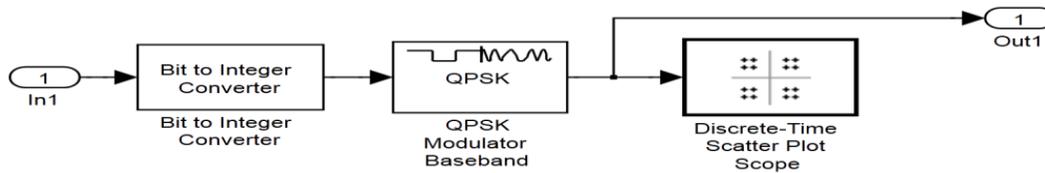


Figura 3.10. Modulador QPSK en Simulink.

Normalizador

Está compuesto por un bloque de funciones matemáticas y uno de adición de ganancia. Recibe la señal modulada y la normaliza como se muestra en la figura 3.11.

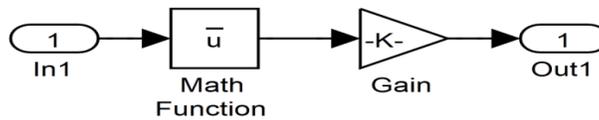


Figura 3.11. Normalizador.

Matriz de concatenación y pilotos

En este subsistema se distribuyen los símbolos recibidos en la entrada del mismo y se adicionan valores complejos que servirán de señales piloto para una posterior estimación de canal, como lo representa la figura 3.12.

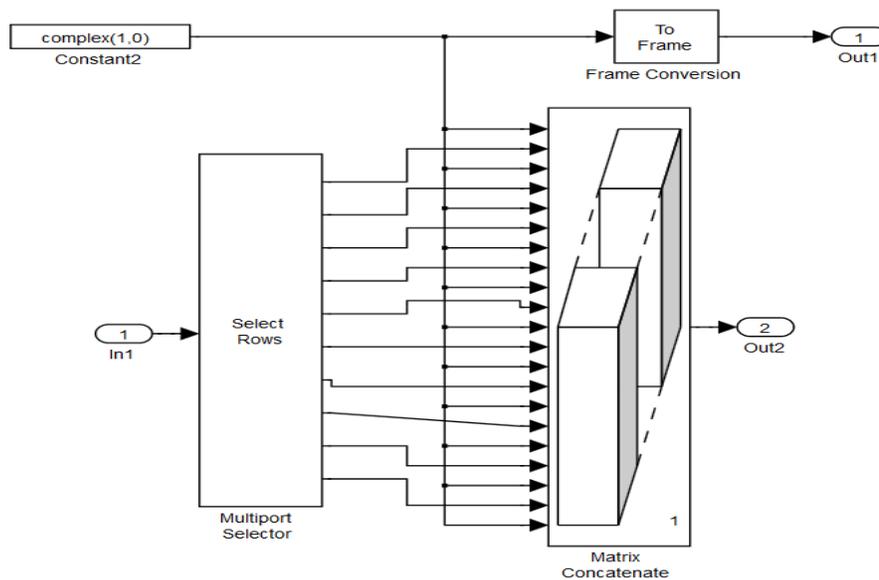


Figura 3.12. Adición de pilotos y distribución de subportadoras



IFFT y adición de prefijo cíclico

Al vector obtenido a la salida de la matriz de concatenación se le anexan constantes de valor igual a cero, completando así el tamaño la IFFT de tal manera que sea una potencia de 2. Luego de la IFFT se adiciona el prefijo cíclico, dando como resultado un conjunto de portadoras ortogonales que además de contener los datos de usuario, contienen pilotos para estimación de canal y bandas de guarda. De esta forma, la señal OFDM lista para transmitir como lo muestra el subsistema de la figura 3.13.

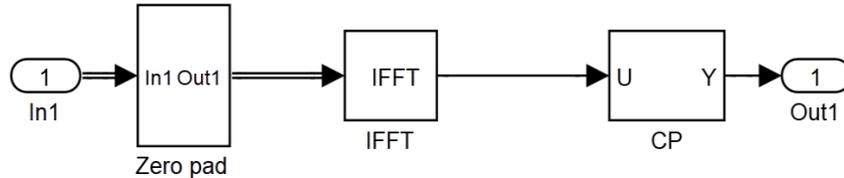


Figura 3.13. Adición de bandas de guarda, IFFT y prefijo cíclico en Simulink.

3.5.3 Transmisor SC FDM

El transmisor SC FDM tiene la misma estructura del de OFDM, pero adicionalmente, se agrega el bloque de la FFT que precodifica la señal antes de agregarle los pilotos como lo muestra la figura 3.14.

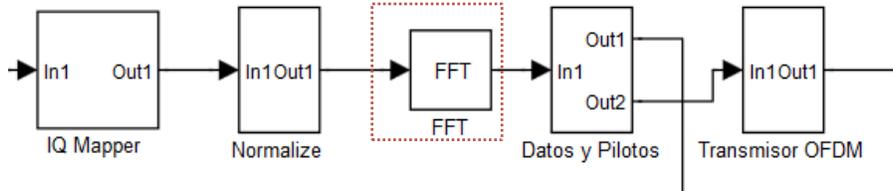


Figura 3.14. Transmisor SC FDM.

3.5.4 Canal de transmisión

El canal de transmisión mostrado en la figura 3.15, está compuesto por un canal con desvanecimiento Rayleigh el cual recibe la señal del transmisor para agregar efecto de desvanecimiento por multitrayecto y un canal AWGN que adiciona ruido blanco y entrega la señal resultante al receptor.

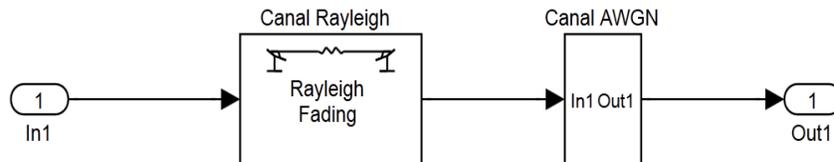


Figura 3.15. Canal de transmisión.



3.5.5 Receptor OFDM

Recibe los símbolos OFDM con ruido blanco Gaussiano y desvanecimiento Rayleigh y realiza el proceso inverso del receptor, extrae el prefijo cíclico, aplica la Transformada Rápida de Fourier, se extraen bandas de guarda y separa los pilotos de los datos, realiza la estimación de canal, ecualiza y demapea los símbolos con el fin de obtener la señal original como lo muestra la figura 3.16.

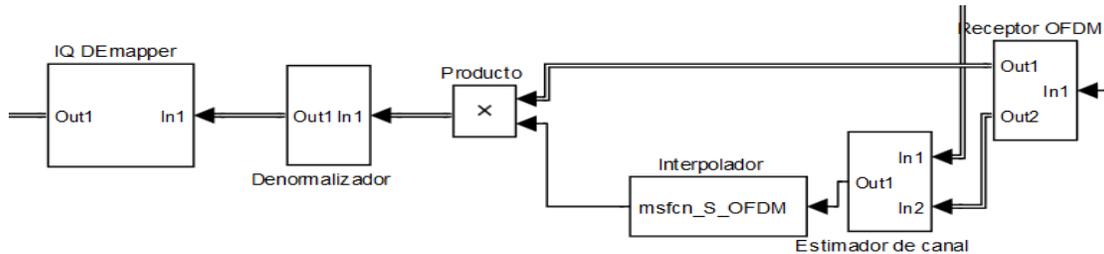


Figura 3.16. Receptor OFDM en Simulink.

Los datos de entrada del estimador de canal son los pilotos transmitidos a través del canal inalámbrico los cuales se comparan con los originales. El estimador de canal está compuesto por filtros LMS que permiten obtener la diferencia entre la señal deseada y la señal producida a la salida del filtro, a la salida del subsistema de filtros LMS se aplica una función de interpolación que será descrita en el anexo A del presente documento. El resultado de la función de interpolación es un vector del mismo tamaño de los datos recibidos por los cuales se multiplica dicho vector, este proceso se denomina ecualización y es representado en la figura 3.17.

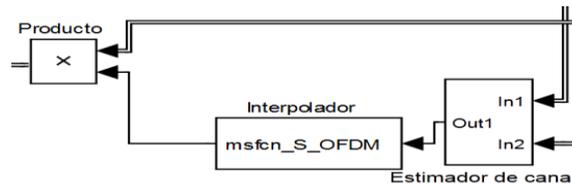


Figura 3.17. Estimador de canal y ecualizador en Simulink.

3.5.6 Receptor SC FDM

El receptor SC FDM es similar al de OFDM, solo que se le adiciona un bloque de IFFT después del ecualizador como se observa en la figura 3.18.

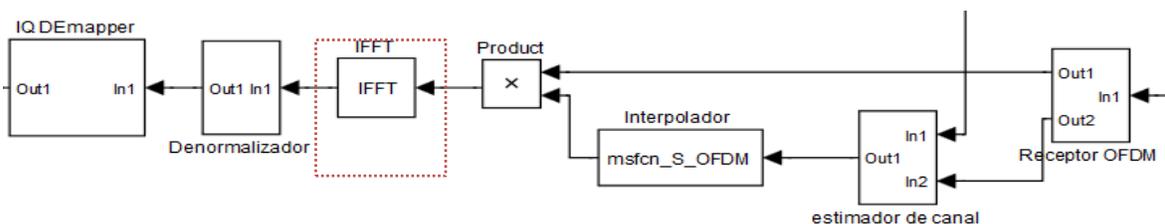


Figura 3.18. Receptor SC FDM en Simulink.



3.5.7 Medidor de BER

Mide la tasa de error de bits entre la señal de entrada al transmisor y la señal obtenida a la salida del receptor y se codifica en Simulink como lo muestra la figura 3.19.

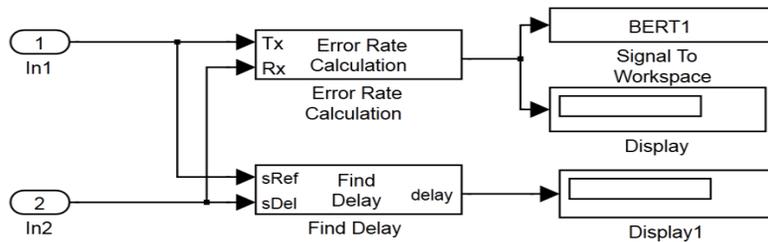


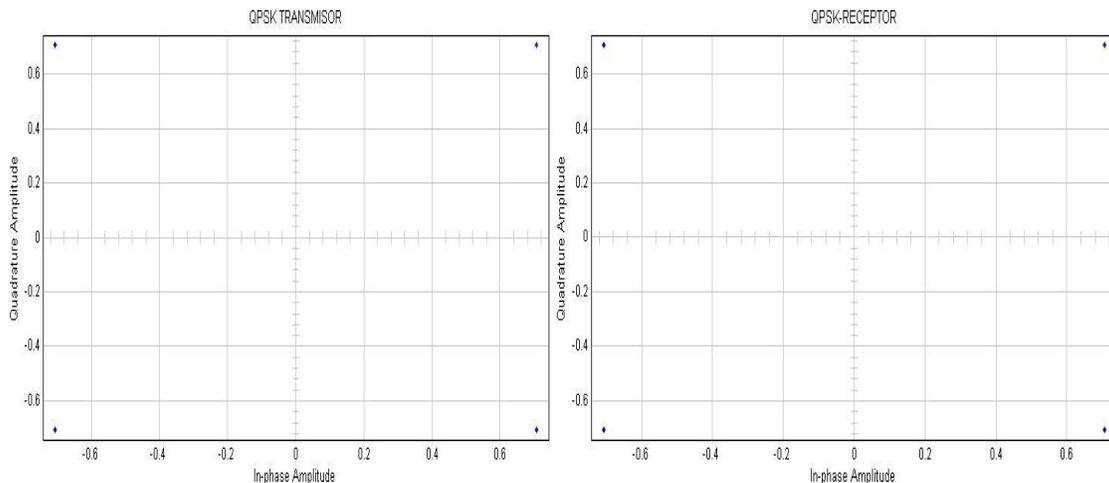
Figura 3.19. Medidor de BER en Simulink.

3.6 VALIDACIÓN

Es difícil encontrar diseños que tengan exactamente la misma configuración, por tal motivo es inadecuado realizar comparaciones acerca de los resultados obtenidos, sin embargo se realizaron validaciones internas para determinar el correcto funcionamiento del diseño.

3.6.1 Validación 1

La validación 1 corresponde al uso del diseño OFDM y SC FDM sin ningún tipo de canal con modulación QPSK y 16 QAM, con el fin de verificar que los bits transmitidos corresponden a los bits recibidos. En la figura 3.20 se ilustran los diagramas de constelaciones en el transmisor y receptor sin el uso de ningún tipo de canal, los diagramas obtenidos de SC FDM fueron totalmente idénticos a los de OFDM, razón por la cual se muestran sólo los diagramas de constelación de OFDM en la figura 3.20.



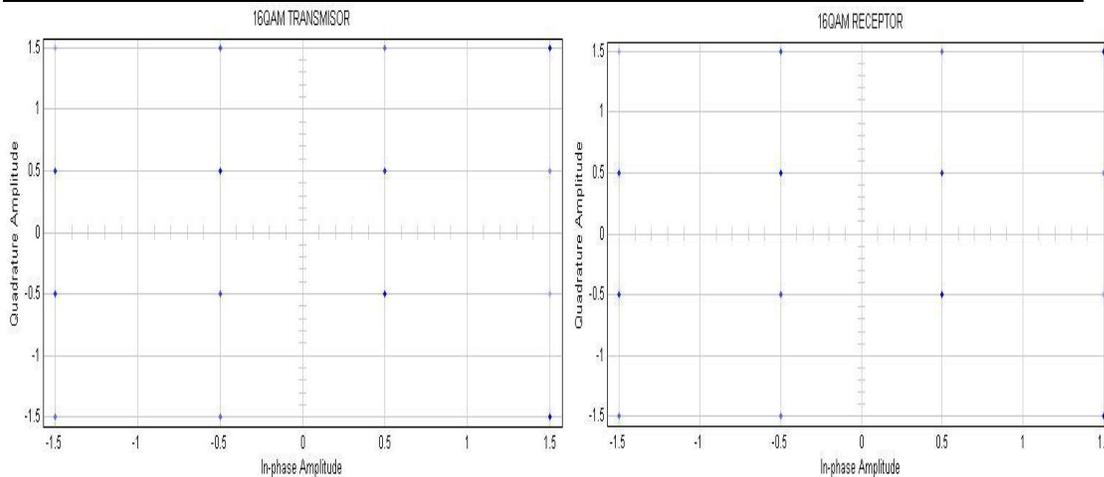


Figura 3.20. Diagrama de constelación de OFDM sin canal.

El diagrama de constelación del lado del receptor muestra que los bits transmitidos están llegando correctamente al receptor tanto en fase como en cuadratura, esto indica que el sistema OFDM y SC FDM está correctamente diseñado.

La figura 3.21 muestra la cantidad de bits transmitidos en OFDM y SC FDM que corresponden a un total de 150600 bits enviados, los cuales llegan correctamente al receptor y generan una BER igual a cero.

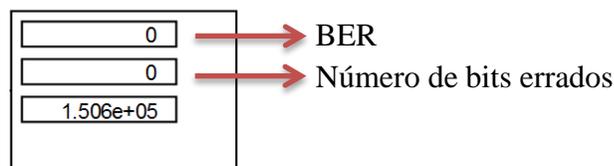


Figura 3.21. Tasa de error de bit sin efecto de canal.

3.6.2 Validación 2

El objetivo de esta validación es determinar el comportamiento de los diseños OFDM y SC FDM para la modulación QPSK y 16 QAM cuando se utiliza un canal AWGN.

En la figura 3.22 se ilustran los diagramas de constelación en el transmisor y receptor para un canal AWGN y una SNR de 50 dB.

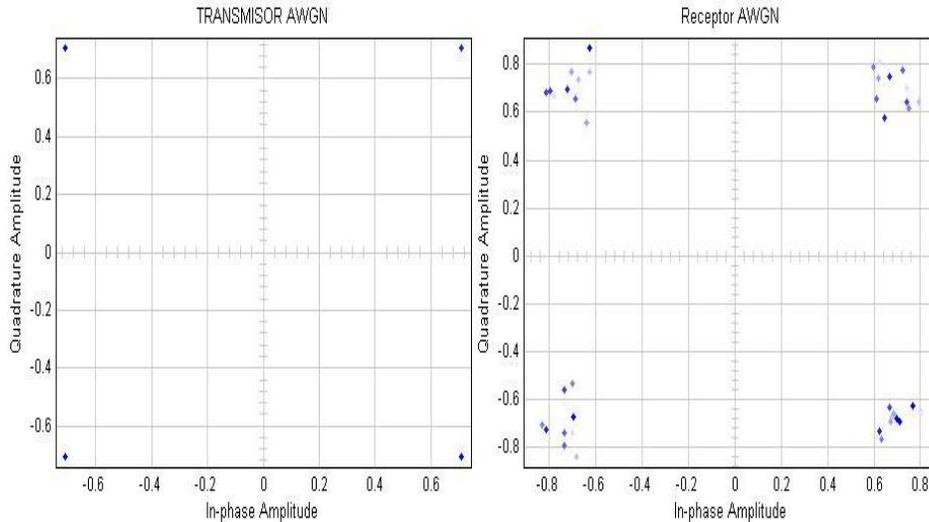


Figura 3.22. Diagrama de constelación de OFDM con canal AWGN.

La figura 3.23 muestra la gráfica de BER vs SNR para una modulación QPSK, en la parte derecha se encuentra la tabla 3.1 con los distintos valores de BER obtenidos en función de la SNR.

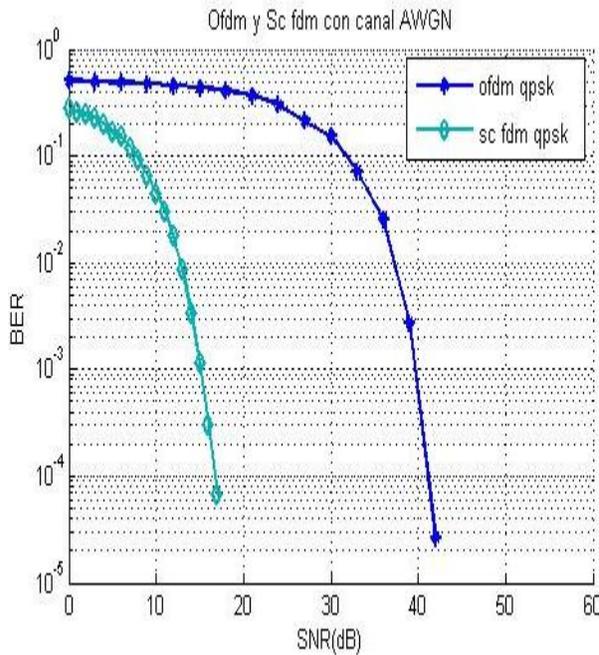


Figura 3.23. BER vs SNR en QPSK.

