

**ANALISIS DEL ESQUEMA DE MODULACION ADAPTATIVA DEL NIVEL FISICO DE
WiMAX**



HANSEL JOAQUIN SALAZAR ESPAÑA

JULIO ANDRES MOSQUERA BOLAÑOS

**UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES**

**Departamento de Telecomunicaciones
Grupo I+D Nuevas Tecnologías en Telecomunicaciones - GNTT
Línea de investigación: Gestión Integrada de Redes, Servicios y Arquitecturas de
Telecomunicaciones**

**Popayán
2011**

**ANALISIS DEL ESQUEMA DE MODULACION ADAPTATIVA DEL NIVEL FISICO
DE WIMAX**



HANSEL JOAQUIN SALAZAR ESPAÑA

JULIO ANDRES MOSQUERA BOLAÑOS

**Trabajo de Grado presentado como requisito para obtener el título de Ingeniero en
Electrónica y Telecomunicaciones**

**Director
ING. GUEFRY AGREDO MENDEZ**

**UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES**

**Departamento de Telecomunicaciones
Grupo I+D Nuevas Tecnologías en Telecomunicaciones – GNTT
Línea de investigación: Gestión Integrada de Redes, Servicios y Arquitecturas de
Telecomunicaciones**

**Popayán
2011**

CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCION	3
1. SISTEMA WiMAX	5
1.1 FUENTE	6
1.2 CODIFICADOR	7
1.2.1 Codificador Reed-Solomon	8
1.2.2 Codificador convolucionala.....	9
1.2.3 Proceso de perforado (Puncturing)	10
1.2.4 Entrelazador.....	10
1.3 DECODIFICADOR	11
1.3.1 Desentrelazador.....	11
1.3.2 Inserción de ceros	12
1.3.3 Decodificador Viterbi	12
1.3.4 Decodificador Reed-Solomon.....	12
1.4 MAPEADOR DE MODULACION	13
1.5 DESMAPEADOR DE MODULACION	14
1.6 SIMBOLOS PILOTO	14
1.7 SECUENCIAS DE ENTRENAMIENTO	15
1.8 ESTIMADOR DEL CANAL	16
1.9 ENSAMBLADOR	17
1.10 BANDAS DE GUARDA	18
1.11 DESENSAMBLADOR	19
1.12 ALGORITMO DE LA TRANSFORMADA INVERSA DE FOURIER	19
1.13 ALGORITMO DE LA TRANSFORMADA RAPIDA DE FOURIER	20
1.14 PREFIJO CICLICO	20
1.15 REMOCION DE LAS BANDAS DE GUARDA	21
2. MODULACION Y CODIFICACION ADAPTATIVA	22
2.1 FUNCIONAMIENTO DE LOS SISTEMAS AMC	23
2.1.1 Estimación de la calidad del canal	23
2.1.2 Parámetro de adaptación	23
2.1.3 Mecanismo de realimentación.....	24
2.2 IMPLEMENTACION DE AMC	25
2.2.1 Estimación de la relación señal a ruido (SNR)	25
2.2.2 El bloque AMC	26
2.3 ESTRUCTURA DE TRAMA WiMAX	26
2.3.1 Preámbulo	27
2.3.2 Encabezado de Control de Trama	27
2.3.3 DL-MAP y UL-MAP.....	28
2.3.4 Codificación del canal.....	28
2.3.5 Modulación.....	28
2.3.6 Mapeo en tiempo y frecuencia	29
2.3.7 Subcanalización y zonas	29

3.	EL CANAL DE COMUNICACIONES	36
3.1	CANAL INALAMBRICO	36
3.2	CARACTERISTICAS DE UN CANAL INALAMBRICO MULTITRAYECTO	37
3.2.1	Tiempo de coherencia y dispersión Doppler	37
3.3	MODELO DE LINEAS DE RETARDO	38
4	IMPLEMENTACION Y ANALISIS DE LA SIMULACION	41
4.1	IMPLEMENTACION DE LA SIMULACIÓN	41
4.1.1.	Transmisor.....	41
4.1.2.	Canal con AWGN y Multitrayectoria	50
4.1.3.	Sistema Receptor.....	51
4.2	ANÁLISIS DE RESULTADOS	54
4.2.1.	Generación aleatoria de datos	54
4.2.2.	Sistema transmisor y receptor	55
5.	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	70
5.1	CONCLUSIONES	70
5.2	RECOMENDACIONES	71
	BIBLIOGRAFIA.....	72

LISTA DE TABLAS

Tabla 1.1	Perfiles AMC	7
Tabla 1.2	Vector de perforación para diferentes tasas de codificación	10
Tabla 1.3	Factores de Normalización.....	14
Tabla 1.4	Alfabeto de modulación según el mapa de constelación	14
Tabla 2.1	Parámetros WiMAX utilizando una FFT de 256 puntos	26
Tabla 2.2	Velocidad de transmisión de datos en el nivel físico de WiMAX	30
Tabla 2.3	Parámetros de la permutación de subportadoras DL PUSC.....	34
Tabla 4.1	Parámetros según SNR	46
Tabla 4.2	Tamaño trama vs Modulación y Codificación	55
Tabla 4.3	Vectores a la salida de los bloques del transmisor	56
Tabla 4.4	Calculo del ancho de banda para diferentes modulaciones; Error! Marcador no definido.	

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1.	Esquema general de un transmisor WiMAX.....	5
Figura 1.2.	Esquema general de un receptor WiMAX	5
Figura 1.3.	Diagrama de bloques del codificador	7
Figura 1.4	Trama Reed-Solomon.....	9
Figura 1.5.	Codificador convolucional	10
Figura 1.6	Diagrama de bloques del proceso de decodificación.....	11
Figura 1.7.	Mapas de Constelaciones	13
Figura 1.8	Estructura larga del preámbulo, usado para las transmisiones DL	16
Figura 1.9.	Descripción de la frecuencia OFDM.....	18
Figura 1.10.	Estructura de la trama OFDM, obtenida después del ensamblaje	18
Figura 1.11.	Estructura compuesta por subportadoras de datos y DC	19
Figura 1.12.	Estructura después de adicionar las bandas de guarda	19

Figura 1.13. Reacomodo de tramas antes de realizar la IFFT	20
Figura 1.14. Símbolo OFDM con el prejifo ciclico.....	20
Figura 2.1. Ejemplo de AMC basado en la distancia de la MS a la BS	23
Figura 2.2. Ejemplo BER vs SNR y umbrales para 4 esquemas AMC	24
Figura 2.3. Diagrama de bloques de un sistema WiMAX con mecanismo AMC	25
Figura 2.4. Configuración de Trama WiMAX.....	27
Figura 2.5. Esquema de permutación de subportadora DL PUSC	31
Figura 2.6. Esquema de permutación de subportadoras UL PUSC.....	32
Figura.2.7. Esquema de permutación de subportadoras UL OPUSC.....	32
Figura 2.8. Esquema de permutación de subportadora AMC	33
Figura 2.9. Esquema de permutación de subportadora FUSC	34
Figura 2.10. Ejemplo de Subtrama OFDMA con múltiples zonas	35
Figura 3.1 Modelo de línea de retardo	38
Figura 4.1 Subsistemas que conforman la simulación del nivel físico de WiMAX.....	41
Figura 4.2 Implementación interna del Transmisor.....	41
Figura 4.3 Parámetros del generador Binario de Bernoulli	42
Figura 4.4 Fuente de datos	42
Figura 4.5 Sistema de Aleatorización.....	43
Figura 4.6 Parámetros del bloque Generador de Secuencias PN	43
Figura 4.7 Implementación del codificador	44
Figura 4.8 Parámetros del codificador Reed Solomon	44
Figura 4.9 Parámetros del Codificador Convolutivo.....	45
Figura 4.10 Bloque Modulador	45
Figura 4.11 Bloque AMC.....	46
Figura 4.12 Implementación del bloque multiplexación OFDM.....	47
Figura 4.13 Implementación del modulo de acople de subportadoras	48
Figura 4.14 Ensamble de Portadoras DC y piloto	49
Figura 4.15 Implementación del Canal con AWGN y Multitrayectoria.....	50
Figura 4.16 Parámetros del bloque <i>Rayleigh Fading</i>	51
Figura 4.17 Implementación del Receptor	51
Figura 4.18 Implementación de multiplexor OFDM	51
Figura 4.19 Diagrama Demultiplexación OFDM	53
Figura 4.20 Demodulador QAM	53
Figura 4.21 Implementación del Decodificador	53
Figura 4.22 Sistema implementado, nivel físico IEEE802.16	54
Figura 4.23 Datos después de 3 tramas	54
Figura 4.24 Datos después de 3 tramas	55
Figura 4.25 Vectores después de cada bloque	56
Figura 4.26 BER vs SNR sin codificación	57
Figura 4.27 BER vs SNR con codificación	57
Figura 4.28 Constelación 16 QAM $\frac{1}{2}$	58
Figura 4.29 Espectro de la señal generada por el Transmisor	59
Figura 4.30 Espectro en receptor.....	60
Figura 4.31 Constelación 16 QAM $\frac{1}{2}$ en receptor	61

Figura 4.32 BER vs SNR para diferentes esquemas de modulación.....	62
Figura 4.33 BER vs SNR por debajo del umbral	62
Figura 4.34 Constelación 64 QAM $\frac{3}{4}$ en transmisor	63
Figura 4.35 Constelación 64 QAM $\frac{3}{4}$ en receptor	63
Figura 4.36 Constelación 64 QAM 23 en receptor	64
Figura 4.37 Constelación 16 QAM $\frac{3}{4}$ en receptor	64
Figura 4.38 Constelación 16 QAM $\frac{1}{2}$ en receptor	65
Figura 4.39 Constelación 4 QAM $\frac{3}{4}$ en receptor	65
Figura 4.40 Constelación 4 QAM $\frac{1}{2}$ en receptor	66
Figura 4.41 Constelación BPSK $\frac{1}{2}$ en receptor	66
Figura 4.42 Espectro de frecuencia para BPSK $\frac{1}{2}$	67
Figura 4.43 Espectro de frecuencia para 16 QAM $\frac{1}{2}$	67
Figura 4.44 Espectro de frecuencia para 64 QAM $\frac{3}{4}$	68

LISTA DE ACRONIMOS

AAS	Sistemas de Antenas Adaptativas, <i>Adaptive Antenna Systems</i> .
AMC	Codificación y Modulación Adaptativa, <i>Adaptive Modulation and Coding</i> .
AWGN	Ruido Gaussiano Blanco Aditivo, <i>Additive White Gaussian Noise</i> .
BER	Tasa de Error de Bit, <i>Bit Error Rate</i> .
BPSK	Modulación por Desplazamiento de Fase Binaria, <i>Binary Phase-Shift Keying</i> .
BS	Estación Base, <i>Base Station</i> .
CINR	Relación Portadora a Interferencia de Ruido, <i>Carrier to Interference plus Noise Ratio</i> .
CIR	Respuesta al Impulso del Canal, <i>Channel Impulse Response</i> .
CP	Prefijo Cíclico, <i>Cyclic Prefix</i> .
CSI	Información del Estado del Canal, <i>Channel State Information</i> .
DL	Enlace de Bajada, <i>DownLink</i> .
DL FUSC	Subcanales de Bajada Totalmente Utilizados, <i>Downlink Full Usage of Sub-Channels</i> .
DL MAP	Protocolo de Acceso al Medio de Bajada, <i>Downlink Media Access Protocol</i> .
DL OFUSC	Opción de Subcanales de Bajada Totalmente Utilizados, <i>Downlink Optional Full Usage of Sub-Channels</i> .
DL PUSC	Subcanales de Bajada Parcialmente Utilizados, <i>Downlink Partial Usage of Sub-Channels</i> .
DLFP	Prefijo de trama del DL, <i>Downlink Frame Prefix</i> .
FCH	Encabezado de Control de Trama, <i>Frame Control Header</i> .
FDMA	Acceso Múltiple por División de Frecuencia, <i>Frequency Division Multiple Access</i> .
FEC	Esquema de Detección y Corrección de Errores, <i>Forward Error Correction</i> .
FFT	Transformada Rápida de Fourier, <i>Fast Fourier Transform</i> .
GF	Campo de Galois, <i>Galois Field</i> .
IFFT	Transformada Inversa Rápida de Fourier, <i>Inverse Fast Fourier Transform</i> .
ISI	Interferencia Intersímbolos, <i>Inter Symbol Interference</i> .
ICI	Interferencia Interportadoras, <i>Inter Carrier Interference</i> .
LS	Mínimos Cuadrados, <i>Least Square</i> .
MAP	Protocolo de Acceso al Medio, <i>Media Access Protocol</i> .
MIMO	Múltiple Entrada Múltiple Salida, <i>Multiple Input Multiple Output</i> .
MS	Estación Móvil, <i>Mobile Station</i> .
NLOS	Sin Línea de Vista, <i>Non Line Of Sight</i> .
OFDM	Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal, <i>Orthogonal Frequency Division Multiplex</i> .
PAPR	Relación de Potencia Pico a Promedio, <i>Peak-to Average Power Ratio</i> .
PRBS	Secuencia Binaria Pseudoaleatoria, <i>Pseudo Random Binary Sequence</i> .
PS	Intervalos Físicos, <i>Physical Slots</i> .
QAM	Modulación de Amplitud en Cuadratura, <i>Quadrature Amplitud Modulation</i> .
QPSK	Modulación por Desplazamiento de Fase en Cuadratura, <i>Quadrature Phase-Shift Keying</i> .
RS	Reed Solomon.
RTG	Brecha de Transición Recepción Transmisión, <i>Receive-Transmit Transition Gap</i> .
SISO	Entrada Simple Salida Simple, <i>Single In Single Out</i> .
SNR	Relación Señal a Ruido, <i>Signal to Noise Ratio</i> .
STC	Codificación Espacio Temporal, <i>Space Time Coding</i> .
SUI	Interino Universidad de Stanford, <i>Stanford University Interim</i> .
TDD	Duplexación por División de Tiempo, <i>Time Division Duplexing</i> .
TTG	Brecha de Transición Transmisión Recepción, <i>Transmit-Receive Transition Gap</i> .