QPSK			
SNR (dB)	OFDM (BER)	SNR (dB)	SC FDM (BER)
0	0.505	0	0.2767
6	0.4917	4	0.2033
12	0.4583	6	0.1517
18	0.41	8	0.09167
24	0.3017	10	0.04458
30	0.1533	12	0.01783
36	0.02595	14	0.003333
42	2.65×10^{-5}	16	0.0003054
		17	6.64×10^{-5}

Tabla 3.1. Valores de BER en QPSK

De la tabla 3.1 y de la figura 3.23 se deduce que para obtener una BER del orden de 10^{-5} , el sistema SC FDM presenta 25 dB menos de SNR que OFDM lo cual es bastante significativo en términos de la potencia.



En la figura 3.24 se ilustran los diagramas de constelación en el receptor para un canal AWGN y una SNR de 15 dBs en OFDM y SC FDM.

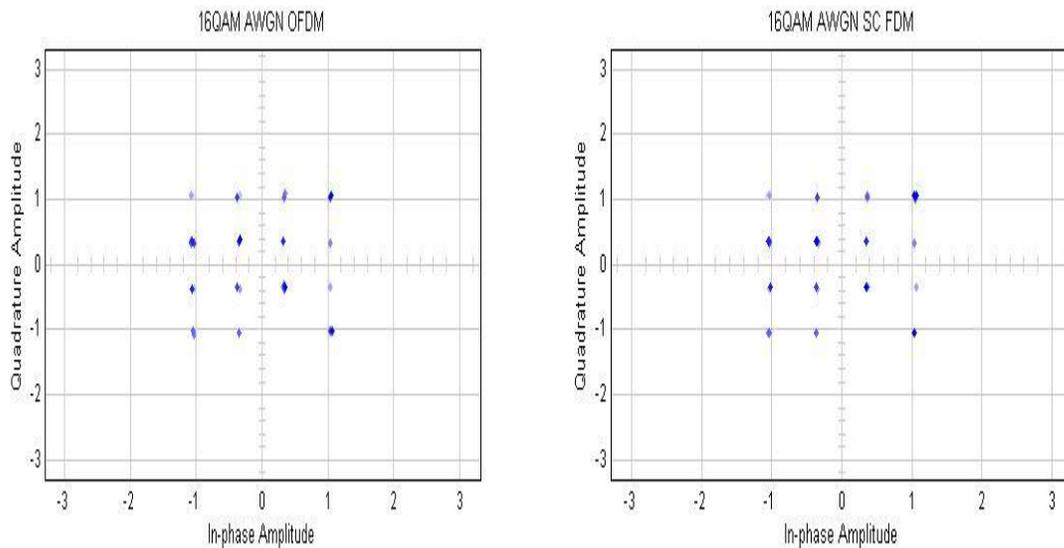
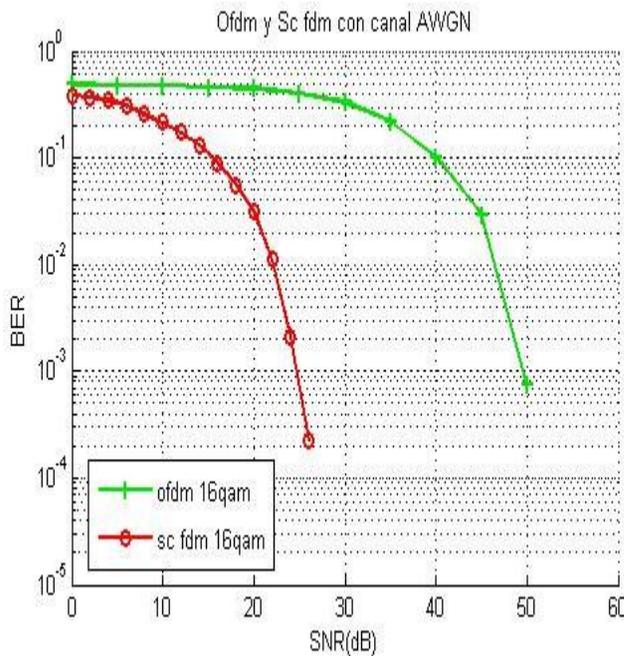


Figura 3.24. Diagrama de constelación para SNR de 15 dB.

Se observa de acuerdo al diagrama de constelaciones obtenido tanto en OFDM como en SC FDM para una SNR de 15 dB los errores son del orden de 10^{-3} . La figura 3.25 y la tabla 3.2 confirman este resultado.



16-QAM			
SNR (dB)	OFDM (BER)	SNR (dB)	SC FDM (BER)
0	0.4833	0	0.3858
5	0.4775	4	0.3425
10	0.4733	8	0.2558
15	0.46	12	0.1725
20	0.4516	14	0.1317
25	0.4017	16	0.08917
30	0.33	18	0.05583
35	0.2175	20	0.03083
40	0.1017	22	0.01115
45	0.02875	24	0.002125
50	0.0007508	26	0.0002258

Figura 3.25. BER vs SNR en 16QAM.

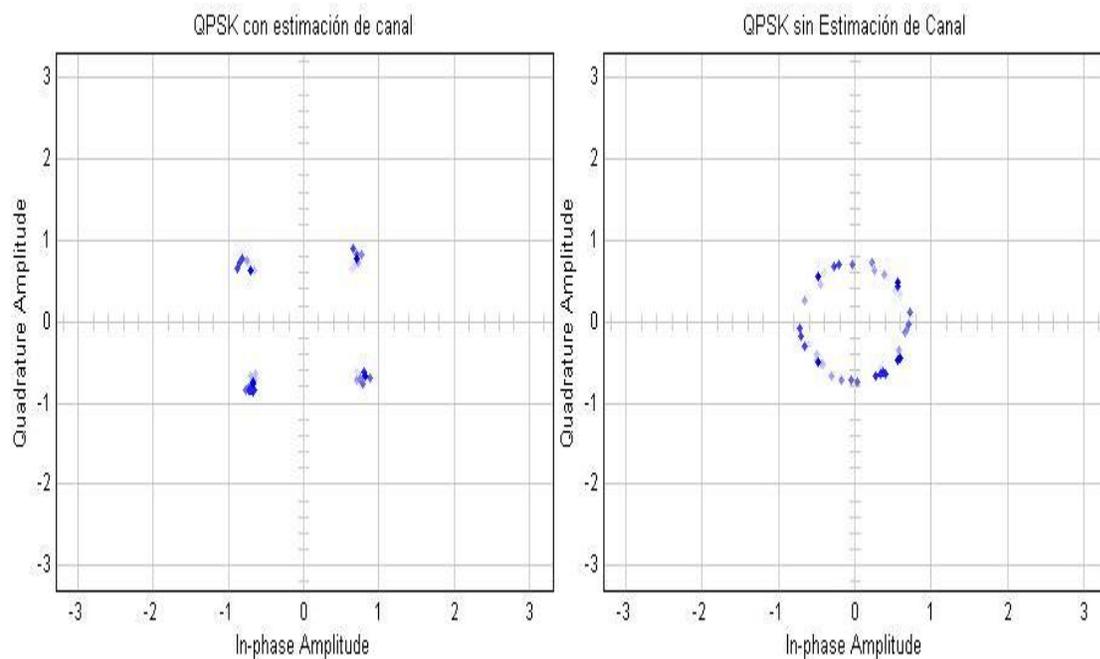


De acuerdo a las gráficas obtenidas tanto para la modulación QPSK como para la modulación 16QAM se obtuvo un buen desempeño, alcanzando en el peor de los casos una BER de 3.32×10^{-6} para una SNR de 20 dB que corresponde a la modulación 16QAM en la configuración OFDM. Comparando los valores de BER obtenidos en las tablas 3.1 y 3.2 se determina que el mejor desempeño se presenta cuando se usa la modulación QPSK.

3.6.3 Validación 3

Se considera una configuración OFDM con modulación 16QAM, donde se adiciona un canal de comunicaciones con multitrayectoria tipo Rayleigh, con el objetivo de analizar el comportamiento de la ecualización y la estimación de canal implementados para el diseño.

En la figura 3.26.a se muestra el diagrama de constelación en el receptor OFDM cuando se usa estimación de canal y ecualización, en la figura 3.26.b se observa el diagrama de constelación en el receptor OFDM en ausencia ecualización y estimación de canal, en ambos casos la SNR tiene un valor de 60 dB.



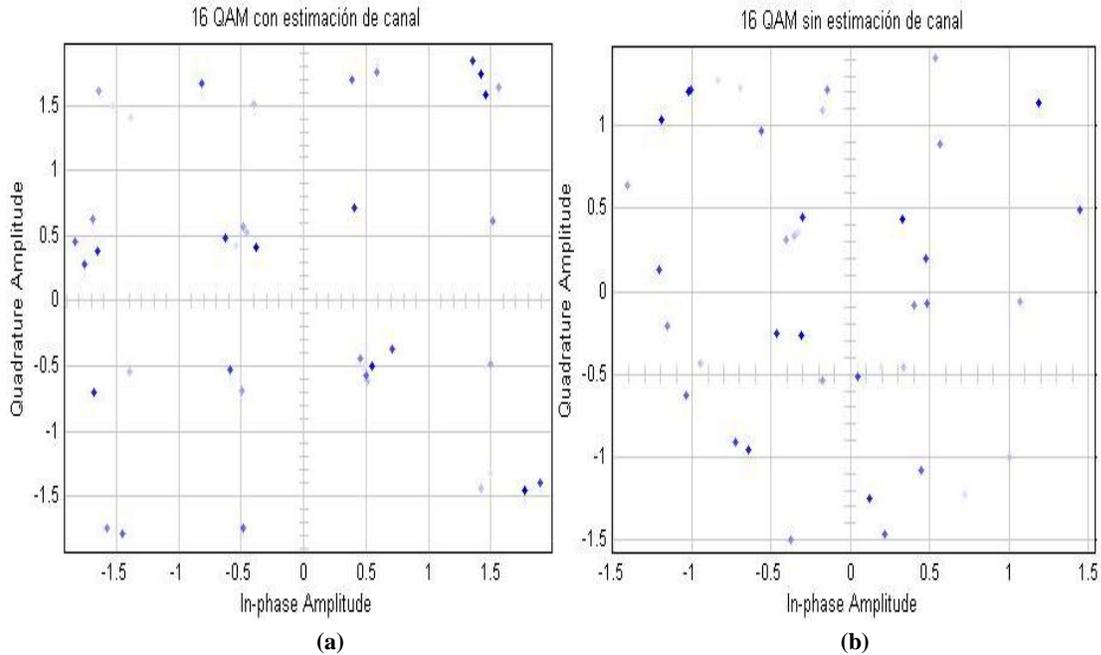


Figura 3.26. Diagrama de constelación con canal Rayleigh con estimación de canal (a) y sin estimación de canal (b).

A nivel de simulación se notó que en ausencia de estimación de canal, los bits a la entrada del demodulador presentan una rotación tal como se muestra en la figura 3.26.b, con el uso del estimador de canal y el ecualizador se obtuvo un diagrama de constelación más exacto como se observa en la figura 3.26.a, logrando reducir significativamente la BER y corrigiendo el desfase de los símbolos transmitidos. Según la gráfica obtenida que se muestra en la figura 3.27 el desempeño del sistema cuando se usa estimación de canal y ecualización es mejor ya que tiene una menor BER, resultado que se confirma en la tabla 3.3. Esto implica que el estimador de canal implementado es adecuado.

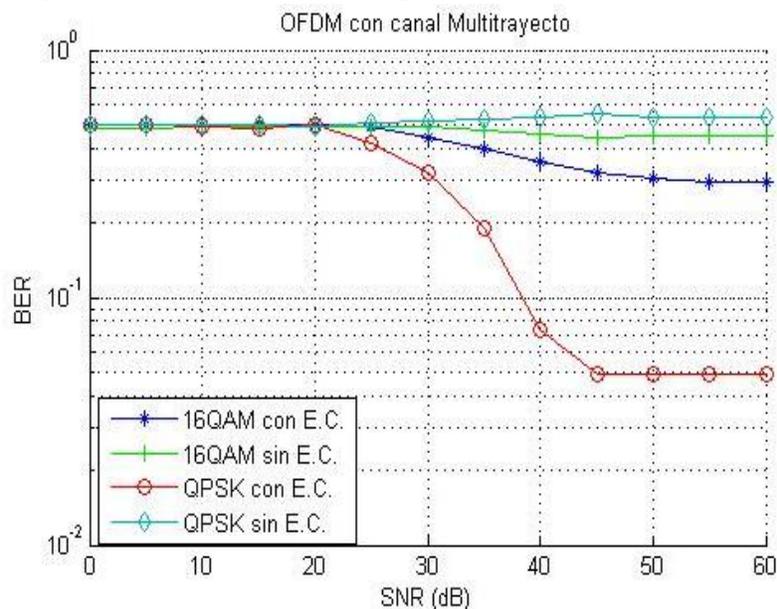


Figura 3.27. BER vs SNR en 16QAM y QPSK.



SNR (dB)	BER			
	QPSK		16 QAM	
	Con Estimación de Canal (E.C.)	Sin Estimación de Canal (E.C.)	Con Estimación de Canal (E.C.)	Sin Estimación de Canal (E.C.)
20	0.4917	0.4917	0.4917	0.4917
25	0.4217	0.5067	0.4892	0.4867
30	0.3217	0.52	0.4458	0.4917
35	0.1917	0.5267	0.3975	0.4742
40	0.07389	0.5367	0.3508	0.4567
45	0.04917	0.5483	0.3208	0.4442
50	0.04875	0.535	0.3008	0.4475
55	0.04875	0.535	0.2942	0.4525
60	0.04875	0.531	0.2908	0.45

Tabla 3.3. Valores de BER en 16QAM y QPSK con multitrayecto para OFDM

La tabla 3.3 muestra valores superiores a 20 dB ya que entre 0 y 20 dB los valores de BER obtenidos para ambas modulaciones son prácticamente iguales tal como se corrobora en la figura 3.27, se evidencia que el sistema OFDM tiene mejor desempeño cuando se hace uso de la estimación de canal sobre la modulación QPSK.

3.6.4 Validación 4

Esta se realiza con el objetivo de determinar el comportamiento de la energía de la señal cuando se usa diferente número de componentes multitrayecto y explorar algunas herramientas para la visualización del canal con desvanecimiento Rayleigh.

RESPUESTA AL IMPULSO.

La figura 3.28 muestra las magnitudes de la respuesta al impulso con cuatro multitrayectos (derecha) y con dos multitrayectos (izquierda), muestra también la respuesta del ancho de banda al multitrayecto y la respuesta del canal a una banda limitada.

La respuesta al multitrayecto está representada por un pulso, donde cada pulso representa una componente del multitrayecto. La respuesta del canal a una banda limitada está representada por la curva verde. Esta respuesta es el resultado de convolucionar las respuestas al impulso multitrayecto, descritas anteriormente con un pulso seno de periodo t , igual al periodo de muestra de la señal de entrada.

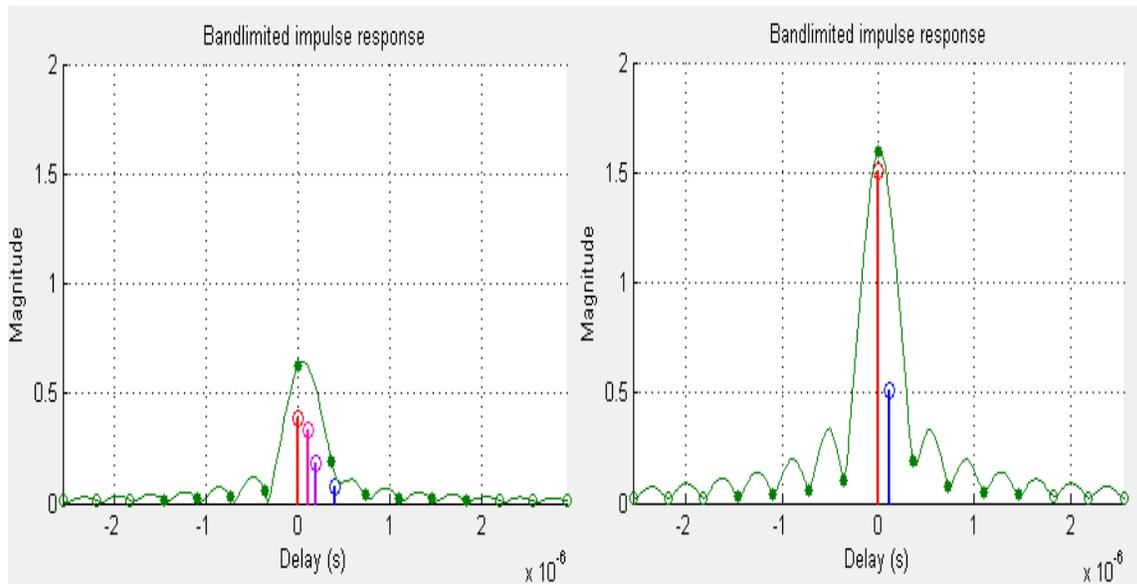


Figura 3.28. Respuesta al impulso.

TRAYECTORIA DEL FASOR.

La figura 3.29 muestra vectores representados en magnitud y fase, también llamados fasores, por cada componente del multitrayecto y la trayectoria del fasor resultante está graficada con una línea verde. Este fasor resultante es referido como fasor de banda estrecha. Este gráfico puede ser usado para determinar el impacto del canal multitrayecto en una señal de banda estrecha. Cuando la trayectoria del fasor de banda estrecha pasa a través o cerca del origen este corresponde a un desvanecimiento profundo.

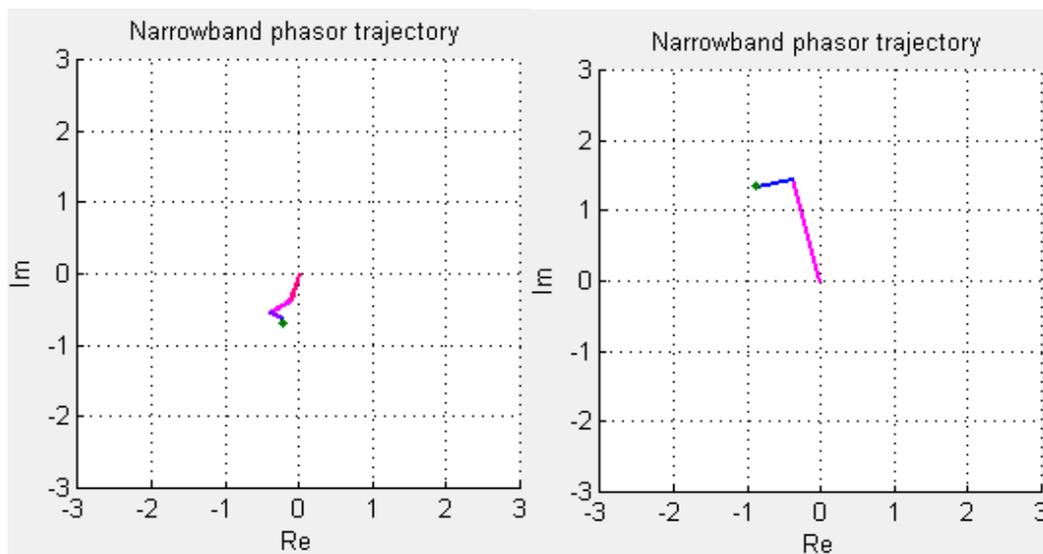


Figura 3.29. Trayectoria del fasor.



COMPONENTES DE DESVANECIMIENTO MULTITRAYECTO.

La figura 3.30 representa las magnitudes de las ganancias multitrayecto a través del tiempo. El triángulo marcado y la línea discontinua representa el inicio de la trama actual.

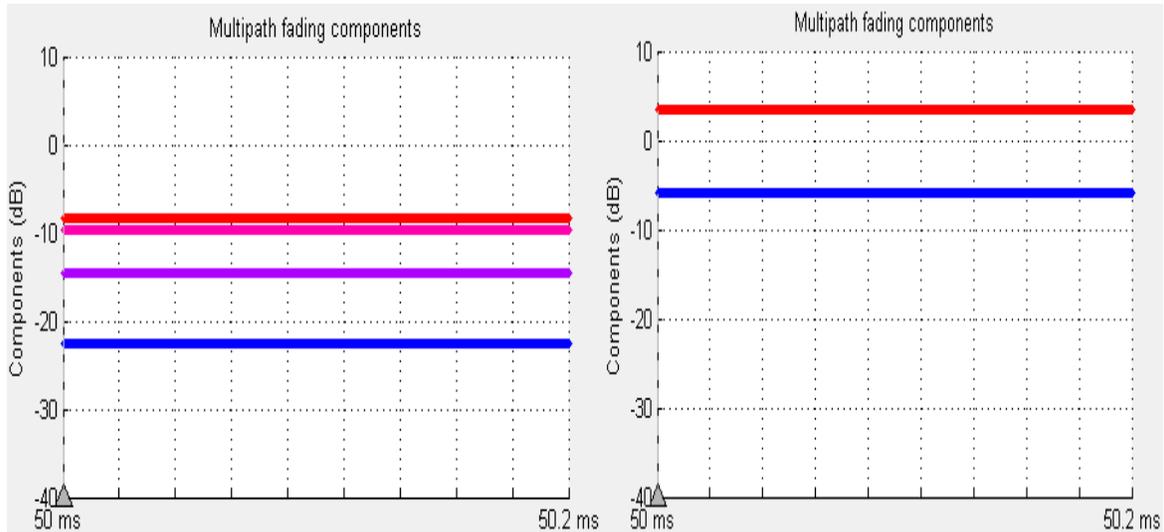


Figura 3.30. Componentes del desvanecimiento multitrayectoria.

GANANCIA MULTITRAYECTO.

La figura 3.31 muestra la ganancia colectiva para un canal multitrayecto para tres anchos de banda de la señal (derecha) y la función de *scattering* teórica para un canal con cuatro multitrayectos (izquierda), se observa el tiempo de retardo de cada multitrayecto y la intensidad de la frecuencia Doppler en cada componente de multitrayecto.

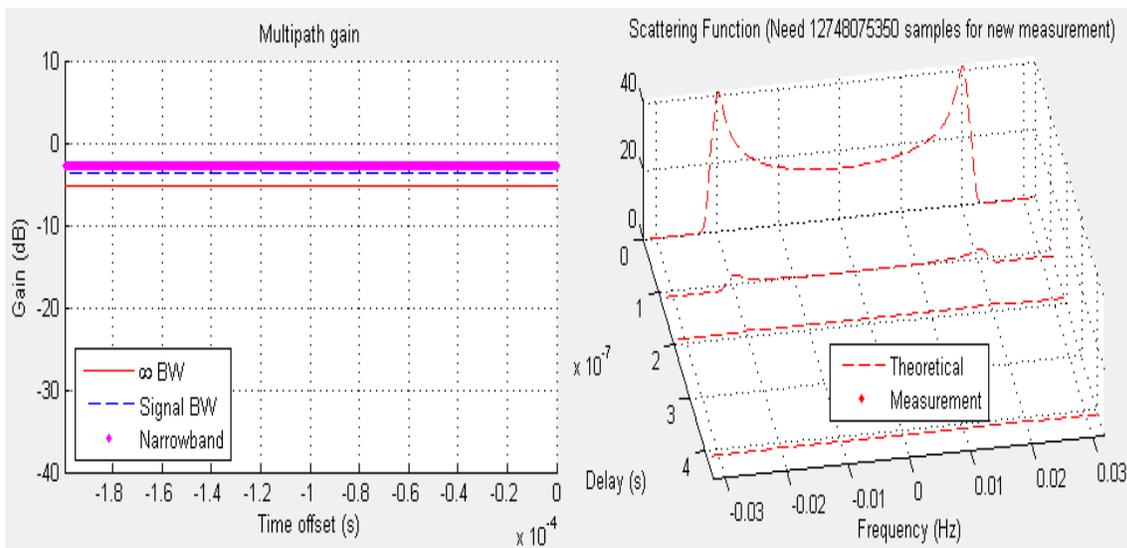


Figura 3.31. Ganancias multitrayecto.



Una ganancia colectiva es la suma de las componentes en magnitud, como se explica a continuación:

- Banda estrecha (puntos magenta): Esta curva es referida como la envolvente del desvanecimiento en banda estrecha.
- Ancho de banda de la señal actual (línea azul en guiones): es la suma de las magnitudes del filtro de canal de muestras de respuestas al impulso. Esta curva representa la energía máxima de la señal que puede ser capturado usando un receptor RAKE.
- Ancho de banda infinito (línea roja sólida): es la suma de las magnitudes de las componentes de ganancia multitrayecto.

En la parte izquierda de la figura 3.31 se observa que a medida que se incrementa el número de componentes multitrayecto la energía de la señal disminuye y por tanto es mayormente afectada por los efectos adversos del canal.

3.6.5 Validación 5

La siguiente gráfica muestra los resultados teóricos y calculados de BER en un canal Rayleigh.

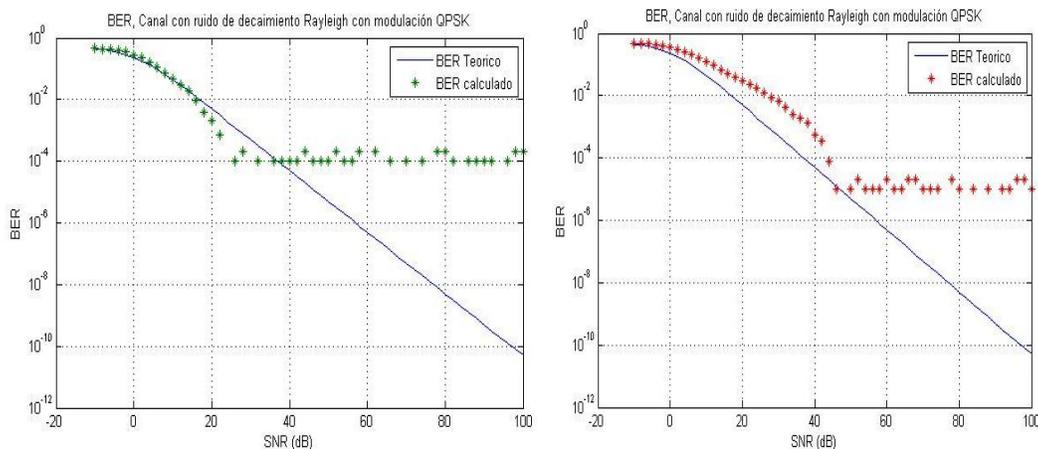


Figura 3.32. BER en un canal Rayleigh.

La gráfica de la parte izquierda se obtiene cuando el número de bits transmitidos es de 5000, mientras que la otra se obtiene cuando el número de bits es de 50000. Esto significa que el BER calculado se aproxima mejor al BER teórico cuando el número de bits es reducido, aunque se alcanza un BER irreducible mayor cuando se incrementa el número de bits transmitidos.



3.7 EXPERIMENTACIÓN

En esta sección se definen los escenarios de simulación para determinar el comportamiento del sistema OFDM y SC FDM, teniendo en cuenta las variables de entrada y salida propuestas en este trabajo de grado. Se analizará el sistema con un canal de comunicaciones con desvanecimiento por multitrayectoria tipo Rayleigh con y sin estimación de canal, teniendo como referencia el desempeño del sistema con canal AWGN. También se realizarán variaciones en el número de pilotos y se analizará la ausencia o no del CP, todo para la modulación QPSK que fue la que mejor desempeño tuvo según la sección 3.6.

Escenario	Modulación QPSK	Canal Rayleigh	CP	Estimación de canal	Número de pilotos
1	✓	✓	✓	✓	11
2	✓	✓	✓		11
3	✓	✓	insuficiente	✓	11
4	✓	✓	✓	✓	5

Tabla 3.4. Escenarios de simulación del sistema.

3.7.1 Parámetros de simulación.

Los parámetros de simulación se muestran en la tabla 3.5.

PARAMETROS	VALOR
Tamaño de la FFT en OFDM	512 puntos
Tamaño de la DFT y FFT en SC FDM	300, 512 puntos
Prefijo cíclico	3, 36 sub-portadoras
Número de pilotos	0, 5, 11
Modulación	QPSK, 16 QAM
Ancho de banda OFDM	10.24, 5.12 (Mhz)
Ancho de banda SC FDM	17.47, 8.74 (Mhz)
Tipo de canal	AWGN, RAYLEIGH+AWGN
Número de bits transmitidos	1500000
Tiempo de bit	0.66 μ s
Frecuencia Doppler	0.0213Hz (baja movilidad)
Componentes Multi-trayecto	4
Fuente de datos	Tipo entero
Número de tramas QPSK	251
Número de tramas 16 QAM	126

Tabla 3.5. Parámetros de simulación del sistema.



Se eligió un valor de 512 para el tamaño de la FFT en OFDM y SC FDM debido a que además de ser múltiplo de 2, es un valor que permite obtener un ancho de banda menor a 20 Mhz, el valor del tamaño la DFT en SC FDM es de 300, lo cual permite que se agreguen subportadoras correspondientes a bandas de guarda y pilotos para la estimación de canal.

El prefijo cíclico utilizado en cada sistema tiene una longitud equivalente a 36 subportadoras, este valor fue elegido porque supera el tamaño del máximo retardo en el canal Rayleigh. También se eligió un valor de prefijo cíclico equivalente a 3 subportadoras con el fin de analizar el escenario en donde el prefijo cíclico no es suficiente para evitar la ISI.

Los tipos de canales escogidos para la transmisión fueron AWGN y Rayleigh los cuales permiten simular el sistema en condiciones aproximadas a las reales en un canal de comunicación inalámbrico.

Se eligió un tiempo de bit de $0,66 \mu s$ debido a que este valor es comunmente utilizado en sistemas que emplean OFDM como WiMAX y LTE.

El valor del desplazamiento Doppler es característico en escenarios con baja movilidad.

3.8 IMPLANTACIÓN

En esta fase se escoge la mejor opción para la simulación del sistema y se implementa a nivel hardware, configurando adecuadamente las variables para simular cada escenario planteado. La implantación está fuera del alcance de este trabajo de grado.

3.9 MONITOREO Y CONTROL

En esta fase se brinda la posibilidad de hacer modificaciones al sistema para hacer actualizaciones periódicas, evitar o corregir fallos o ajustarlo a necesidades específicas, garantizando que el modelo siga siendo una representación exacta del sistema con el transcurrir del tiempo.





4. ANÁLISIS DE RESULTADOS

En este capítulo se presenta el análisis comparativo del desempeño a nivel físico de las técnicas de transmisión OFDM y SC FDM en términos de BER, SNR, *throughput*, eficiencia espectral y PAPR, los cuales se implementan en los cuatro escenarios descritos en la tabla 3.4. Teniendo en cuenta que la PAPR depende del número de subportadoras según la ecuación 2.47 se procede al cálculo directo, ya que no se plantea ningún escenario donde se cambie el número de subportadoras. El ancho de banda se analiza sólo en el primer escenario teniendo en cuenta que en los demás escenarios se utiliza únicamente modulación QPSK y por tanto el ancho de banda de la señal no cambia.

El canal escogido para el análisis es multitrayecto con cuatro componentes NLOS, el estimador de canal es LMS el cual usa 11 o 5 pilotos dependiendo del escenario para hacer la estimación de canal, la modulación es QPSK y/o 16QAM. El uso del CP se implementa en todos los escenarios y se realiza además un análisis con CP insuficiente.

En todos los escenarios se usan 512 subportadoras, se transmiten 150600 bits y se usan 300 muestras por trama. Las simulaciones se realizaron en un computador portátil marca DELL con procesador Intel Core i5 de 2.5GHz, memoria RAM instalada de 6GB y sistema operativo de 64 Bits. Los programas para el cálculo de *throughput*, eficiencia así como el código del interpolador se encuentran en la sección de anexos.

4.1 PARAMETROS DEL SISTEMA

La longitud de cada trama depende de la modulación que se emplee en la modulación y se muestra en la ecuación 4.1.

$$Longtrama = \log_2 M \quad (4.1)$$

Donde M es el orden de la modulación.

El número de tramas corresponde al total de bits que se transmiten sobre la longitud de la trama multiplicada por el número de muestras por trama como se muestra en la ecuación 4.2.

$$Nrotramas = 150600 / (300 * Longtrama) \quad (4.2)$$

Aplicando la ecuación 2.49 se obtuvo una PAPR de 2.7dB para OFDM y de -0.232 dB para SC FDM dando como resultado una diferencia de 2.93 dB.



4.2 ANALISIS COMPARATIVO DEL DESEMPEÑO DEL SISTEMA OFDM Y SC FDM EN TERMINOS DE LA BER.

En esta sección se analiza la BER que presentan los sistemas OFDM y SC FDM para cada escenario de simulación. El cálculo de la BER se realiza de acuerdo a la ecuación 2.52 utilizando la herramienta BERtool de Matlab. La señal se transmite a través de un canal con desvanecimiento Rayleigh de 4 multitrayectos y con adición de ruido blanco Gaussiano.

4.2.1 Escenario 1

La figura 4.1 muestra el desempeño en términos de la BER de los sistemas OFDM y SC FDM con modulación QPSK y 16 QAM, con adición de 11 pilotos y prefijo cíclico. El sistema SC FDM presenta una BER muy reducida tanto para QPSK como para 16QAM para una SNR de 30dB, mientras que OFDM a este mismo valor de SNR presenta una BER considerable.

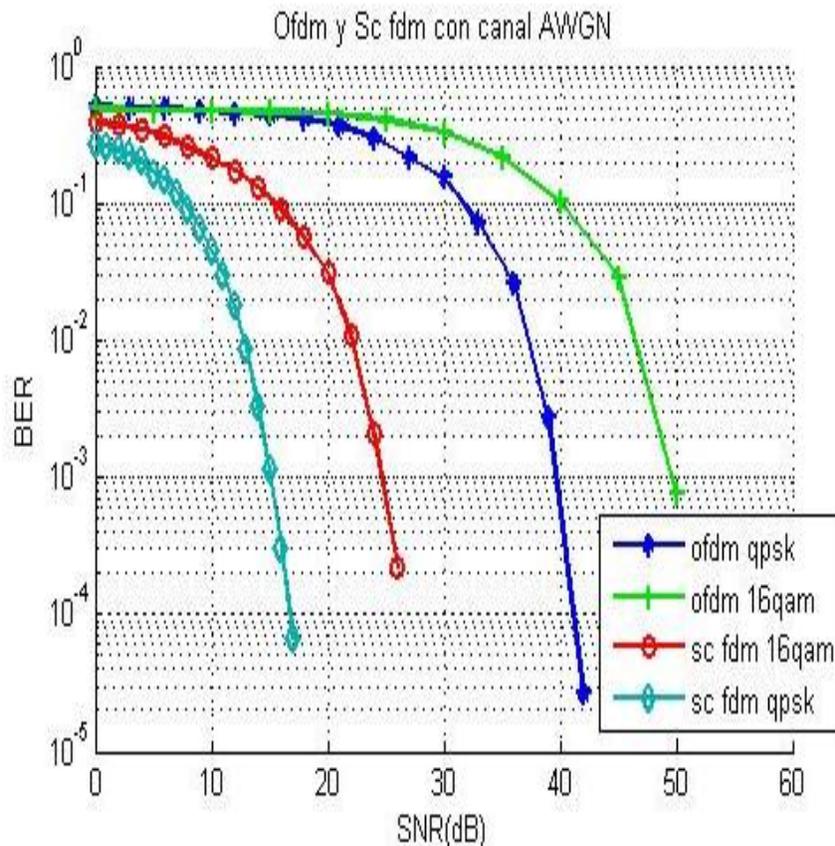


Figura 4.1 Tasa de Error de Bit de OFDM y SCFDM para modulación en condiciones de escenario 1.

Cuando se utiliza únicamente el canal AWGN, tanto en OFDM como en SC FDM se observa que a medida que aumenta el valor de SNR, la tasa de error de bits disminuye tendiendo a cero, siendo SC FDM quien presenta mejor desempeño.



En la figura 4.2 se muestra el desempeño en términos de la BER de los sistemas OFDM y SC FDM con QPSK y 16QAM con adición de 11 pilotos, prefijo cíclico y SNR entre 0 dB y 60 dB. Se observa que se obtuvieron valores aceptables de BER para la modulación QPSK en ambos sistemas, mientras que la modulación 16QAM no obtuvo el mejor desempeño en ninguno de los sistemas.