UL	Enlace de Subida, <i>UpLink</i> .
UL-MAP	Protocolo de Acceso al Medio de Subida, <i>Uplink Media Access Protocol</i> .
UL OPUSC	Opción de Subcanales de Subida Parcialmente Utilizados, <i>Uplink Optional PUSC</i> .
UL PUSC	Subcanales de Subida Parcialmente Utilizados, <i>Uplink Partial Usage of Sub-Channels</i> .
WLAN	Red Inalámbrica de Área Local, <i>Wireless Local Area Network</i> .
WMAN	Red Inalámbrica de Área Metropolitana, <i>Wireless Metropolitan Area Network</i> .

INTRODUCCION

El crecimiento que ha tenido el uso de redes digitales ha conducido a la necesidad de diseñar nuevas redes de comunicaciones con mayor capacidad. La industria de las telecomunicaciones también está cambiando debido a la mayor demanda de servicios tales como aplicaciones multimedia y video conferencia. El aumento en el uso de redes de computadores e internet, resulta en una mayor demanda de conectividad que es provista en cualquier lugar y en cualquier momento, *anywhere anytime*, llevando así a un aumento en los requerimientos de capacidad y confiabilidad en los sistemas inalámbricos de banda ancha.

La disponibilidad de banda ancha brinda diversidad de servicios a muchos usuarios, por lo que se están desarrollando nuevas tecnologías y estándares inalámbricos de banda ancha que rápidamente cubran sus necesidades. El acceso inalámbrico de banda ancha se ha convertido en el mejor camino para satisfacer la demanda de la rápida conexión a internet y servicios integrados de “*triple play*”.

Las comunicaciones digitales inalámbricas son un campo emergente que ha experimentado una gran expansión durante los últimos años, más aún, la telefonía móvil, las redes inalámbricas de área local (WLAN, *Wireless Local Area Network*), las redes inalámbricas de área metropolitana (WMAN, *Wireless Metropolitan Area Network*) y el crecimiento exponencial del uso de internet, han desencadenado un incremento en la demanda de redes inalámbricas de alta capacidad.

Con el fin de combatir las variaciones temporales que se dan en un canal inalámbrico con desvanecimiento por multitrayecto, se utilizan técnicas de codificación y modulación adaptativa. Estas técnicas emplean múltiples esquemas de modulación y codificación para adaptar instantáneamente las variaciones en la relación señal a ruido (SNR, *Signal to Noise Ratio*) al canal, esto maximiza el *throughput*¹ del sistema involucrando datos del usuario y de control.

Con la realización del presente trabajo de grado se busca dar una revisión sobre el estándar IEEE 802.16 que define la tecnología WiMAX y estudiar el desempeño a nivel físico de un sistema de comunicaciones bajo este estándar mediante simulación, con lo que se tendrá un mejor entendimiento a nivel físico del comportamiento de dicha estándar en lo referente a la adaptación de los esquemas de modulación y codificación, que brindan un mejor aprovechamiento de las capacidades del sistema y ventajas en la comunicación de datos.

El diseño de mecanismos de codificación y modulación adaptativa dependen de las condiciones del canal e interferencia y permiten ajustar adaptativamente los esquemas de modulación y codificación para una óptima transferencia de datos, haciendo un uso eficiente del ancho de banda, proporcionando altas tasas de transmisión de datos y mejorando la capacidad del sistema.

Esta temática se aborda a través de 5 capítulos que a su vez se dividen en dos secciones, la primera, los capítulos 1, 2 y 3, dan las bases teóricas para la realización del proyecto y en la segunda, capítulos 4 y 5, se implementa la simulación con base en los primeros

¹ Cantidad de datos que se pueden enviar en cierto periodo de tiempo.

capítulos, se analizan los resultados, se generan conclusiones y se hacen recomendaciones respecto a trabajos futuros que se puedan implementar.

El capítulo 1, *Sistemas WiMAX*, es parte fundamental para dar cumplimiento al objetivo general, ya que en éste se realiza el análisis de los bloques que conforman a nivel físico un transmisor receptor WiMAX.

En él se explican cuáles son los bloques necesarios para formar una señal de un sistema WiMAX, cómo se compone dicha señal, cómo funcionan estos bloques y se dan algunos parámetros que hacen parte del estándar IEEE 802.16. Además, sienta las bases para los esquemas de modulación y codificación adaptativa, definiendo las características de los esquemas que permiten mantener la conexión en un enlace de comunicación de datos.

En el capítulo 2, *Modulación y codificación adaptativa*, se muestran de forma detallada los fundamentos, las características y funcionamiento de los esquemas de modulación y codificación adaptativa, los bloques que conforman este mecanismo, su implementación y su funcionamiento. Además, se estudia la trama física WiMAX, sus parámetros, características y componentes.

En el capítulo 3, *El canal de comunicaciones*, se presenta el canal de comunicaciones prestando especial atención a los modelos Interinos de la Universidad de Stanford (SUI, *Stanford University Interim*), siendo estos modelos los seleccionados por el WiMAX Forum como los modelos de referencia para los sistemas de comunicaciones inalámbricas WiMAX. Este capítulo es parte fundamental en el desarrollo de este trabajo de grado ya que el buen entendimiento y elección del adecuado modelo de canal de comunicación es básico para la simulación a realizar.

En el capítulo 4, *Implementación y análisis de la simulación*, se lleva a cabo la simulación con base en la información recopilada en los capítulos anteriores. Para llevar a cabo este proceso se hace uso de la herramienta Simulink de Matlab, la cual brinda los bloques necesarios para producir una señal WiMAX, implementar el canal de comunicaciones y el receptor.

Se presentan los aspectos más importantes de la implementación de la simulación del nivel físico y con base en el Anexo C, *Metodología de Simulación*, se construye el sistema que responde a las variaciones del canal para que de esta manera adapte los esquemas de modulación y codificación manteniendo una cierta calidad del enlace de comunicaciones se realiza el análisis sobre las ventajas que ofrece el uso de esquemas de modulación y codificación adaptativos en sistemas basados en el estándar IEEE 802.16.

Por último, en el capítulo 5 se presentan las conclusiones y recomendaciones a las que se ha llegado con la elaboración de este trabajo de grado.

1. SISTEMA WiMAX

En este capítulo se da una descripción de los bloques que hacen parte de un transmisor/receptor de un sistema WiMAX, y en su desarrollo se explica de manera individual las partes que conforman el transmisor seguida de su contraparte en el receptor.

Aquí se presentan algunas características claves del nivel físico del estándar IEEE 802.16 que permiten la implementación de un sistema de comunicación de datos WiMAX para su posterior análisis mediante la simulación de cada uno de los bloques constitutivos.

Dentro de cualquier sistema de comunicaciones, se deben identificar tres bloques principales que son el transmisor, el receptor y el canal.

En un transmisor WiMAX se encuentran bloques funcionales claves para la formación y transmisión de datos. Los bloques que componen el esquema general de un transmisor WiMAX se muestran en la Figura 1.1 [1].

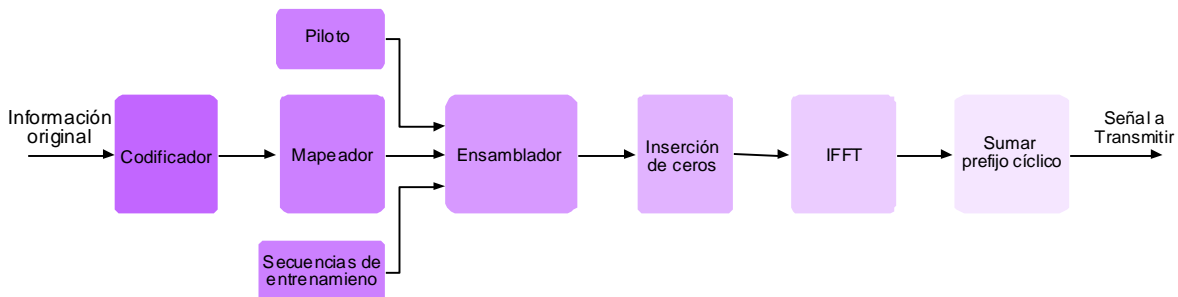


Figura 1.1. Esquema general de un transmisor WiMAX

A su vez, en el receptor, se encuentran los bloques que hacen el procesamiento inverso a la señal recibida con el fin de recuperar de manera satisfactoria la información original de la fuente, se incluye además, un bloque estimador que es necesario para determinar el comportamiento del canal. La Figura 1.2 [1] muestra un esquema general del receptor.

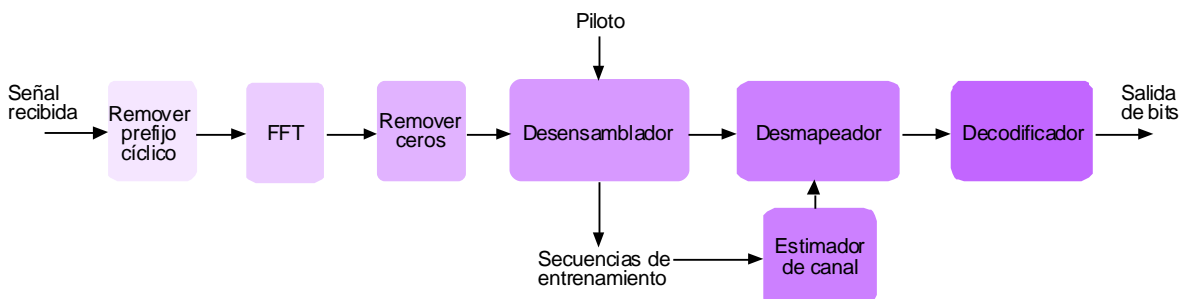


Figura 1.2. Esquema general de un receptor WiMAX

A continuación se presenta una visión general del funcionamiento de estos bloques.

Primero, la información de la fuente se genera de forma aleatoria, después se codifica y mapea en símbolos QAM.

Posteriormente es necesario implementar un proceso de ensamblaje, debido a que por ejemplo, para formar un símbolo OFDM 256 se necesitan de 192 subportadoras de datos, 1 subportadora DC, 8 subportadoras piloto y 55 subportadoras de guarda. Además, se utilizan secuencias de entrenamiento (*training sequences*) que permiten una estimación de los coeficientes del canal de transmisión en el receptor.

Después del proceso de ensamblaje, se realiza un proceso de relleno (*padding*). Luego, la señal se convierte del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo a través de la Transformada Inversa Rápida de Fourier (IFFT, *Inverse Fast Fourier Transform*) y finalmente se adiciona un Prefijo Cíclico (CP, *Cyclic Prefix*) con el fin de prevenir la Interferencia Intersímbolos (ISI, *Inter Symbol Interference*).