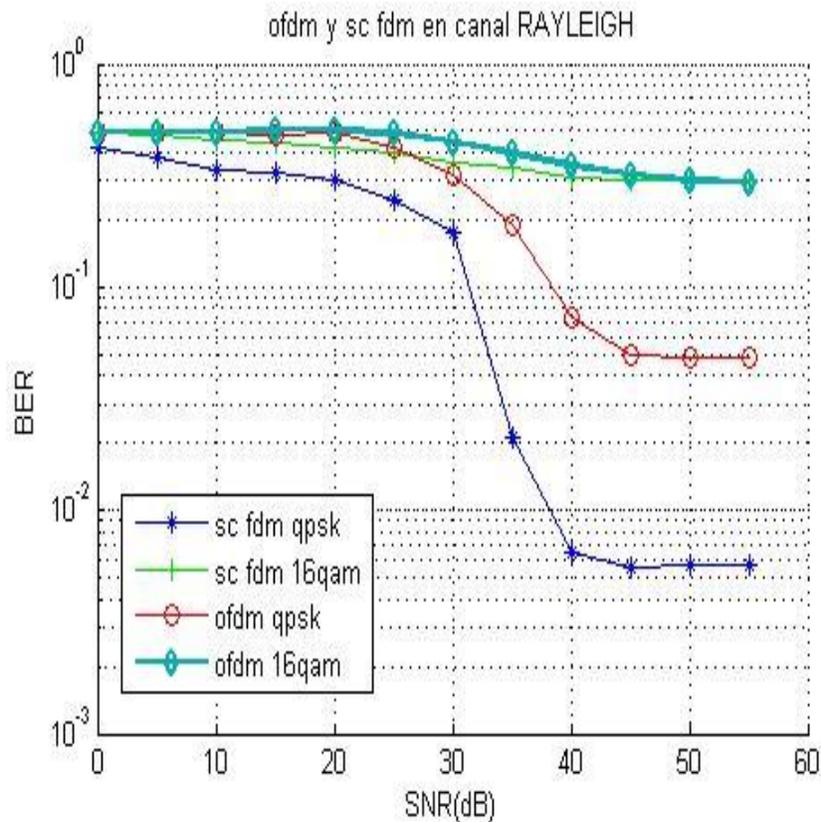


Figura 4.2 Tasa de Error de Bit de OFDM y SCFDM.

Dados los valores de BER obtenidos para la modulación 16 QAM tanto en OFDM como en SC FDM, se considera un sistema averiado y la alta BER se le atribuye a la proximidad entre símbolos que tiene esta modulación. Mejorar los resultados para este caso implica la inserción de nuevos bloques en el sistema, lo cual no es considerado en este trabajo de grado, por tal motivo se escoge la modulación QPSK para la mayoría de los escenarios.

Cuando se utiliza únicamente el canal AWGN, tanto en OFDM como en SC FDM se observa que a medida que aumenta el valor de SNR, la tasa de error de bits disminuye tendiendo a cero, siendo SC FDM quien presenta mejor desempeño.

El sistema modulado en 16 QAM presenta menor desempeño que el modulado en QPSK, tanto para el canal AWGN como para el canal con desvanecimiento Rayleigh. Los valores de BER con respecto a la SNR para un canal AWGN se mostraron en las tablas 3.1 y 3.2.



La tabla 4.1. muestra los valores de BER para los sistemas con desvanecimiento Rayleigh con adición de AWGN.

AWGN + Rayleigh				
SNR (dBs)	QPSK		16 QAM	
	OFDM	SC FDM	OFDM	SC FDM
0	0.4983	0.4217	0.4975	0.495
5	0.495	0.3767	0.4967	0.4775
10	0.4867	0.3367	0.4967	0.4558
15	0.48	0.3283	0.5	0.4475
20	0.495	0.2983	0.5	0.4242
25	0.4217	0.2433	0.4892	0.4
30	0.3217	0.1733	0.4458	0.3633
35	0.1917	0.02104	0.3975	0.3392
40	0.07389	0.00641	0.3508	0.3133
45	0.04917	0.005611	0.3208	0.305
50	0.04875	0.005699	0.3008	0.305
55	0.04875	0.004645	0.2942	0.305

Tabla 4.2. BER vs SNR en escenario 1.

De acuerdo a los resultados obtenidos en las tablas 3.1, 3.2 y 4.1 es evidente que el mejor desempeño se obtuvo cuando el canal esta libre o no es afectado por el desvanecimiento multi-trayecto, por otra parte, cuando se adiciona multitrayectoria a un canal AWGN el mejor desempeño se obtuvo para la modulación QPSK siendo SC FDM el sistema que presentó menor BER, en tanto que la BER de OFDM y SC FDM para la modulación 16 QAM es demasiado alta y muy próxima entre sí.

4.2.2 Escenario 2

La figura 4.3 muestra el desempeño en términos de la BER de los sistemas OFDM y SC FDM con modulación QPSK y sin estimación de canal, el valor de SNR varía entre 0 dB y 20 dB.

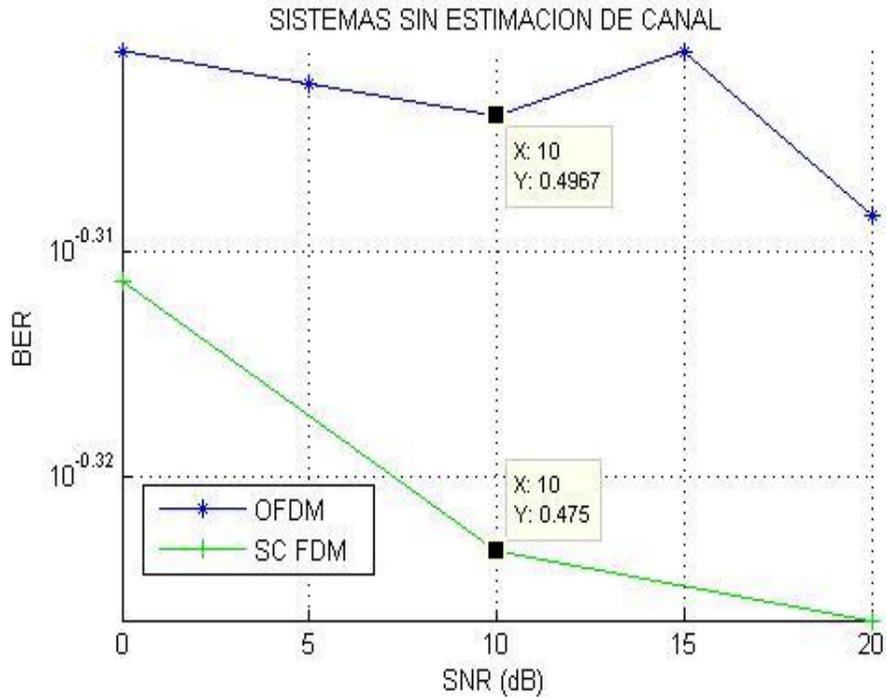


Figura 4.3 Tasa de Error de Bit de OFDM y SCFDM en condiciones de escenario 2.

En la gráfica anterior se puede apreciar que en condiciones de desvanecimiento por multitrayecto los sistemas OFDM y SC FDM presentan tasas elevadas de errores de bit, por lo que se hace necesario contrarrestar los efectos del canal Rayleigh con estimadores de canal y ecualizadores. La curva de color azul muestra el desempeño de una señal OFDM transmitida sobre un canal inalámbrico con desvanecimiento producido por cuatro multitrayectos, se observa que si el sistema carece de estimador de canal y ecualizador, cerca del 50% de los bits transmitidos van a llegar a receptor con errores. El sistema SC FDM presenta el mismo comportamiento de OFDM, en este caso, aproximadamente el 40% de los bits enviados se reciben con errores.

4.2.3 Escenario 3

La gráfica 4.4 muestra el desempeño en términos de la BER de los sistemas OFDM y SC FDM con modulación QPSK y con una reducción de prefijo cíclico, el valor de SNR varía entre 0 dB y 40 dB. Se utilizó un CP de 3 sub-portadoras, equivalente a la doceava parte del CP usado en los demás escenarios.

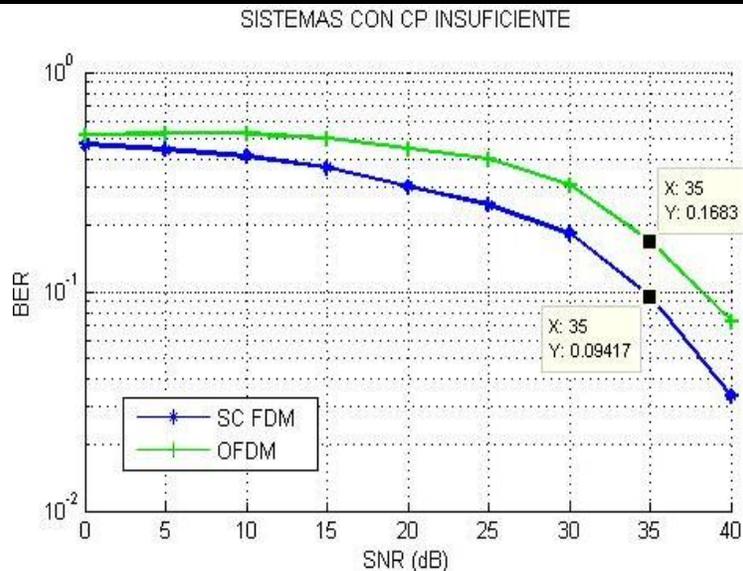


Figura 4.4 Tasa de Error de Bit de OFDM y SCFDM en condiciones de escenario 3.

En la gráfica 4.4 se observa un mejor desempeño del sistema SC FDM respecto a OFDM, sin embargo, son necesarios elevados valores de SNR para alcanzar niveles de BER apenas aceptables, con respecto al escenario sin estimación de canal se observa que en este caso los sistemas son menos sensibles ya que en este caso se obtuvieron mejores resultados en términos de la BER.

4.2.4 Escenario 4

La figura 4.3 muestra el desempeño en términos de la BER de los sistemas OFDM y SC FDM con modulación QPSK, con adición de 5 pilotos y prefijo cíclico, el valor de SNR varía entre 0 dB y 20 dB.

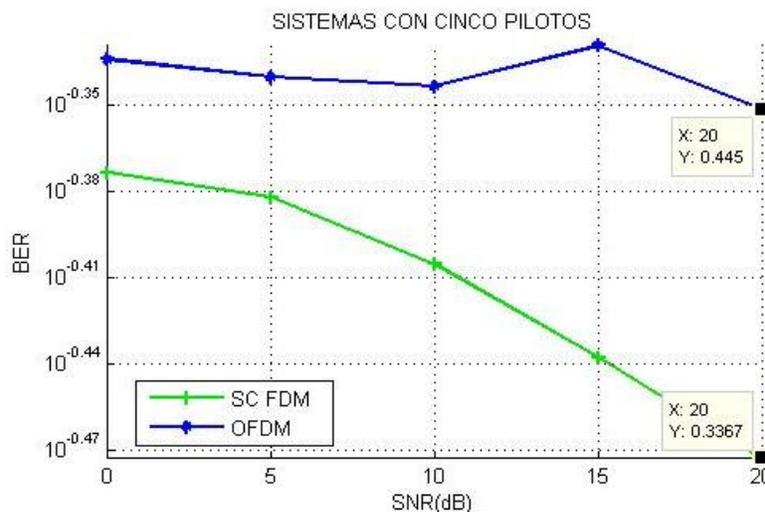


Figura 4.5 Tasa de Error de Bit de OFDM y SCFDM en condiciones de escenario 3.



La gráfica 4.5 muestra que los sistemas OFDM y SC FDM presentan más del 40% de errores en los bits recibidos al disminuir el número de portadoras piloto. Esto se debe a que la estimación de canal necesita de un número mayor de señales piloto para poder determinar el comportamiento del canal y contrarrestar el efecto introducido por el canal Rayleigh. Esto quiere decir que a pesar de que los sistemas cuentan con estimación de canal, son necesarias una cantidad mínima de portadoras piloto para lograr determinado nivel de BER.

El desplazamiento Doppler introducido por el canal Rayleigh provoca rotación en las subportadoras dentro de constelación de la modulación usada, se observa en forma de rotación de fase que puede estimarse mediante un estimador de canal, que en ausencia o disminución de subportadoras piloto, el sistema no puede hacer una estimación de canal coherente e introduce altas tasas de BER. La figura 4.6 muestra los diagramas de constelación con rotación de subportadoras.

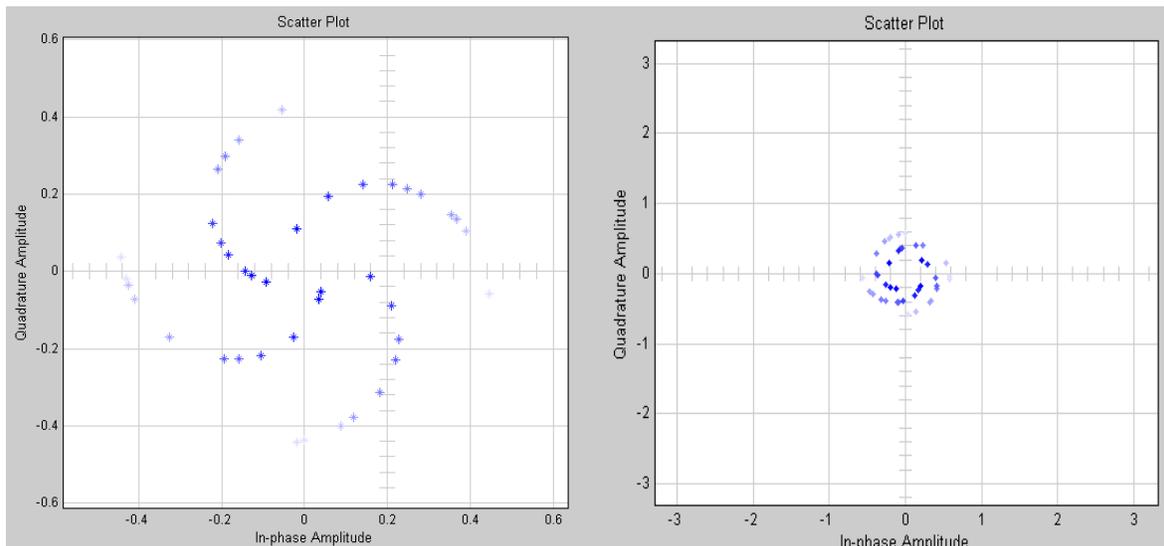


Figura 4.6 Diagrama de constelación con rotación de subportadoras.

En los cuatro escenarios se pudo observar que la técnica que presenta mejor desempeño en términos de la BER es la técnica SC FDM, esto se debe a la precodificación de los símbolos que esta técnica realiza.

4.3 ANALISIS COMPARATIVO DEL DESEMPEÑO DEL SISTEMA OFDM Y SC FDM EN TERMINOS DE LA THROUGHPUT

En esta sección se analiza el *throughput* que presentan los sistemas OFDM y SC FDM para cada escenario de simulación. El cálculo del *throughput* se realiza de acuerdo a la ecuación 2.53.



El código en Matlab que permite obtener el valor del *throughput* se encuentra en los anexos del documento. La señal se transmite a través de un canal con desvanecimiento Rayleigh de 4 multitrayectos y con adición de ruido blanco Gaussiano.

4.3.1 Escenario 1

La grafica 4.7 muestra el desempeño en términos de *throughput* de los sistemas OFDM y SC FDM para un canal AWGN, en esta gráfica se observa que los dos sistemas alcanzan el mismo nivel de *throughput*, sin embargo, SC FDM requiere un valor menor de SNR para alcanzar el máximo valor de *throughput*.

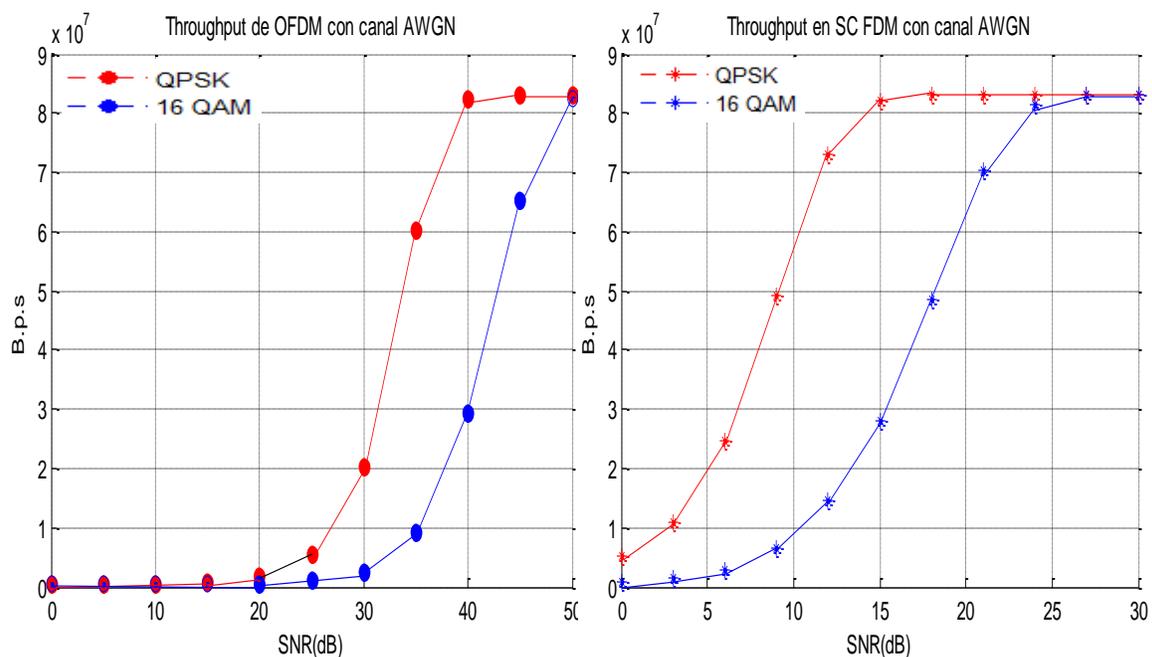


Figura 4.7 *Throughput* de los sistemas OFDM y SC FDM con modulación QPSK y 16QAM y canal AWGN.