A su vez en el receptor, en primer lugar, se elimina el CP y la señal recibida se convierte al dominio de la frecuencia utilizando la Transformada Rápida de Fourier (FFT, *Fast Fourier Transform*). Como se explicó anteriormente, un símbolo OFDM está compuesto por subportadoras de datos, pilotos, una subportadora DC, y algunas subportadoras de guarda. Por lo tanto, es necesario un proceso que separe todas estas subportadoras, para lo cual, en primer lugar, se eliminan las bandas de guarda, luego, se realiza una separación de las subportadoras para obtener las subportadoras de datos, pilotos, y las secuencias de entrenamiento. Una vez que los datos han sido desmapeados, continúan hacia el bloque decodificador obteniendo por último la información original que se envió desde la fuente.

A continuación se da una explicación más detallada de cada uno de estos bloques, teniendo como base los lineamientos definidos por el estándar IEEE 802.16. [2].

1.1 FUENTE

Como se describe en el estándar IEEE 802.16 [2], los *bits* de información deben ser generados de forma aleatoria antes de la transmisión con lo que se busca minimizar la posibilidad de que se transmitan subportadoras no moduladas. Este proceso de aleatorizar se realiza sobre cada ráfaga de datos en el enlace de bajada (DL, *DownLink*) y el enlace de subida (UL, *UpLink*), y sobre cada asignación de bloque de datos².

El número de *bits* generados se especifican para que estén basados en el tamaño de la trama y se calcula según el tamaño del paquete que se requiera en cada situación. El tamaño del paquete depende del número de símbolos OFDM que se van transmitir, de la tasa de codificación del sistema y del esquema de modulación.

La Ecuación 1.1 calcula el número de símbolos OFDM que se van a transmitir en una trama. Este valor depende del número total de símbolos transmitidos, N_{Tsym} y de los símbolos utilizados por el preámbulo, $N_{entrenamiento}$, especificados por.

$$N_{OFDM} = N_{Tsym} - N_{entrenamiento} \quad Ec_{1.1}$$

Además, el número total de símbolos transmitidos se define en la Ecuación 1.2 como

² Subcanales en el dominio de la frecuencia y símbolos OFDM en el dominio del tiempo

$$N_{T_{sym}} = \frac{T_{frame}}{T_{sym}} \quad \text{Ec}_1.2$$

Donde T_{sym} es el tiempo de símbolo OFDM y T_{frame} es la duración de la trama.

Una vez se conoce el número de símbolos OFDM, se calcula el número de *bits* que se van a enviar, S_{packet} , según la Ecuación 1.3.

$$S_{packet} = N_{OFDM} R N_{data} M_a \quad \text{Ec}_1.3$$

Aquí R representa la tasa de codificación, N_{data} es el número de subportadoras de datos utilizadas, M_a define el alfabeto de modulación, que se especifica por el número de *bits* transmitidos por símbolo.

1.2 CODIFICADOR

El codificador se compone de un codificador externo Reed-Solomon (RS) y un codificador interno convolucional como un esquema de detección y corrección de errores³ (FEC, *Forward Error Correction*). Esto significa que los datos primero pasan en un formato de bloque a través del codificador RS, y luego pasan por el codificador convolucional. Este es un proceso de codificación flexible debido al proceso de perforado (*puncturing*) que permite variar las tasas de codificación de la señal. La última parte del codificador es un proceso de entrelazado (*interleaving*) para evitar secuencias largas de *bits* erróneos en las ráfagas. El diagrama de bloques del codificador se muestra en la Figura 1.3 [3].

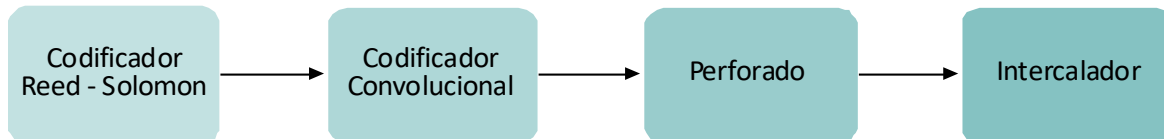


Figura 1.3. Diagrama de bloques del codificador

Se ha diseñado un esquema de codificación con tasa variable que depende de las condiciones del canal para ofrecer a los usuarios niveles óptimos de protección contra errores. La Tabla 1.1 [4] muestra las tasas de codificación empleadas con diferentes esquemas de modulación.

Tabla 1.1 Perfiles AMC⁴

AMC	Modulación	Código RS	Tasa de Codificación del Codificador Convolucional	Tasa de Codificación promedio
1	BPSK	(12,12,0)	1/2	1/2
2	4 QAM	(32,24,4)	2/3	1/2
3	4 QAM	(40,36,2)	5/6	3/4
4	16 QAM	(64,48,8)	2/3	1/2
5	16 QAM	(80,72,4)	5/6	3/4
6	64 QAM	(108,96,6)	3/4	2/3
7	64 QAM	(120,108,6)	5/6	3/4

³ Mecanismo de corrección de errores que permite su corrección en el receptor sin retransmisión de la información original.

⁴ Pares modulación-codificación, definidos por el estándar

Las opciones FEC se agrupan junto con varios esquemas de modulación para formar perfiles de robustez y eficiencia variables. El equipo de usuario reporta a la estación base (BS, *Base Station*) la estimación del canal y, con base en ese reporte, se selecciona una tasa de codificación específica para la transmisión de datos en el DL. Por ejemplo, los usuarios que experimenten una baja SNR, serán provistos con una mejor corrección de errores, menor tasa de codificación y modulación más robusta, por ejemplo BPSK $\frac{1}{2}$, que aquellos que experimenten una buena condición de canal a los cuales se les proveerá con una alta tasa de codificación y una modulación más eficiente, 64 QAM $\frac{3}{4}$, en el mismo instante de tiempo. A este proceso se le llama Codificación y Modulación Adaptativa (AMC, *Adaptive Modulation and Coding*)⁵.

A continuación se explican las características de los distintos bloques que conforman el codificador.

1.2.1 Codificador Reed-Solomon

Las propiedades de los códigos RS los hacen convenientes para aplicaciones donde los errores ocurren en ráfagas. Los codificadores RS trabajan construyendo, primero, un polinomio de los símbolos de datos que se van a transmitir y luego, enviando una versión sobre muestreada del polinomio en lugar de los símbolos originales.

Un código RS se especifica como $RS(n, k, t)$ con símbolos de l -bits. Esto quiere decir que el codificador toma k símbolos de datos de l bits cada uno y adiciona $2t$ símbolos de paridad para construir una palabra código de n símbolos, entonces se define

n número de *bytes* después de la codificación
 k número de *bytes* de información antes de la codificación
 t número de *bytes* de información que pueden ser corregidos

La capacidad de corrección de errores de cualquier código RS se determina por $(n-k)$, la medida de redundancia en el bloque. Si la ubicación de los símbolos erróneos no es conocida por adelantado, entonces, el código RS puede corregir hasta t símbolos, donde t se puede expresar según la Ecuación 1.4 como

$$t = \frac{n-k}{2} \quad \text{Ec}_{1.4}$$

Como se especifica en el estándar⁶, la codificación RS se deriva de un código sistemático $RS(n = 255, k = 239, t = 8)$ usando un Campo de *Galois* (GF) especificado como $GF = 2^8$. Los polinomios primitivo y generador usados para el código sistemático se expresan en las Ecuaciones 1.5 y 1.6.

$$\text{polinomio primitivo } p(x) = X^8 + X^4 + X^3 + X^2 + 1 \quad \text{Ec}_{1.5}$$

$$\text{polinomio generador } g(x) = (x + \lambda^0)(x + \lambda^1)(x + \lambda^2) \dots (x + \lambda^{2^t-1}) \quad \text{Ec}_{1.6}$$

El polinomio primitivo es el que se utiliza para construir el campo de símbolo y también se llama polinomio generador de campo. El polinomio generador de código se utiliza para

⁵ En el capítulo 2 se tratará en detalle la temática de AMC

⁶ En lo sucesivo, cuando se hable del estándar, se estará haciendo referencia al IEEE 802.16

calcular los símbolos de paridad y tiene la forma especificada en la Ecuación 1.5, donde λ es el elemento primitivo del GF sobre el cual se define el mensaje de entrada. Para mayor comprensión acerca de códigos RS referirse a [5].

Para hacer flexible el código RS, por ejemplo, para permitir tamaños de bloque y capacidades de corrección variables, el código se reduce y perfora. Cuando se recorta un bloque por k bytes, se adicionan $239 - k$ bytes de valor cero como prefijo, y después del proceso de codificación, estos $239 - k$ se descartan. Una vez se ha hecho el proceso de recorte, el número de símbolos que entran y salen del codificador RS cambia, al igual que el número de símbolos que pueden ser corregidos. Con el proceso de perforado, solo los primeros $2t$ del total de los 16 bytes de paridad serán empleados, el número de bytes de paridad se calcula del código sistemático $RS(255,239,8)$, como $2t = n - k$. En la Figura 1.4 [6] se muestra el proceso descrito anteriormente.

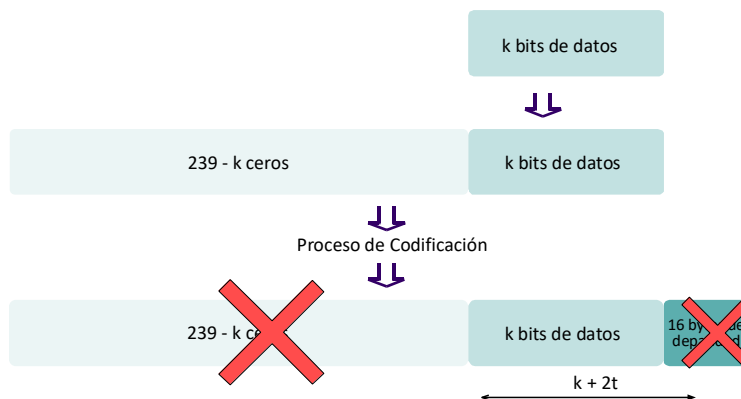


Figura 1.4 Trama Reed-Solomon

1.2.2 Codificador convolucional

Después del proceso de codificación RS, los *bits* de datos son además codificados con un codificador convolucional binario, que tiene una tasa por defecto de $1/2^7$ y longitud de restricción L de 7. Los polinomios generadores utilizados para derivar los dos códigos de *bits* de salida, se especifican en las Ecuaciones 1.7 y 1.8.

$$G_1 = 171_{octal} \text{ para } X \quad \text{Ec}_1.7$$

$$G_2 = 133_{octal} \text{ para } Y \quad \text{Ec}_1.8$$

Un codificador convolucional acepta mensajes de longitud k_0 *bits* y genera palabras código de n_0 *bits*.

Generalmente, el codificador convolucional se hace con registros de desplazamiento de L registros.

Un ejemplo de codificador convolucional binario se muestra en la Figura 1.5 [7]. Una línea de conexión desde el registro de desplazamiento alimentando el sumador significa un uno en la representación octal de los polinomios, y la ausencia de conexión se representa con un cero.

⁷ La tasa de $1/2$ viene dada por el propio código base establecida por defecto.

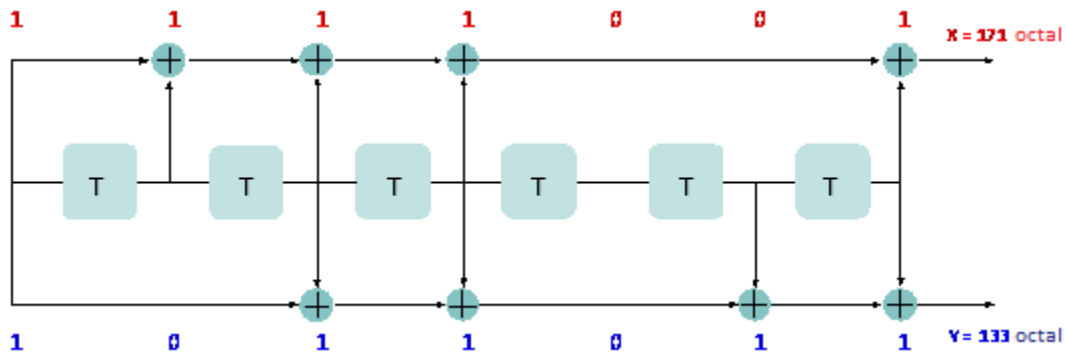


Figura 1.5. Codificador convolucional

1.2.3 Proceso de perforado (Puncturing)

Este es el proceso en el que sistemáticamente se borran *bits* de la salida de un codificador con el fin de reducir la cantidad de datos que se van a transmitir. Los *bits* se borran de acuerdo con una matriz de perforación, donde un cero significa un *bit* descartado.

El proceso de perforación se utiliza para crear tasas de codificación variables necesarias para proporcionar diferentes niveles de protección contra errores a los usuarios del sistema. Las diferentes tasas que pueden ser utilizadas se muestran junto con su respectivo vector de perforación en la Tabla 1.2 [8].

Tabla 1.2 Vector de perforación para diferentes tasas de codificación

Tasa	Vector de perforación
1/2	[1]
2/3	[1 1 1 0]
3/4	[1 1 0 1 1 0]
5/6	[1 1 0 1 1 0 0 1 1 0]

1.2.4 Entrelazador

El entrelazado de datos se utiliza generalmente para evitar los errores en las ráfagas de datos introducidos por el canal de transmisión y así, reducir la concentración de errores que se deben corregir con el propósito de aumentar la eficiencia de la transmisión. El entrelazado normalmente se implementa utilizando una matriz de dos dimensiones, de tal manera que los datos que entran a la matriz se escriben por filas, lo que especifica el número de niveles de entrelazado, y luego, en la salida se lee por columnas. El resultado es que una ráfaga de errores con la implementación del proceso de entrelazado se convierte en unos pocos errores de *bits* apenas espaciados, los cuales son más fáciles de corregir.

El proceso de entrelazado tiene dos pasos. Primero, los datos pasan a través de una matriz que se llena fila por fila con los símbolos de entrada y después se vacía columna por columna. Los parámetros utilizados para este bloque se especifican en la Ecuación 1.9 y son el número de filas y columnas que componen la matriz.

$$N_{filas} = 12 \quad N_{columnas} = \frac{N_{tcb}}{N_{filas}} \quad \text{Ec}_1.9$$

El segundo paso consiste de un bloque entrelazador en el que se reacomodan los elementos de su entrada de acuerdo a un vector índice. Este vector se define en la Ecuación 1.10.

$$I = \sum_{i=0}^{N_{tcb}-1} \left(s \left[\frac{i}{s} \right] + \text{mod} \left(i + N_{tcb} - \left\lfloor \frac{iN_{filas}}{N_{tcb}} \right\rfloor, s \right) + 1 \right) \quad \text{Ec}_1.10$$

Donde,

N_{tcb} es el número total de *bits* codificados $N_{tcb} = N_{cpc}N_{tx-data}$

N_{cpc} es el número de *bits* codificados por portadora, que es el mismo que se ha especificado con el alfabeto de modulación, M_a , en la sección 1.2.

$N_{tx-data} = N_{data}N_{OFDM}$ es el número total de símbolos de datos transmitidos

y
$$s = \left\lfloor \frac{N_{cpc}}{2} \right\rfloor$$

Los sistemas WiMAX utilizan un entrelazador que combina datos empleando 12 niveles de entrelazado. El efecto de este proceso se puede entender como una dispersión de los *bits* de diferentes símbolos, los cuales se combinan para obtener nuevos símbolos, del mismo tamaño pero con *bits* reacomodados.

1.3 DECODIFICADOR

Esta es la última etapa en el proceso de recepción. Un diagrama de bloques del decodificador se muestra en la Figura 1.6 [9].

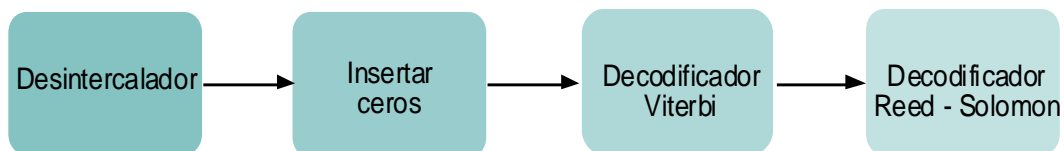


Figura 1.6 Diagrama de bloques del proceso de decodificación

El decodificador acepta la secuencia de *bits* del desmapeador y, de acuerdo con el método de codificación que se ha utilizado, intenta reproducir la información generada originalmente por la fuente. Al igual que en el bloque codificador, Sección 1.2, el decodificador también se compone de cuatro pasos, que realizan diversas operaciones con el objetivo de invertir el proceso realizado por el codificador.

1.3.1 Desentrelazador

El desentrelazador reorganiza los *bits* de cada ráfaga en la forma correcta como estaban antes del proceso de entrelazado, para esto utiliza un bloque y una matriz desentrelazadora. Estos bloques trabajan del mismo modo que los utilizados en el transmisor explicado en la Sección 1.2.4. El bloque organiza los elementos de su entrada de acuerdo al vector índice. La matriz se llena columna por columna con los símbolos de entrada y envía su contenido a la salida fila por fila. Los parámetros utilizados en ambos bloques son los mismos que los utilizados en el proceso de entrelazado.

1.3.2 Inserción de ceros

El bloque denominado “Insertar ceros” se refiere a la tarea de revertir el proceso realizado por el bloque de “perforación”. Como se ha explicado previamente, el proceso de perforación consiste en borrar *bits* de un flujo de estos. El receptor no conoce el valor de los *bits* que fueron borrados, pero conoce su posición gracias al vector de perforación. Por lo tanto, se utilizan ceros para llenar los huecos correspondientes de la ráfaga con el fin de obtener la misma tasa de transmisión de datos que antes de realizar el proceso de perforación.

1.3.3 Decodificador Viterbi

El algoritmo de Viterbi realiza la decodificación donde se calcula una medida de similitud o distancia entre la señal recibida en el momento t_i , y todos los caminos que llevan a cada estado en el mismo tiempo.

Cuando dos caminos entran en el mismo estado, el que tiene la mejor métrica es elegido. La selección de los diferentes caminos se realiza para todos los estados.

El decodificador continúa de esta manera, tomando decisiones y descartando los caminos menos probables. El factor que reduce la complejidad es la eliminación temprana de los caminos menos probables.

El objetivo de seleccionar el mejor camino se puede expresar como la elección de la palabra código con la máxima probabilidad, o como la elección de la palabra código con la mínima métrica de distancia

Algunos parámetros del decodificador de Viterbi son el tipo de decisión de la decodificación y el modo de operación. Estos parámetros se definen a continuación:

- El tipo de señales que puede soportar el bloque “decodificador Viterbi” está basado en el parámetro tipo de decisión. Este parámetro define el tipo de decisión: suave o dura. La decisión dura toma una cadena de bits donde cada bit se considera definitivamente uno o cero, por ejemplo, en una señal binaria, los pulsos recibidos se muestrean y los voltajes resultantes se comparan con un umbral sin importar que tan cerca del umbral se encuentre, decidiendo que si el valor es mayor que el umbral entonces es un uno y si es menor que el umbral entonces es un cero. La decisión suave además de la decisión por umbral requiere de un indicador que establece que tan correcta es la decisión.
- El parámetro de modo de operación controla qué método utiliza el bloque para la transición entre las tramas sucesivas. El modo truncado en el cual cada trama se trata independientemente y el parámetro profundidad de rastreo comienzan en el estado con la mejor métrica y termina en el estado donde todos son ceros.

1.3.4 Decodificador Reed-Solomon.

La última etapa en el proceso de decodificación es la decodificación *Reed-Solomon*. Esta realiza las operaciones necesarias para decodificar la señal y recuperar el mensaje original enviado por la fuente. Como en todos los bloques en el receptor, el decodificador RS realiza las operaciones inversas al correspondiente bloque de codificación. Así, el

decodificador RS permite la corrección de errores, tomando palabras código de longitud n , decodificando los símbolos y regresando mensajes de longitud k , siendo $n = 255$ y $k = 239$, las mismas que las descritas en el codificador RS, sección 1.2.1.

1.4 MAPEADOR DE MODULACION

Una vez la señal ha sido codificada, entra en el bloque de modulación. Todos los sistemas de comunicaciones inalámbricas utilizan un esquema de modulación para mapear los *bits* codificados a un formato que puede ser transmitido efectivamente sobre el canal de comunicaciones. Así los *bits* se mapean en amplitud y fase sobre subportadora, lo que se representa por un vector complejo en fase y en cuadratura (IQ). La codificación Gray [5] ayuda a minimizar la tasa de error de *bit* (BER, *Bit Error Rate*) promedio como también reduce la oportunidad de que múltiples errores de *bit* ocurran de un solo error de símbolo.

El sistema soporta las modulaciones BPSK, 4 QAM, 16 QAM y 64 QAM. El soporte de 64 QAM es opcional para bandas exentas de licencia. Los mapas de constelación de BPSK, 4 QAM, 16 QAM y 64 QAM se muestran en la Figura 1.7 [10] [11].

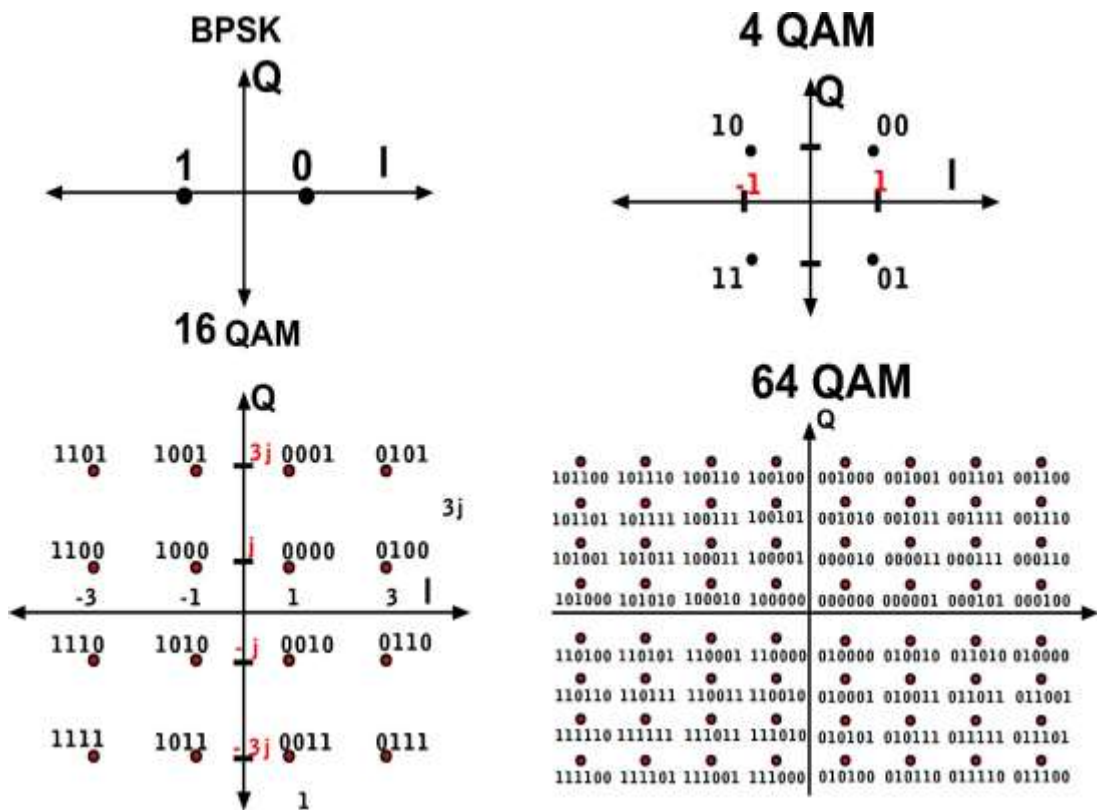


Figura 1.7. Mapas de Constelaciones

Para alcanzar una potencia igual de símbolo promedio, las constelaciones descritas se normalizan multiplicando todos sus puntos por un factor C_m apropiado, estos valores se muestran en la Tabla 1.3 [12].

Tabla 1.3 Factores de Normalización

Esquema de Modulación	Constante de normalización para potencia promedio unitaria
BPSK	$C_m = 1$
4 QAM	$C_m = 1/\sqrt{2}$
16 QAM	$C_m = 1/\sqrt{10}$
64 QAM	$C_m = 1/\sqrt{42}$

Los factores de normalización expresados en la Tabla 1.3 se obtienen a partir del cálculo de la energía media de cada uno de los puntos de la constelación (raíz cuadrada del módulo) de un único cuadrante, por ejemplo para 4 QAM evaluado en el segundo cuadrante se tiene $\sqrt{(1)^2 + (-1)^2}$, por tanto el $C_m = 1/\sqrt{2}$.