El valor de *throughput* se incrementa a medida que se incrementa el valor de SNR, sigue esta tendencia hasta llegar a un valor de 82 Mbps para una SNR de 25dB en el caso de SC FDM y de 50dB en OFDM, tanto en OFDM como en SC FDM la modulación QPSK alcanzó más rápido el máximo valor de *throughput*.

Cuando se adiciona el efecto de desvanecimiento por multitrayectoria, el valor de *throughput* en todos los sistemas disminuye, debido a que el canal Rayleigh introduce a los sistemas valores más elevados de BER. En la figura 4.8 se observa el desempeño en términos de *throughput* en los sistemas SC FDM y OFDM con canal Rayleigh.

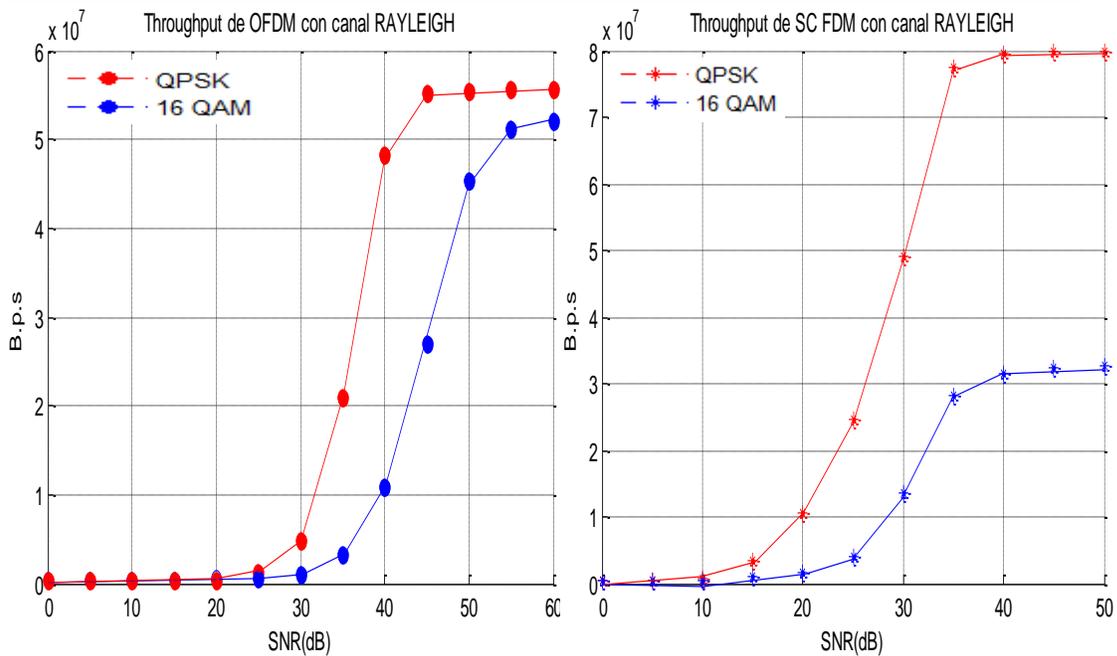


Figura 4.8 Throughput de los sistemas OFDM y SC FDM con modulación QPSK y 16QAM y canal Rayleigh.

En cuanto al desempeño comparativo entre los sistemas, SC FDM sigue presentando el mejor desempeño frente a OFDM, debido a que SC FDM es robusta frente al multitrayecto por la precodificación antes de aplicar la IFFT. La tabla 4.2 muestra el desempeño a nivel de throughput de todos los sistemas simulados en el escenario 1 para distintos valores de SNR.

Throughput en M.b.p.s de SC FDM Con canal AWGN		
SNR (dBs)	QPSK	16 QAM
0	5.074	0.9723
3	11.04	1.56
6	24.73	3.015
9	44.03	6.693
12	72.98	14.58
15	82.24	28.16
18	83.03	48.4
21	83.03	70.28
24	83.03	81.51
27	83.03	83.01
30	83.03	83.01

Throughput en M.b.p.s de OFDM Con canal AWGN		
SNR (dBs)	QPSK	16 QAM
0	0.3494	0.3494
5	0.3688	0.3688
10	0.4037	0.4037
15	0.4702	0.4702
20	1.891	0.62
25	5.429	1.018
30	20.25	2.484
35	60.28	9.219
40	82.45	29.25
45	83.03	65.39
50	82.58	82.58



Throughput en M.b.p.s de SC FDM Con canal AWGN + Rayleigh			Throughput en M.b.p.s de OFDM Con canal AWGN + Rayleigh		
SNR (dBs)	QPSK	16 QAM	SNR (dBs)	QPSK	16 QAM
0	0.3649	0.3649	0	0.3264	0.3264
5	0.3798	0.3798	5	0.3277	0.3277
10	0.8752	0.4854	10	0.3285	0.3285
15	3.501	0.9349	15	0.3388	0.3388
20	10.61	1.737	20	0.4043	0.4043
25	24.63	3.952	25	1.337	0.5485
30	49.05	13.71	30	4.807	1.064
35	77.32	28.32	35	20.93	3.157
40	79.43	31.55	40	48.29	10.78
45	79.85	32.33	45	55.24	26.9
50	79.99	32.64	50	55.49	45.35
			55	55.55	51.06
			60	55.56	51.06

Tabla 4.3. Valores de throughput en escenario 1.

En la tabla anterior se observan los valores de *throughput* en Mbps para los sistemas analizados en el escenario 1. Los sistemas que utilizan únicamente el canal AWGN tienen mejor desempeño en comparación con los que utilizan el canal Rayleigh. En cuanto a la técnica de transmisión.

4.3.2 Escenario 2

La figura 4.9 muestra el desempeño en términos de *throughput* de los sistemas OFDM y SC FDM con modulación QPSK y sin estimación de canal, el valor de SNR varía entre 0 dB y 60 dB. Se confirma, en este escenario la necesidad de utilizar estimación de canal y equalización ya que los valores de *throughput* tienen niveles realmente bajos.

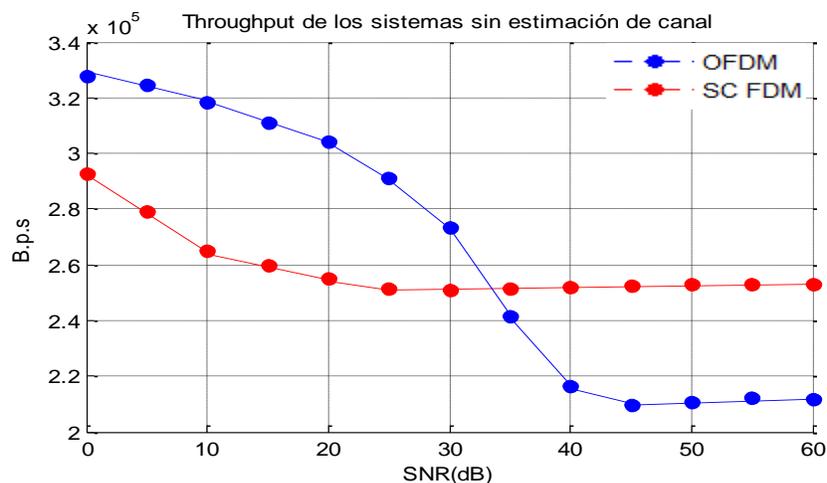


Figura 4.9 Throughput de los sistemas OFDM y SC FDM con modulación QPSK sin estimación de canal.



Los puntos de color azul representan el valor de *throughput* de la señal OFDM para valores de SNR múltiplos de 5, los puntos de color rojo muestran el valor del *throughput* de la señal SC FDM. Se observa que en ausencia del estimador de canal, el sistema presenta baja tasa de transmisión de bits, debido a los altos valores de BLER, estos errores los causa el canal con desvanecimiento Rayleigh, el cual introduce desplazamientos en la frecuencia de la señal transmitida que produce rotación de las subportadoras y la dificultad en el demodulador QPSK para realizar una correcta detección de símbolos. En este escenario se presentan los más bajos desempeños en términos de *throughput*, en este caso el *throughput* disminuyó a medida que se incrementó la SNR, lo cual indica la importancia de la estimación de canal.

4.3.3 Escenario 3

En este escenario se analiza el desempeño en términos de *throughput* de los sistemas OFDM y SC FDM con modulación QPSK, con una reducción de prefijo cíclico y con valores de SNR entre 0 dB y 60 dB. La figura 4.10 muestra las curvas de desempeño del sistema.

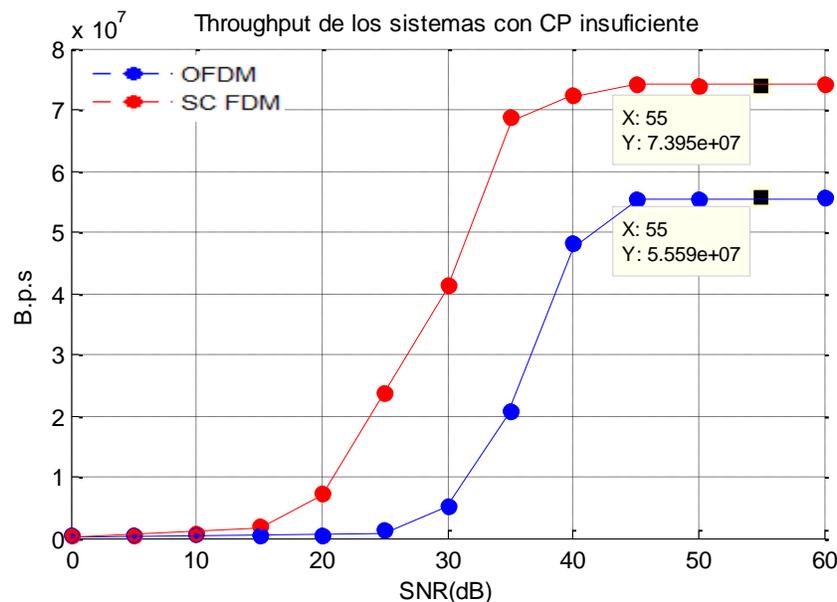


Figura 4.10 Throughput de OFDM y SC FDM con disminución de CP.

En la figura 4.10 se puede observar que el valor de *throughput* aumenta a medida que incrementa la SNR tanto para OFDM como en SC FDM, siendo el último quien presenta el mejor desempeño. Para valores de SNR entre 0 y 15 dB el *throughput* es prácticamente igual para ambos sistemas, a partir de este valor el del sistema SC FDM se incrementa más rápido que OFDM, a los 45 dB ambos sistemas alcanzan sus valores máximos.



4.3.4 Escenario 4

La figura 4.11 muestra el desempeño en términos de la *throughput* de los sistemas OFDM y SC FDM con modulación QPSK, con adición de 5 pilotos para estimación de canal.

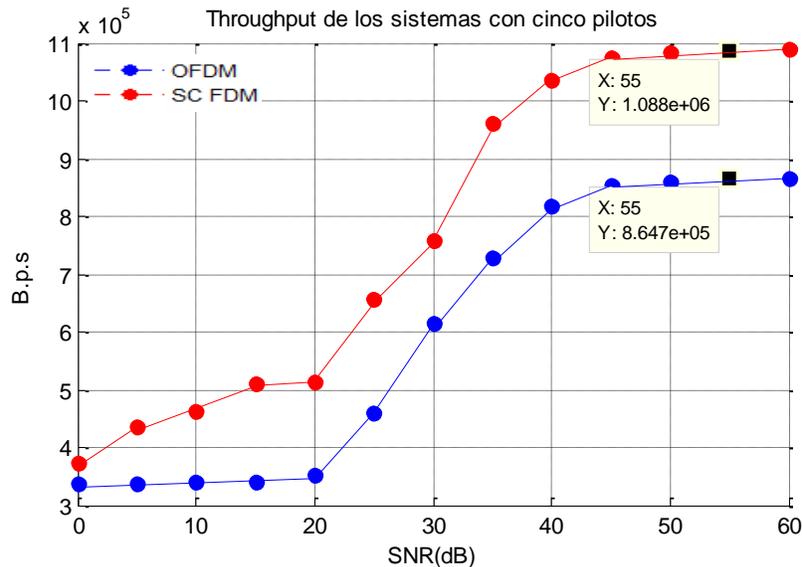


Figura 4.11 Throughput de OFDM y SC FDM en condiciones de escenario 3.

El desempeño obtenido en este escenario es menor al del escenario uno debido a la disminución de las subportadoras piloto. Las subportadoras piloto son las que permiten obtener información del comportamiento del canal de transmisión para llevar a cabo una estimación de canal más aproximada, si se envían pocas subportadoras piloto, el receptor no va a tener la información suficiente para corregir los desplazamientos de frecuencia que introduce el canal Rayleigh lo que representa un aumento de BER y por consiguiente, una disminución de la tasa de bits.

En todos los escenarios se observa que el sistema SC FDM presenta mejor desempeño en términos de *throughput* que OFDM.

4.4 ANALISIS COMPARATIVO DEL DESEMPEÑO DEL SISTEMA OFDM Y SC FDM EN TERMINOS DE LA EFICIENCIA

La eficiencia espectral es el cociente entre el *throughput* y el ancho de banda ocupado en Hz. Las gráficas obtenidas son muy parecidas a las de *throughput* ya que estas son variables directamente proporcionales, así como se muestra en la ecuación 4.3.

$$Eficiencia = \frac{Throughput}{BW} \quad (4.3)$$



4.4.1 Escenario 1

La figura 4.12 muestra la gráfica de eficiencia de los sistemas OFDM y SC FDM para las modulaciones 16QAM y QPSK con canal AWGN. La modulación 16QAM en OFDM y SC FDM alcanza mayores niveles de eficiencia para cualquier valor de SNR respecto a la modulación QPSK. El sistema con mejor desempeño respecto a la eficiencia es OFDM con modulación 16QAM que alcanza un valor aproximado de 16Bps/Hz a partir de una SNR de 14dB.

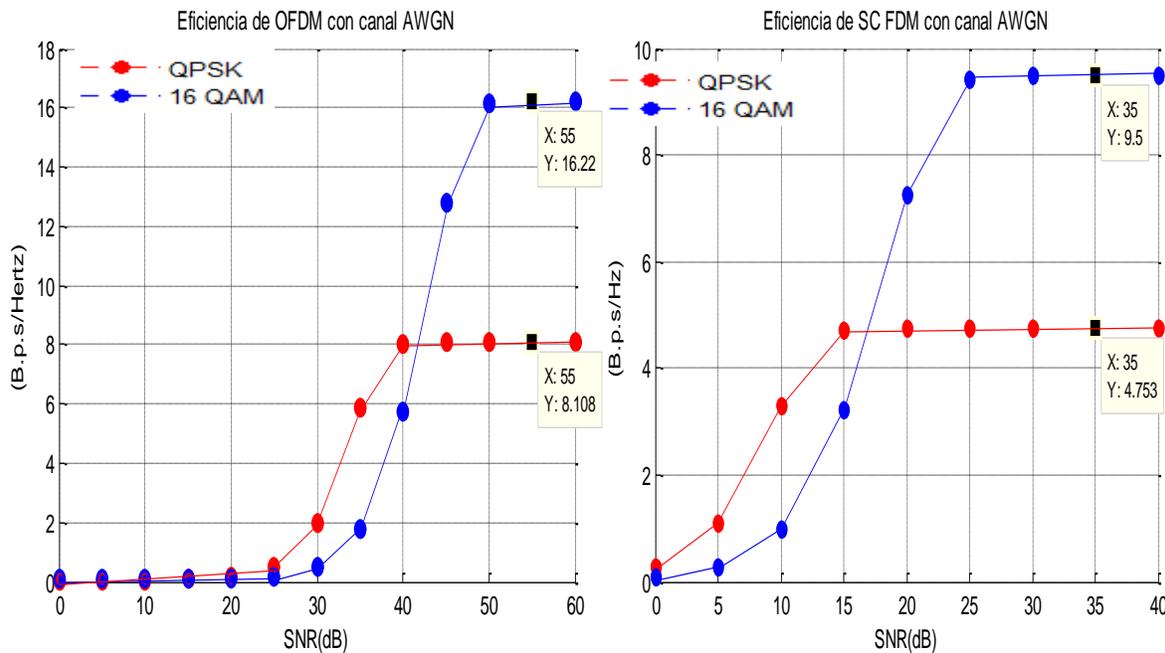


Figura 4.12 Eficiencia Espectral de OFDM y SC FDM con canal AWGN para escenario 1.

Respecto a las modulaciones 16 QAM tiene mayor eficiencia con respecto a QPSK, por otra parte SC FDM alcanza sus mayores valores de eficiencia a menores valores de SNR, aunque con OFDM se alcanzan mayores niveles de eficiencia.

La figura 4.13 muestra la gráfica de eficiencia de los sistemas OFDM y SC FDM para las modulaciones 16QAM y QPSK con canal Rayleigh. Se observa que existen diferentes valores de máxima eficiencia por cada simulación, teniendo mejor desempeño el sistema OFDM con modulación QPSK que alcanza un valor de eficiencia máximo de 5.397 bps/Hz, seguido del sistema SC FDM con modulación QPSK el cual alcanzó un máximo de eficiencia de 4.571 bps/Hz, luego está el sistema SC FDM con modulación 16QAM que alcanza 2.62 bps/Hz y finalmente está el sistema OFDM con modulación 16QAM que alcanza un máximo nivel de eficiencia de 1.217Bps/Hz, todos estos valores de eficiencia para valores superiores de SNR a los 8dB.