En el alfabeto de símbolos, A_s representa los posibles valores en el diagrama de constelación y se definen en la Tabla 1.4 [2].

Tabla 1.4 Alfabeto de modulación según el mapa de constelación

Esquema de Modulación	Alfabeto
BPSK	$A_s = (1, -1)$
4 QAM	$A_s = (1 + j, 1 - j, -1 + j, -1 - j)$
16 QAM	$A = (j, 3j, -j, -3j)$ $A_s = (A + 1, A + 3, A - 1, A - 3)$
64 QAM	$A = (j, 3j, 5j, 7j, -j, -3j, -5j, -7j)$ $A_s = (A + 1, A + 3, A + 5, A + 7, A - 1, A - 3, A - 5, A - 7)$

Además, WiMAX soporta un mecanismo de codificación y modulación adaptativa con el propósito de permitir que el número de *bits* transmitidos por símbolo sea variable dependiendo de las condiciones del canal.

1.5 DESMAPEADOR DE MODULACION

En el receptor el desmapeador es la interfaz entre el canal de transmisión y las funciones que permiten calcular y entregar estimaciones de los datos transmitidos al usuario. Además, el desmapeador funciona sobre la señal recibida en cada uno de los distintos intervalos de transmisión de cada símbolo y produce un número o un conjunto de números que son la representación *M-aria* del símbolo. Así, los métodos de desmapeo se utilizan como métricas de decisión con el objetivo de descifrar si se ha transmitido un cero o un uno.

1.6 SIMBOLOS PILOTO

Los símbolos piloto se pueden utilizar para realizar una compensación por desplazamiento de frecuencia (*frequency offset*) en el receptor. Adicionalmente, como resultados recientes han mostrado, según [1], se pueden utilizar para estimar las condiciones variables en el tiempo del canal. Se asignan símbolos piloto a subportadoras específicas en todos los símbolos de datos OFDM. Estos pilotos se obtienen de un generador de secuencia binaria pseudoaleatoria (PRBS, *Pseudo Random Binary Sequence*) que se basa en el polinomio $x^{11} + x^9 + 1$. Esta clase de mapeo se da por las operaciones $1 - 2w_k$ y $1 - 2\overline{w_k}$, donde w_k es la secuencia producida por el generador

PRBS, y también denota la inversión binaria. Los índices en la Ecuación 1.11 y la Ecuación 1.12 representan los números de subportadora donde los pilotos van a ser insertados.

$$p_{-88} = p_{-38} = p_{63} = p_{88} = 1 - 2w_k \quad \text{Ec}_1.11$$

$$p_{-63} = p_{-13} = p_{13} = p_{38} = 1 - 2\overline{w_k} \quad \text{Ec}_1.12$$

Las secuencias de inicialización para el generador PRBS varían dependiendo de la dirección de transmisión, ya sea UL o DL. Una secuencia de unos se utiliza en el DL mientras que en el UL se utiliza una secuencia de unos y ceros alternados, siendo el primer *bit* un uno.

1.7 SECUENCIAS DE ENTRENAMIENTO

En WiMAX, los preámbulos se componen de secuencias de entrenamiento. Aunque se especifican tres tipos de secuencias de entrenamiento, ellas se derivan de la misma secuencia en el dominio de la frecuencia. Esta secuencia se llama P_{TOTAL} .

Para la transmisión DL, el primer preámbulo consiste de dos símbolos OFDM consecutivos. El primer símbolo es una secuencia corta de entrenamiento, P_{CORTA} , empleada para sincronización. Esta secuencia utiliza solo parte de las portadoras de P_{TOTAL} cuyos índices son múltiplos de 4, llenando las otras subportadoras con ceros. Así, en el dominio del tiempo está compuesto de 4 repeticiones de un fragmento de 64 muestras. La secuencia en el dominio de la frecuencia para el primer preámbulo en el DL se define por la Ecuación 1.13.

$$P_{CORTA}(k) = \begin{cases} \sqrt{2} \sqrt{2_{conj}(P_{TOTAL}(k))} & k \bmod 4 = 0 \\ 0 & k \bmod 4 \neq 0 \end{cases} \quad \text{Ec}_1.13$$

El segundo símbolo OFDM utiliza una secuencia de entrenamiento larga, necesaria en el receptor para la estimación del canal. Al igual como ocurre con el primer símbolo OFDM del preámbulo, la secuencia de entrenamiento larga se construye también utilizando un subconjunto de las subportadoras de P_{TOTAL} . En este caso, la secuencia de entrenamiento larga utiliza solo las subportadoras pares, además, se le llama P_{PAR} y su forma de onda en el dominio del tiempo consiste de dos repeticiones de un fragmento de 128 muestras. La Ecuación 1.14 define, en el dominio de la frecuencia, la secuencia de entrenamiento larga.

$$P_{PAR}(k) = \begin{cases} \sqrt{2} \sqrt{2_{conj}(P_{TOTAL}(k))} & k \bmod 2 = 0 \\ 0 & k \bmod 2 \neq 0 \end{cases} \quad \text{Ec}_1.14$$

En ambas ecuaciones, un factor de $\sqrt{2}$ representa una ganancia de $3dB$. Además, hay una factor adicional de $\sqrt{2}$ en P_{CORTA} que tiene el objetivo de comparar la potencia RMS con la potencia de los símbolos de datos.

Se debe utilizar una secuencia adicional de entrenamiento cuando se transmiten ráfagas DL con codificación espacio temporal (STC, *Space Time Coding*). Dado que los esquemas STC [13] brindan diversidad de transmisión al usar dos antenas, se debe transmitir un preámbulo simultáneamente por ambas antenas. Así, la primera antena

transmite un preámbulo utilizando P_{PAR} y la segunda antena transmite un preámbulo utilizando P_{IMPAR} . Al igual que la secuencia P_{PAR} , P_{IMPAR} se deriva de la secuencia P_{TOTAL} , pero utilizando en este caso un subconjunto de subportadoras impares según la Ecuación 1.15.

$$P_{IMPAR}(k) = \begin{cases} 0 & k \bmod 2 = 0 \\ \sqrt{2_{conj}(P_{IMPAR}(k))} & k \bmod 2 \neq 0 \end{cases} \quad \text{Ec}_{1.15}$$

La estructura en el dominio del tiempo del preámbulo descrito, estructura larga del preámbulo, se muestra en la Figura 1.8 [13].

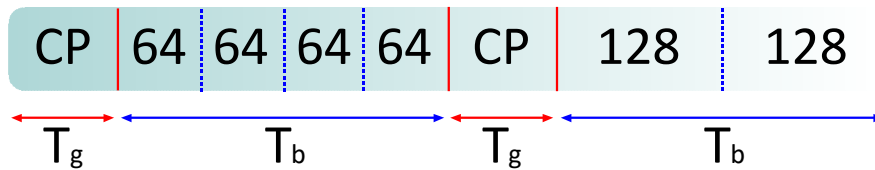


Figura 1.8 Estructura larga del preámbulo, usado para las transmisiones DL

Además, el preámbulo largo es seguido por el encabezado de control de trama (FCH, *Frame Control Header*), que contiene información decodificada para la estación suscriptora, por ejemplo, información sobre el tipo de modulación y la longitud del código FEC para cada perfil de ráfaga también como los esquemas DL y UL.

1.8 ESTIMADOR DEL CANAL

El mensaje enviado por el transmisor se modifica cuando pasa a través del canal, debido al ruido que se adhiere a la señal transmitida. Además, como el canal es un canal inalámbrico, la señal recibida se ve afectada debido a múltiples reflexiones, por lo que el receptor debe determinar, a partir de la señal recibida, cuál de los posibles mensajes fue el transmitido. Por otra parte, los algoritmos de detección en el receptor deben conocer la respuesta al impulso del canal CIR (*Channel Impulse Response*), ya que con el conocimiento de esta respuesta se puede realizar una estimación del canal.

Por lo general, la estimación del canal se basa en una secuencia de *bits* conocida, la cual es única en el transmisor y se repite en cada ráfaga de transmisión. De esta manera, el estimador del canal es capaz de evaluar la CIR para cada ráfaga por separado para explorar los *bits* conocidos y las muestras correspondientes recibidas.

La estimación del canal se basa en la técnica de mínimos cuadrados (LS, *Least Square*).

La señal y_k recibida en la k – ésima subportadora se puede expresar según la Ecuación 1.16.

$$y_k = p_k h_k + n_k \quad \text{Ec}_{1.16}$$

Donde h_k , es el coeficiente del canal para la k – ésima subportadora, p_k es el símbolo de entrenamiento, y n_k es el ruido.

Las estimaciones del canal LS se utilizan para determinar el coeficiente del canal, h_k , tal como se expresa en la Ecuación 1.17

$$\hat{h}_k = \arg \min_{h_k} |y_k - p_k h_k| \quad \text{Ec}_1.17$$

Si se asume ruido blanco Gaussiano, la Ecuación 1.17 se transforma en la Ecuación 1.18.

$$\hat{h}_{k,LS} = (p_k^* p_k)^{-1} p_k^* y_k, \quad \text{Ec}_1.18$$

En donde las expresiones p_k^* y $(p_k^* p_k)^{-1}$ denotan la conjugada y la operación inversa, respectivamente. Este estimador se aplica para todas las subportadoras donde los símbolos piloto diferentes de cero son transmitidos.

La estimación del canal se realiza utilizando la formación de símbolos cortos, largos o ambos. El uso de una u otra secuencia de formación depende de los valores de los parámetros promedio.

La secuencia larga utilizada para la estimación del canal es P_{PAR} , y como se describe en la Ecuación 1.14, tiene valores nulos para los índices impares. Si solamente se utilizan las secuencias largas, P_{PAR} , para la estimación del canal, la Ecuación 1.18 se transforma en la Ecuación 1.19.

$$\hat{h}_{k,LS} = 0,25 p_k^* y_k \quad \text{Ec}_1.19$$

La secuencia corta toma valores diferentes de cero solamente para los índices que son múltiplos de cuatro (4), tal como se definió en la Ecuación 1.13. La Ecuación 1.18 se transforma en la Ecuación 1.20.

$$\hat{h}_{k,LS} = 0,125 p_k^* y_k \quad \text{Ec}_1.20$$

Se puede lograr una mejor estimación del canal si se realiza un promedio en el dominio de la frecuencia. De esta manera, promediando el parámetro se define el número de subportadoras que se tienen en cuenta a la hora de realizar dicho promedio. A menor valor promedio de los factores, mayor es el desempeño en los canales afectados por desvanecimiento selectivo en frecuencia, los factores con promedios altos, mejoran el desempeño en los canales afectados por el desvanecimiento plano.

Los dos parámetros que definen el promedio de los factores descritos se llaman promedio largo (*LongAveraging*) y promedio corto (*ShortAveraging*), y pueden tomar un valor de cero o positivo. Un valor de cero significa que no se hace un promedio en la correspondiente formación de la secuencia, y por lo tanto, la correspondiente formación del símbolo no se realiza mientras se ejecuta la estimación del canal. De esta manera, también se puede determinar si la formación de secuencia corta, larga, o ambas se utilizan para la estimación del canal.

1.9 ENSAMBLADOR

Las especificaciones WiMAX para el nivel físico 256 FFT, definen tres tipos de subportadora, datos, piloto y nulos como se muestra en la Figura 1.9 [13].

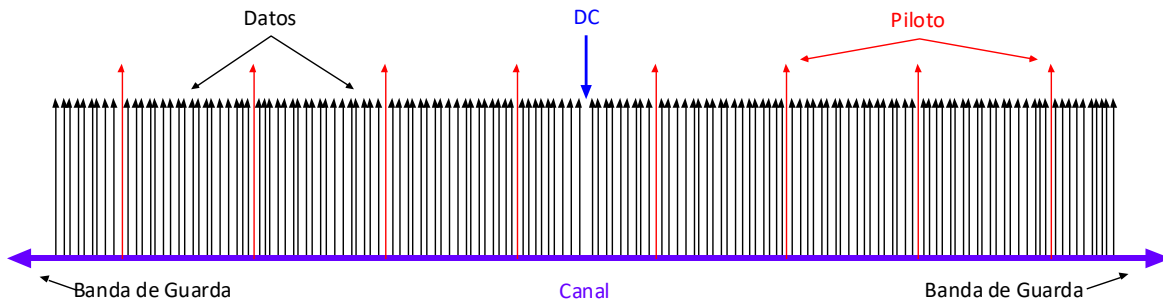


Figura 1.9. Descripción de la frecuencia OFDM

De las 256, 200 se utilizan como subportadoras de datos y pilotos, 8 son pilotos permanentes espaciados a través del espectro OFDM. Las restantes 192 son portadoras activas de datos. El resto de las potenciales portadoras se anulan y fijan a los lados como bandas de guarda.