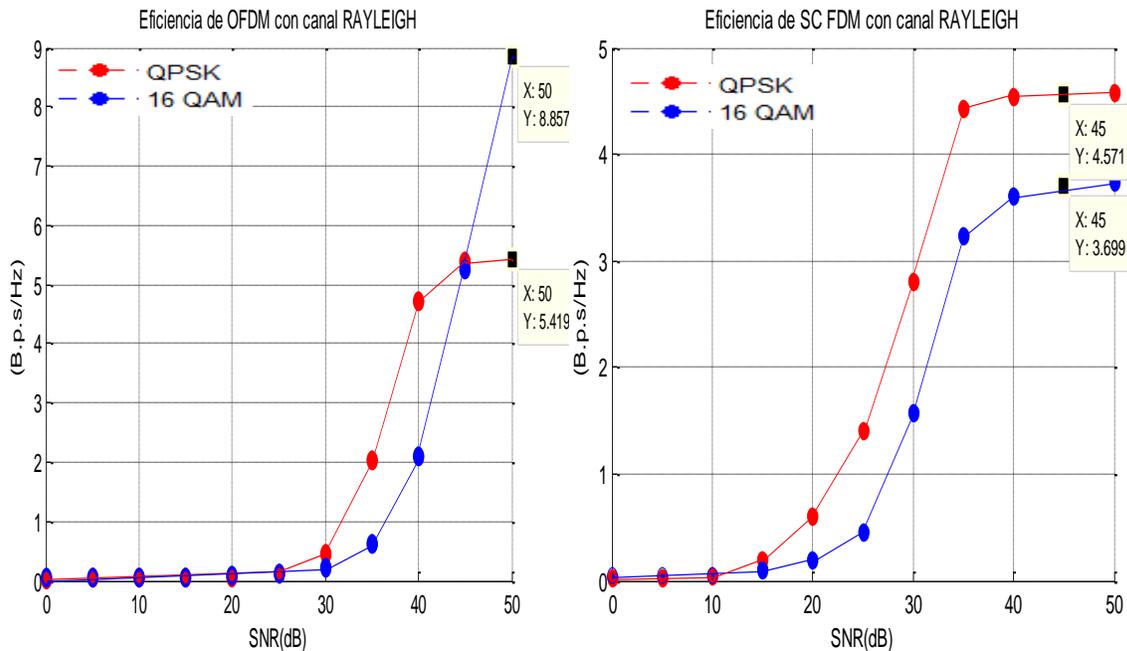


Figura 4.13 Eficiencia Espectral de OFDM y SC FDM con canal Rayleigh en escenario 1.

De acuerdo a los valores obtenidos se observa que la modulación QPSK tiene mejor desempeño de eficiencia respecto a la modulación 16QAM en canal con multitrayecto NLOS. Hay que tener en cuenta que la eficiencia depende del throughput y el ancho de banda y que en el caso particular de esta simulación el throughput alcanzado por la modulación 16QAM en OFDM y SC FDM fue menor respecto a la modulación QPSK, según la figura 4.8, lo cual constituye una anomalía del sistema, dado que se está analizando el sistema en el peor de los casos, bajo estas condiciones el canal multitrayecto afecta menos a la modulación QPSK.

Respecto al tipo de canal se observa que el canal AWGN alcanza mayores niveles de eficiencia en relación con el canal Rayleigh siendo 16 Bps/Hz el alcanzado por el canal AWGN y 5.397 Bps/Hz el del canal Rayleigh.

El desempeño de OFDM y SC FDM respecto a la eficiencia se presenta al final de los cuatro escenarios ya que todos tienen el mismo comportamiento.

4.4.2 Escenario 2

En este escenario se determina el desempeño de los sistemas cuando no se hace uso del estimador de canal. En la figura 4.13 se observa que el nivel máximo alcanzado y que se mantiene casi constante para diferentes valores de SNR se da en SC FDM con un valor de 0.01442 bps/Hz. Para OFDM se nota que la eficiencia decrece entre 0 y 10 dB pasando de 0.0246 a 0.02089 bps/Hz aproximadamente, a partir de 10 dB de SNR la eficiencia se



mantiene prácticamente constante, esto sucede porque en el sistema sin estimación de canal a medida que se incrementa la SNR aumenta la BER, lo que produzca un throughput en decrecimiento análogamente a lo que sucede con la eficiencia.

De los cuatro escenarios propuestos, este fue el escenario donde se alcanzó un menor nivel de eficiencia dada la alta BER que se presenta al no tener estimación de canal.

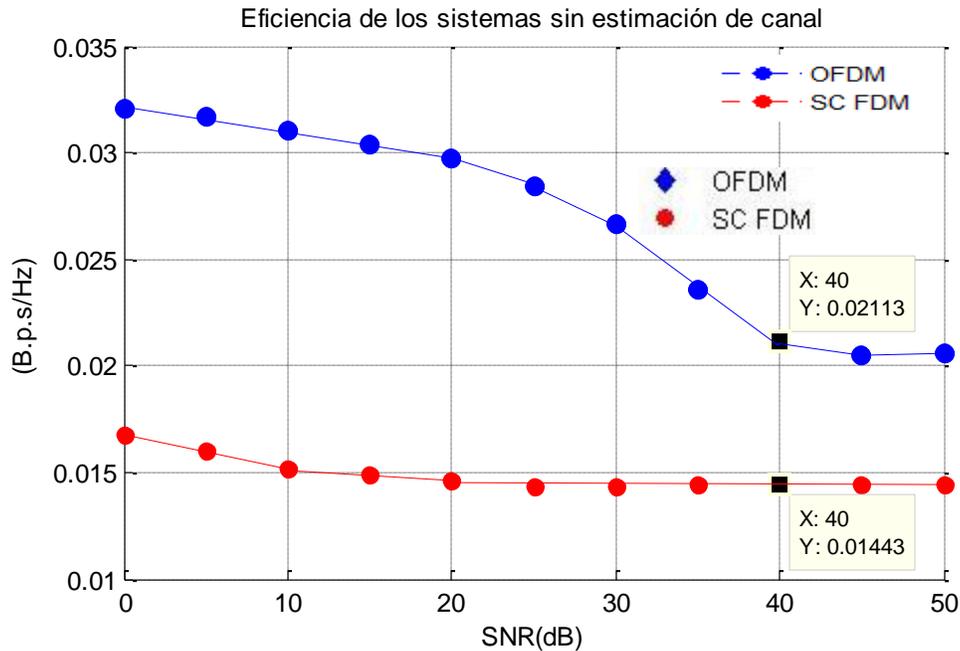


Figura 4.14 Eficiencia Espectral de OFDM y SC FDM sin estimación de canal en escenario 2.

4.4.3 Escenario 3

En este escenario se analiza el desempeño del sistema cuando el CP es insuficiente, en la figura 4.15 se observa que el valor de eficiencia se incrementa entre 0 y 10 dB tanto para SC FDM como para OFDM con un nivel máximo de 5.342 bps/Hz y 4.24 bps/Hz respectivamente. Entre 0 y 5 dB de SNR la eficiencia de SC FDM es mayor a la de OFDM ya que en términos de Throughput, de acuerdo a la figura 4.10, entre 0 y 10 dB el incremento de Throughput en OFDM es mayor que en SC FDM que hace que así tenga un peor desempeño en los primeros valores de SNR, para valores superiores a 5 dB OFDM tenga mejor desempeño.

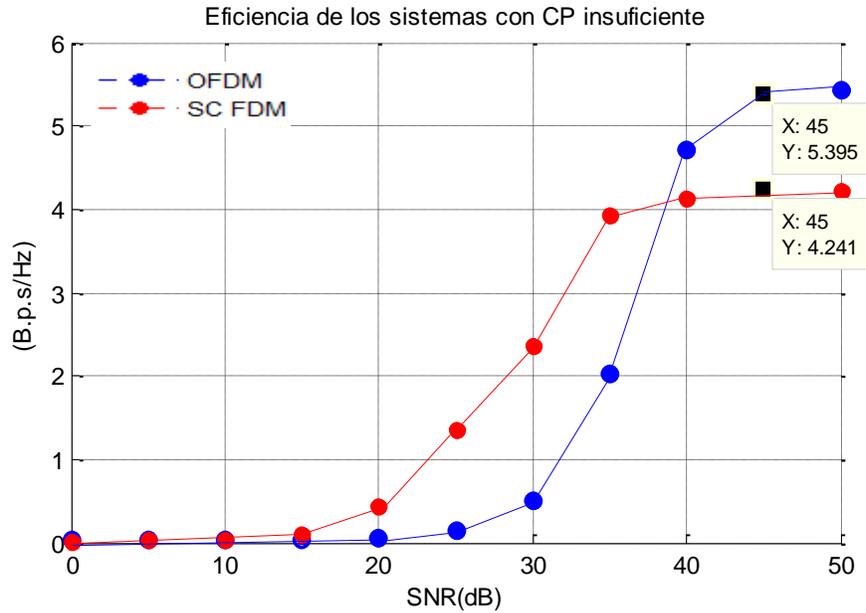


Figura 4.15 Eficiencia Espectral de OFDM y SC FDM con CP insuficiente en escenario 3.

4.4.4 Escenario 4

La eficiencia en este caso se incrementa entre 0 y 12 dB como lo muestra la figura 4.16, para el caso de SC FDM y entre 0 y 15 dB para el caso de OFDM, alcanzando valores máximos de 0.06227 bps/Hz y 0.08468 bps/Hz respectivamente. Estos valores son un poco mayores aunque no significativamente a los obtenidos en el escenario 2 mostrados en la figura 4.14.

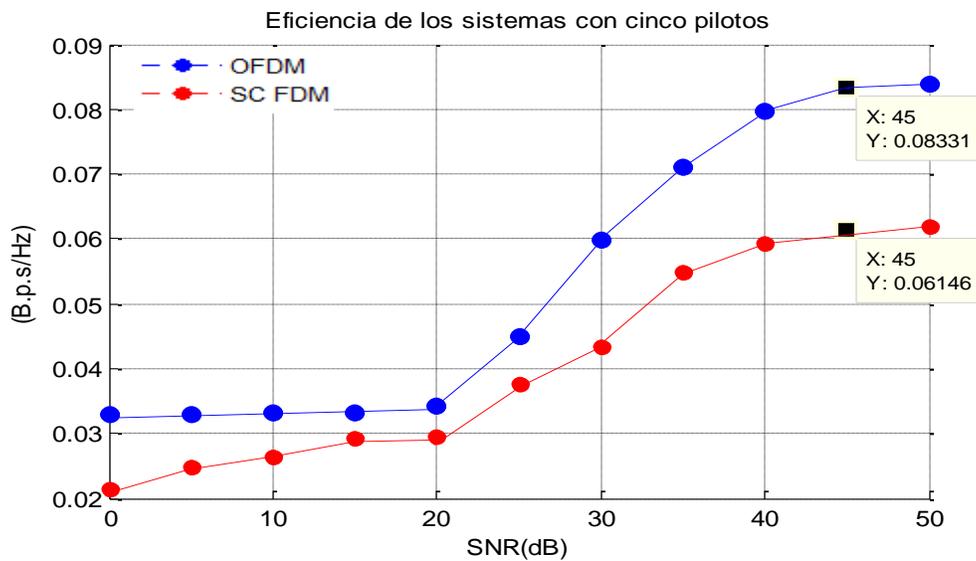


Figura 4.16 Eficiencia Espectral de OFDM y SC FDM con cinco pilotos escenario 4.



En todos los escenarios analizados se observa que OFDM tiene mejor desempeño en terminos de la eficiencia respecto a SC FDM en un canal Rayleigh. Sin embargo, se aprecia que el número de pilotos afecta en mayor medida al sistema respecto a la variación del CP mostrado en el escenario 2.

4.5 ANALISIS COMPARATIVO DEL DESEMPEÑO DEL SISTEMA OFDM Y SC FDM EN TERMINOS DEL ANCHO DE BANDA.

Para realizar el análisis del ancho de banda se plantean dos alternativas, una que consiste en comparar los sistemas OFDM y SC FDM con modulación QPSK y la otra es determinar el comportamiento de cada sistema en términos de las modulaciones 16QAM y QPSK.

El T_b en este caso en particular es $25\mu s$, por lo tanto el T_s para la modulación QPSK es $50\mu s$ y para 16QAM es $100\mu s$. El valor de SNR usado en estas simulaciones es 10 dB.

El ancho de banda para el sistema SC FDM se describe en la ecuación 2.39, mientras que para OFDM se describe en la ecuación 4.4.

$$BW = N\Delta f = \frac{N}{T_s} \tag{4.4}$$

Usando los valores anteriores en las ecuaciones citadas se obtienen los valores de ancho de banda que se muestran en la tabla 4.3.

ANCHO DE BANDA EN	MODULACION	
	QPSK (MHz)	16QAM (MHz)
OFDM	10.24	5.12
SC FDM	17.47	8.74

Tabla 4.4. Ancho de banda de OFDM y SC FDM.

De acuerdo a la tabla 4.3 queda demostrado teóricamente que el ancho de banda para la modulación QPSK es mayor que en 16QAM, esto se debe a que 16QAM agrupa más bits por símbolo en comparación a QPSK, igualmente, que el ancho de banda de SC FDM es mayor al de OFDM para una misma modulación, debido a que SC FDM precodifica los símbolos antes de ser transmitidos con un valor K menor que el número de subportadoras.

Se puede asociar bajo las mismas condiciones del enlace el Throughput y el ancho de banda, en este caso a mayor ancho de banda mayor Throughput, de este manera se demuestra que el peor desempeño lo realizó el sistema OFDM con modulación 16QAM y el mejor lo alcanza el sistema SC FDM con modulación QPSK.



4.5.1 Desempeño del ancho de banda y diagramas de ojo con modulación QPSK (escenario 1)

La figura 4.17 muestra el espectro de la señal OFDM a la entrada y salida de un canal AWGN.

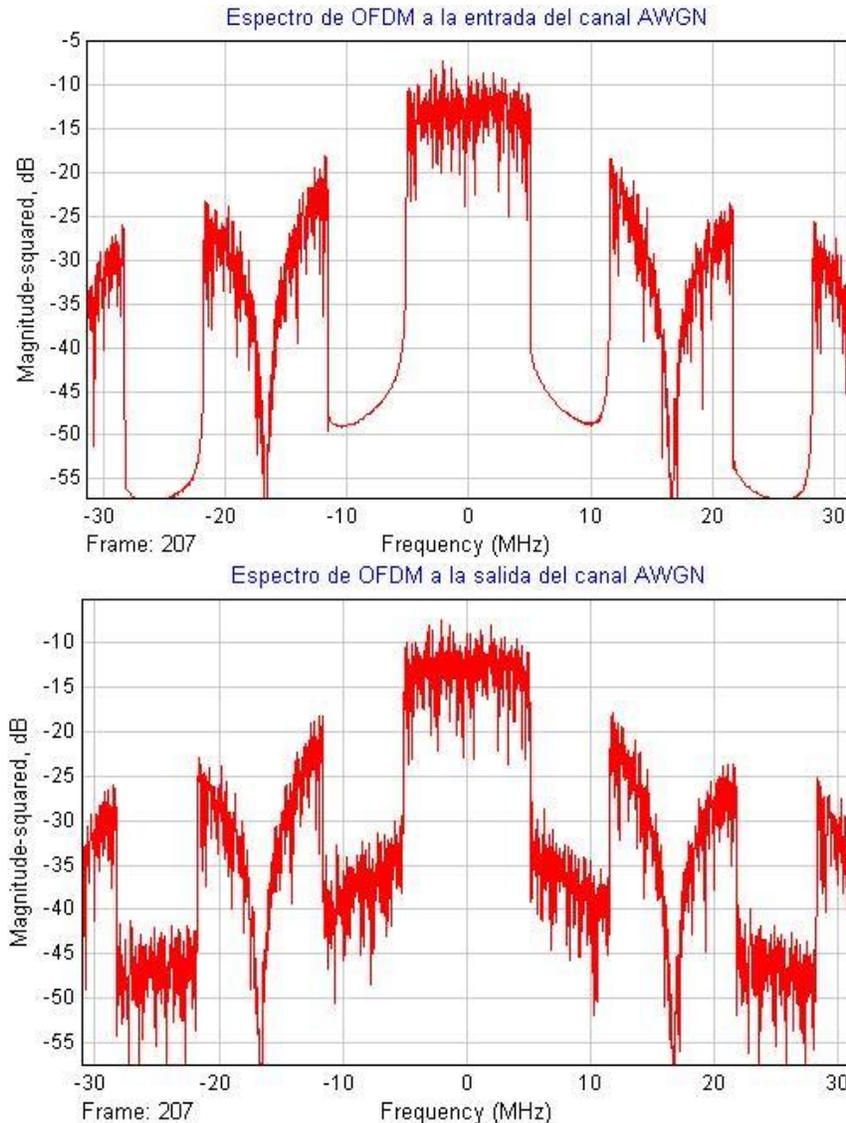


Figura 4.17 Espectro de OFDM.

Según la figura 4.17 (arriba) el ancho de banda es de 10MHz que corresponde al calculado teóricamente con un valor de 10.24MHz. Al comparar las gráficas obtenidas en la figura 4.17, el espectro de la señal a la salida del canal presenta variaciones en la intensidad de la señal. Se observa que cada gráfica tiene forma de meseta debido a la contribución de todos los lóbulos principales de las subportadoras. Esta meseta presenta caídas bruscas en los extremos del valor del ancho de banda, generando espectros secundarios de menor intensidad producidos por la energía de los lóbulos laterales.



La figura 4.18 muestra el espectro de la señal OFDM y SC FDM en un canal AWGN.

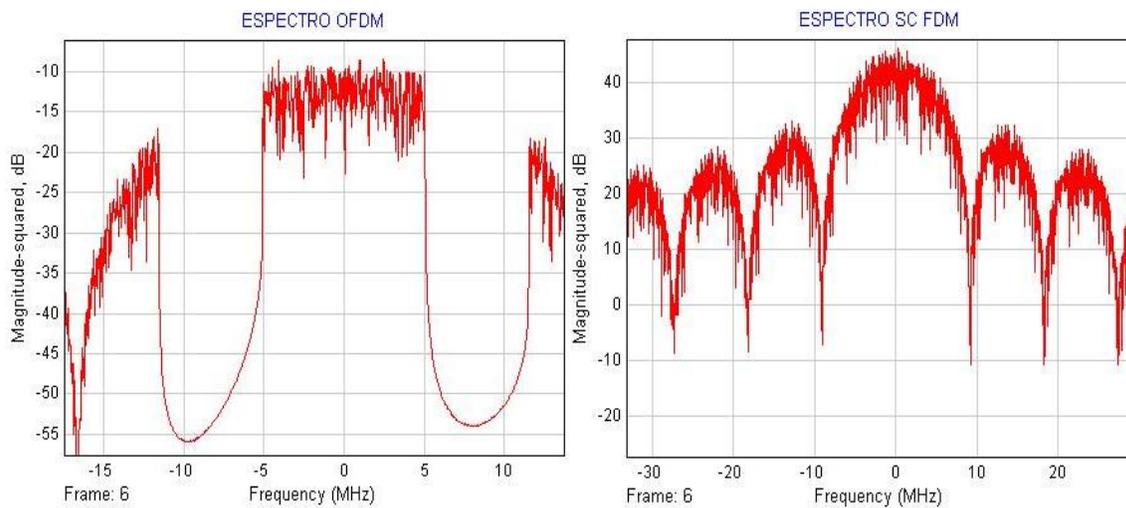


Figura 4.18 Espectro de SC FDM.