Con el fin de construir un símbolo OFDM, se necesita un proceso de reorganización de las subportadoras. Con este propósito, se inserta el bloque ensamblador. Este realiza la operación en dos pasos, primero insertando los tonos piloto y la subportadora cero DC entre los datos con un proceso de concatenación vertical, en el dominio de la frecuencia, y luego adhiriendo los símbolos de entrenamiento al inicio de cada trama en forma horizontal, en el dominio del tiempo como se muestra en la Figura 1.10 [2].

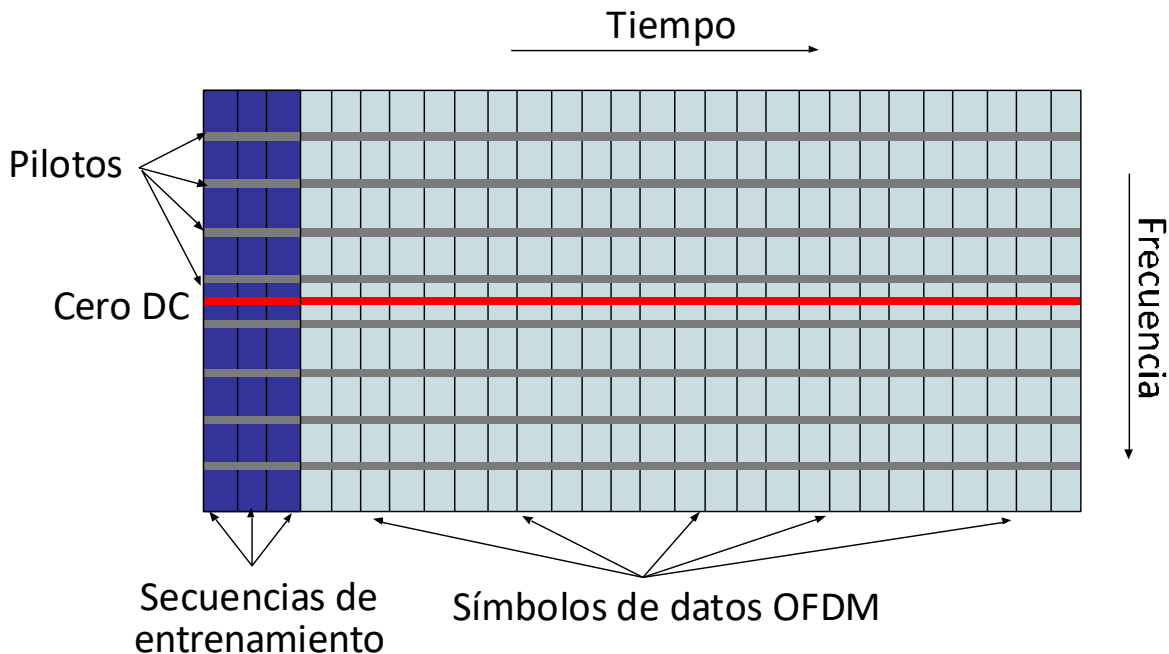


Figura 1.10. Estructura de la trama OFDM, obtenida después del ensamblaje

1.10 BANDAS DE GUARDA

El nivel físico PHY OFDM del estándar IEEE 802.16 2004 especifica que la transmisión debe ser realizada utilizando 256 subportadoras de frecuencia. La cantidad total de subportadoras a ser utilizadas se determina por el número de puntos necesarios para realizar la IFFT.

Después del proceso de ensamblado, solo 201 del total de 256 subportadoras son utilizadas. Las restantes 55 portadoras, que son subportadoras cero adicionadas al final de dicha estructura, actúan como bandas de guarda con el propósito de inducir el desvanecimiento natural de la señal y reducir de esta manera las emisiones en los canales adyacentes en frecuencia.

La Figura 1.11 y la Figura 1.12 [2] muestran la estructura de las subportadoras antes y después de la adición de las bandas de guarda.

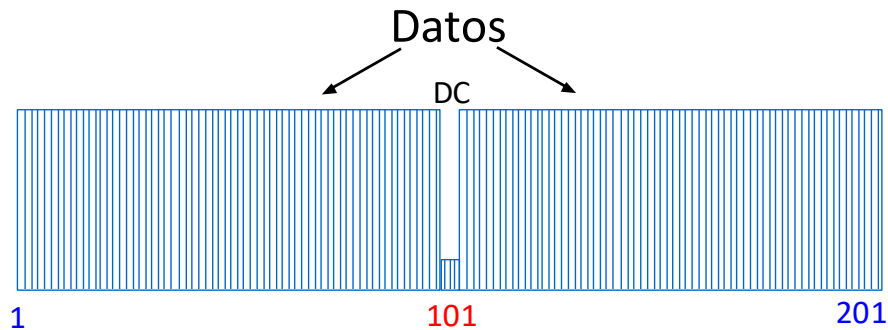


Figura 1.11. Estructura compuesta por subportadoras de datos y DC

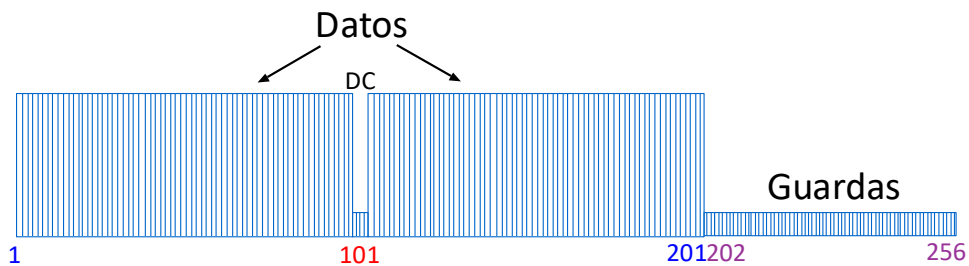


Figura 1.12. Estructura después de adicionar las bandas de guarda

1.11 DESENSAMBLADOR

El desensamblador se ocupa de la tarea de separar la señal, para obtener las subportadoras de datos, las secuencias de entrenamiento, y los pilotos. Estos tres tipos diferentes de símbolos forman la salida del desensamblador.

1.12 ALGORITMO DE LA TRANSFORMADA INVERSA DE FOURIER

La Transformada Inversa de Fourier (IFFT, *Inverse Fast Fourier Transform*) se utiliza para producir una señal en el dominio del tiempo, debido a que los símbolos obtenidos después de la modulación se pueden considerar como amplitudes de un cierto rango de sinusoides. Esto significa que cada una de las muestras discretas antes de aplicar el algoritmo de IFFT corresponde a una subportadora individual. Aparte de asegurar la ortogonalidad de las subportadoras OFDM, la IFFT representa también una forma rápida para modular estas subportadoras en paralelo, y así, evitar el uso de múltiples moduladores y demoduladores, que gastan gran cantidad de tiempo y recursos realizando esta operación.

Antes de hacer la IFFT, las subportadoras se reorganizan. La Figura 1.13 [2] muestra la estructura de las subportadoras que entran al bloque IFFT después de realizar el reordenamiento citado.

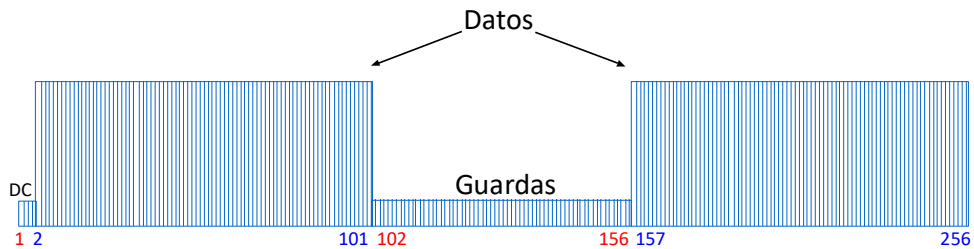


Figura 1.13. Reacomodo de tramas antes de realizar la IFFT

La FFT (o IFFT) debe ser de longitud $2r$, donde r es un número entero, para facilitar la realización del algoritmo. Por esta razón las longitudes de la IFFT están dadas por la Ecuación 1.21.

$$N_{FFT} = 2^{\lceil \log_2(N_{data}) \rceil} \quad \text{Ec}_{1.21}$$

1.13 ALGORITMO DE LA TRANSFORMADA RAPIDA DE FOURIER

Como se dijo en la sección 1.12, el algoritmo IFFT representa una forma rápida para la modulación de un grupo de subportadoras en paralelo. La FFT y la IFFT son un par de procesos lineales, por lo tanto, la FFT es necesaria para convertir de nuevo la señal al dominio de la frecuencia⁸.

1.14 PREFIJO CICLICO

La robustez de cualquier transmisión OFDM contra la dispersión de retardo⁹ (*delay spread*) se alcanza teniendo un periodo de símbolo mayor que este parámetro con el propósito de minimizar la ISI. La Figura 1.14 [14] representa un periodo de símbolo largo, creando un intervalo de guarda extendido cíclicamente donde cada símbolo OFDM es precedido por un periodo de extensión de la misma señal. Este intervalo de guarda, es una copia de la última porción del símbolo de datos, y se conoce como prefijo cíclico (CP, *Cyclic Prefix*).

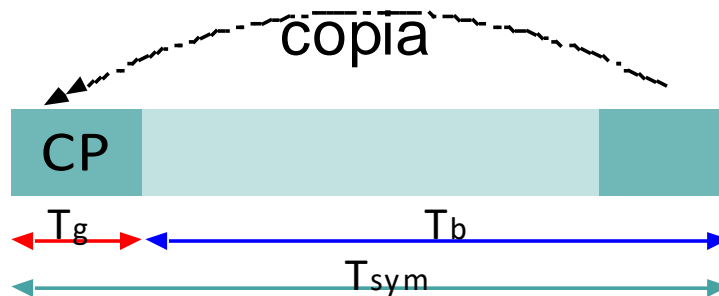


Figura 1.14. Símbolo OFDM con el prefijo cíclico

⁸ Recordar que los símbolos de datos, originalmente en el dominio de la frecuencia, fueron convertidos al dominio del tiempo en el transmisor usando la IFFT.

⁹ Medida estadística de la diferencia de tiempo con que llegan las señales transmitidas por una misma fuente debido al multitrayecto y que caracteriza al escenario de despliegue.

Al copiar el final de un símbolo y adherirlo al inicio se consigue un tiempo de símbolo más largo. Así, la longitud total del símbolo está dada por la Ecuación 1.22.

$$T_{sym} = T_b + T_g \quad \text{Ec}_1.22$$

Donde

T_{sym} es el tiempo de símbolo OFDM

T_b es el tiempo útil de símbolo

T_g representa el tiempo del CP

El parámetro G define la relación del tiempo del CP al tiempo útil de símbolo. Para minimizar los efectos de la ISI, se debe tener en cuenta que el CP debe tener una duración mayor a la dispersión de retardo del canal. Además, debería ser tan pequeño como sea posible ya que éste consume energía en el transmisor. Por esta razón, G^{10} usualmente debe ser menor a $1/4$ y se define según la Ecuación 1.23.

$$G = \frac{T_g}{T_b} \quad \text{Ec}_1.23$$

1.15 REMOCION DE LAS BANDAS DE GUARDA

Al retirar las subportadoras que corresponden a las bandas de guarda, se debe tener en cuenta la frecuencia resultante del sistema. Aunque los ceros actúan como relleno de las bandas de guarda que se adjuntan al final de la estructura de la subportadora en el transmisor, un reordenamiento de estas subportadoras se lleva a cabo con la IFFT, como se muestra en la Figura 1.13 por lo tanto, las bandas de guarda se eliminan de la mitad del símbolo OFDM, que es donde fueron asignadas durante la formación del símbolo.

En este capítulo se realizó una revisión de los bloques necesarios para implementar un transmisor receptor de un sistema de comunicación de datos WiMAX, cada uno de los cuales fue explicado, junto con los parámetros establecidos por el estándar.

Se explicó cómo está compuesta una señal OFDM de WiMAX y cómo funcionan los bloques que hacen posible formarla. Además, sienta las bases para los esquemas de modulación y codificación adaptativa, definiendo las características de los esquemas que permiten mantener la conexión en un enlace de comunicación de datos.

Con la elaboración de este capítulo se han dado los fundamentos para el estudio del nivel físico de un sistema de comunicaciones basado en el estándar IEEE 802.16 y las bases para el estudio de los sistemas de modulación y codificación adaptativa, tema que se trata en el capítulo 2.

¹⁰ Valores de G $1/4$, $1/8$, $1/16$ y $1/32$

2. MODULACION Y CODIFICACION ADAPTATIVA

En este capítulo se presentan los fundamentos del funcionamiento de los esquemas de modulación y codificación adaptativa, sus características, implementación y las partes que constituyen este bloque. Se presenta la estructura de trama física WiMAX, sus parámetros, como está conformada y cuáles son las características.

Este capítulo es base para el entendimiento del funcionamiento de las técnicas de modulación y codificación adaptativa, la implementación de ésta en la simulación del sistema WiMAX ya que aquí se presenta en forma detallada los bloques que hacen parte de esta técnica para aprovechar de una forma óptima las condiciones del medio de comunicación inalámbrico

Debido a que el espectro radioeléctrico para comunicaciones inalámbricas es escaso, a la creciente demanda de todo tipo de servicios, no solamente voz y datos sino también servicios multimedia, y a que estos servicios son cada vez más complejos, se hace necesario el uso de esquemas de transmisión espectralmente eficientes que soporten altas tasas de datos. El diseño de sistemas de comunicaciones se ha centrado en el desarrollo de sistemas más inteligentes y ágiles, capaces de proporcionar acceso con tasas de datos flexibles y espectralmente eficientes.

Los sistemas de comunicaciones tradicionales, se diseñan para el escenario con el peor caso de operación, específicamente en el caso del canal de comunicaciones, se especifican las variaciones que éste pueda tener y con base en éstas se calcula una tasa de error por debajo de un límite específico; por otro lado, los esquemas de transmisión adaptativa, se diseñan para seguir la calidad del canal adaptando su *throughput*¹¹ al estado actual del canal. Estas técnicas aprovechan la naturaleza variable en el tiempo del canal inalámbrico para variar el nivel de potencia transmitido, la tasa de símbolos, el esquema de codificación, el tamaño de la constelación o cualquier combinación de estos parámetros, con el fin de mejorar la eficiencia espectral promedio del enlace, por ejemplo, el número de *bits* de información transmitidos por segundo por Hertz en un ancho de banda determinado [10].

Estos sistemas son capaces de adaptar y ajustar los parámetros de transmisión con base en la calidad del enlace, mejorando la eficiencia espectral del sistema, y alcanzando de este modo los límites de capacidad del canal inalámbrico. Las técnicas de adaptación del enlace, llamadas Codificación y Modulación Adaptativas (AMC, *Adaptive Modulation and Coding*), son una buena forma de alcanzar dichos requerimientos del canal. Estas técnicas se diseñan para seguir las condiciones del canal de comunicaciones, cambiando así, los esquemas de modulación y codificación para producir un *throughput* alto, de manera que se transmita con altas tasas de datos en condiciones favorables del canal y reduciendo la tasa de datos con la degradación de estas condiciones.

Por lo tanto es de gran importancia el estudio y análisis de los sistemas AMC en los sistemas inalámbricos de comunicación de datos ya que con estos se puede obtener un mejor desempeño en las redes de comunicaciones.

¹¹ Velocidad de tasa de datos en un canal de comunicaciones

2.1 FUNCIONAMIENTO DE LOS SISTEMAS AMC

En AMC, se varía tanto el orden de modulación y codificación, así como los parámetros del codificador Reed-Solomon y Convolutivo (FEC, *Forward Error Correction*) ajustando el sistema a las variaciones del canal de comunicaciones, por ejemplo, en periodos de un alto desvanecimiento cuando el canal está en mal estado, tiene una SNR baja, el tamaño de la constelación de la señal se reduce con el fin de mejorar la eficiencia del sistema, disminuyendo así la SNR efectiva para lograr una transmisión más robusta. De forma inversa, en periodos de poco desvanecimiento, con una alta SNR, el tamaño de la constelación de la señal se incrementa con el fin de permitir esquemas de modulación más eficientes para ser empleados con una baja probabilidad de error, mejorando así la SNR instantánea [15].

En la Figura 2.1 [13] se ilustra mediante un ejemplo la utilización de AMC, donde el esquema de modulación varía según la distancia entre la Estación Base (BS, *Base Station*) y la Estación Móvil (MS, *Mobile Station*), entre más cerca de la BS el orden de modulación es mayor.

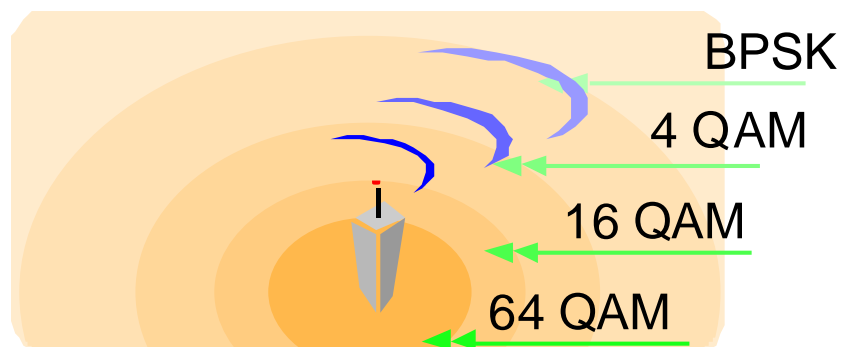


Figura 2.1. Ejemplo de AMC basado en la distancia de la MS a la BS

Para que los esquemas AMC funcionen de manera adecuada se necesita de una acertada estimación del canal en el receptor y un trayecto de realimentación confiable entre el estimador del canal y el transmisor sobre el cual el receptor reporta la Información del Estado del Canal (CSI, *Channel State Information*) al transmisor.

Con el fin de realizar una buena implementación de un sistema AMC se deben seguir los siguientes pasos.

2.1.1 Estimación de la calidad del canal

El transmisor necesita una estimación de las condiciones del canal para lograr un buen *throughput*. Debido a que este conocimiento solo se puede obtener por medio de estimaciones anteriores de calidad, el sistema opera más eficientemente en un entorno donde las condiciones del canal no presenten cambios rápidos. De allí que el tiempo entre la estimación de la calidad del canal y la transmisión actual en relación a la dispersión de retardo [16] del canal es crucial para la implementación del sistema, debido a que, si la estimación del canal es muy lenta con respecto a los cambios del canal, se conseguirá un desempeño pobre del sistema al momento de la transmisión, ya que se transmitirá bajo parámetros que no son los adecuados para dicha transmisión.

2.1.2 Parámetro de adaptación

La elección del modo de modulación y codificación apropiado que se va a utilizar en la siguiente transmisión se hace en el transmisor, con base en la predicción de las condiciones del canal para el siguiente intervalo de tiempo. Se define, entonces, un umbral de SNR que garantice una BER por debajo de una BER objetivo, BER_0 . En la Tabla 1.1 se muestran las características para cada esquema cuando la SNR esté por encima de determinado umbral SNR.

Los umbrales de la SNR se obtienen de las características BER vs SNR según el modo de modulación en un canal Gaussiano¹². El método consiste en dividir rangos de valores SNR en $N + 1$ regiones por $N + 2$ umbrales, $\{\gamma\}_{n=0}^{N+1}$, donde $\gamma_0 = 0$ y $\gamma_{N+1} = \infty$. Este proceso se puede ver en la Figura 2.2 [1] y se explica a continuación.

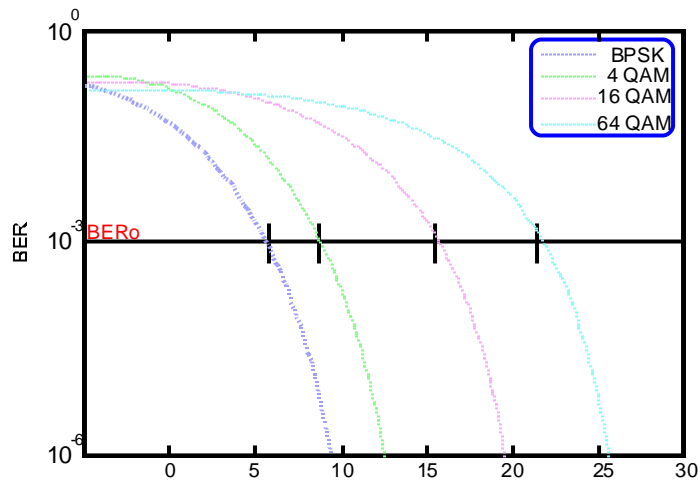


Figura 2.2. Ejemplo BER vs SNR y umbrales para 4 esquemas AMC

Cada uno de los pares, modulación-codificación se asignan para operar dentro de una región SNR particular. Cuando la SNR, γ , cae dentro de una región SNR $\gamma_n \leq \gamma \leq \gamma_{n+1}$, la información del estado de canal asociado retroalimenta al transmisor. El transmisor cambia su tasa de datos, esquemas de codificación y modulación transmitiendo con un esquema de modulación que garantice una BER por debajo de la BER_0 , lo que le permite al sistema transmitir con una alta eficiencia espectral cuando la SNR es alta y reducirla cuando la SNR decrece.

2.1.3 Mecanismo de realimentación

Una vez el receptor ha estimado la SNR del canal, transforma esta información en términos de la BER para cada modo candidato y con base en la BER objetivo, selecciona el esquema que produce el mayor *throughput* mientras se mantiene dentro de las fronteras de la BER objetivo. El esquema seleccionado se debe realimentar al transmisor para que se pueda llevar a cabo el respectivo ajuste.

La implementación de AMC tiene un desafío asociado y es que el canal móvil es variante en el tiempo, y así, la realimentación de la información del canal se convierte en un factor limitante. Por lo tanto, se hace necesaria la presunción de un canal de realimentación que

¹² Canal afectado por Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (Additive White Gaussian Noise (AWGN))

varié lentamente y que sea confiable con el fin de alcanzar un desempeño acertado del esquema AMC. De este modo, no pueden ocurrir retardos o errores de transmisión en el canal de realimentación para que no aparezca ninguna discrepancia entre la SNR que se predijo y la de la siguiente trama que se va a transmitir. Además, se debe informar al receptor qué parámetros de demodulación y decodificación se emplearan en la siguiente transmisión.

2.2 IMPLEMENTACION DE AMC

A parte de los coeficientes del canal, el estimador del canal también calcula la SNR correspondiente, como se ve en la Figura 2.3 [2], para lo cual se introduce un bloque con el objetivo de decidir el modo de modulación y codificación en el transmisor, además la implementación tanto en el transmisor como en el receptor se agruparon en un solo bloque, codificador y modulador.

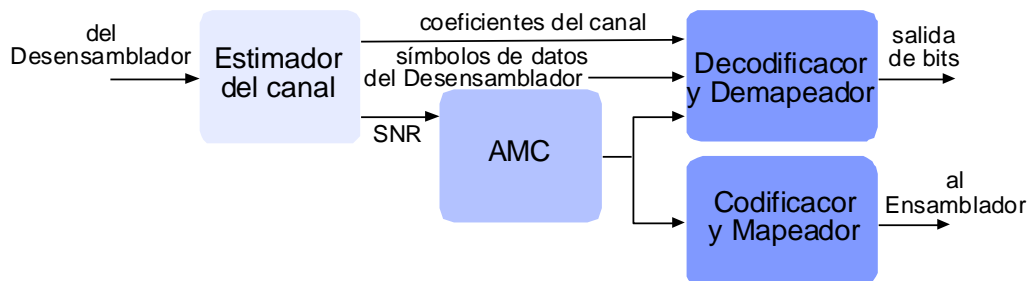


Figura 2.3. Diagrama de bloques de un sistema WiMAX con mecanismo AMC

2.2.1 Estimación de la relación señal a ruido (SNR)

Como se ha mencionado anteriormente, en el estimador del canal se realiza el cálculo de la SNR, la cual se obtiene dividiendo la potencia de la señal recibida entre la potencia de ruido. Así, la SNR promedio se calcula según la Ecuación 2_1

$$SNR = \frac{\bar{s}}{\bar{n}} \quad \text{Ec 2_1}$$

Donde \bar{s} y \bar{n} son la potencia promedio de la señal y de ruido respectivamente en cada trama. Mientras que la potencia de la señal se obtiene de los coeficientes del canal, la potencia de ruido se calcula de la varianza del ruido, σ_v^2 .

$$\sigma_v^2 = \frac{2N_0}{\Delta} \quad \text{Ec 2_2}$$

Donde; N_0 es el número de bits por cada símbolo de modulación escogida y Δ es el intervalo de tiempo entre dos subportadoras consecutivas del símbolo OFDM.