Al analizar los espectros obtenidos en la figura 4.18 (derecha) se nota que la señal describe un ancho de banda de 18MHz aproximado al calculado teóricamente que fue de 17.47MHz para SC FDM, el espectro pierde la forma de meseta ya que ahora cada símbolo se transporta en varias subportadoras. La intensidad del espectro para OFDM es -10dB mientras que para SC FDM es de 50 dB, esto se debe a que la energía se reparte en un número mayor de subportadoras en OFDM y por ende se obtiene una mayor intensidad para SC FDM.

4.5.2 Desempeño del ancho de banda con diferente modulación (escenario 1)

El propósito de este escenario es determinar el comportamiento del ancho de banda cuando se varía el ancho de banda en un mismo sistema ya sea OFDM o SC FDM.



Figura 4.19 Espectro de OFDM con modulación 16QAM.



Al comparar la gráfica del espectro a la entrada del canal de la modulación QPSK con la figura 4.19 que corresponde a la modulación 16QAM, se deduce que tienen la misma forma excepto por el ancho de banda que para este caso es de 5MHz aproximado al valor calculado teóricamente, el cual es de 5.12MHz.

A nivel de simulación se comprobó que la cantidad de bits transmitidos para el mismo valor de T_b duplicaba su valor alcanzando un total de 301200 en 16QAM, esto se debe a que esta modulación codifica el doble de bits por símbolo sobre la modulación QPSK.

4.5.3 Diagramas de ojo modulación QPSK (escenario 1)

La gráfica 4.20 muestra el diagrama de ojo a la salida del modulador (izquierda) y a la entrada del demodulador del sistema OFDM para una SNR de 30 dB.

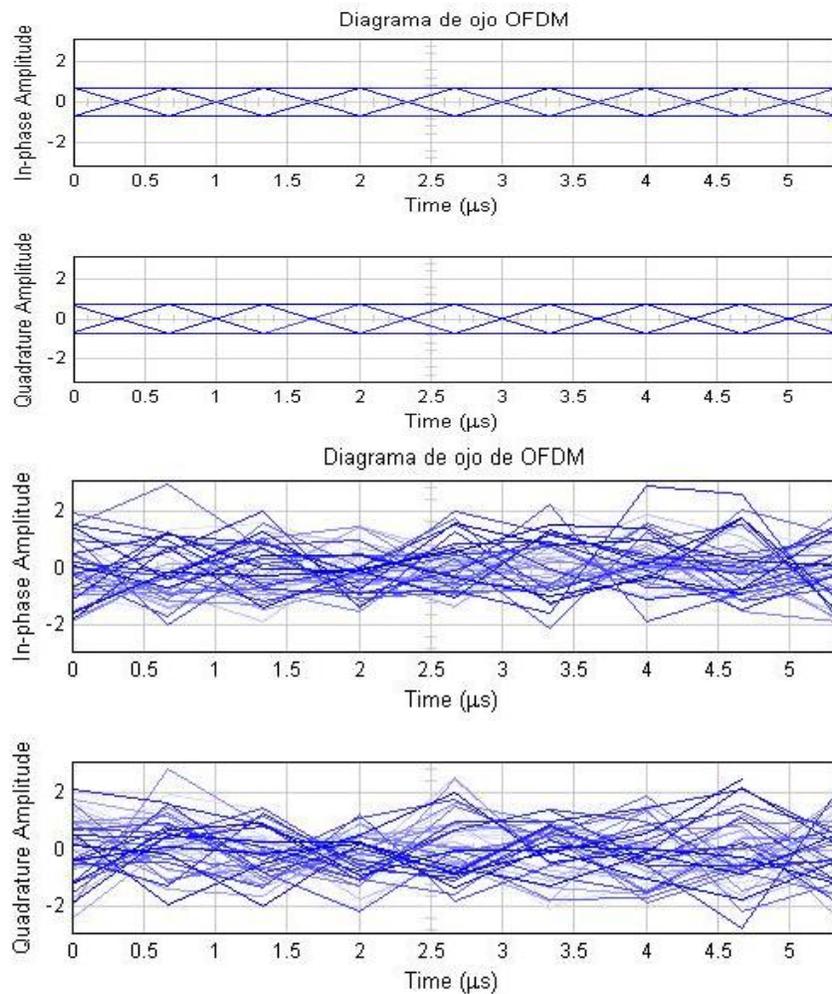


Figura 4.20 Diagrama de ojo para OFDM con modulación QPSK en SNR de 30 dB.



La gráfica 4.21 muestra el diagrama de ojo a la salida del modulador (izquierda) y a la entrada del demodulador del sistema SC FDM para una SNR de 30 dB.

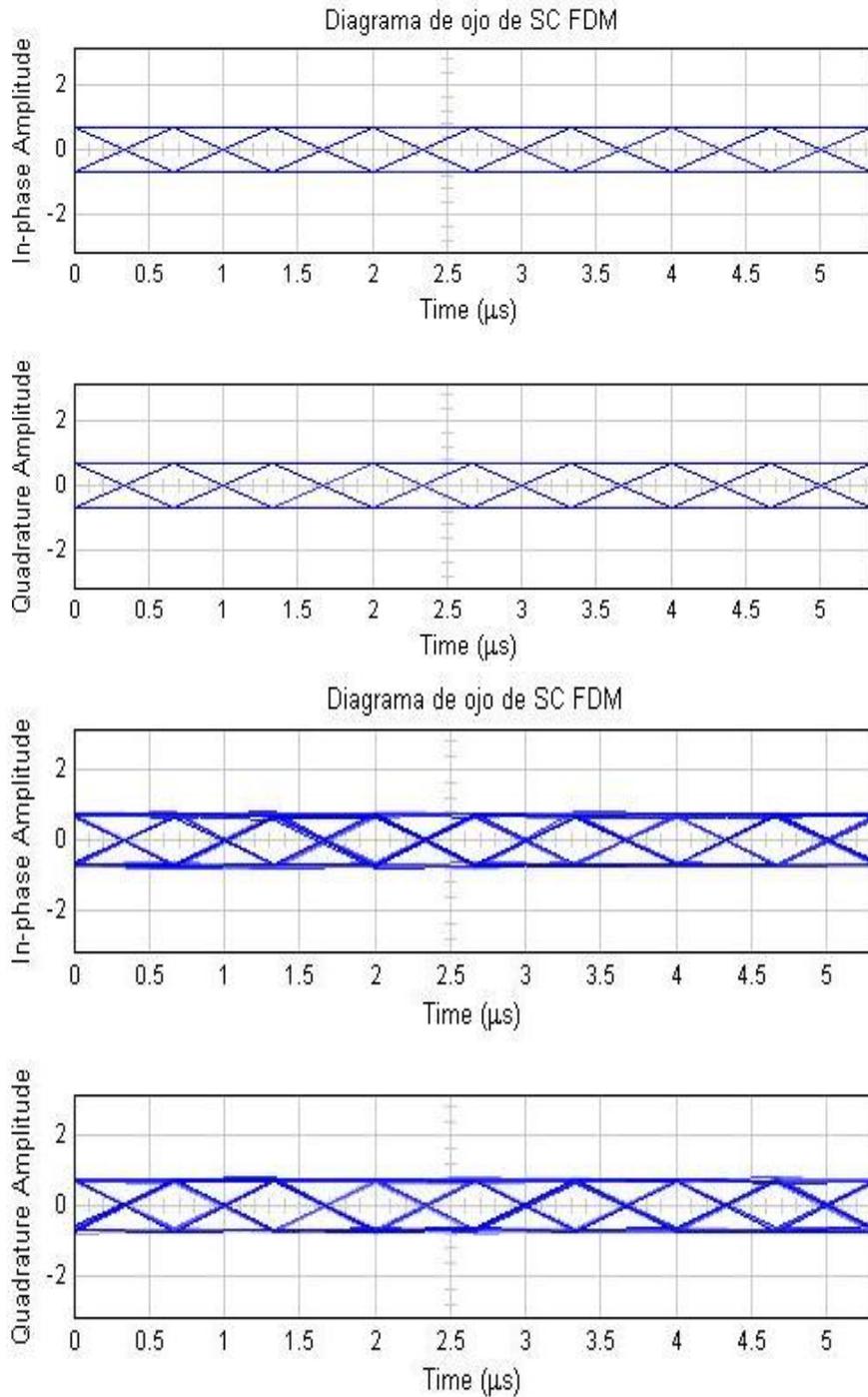


Figura 4.21 Diagrama de ojo para SC FDM con modulación QPSK en SNR de 30 dB.



El diagrama de ojo obtenido para SC FDM es visiblemente mejor que el obtenido para el sistema OFDM en un canal AWGN. En OFDM se observa que hay presencia de ISI, por lo que la BER para esta tecnica de transmision es mas alta. Se comprueba además que el periodo de símbolo es $0.66\mu\text{s}$ que corresponde al calculado teóricamente ya que en este caso el número total de bits transmitidos es de 1500000.

4.5.4 Diagramas de ojo de modulación QPSK y canal Rayleigh (escenario 1)

La figura 4.22 muestra el diagrama de ojo de los sistemas con una SNR de 50dB.

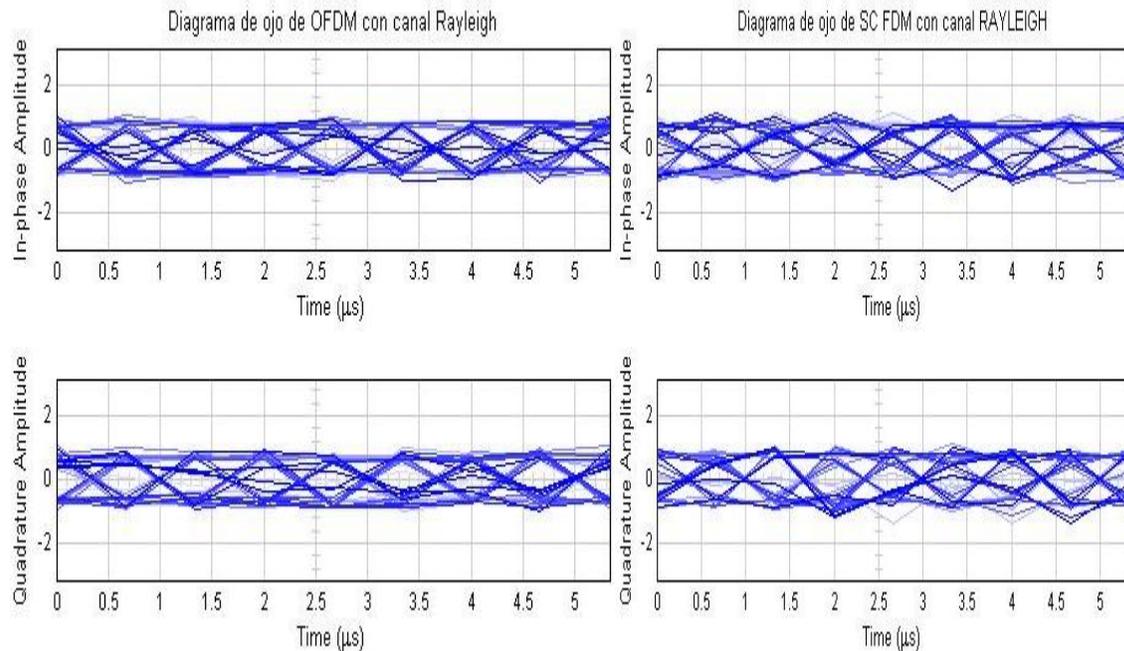


Figura 4.22 Diagrama de ojo para SC FDM con modulación QPSK en SNR de 30 dB.

En este caso fue necesario incrementar en 20 dBs el valor de SNR, pasando de 30 dBs para un canal AWGN a 50 dBs para un canal Rayleigh con el propósito de obtener un diagrama de ojo aceptable, en términos de la potencia en vatios, esto significa que es necesario multiplicar por 100 lo cual resulta complejo para una estación móvil donde se sabe existen limitaciones de potencia. En OFDM se observa que hay una elevada variabilidad temporal o presencia de jitter que en SC FDM, por lo que se concluye que SC FDM es mas robusta frente al multitrayecto.





5. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

En este capítulo se presentan las conclusiones finales del trabajo de grado “Análisis comparativo del desempeño a nivel físico de OFDM y SC FDM” y se proponen los trabajos futuros.

La tabla 5.1 muestra el análisis comparativo de las técnicas de transmisión OFDM y SC FDM y las conclusiones frente a cada parámetro de evaluación de desempeño.

PARÁMETRO: BER	OFDM	SC-FDM
<ul style="list-style-type: none"> - Los sistemas con modulación 16 QAM se consideran averiados. - En el escenario 1 se presentan los mejores resultados de BER debido a que se realiza estimación de canal, el prefijo cíclico es adecuado y la cantidad de subportadoras permite acercarse a un valor estimado del estado del canal. - Los sistemas llegan a un valor de BER irreducible debido a la movilidad. - SC FDM presenta mejor desempeño 	BER irreducible: 4×10^{-2}	BER irreducible: 5×10^{-3}

Tabla 5.1.a. Análisis comparativo de OFDM y SC FDM frente a la BER.



PARÁMETRO: Throughput	OFDM	SC-FDM
<ul style="list-style-type: none"> - Depende del valor de BER. - El mejor desempeño se presenta en el escenario 1. - El peor desempeño se presenta en el escenario 2. - Varía considerablemente dependiendo del número de pilotos. - Varía con el tamaño del prefijo cíclico. - SC FDM presenta mejor desempeño 		

Tabla 5.1.b. Análisis comparativo de OFDM y SC FDM frente al Throughput.

PARÁMETRO: ISI	OFDM	SC FDM
<p>El diagrama de ojo obtenido para SC FDM es visiblemente mejor que el obtenido para el sistema OFDM en un canal AWGN</p>		

Tabla 5.1.c. Análisis comparativo de OFDM y SC FDM frente a la ISI.



PARÁMETRO: Ancho de Banda	OFDM	SC-FDM
<ul style="list-style-type: none"> - El tamaño de la IFFT (N) determina el valor del ancho de banda en OFDM. - El tamaño de la DFT (k) determina el ancho de banda en SC FDM. 	QPSK (MHz): 10.24 16QAM (MHz): 5.12	QPSK (MHz): 17.47 16QAM (MHz): 8.74

Tabla 5.1.d. Análisis comparativo de OFDM y SC FDM frente al Ancho de Banda.

PARÁMETRO: Eficiencia	OFDM	SC-FDM
<ul style="list-style-type: none"> - Depende del valor de Throughput y del ancho de Banda de la señal. - OFDM permite transmitir mayor cantidad de bits en un menor ancho de banda. 		

Tabla 5.1.e. Análisis comparativo de OFDM y SC FDM frente a la Eficiencia.



5.1 CONCLUSIONES

5.1.1 Respecto a la metodología

- La metodología escogida permitió realizar de forma estructurada los procedimientos necesarios para llevar a cabo una correcta implementación de los sistemas OFDM y SC FDM con el fin de hacer el análisis comparativo de estos dos sistemas.
- El proceso de validación permitió verificar el adecuado funcionamiento del sistema con canal Rayleigh teniendo como referencia el comportamiento del sistema con canal AWGN.
- La herramienta Simulink de Matlab® permitió realizar la implementación de los sistemas con clara visualización de las gráficas obtenidas, el valor de las variables dentro de estas gráficas lo que resultó en un mejor análisis de las variables.

5.1.2 Respecto a los resultados de simulación

- Al considerar una transmisión en un canal inalámbrico con desvanecimiento Rayleigh, la mejor técnica de transmisión es SC FDM, ya que permite minimizar los efectos de la multitrayectoria y de la movilidad, lo cual se observa en los resultados del análisis de los parámetros de BER, Throughput e ISI.
- Al considerar el óptimo uso del espectro electromagnético, la mejor técnica de transmisión es OFDM, ya que permite transmitir una mayor cantidad de bits en un ancho de banda más reducido, esto se observa con el análisis del ancho de banda y de la eficiencia.
- SC FDM es menos susceptible a los desplazamientos de frecuencia con respecto a su frecuencia de referencia, debido a su naturaleza de única portadora. Los desplazamientos de frecuencia causan rotación de subportadoras y la pérdida de ortogonalidad de las mismas.
- En los sistemas que utilizan OFDM y SC FDM como técnica de transmisión, se debe implementar procesos que permitan una óptima sincronización. A nivel físico, los procesos que permiten la conservación de la ortogonalidad son el uso de prefijo cíclico, de subportadoras piloto y la modulación diferencial.



- El ancho de banda de la señal en OFDM y SC FDM depende del número de portadoras y del orden de la modulación, cuanto mayor sea el orden de la modulación menor es el ancho de banda ocupado.
- Cuando se utiliza un canal Rayleigh con desvanecimiento plano, la curva de BER vs SNR sigue la misma forma de la probabilidad de error de bit teórica, cuando se adiciona movilidad entre el transmisor y receptor, la curva de BER tiende a un valor de BER irreducible.
- Los efectos de la multitrayectoria no se pueden eliminar completamente, pero si disminuir aplicando diferentes técnicas.
- La técnica de transmisión SC FDM presenta mejor desempeño en todos los sistemas multitrayecto simulados debido a que el ancho de banda de coherencia del canal es menor que el ancho de banda de la señal, lo que produce selectividad en frecuencia y pérdida de las subportadoras que están por fuera de B_c .
- Los sistemas desarrollados sirven para una mejor comprensión de las técnicas de transmisión OFDM y SC FDM.

5.2 TRABAJOS FUTUROS

- Análisis del desempeño comparativo de SC FDM y OFDM utilizando ecualización adaptativa.
- Implementación de sistemas MIMO en los sistemas desarrollados con el propósito de analizar los parámetros de nivel físico.
- Realizar el análisis del desempeño comparativo de SC FDM y OFDM en función del número de pilotos.



REFERENCIAS

- [1] R. A. Comes, “LTE: Nuevas Tendencias En Comunicaciones Móviles,” Universidad Politécnica de Catalunya, España, 2010.
- [2] P. C. Yáñez, “Estudio de los Canales con Desvanecimiento sobre Redes Fijas y Móviles en Sistemas de Radiocomunicación,” Tesis de Pregrado, Escuela Politécnica Nacional, Quito, Ecuador, 2009.
- [3] C. A. Gutierrez, et al., “Diversidad Espacial y Entrelazado de Bit en Comunicaciones Móviles Multitasa con Desvanecimientos de Plazo Corto,” Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, México, 2010.
- [4] D. Tse, P. Viswanath, “*Fundamentals of Wireless Communication*,” Cambridge University Press, Reino Unido, 2005.
- [5] T. Rappaport, “*Wireless Communications: Principles and Practice*,” Prentice Hall, 2^a Edición, 2001.
- [6] H. Liu, G. Li, “*OFDM-Based Broadband Wireless Networks: Design and Optimization*,” Wiley Interscience, Estados Unidos, 2005.
- [7] A. García, et al., “Patrones Eficientes de Pilotos en Sistemas OFDM para Canales Inalámbricos Selectivos en Tiempo y Frecuencia,” Universidad Rey Juan Carlos, España, 2005.
- [8] J. Proakis, M. Salehi, “*Digital Communications*,” McGraw-Hill, 5^a Edición, 2008.
- [9] W. Tomasi, “Sistemas de Comunicaciones Electrónicas,” Pearson Educación, 4^a Edición, 2003.
- [10] H. Schulze, C. Lueders, “*Theory and Applications of OFDM and CDMA. Wideband Wireless Communications*,” Wiley Interscience, Estados Unidos, 2005.
- [11] H. Rohling, “*OFDM, Concepts for Future Communication Systems*,” Springer, Hamburgo, Alemania, 2011.



-
- [12] L. J. Cano, et al, "Modulación Multiportadora OFDM," Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Bogotá, Colombia, 2001.
- [13] J. Vergara, "Simulación de un Esquema de Modulación/Demodulación OFDM Utilizando un Modelo de Canal Multitrayectoria," Escuela Superior Politécnica del Litoral, Ecuador, 2008.
- [14] M. E. Prieto, "Diseño e Implementación de un transmisor-receptor OFDM en Hardware Reconfigurable," Universidad Pontificia Bolivariana, Venezuela, 2009.
- [15] S. Weinstein, P. Ebert, " *Data Transmission by Frequency Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform,*" IEEE Transactions on Communications, 1971.
- [16] D. M. Cordero, "Técnicas de Estimación de Canal en la Capa Física WirelessMAN-OFDM de la norma IEEE 802.16e," Universidad de Sevilla, España, 2009.
- [17] M. L. Moher, J. H. Lodge, " *TCMP a modulation and coding strategy for Rician Fading channels,*" IEEE Transactions on Communications, 1989.
- [18] J. Rodríguez, "Desempeño de la técnica OFDM sobre canales inalámbricos," Tesis de Pregrado, Universidad de Costa Rica, San Pedro, Costa Rica, 2011.
- [19] H. Holma, A. Toskala, "LTE for UMTS, OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access." Inglaterra, Wiley, 2009.
- [20] G. Lorenzo, "Diseño e implementación de un sistema en Matlab para el análisis de las capas física y enlace LTE", Universidad Rey Juan Carlos, España, 2012.
- [21] J. Martínez, J. Covaleda, "Análisis de Desempeño al Nivel Físico del Enlace de Subida de LTE," tesis de pregrado, Ingeniería electrónica y telecomunicaciones, universidad del Cauca, Colombia, 2012.
- [22] A. Gangwar, M. Bhardwaj, " *An Overview: Peak to Average Power Ratio in OFDM system & its Effect,*" Amrapali Institute of Technology & Science, Haldwani, India, 2012.
- [23] C. Tellambura, " *Computation of the continuous-time PAR of an OFDM signal with BPSK subcarriers,*" IEEE Transactions on Communications, 2001



[24] N. Walczuch, "Modelos para el Desarrollo," Universidad de los Andes, 2011.

[25] E. Astaiza, H. Bermudez, y P. Muñoz, "Simulación de Sistemas de Telecomunicaciones," Universidad del Cauca, Colombia, 2007.



ANEXO A

En esta sección se presentan los códigos en Matlab utilizados para obtener *throughput* y eficiencia, también se muestra la función de interpolación utilizada en la etapa de estimación de canal [1].

A.1 Throughput

```
%valor de SNR del sistema a modular:
for snr=0:4:28
%simula el sistema:
load_system('modelo3rpilo.mdl')
sim('modelo3rpilo.mdl')
%numero de subportadoras:
Nc=548;
%Periodo de bit:
Tb=6.6e-6;
%Tasa máxima de transmisión:
Rmax=Nc/Tb;
%Tamaño del bloque:
n=8;
SNRin=snr;
ber=(1-BERT(1))
aux=ber^n;
BLER=1-aux;
%Throughput:
throughp = Rmax*(1 - BLER);
eml.extrinsic('plot');
hold on
plot(SNRin,throughp,'-.o')
end
```

A.2 Eficiencia

```
%valor de SNR del sistema a modular:
for snr=0:4:28
%simula el sistema:
load_system('modelo3rpilo.mdl')
sim('modelo3rpilo.mdl')
%numero de subportadoras:
Nc=548;
%Periodo de bit:
```



```
Tb=6.6e-6;  
%Tasa máxima de transmisión:  
Rmax=Nc/Tb;  
%Tamaño del bloque:  
n=8;  
SNRin=snr;  
ber=(1-BERT(1))  
aux=ber^n;  
BLER=1-aux;  
%Throughput:  
througp = Rmax*(1 - BLER);  
%Eficiencia:  
efi=througp/6e6;  
eml.extrinsic('plot');  
hold on  
plot(SNRin,efi,'-.o')  
end
```

A.3 Función de interpolación en Matlab para sistemas que utilizan 5 pilotos

```
function msfcn_S_OFDM(block)  
% Level-2 M file S-Function for times two demo.  
% Copyright 1990-2004 The MathWorks, Inc.  
% $Revision: 1.1.6.1 $  
setup(block);  
%endfunction  
function setup(block)  
%% Register number of input and output ports  
block.NumInputPorts = 1;  
block.NumOutputPorts = 1;  
%% Setup functional port properties to dynamically  
%% inherited.  
block.SetPreCompInpPortInfoToDynamic;  
block.SetPreCompOutPortInfoToDynamic;  
% Override input port properties  
block.InputPort(1).DatatypeID = 0; % double  
block.InputPort(1).Complexity = 'complex';  
% Override output port properties  
block.OutputPort(1).DatatypeID = 0; % double  
block.OutputPort(1).Complexity = 'complex';  
block.InputPort(1).DirectFeedthrough = true;  
%% SetInputPortDimensions:  
%% Functionality : Check and set input and optionally output  
%% port dimensions  
%% C-Mex counterpart: mdlSetInputPortDimensionInfo
```



```
%%
block.RegBlockMethod('SetInputPortDimensions', @SetInpPortDims);
%%
%% SetOutputPortDimensions:
%% Functionality : Check and set output and optionally input
%% port dimensions
%% C-Mex counterpart: mdlSetOutputPortDimensionInfo
%%
block.RegBlockMethod('SetOutputPortDimensions', @SetOutPortDims);
%% Set block sample time to inherited
block.SampleTimes = [-1 0];
%% Run accelerator on TLC
block.SetAccelRunOnTLC(true);
%% Register methods
block.RegBlockMethod('Outputs', @Output);
%endfunction
function SetInpPortDims(block, idx, di)
block.InputPort(1).Dimensions = 5;
block.OutputPort(1).Dimensions = 300;
%endfunction
function SetOutPortDims(block, idx, di)
block.OutputPort(1).Dimensions = 300;
block.InputPort(1).Dimensions = 5;
%endfunction
function Output(block)
x=[1 2 3 4 5]';
xi=[1+1/76 1+2/76 1+3/76 1+4/76 1+5/76 1+6/76 1+7/76 1+8/76 1+9/76
1+10/76 1+11/76 1+12/76 1+13/76 1+14/76 1+15/76 1+16/76 1+17/76
1+18/76 1+19/76 1+20/76 1+21/76 1+22/76 1+23/76 1+24/76 1+25/76
1+26/76 1+27/76 1+28/76 1+29/76 1+30/76 1+31/76 1+32/76 1+33/76
1+34/76 1+35/76 1+36/76 1+37/76 1+38/76 1+39/76 1+40/76 1+41/76
1+42/76 1+43/76 1+44/76 1+45/76 1+46/76 1+47/76 1+48/76 1+49/76
1+50/76 1+51/76 1+52/76 1+53/76 1+54/76 1+55/76 1+56/76 1+57/76
1+58/76 1+59/76 1+60/76 1+61/76 1+62/76 1+63/76 1+64/76 1+65/76
1+66/76 1+67/76 1+68/76 1+69/76 1+70/76 1+71/76 1+72/76 1+73/76
1+74/76 1+75/76 2+1/76 2+2/76 2+3/76 2+4/76 2+5/76 2+6/76 2+7/76
2+8/76 2+9/76 2+10/76 2+11/76 2+12/76 2+13/76 2+14/76 2+15/76
2+16/76 2+17/76 2+18/76 2+19/76 2+20/76 2+21/76 2+22/76 2+23/76
2+24/76 2+25/76 2+26/76 2+27/76 2+28/76 2+29/76 2+30/76 2+31/76
2+32/76 2+33/76 2+34/76 2+35/76 2+36/76 2+37/76 2+38/76 2+39/76
2+40/76 2+41/76 2+42/76 2+43/76 2+44/76 2+45/76 2+46/76 2+47/76
2+48/76 2+49/76 2+50/76 2+51/76 2+52/76 2+53/76 2+54/76 2+55/76
2+56/76 2+57/76 2+58/76 2+59/76 2+60/76 2+61/76 2+62/76 2+63/76
2+64/76 2+65/76 2+66/76 2+67/76 2+68/76 2+69/76 2+70/76 2+71/76
2+72/76 2+73/76 2+74/76 2+75/76 3+1/76 3+2/76 3+3/76 3+4/76 3+5/76
```



```

3+6/76 3+7/76 3+8/76 3+9/76 3+10/76 3+11/76 3+12/76 3+13/76
3+14/76 3+15/76 3+16/76 3+17/76 3+18/76 3+19/76 3+20/76 3+21/76
3+22/76 3+23/76 3+24/76 3+25/76 3+26/76 3+27/76 3+28/76 3+29/76
3+30/76 3+31/76 3+32/76 3+33/76 3+34/76 3+35/76 3+36/76 3+37/76
3+38/76 3+39/76 3+40/76 3+41/76 3+42/76 3+43/76 3+44/76 3+45/76
3+46/76 3+47/76 3+48/76 3+49/76 3+50/76 3+51/76 3+52/76 3+53/76
3+54/76 3+55/76 3+56/76 3+57/76 3+58/76 3+59/76 3+60/76 3+61/76
3+62/76 3+63/76 3+64/76 3+65/76 3+66/76 3+67/76 3+68/76 3+69/76
3+70/76 3+71/76 3+72/76 3+73/76 3+74/76 3+75/76 4+1/76 4+2/76
4+3/76 4+4/76 4+5/76 4+6/76 4+7/76 4+8/76 4+9/76 4+10/76 4+11/76
4+12/76 4+13/76 4+14/76 4+15/76 4+16/76 4+17/76 4+18/76 4+19/76
4+20/76 4+21/76 4+22/76 4+23/76 4+24/76 4+25/76 4+26/76 4+27/76
4+28/76 4+29/76 4+30/76 4+31/76 4+32/76 4+33/76 4+34/76 4+35/76
4+36/76 4+37/76 4+38/76 4+39/76 4+40/76 4+41/76 4+42/76 4+43/76
4+44/76 4+45/76 4+46/76 4+47/76 4+48/76 4+49/76 4+50/76 4+51/76
4+52/76 4+53/76 4+54/76 4+55/76 4+56/76 4+57/76 4+58/76 4+59/76
4+60/76 4+61/76 4+62/76 4+63/76 4+64/76 4+65/76 4+66/76 4+67/76
4+68/76 4+69/76 4+70/76 4+71/76 4+72/76 4+73/76 4+74/76 4+75/76]';
block.OutputPort(1).Data =
interp1(x,block.InputPort(1).Data,xi,'spline');
%endfunction

```

A.4 Función de interpolación en Matlab para sistemas que utilizan 11 pilotos

```

function msfcn_S_OFDM(block)
% Level-2 M file S-Function for times two demo.
% Copyright 1990-2004 The MathWorks, Inc.
% $Revision: 1.1.6.1 $
setup(block);
%endfunction
function setup(block)
%% Register number of input and output ports
block.NumInputPorts = 1;
block.NumOutputPorts = 1;
%% Setup functional port properties to dynamically
%% inherited.
block.SetPreCompInpPortInfoToDynamic;
block.SetPreCompOutPortInfoToDynamic;
% Override input port properties
block.InputPort(1).DatatypeID = 0; % double
block.InputPort(1).Complexity = 'complex';
% Override output port properties
block.OutputPort(1).DatatypeID = 0; % double
block.OutputPort(1).Complexity = 'complex';
block.InputPort(1).DirectFeedthrough = true;

```



```
%% SetInputPortDimensions:
%% Functionality : Check and set input and optionally output
%% port dimensions
%% C-Mex counterpart: mdlSetInputPortDimensionInfo
%%
block.RegBlockMethod('SetInputPortDimensions', @SetInpPortDims);
%%
%% SetOutputPortDimensions:
%% Functionality : Check and set output and optionally input
%% port dimensions
%% C-Mex counterpart: mdlSetOutputPortDimensionInfo
%%
block.RegBlockMethod('SetOutputPortDimensions', @SetOutPortDims);
%% Set block sample time to inherited
block.SampleTimes = [-1 0];
%% Run accelerator on TLC
block.SetAccelRunOnTLC(true);
%% Register methods
block.RegBlockMethod('Outputs',@Output);
%endfunction
function SetInpPortDims(block, idx, di)
block.InputPort(1).Dimensions = 11;
block.OutputPort(1).Dimensions = 300;
%endfunction
function SetOutPortDims(block, idx, di)
block.OutputPort(1).Dimensions = 300;
block.InputPort(1).Dimensions = 11;
%endfunction
function Output(block)
x=[1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11]';
xi=[1+1/31 1+2/31 1+3/31 1+4/31 1+5/31 1+6/31 1+7/31 1+8/31 1+9/31
1+10/31 1+11/31 1+12/31 1+13/31 1+14/31 1+15/31 1+16/31 1+17/31
1+18/31 1+19/31 1+20/31 1+21/31 1+22/31 1+23/31 1+24/31 1+25/31
1+26/31 1+27/31 1+28/31 1+29/31 1+30/31 2+1/31 2+2/31 2+3/31
2+4/31 2+5/31 2+6/31 2+7/31 2+8/31 2+9/31 2+10/31 2+11/31 2+12/31
2+13/31 2+14/31 2+15/31 2+16/31 2+17/31 2+18/31 2+19/31 2+20/31
2+21/31 2+22/31 2+23/31 2+24/31 2+25/31 2+26/31 2+27/31 2+28/31
2+29/31 2+30/31 3+1/31 3+2/31 3+3/31 3+4/31 3+5/31 3+6/31 3+7/31
3+8/31 3+9/31 3+10/31 3+11/31 3+12/31 3+13/31 3+14/31 3+15/31
3+16/31 3+17/31 3+18/31 3+19/31 3+20/31 3+21/31 3+22/31 3+23/31
3+24/31 3+25/31 3+26/31 3+27/31 3+28/31 3+29/31 3+30/31 4+1/31
4+2/31 4+3/31 4+4/31 4+5/31 4+6/31 4+7/31 4+8/31 4+9/31 4+10/31
4+11/31 4+12/31 4+13/31 4+14/31 4+15/31 4+16/31 4+17/31 4+18/31
4+19/31 4+20/31 4+21/31 4+22/31 4+23/31 4+24/31 4+25/31 4+26/31
4+27/31 4+28/31 4+29/31 4+30/31 5+1/31 5+2/31 5+3/31 5+4/31 5+5/31
```



```
5+6/31 5+7/31 5+8/31 5+9/31 5+10/31 5+11/31 5+12/31 5+13/31
5+14/31 5+15/31 5+16/31 5+17/31 5+18/31 5+19/31 5+20/31 5+21/31
5+22/31 5+23/31 5+24/31 5+25/31 5+26/31 5+27/31 5+28/31 5+29/31
5+30/31 6+1/31 6+2/31 6+3/31 6+4/31 6+5/31 6+6/31 6+7/31 6+8/31
6+9/31 6+10/31 6+11/31 6+12/31 6+13/31 6+14/31 6+15/31 6+16/31
6+17/31 6+18/31 6+19/31 6+20/31 6+21/31 6+22/31 6+23/31 6+24/31
6+25/31 6+26/31 6+27/31 6+28/31 6+29/31 6+30/31 7+1/31 7+2/31
7+3/31 7+4/31 7+5/31 7+6/31 7+7/31 7+8/31 7+9/31 7+10/31 7+11/31
7+12/31 7+13/31 7+14/31 7+15/31 7+16/31 7+17/31 7+18/31 7+19/31
7+20/31 7+21/31 7+22/31 7+23/31 7+24/31 7+25/31 7+26/31 7+27/31
7+28/31 7+29/31 7+30/31 8+1/31 8+2/31 8+3/31 8+4/31 8+5/31 8+6/31
8+7/31 8+8/31 8+9/31 8+10/31 8+11/31 8+12/31 8+13/31 8+14/31
8+15/31 8+16/31 8+17/31 8+18/31 8+19/31 8+20/31 8+21/31 8+22/31
8+23/31 8+24/31 8+25/31 8+26/31 8+27/31 8+28/31 8+29/31 8+30/31
9+1/31 9+2/31 9+3/31 9+4/31 9+5/31 9+6/31 9+7/31 9+8/31 9+9/31
9+10/31 9+11/31 9+12/31 9+13/31 9+14/31 9+15/31 9+16/31 9+17/31
9+18/31 9+19/31 9+20/31 9+21/31 9+22/31 9+23/31 9+24/31 9+25/31
9+26/31 9+27/31 9+28/31 9+29/31 9+30/31 10+1/31 10+2/31 10+3/31
10+4/31 10+5/31 10+6/31 10+7/31 10+8/31 10+9/31 10+10/31 10+11/31
10+12/31 10+13/31 10+14/31 10+15/31 10+16/31 10+17/31 10+18/31
10+19/31 10+20/31 10+21/31 10+22/31 10+23/31 10+24/31 10+25/31
10+26/31 10+27/31 10+28/31 10+29/31 10+30/31]';
block.OutputPort(1).Data =
interp1(x,block.InputPort(1).Data,xi,'spline');
%endfunction
```



REFERENCIAS ANEXO A

- [1] O. Ferreira, “*Análise do Desempenho da Tecnologia Ofdm para os Sistemas Móveis de Quarta Geração: Influência da Densidade de Pilotos no Desempenho do Sistema OFDM,*” Universidade Federal Fluminense, Brasil, 2010.