Como se estableció en el transmisor, sección 1.8, las secuencias de entrenamiento largas se calculan a partir de la secuencia P_{ALL} , donde, ya sea P_{PAR} ó P_{IMPAR} utilizan un subconjunto de portadoras pares o impares, respectivamente, mientras mantiene nulo el subconjunto restante. Sin embargo, las secuencias de entrenamiento se reciben con

algún tipo de ruido aditivo, y así las portadoras que antes eran nulas ahora tienen un valor no nulo. El ruido se calcula de estas portadoras.

Además, como con la estimación del canal, se debe tener en cuenta si el sistema utiliza una o dos antenas transmisoras, por tanto, si se utiliza una sola antena, el ruido se obtiene de P_{PAR} . Si el sistema tiene dos antenas transmisoras se utilizan ambos, P_{PAR} y P_{IMPAR} como se explica en la sección 1.7.

2.2.2 El bloque AMC

Este bloque tiene por tarea seleccionar los esquemas de modulación y codificación a emplear para mantener la transmisión, y enviar esta información tanto al transmisor como al receptor

2.3 ESTRUCTURA DE TRAMA WiMAX

La trama OFDM consiste de una subtrama DL y una subtrama UL [17]. La estructura de trama flexible de la señal (TDD, *Time Division Duplexing*) consiste de una frontera móvil entre las subtramas DL y UL, la cual es una brecha de transición corta que se ubica entre las subtramas DL y UL y se llama brecha de transición transmisión recepción (TTG, *Transmit-receive Transition Gap*). Después que se transmite la sub trama UL, otra brecha corta se adiciona entre esta subtrama y la siguiente trama DL, a esta se le llama brecha de transición recepción transmisión (RTG, *Receive-Transmit Transition Gap*). Las duraciones mínimas para estas brechas de transición se especifican en el estándar 802.16 [2] y son función del ancho de banda del canal y el tiempo de símbolo OFDM. Es típico definir estas brechas de transición en términos de unidades de intervalos físicos (PS, *Physical Slots*). Un PS es una unidad de tiempo definida como $4/(frecuencia\ de\ muestreo)$. La frecuencia de muestreo es igual al tamaño de la FFT multiplicado por el ancho del canal. La Tabla 2.1 [10] muestra los PS para una FFT de 256.

Tabla 2.1 Parámetros WiMAX utilizando una FFT de 256 puntos

Ancho de banda nominal	3,5 MHz
Espaciamiento de sub portadoras	15,625 KHz
Tiempo de símbolo útil ($T_s=1/espaciamiento\ de\ sub\ portadora$)	64 μ s
Tiempo de guarda ($T_g=T_s/8$)	8 μ s
Duración de símbolo OFDMA ($T_s + T_g$)	72 μ s
Número de símbolos en la trama	69
Duración de trama	5 ms
Frecuencia de muestreo ($F_s=puntos\ FFT\ multiplicado\ por\ el\ espaciamiento\ de\ sub\ portadora$)	32 MHz

Un ejemplo de trama de WiMAX se muestra en la Figura 2.4 [8] donde se puede observar la relación tiempo frecuencia, donde el tiempo de símbolo se muestra en el eje X y los subcanales lógicos en el eje Y. Los subcanales lógicos son agrupaciones de subportadoras de frecuencia asignadas a usuarios individuales. La Figura 2.4 muestra las sub tramas DL y UL separadas por la TTG y termina con la RTG, también muestra la posición relativa del preámbulo, Encabezado de Control de Trama (FCH, *Frame Control Header*), el Protocolo de Acceso al Medio de Bajada (DL-MAP, *Downlink Media Access Protocol*), y el Protocolo de Acceso al Medio de Subida (UL-MAP, *Uplink Media Access Protocol*).

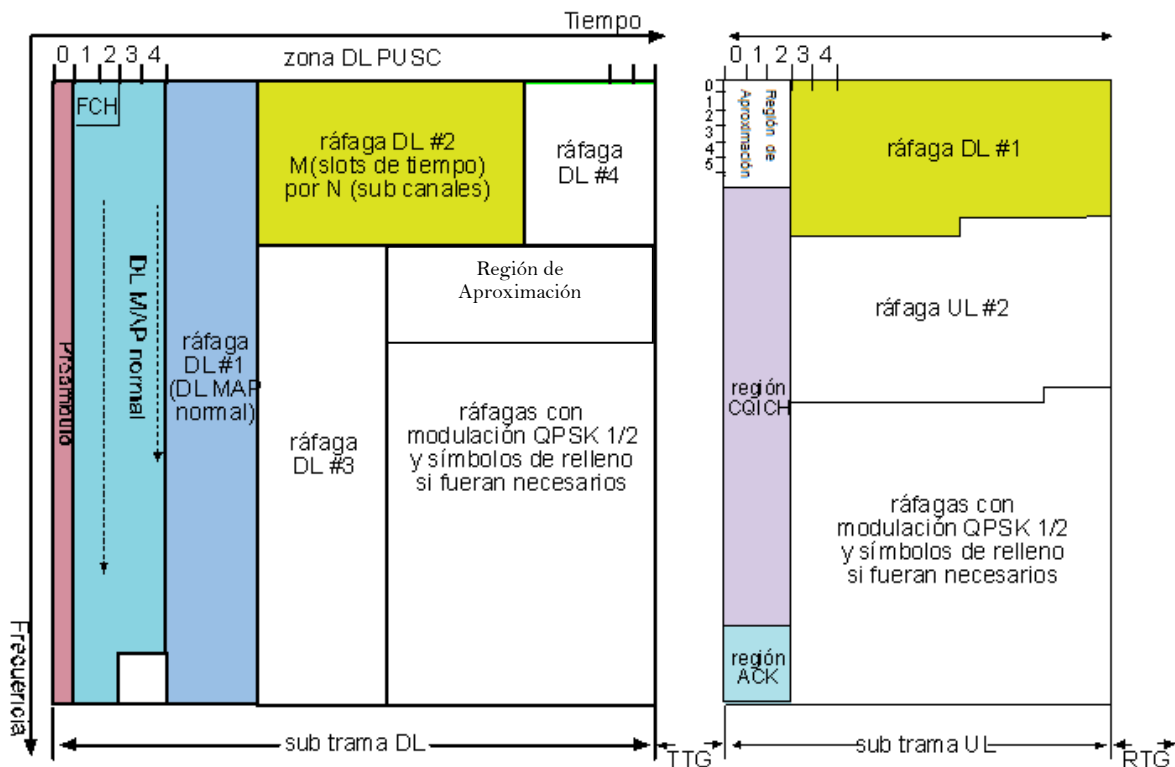


Figura 2.4. Configuración de Trama WiMAX

Hay ciertas diferencias entre la señal UL y DL y dependiendo de esto, las zonas realizan diferentes tareas, ya sea en la BS o la MS.

A continuación se explican los diferentes tipos de zonas que se pueden encontrar en una trama OFDM de WiMAX, según se especifican en el estándar [2].

2.3.1 Preámbulo

La sub trama DL siempre comienza con un símbolo utilizado para la identificación de la BS, tiempo de sincronización y estimación del canal en la MS. Estos símbolos se generan utilizando un subconjunto de 114 secuencias de números binarios pseudo aleatorios, llamados identificador del preámbulo. Los datos en el preámbulo se mapean cada tres sub portadoras utilizando una modulación BPSK, subportadoras múltiplos de cuatro, con lo que se consigue una baja relación de potencia pico-promedio. En el UL no hay preámbulos, excepto cuando se utilizan Sistemas de Antenas Adaptativas (AAS, *Adaptive Antenna Systems*). Para el caso en el que no hay preámbulo en el UL, la BS deducirá la información requerida del canal basándose en las numerosas sub portadoras piloto empotradas en los sub canales UL.

2.3.2 Encabezado de Control de Trama

A continuación del preámbulo DL, está el FCH con una ubicación y duración fija. El FCH contiene el prefijo de trama del DL (DLFP, *Downlink Frame Prefix*). El DLFP especifica la sub canalización, longitud y codificación del DL-MAP, además realiza las actualizaciones para asignaciones que se puedan necesitar en sub tramas UL futuras. Con el fin de que la

MS pueda demodular acertadamente la FCH bajo diferentes condiciones del canal, se utiliza una robusta modulación QPSK $\frac{1}{2}$ con cuatro repeticiones de datos..

2.3.3 DL-MAP y UL-MAP

El DL-MAP y el UL-MAP proporcionan asignaciones de sub canales e información de control para las sub tramas DL y UL. El MAP lleva el número de trama, número de zonas¹³, la ubicación y contenido de las ráfagas. Cada ráfaga¹⁴ se asigna por su desplazamiento de símbolo, desplazamiento de subcanal, número de subcanales, número de símbolos, nivel de potencia y código de repetición.

2.3.4 Codificación del canal

Hay varias combinaciones de modulación y tasas de codificación disponibles en las ráfagas OFDM. La codificación del canal incluye la aleatorización de datos, corrección de errores, FEC, codificación, entrelazado y modulación. En algunos casos, la información transmitida se puede reenviar en una subportadora adyacente.

➤ Aleatorización

La aleatorización de la secuencia de datos se implementa para evitar errores contiguos en una trama de datos, además disminuye la relación de potencia pico a promedio (PAPR, *Peak-to Average Power Ratio*) más allá del límite introducido por el ruido Gaussiano, evitando el recorte de las subportadoras OFDM y estableciendo de este modo una frontera de distorsión no lineal creada en los amplificadores de potencia del transmisor. Este proceso también puede ayudar a minimizar los picos en la respuesta espectral.

➤ FEC

El nivel físico de WiMAX OFDMA especifica la codificación convolucional y la repetición de esquemas de codificación. Cuando se utiliza la repetición de códigos, se transmiten bloques adicionales de datos en un sub canal adyacente.

➤ Entrelazador

El entrelazador es una técnica utilizada para incrementar la confiabilidad de un canal que puede sufrir errores en ráfagas. Este proceso involucra el reordenamiento de datos codificados, minimizando errores contiguos, incrementando así, la probabilidad de éxito en la recuperación de información.

2.3.5 Modulación

Hay tres tipos de modulación disponibles para modular datos en las sub portadoras QPSK, 16 QAM, y 64 QAM. En el UL, se ajusta la potencia de transmisión automáticamente cuando cambia el tipo de modulación y codificación para mantener un nivel aceptable de relación portadora a ruido en la BS. La modulación 64 QAM no es

¹³ Símbolos contiguos que utilizan un tipo específico de asignación.

¹⁴ Conjunto de símbolos que se presentan en una portadora OFDM.

obligatoria para el UL. La modulación BPSK se utiliza durante el preámbulo, en las sub portadoras piloto.

El estimador de la BS determina la velocidad de transmisión de datos apropiada y la codificación del canal para cada ráfaga basándose en las condiciones del canal y en la relación portadora a interferencia de ruido (CINR, *Carrier to Interference plus Noise Ratio*) requerida en el receptor.

2.3.6 Mapeo en tiempo y frecuencia

Los datos son mapeados en sub portadoras físicas en dos pasos. En el primer paso, que es controlado por el estimador, los datos se mapean a uno ó más subcanales lógicos llamados *slots*¹⁵, correspondiendo un sub canal en frecuencia a uno, dos o tres símbolos en el tiempo. Dependiendo de la aplicación, los *slots* se pueden agrupar y asignar en segmentos, lo cuál puede ser utilizado por la BS. En el segundo paso, los sub canales lógicos se mapean en subportadoras físicas. Las subportadoras piloto se asignan durante este proceso de mapeo. Los datos físicos y subportadoras piloto se asignan únicamente con base en el tipo de subcanalización.

2.3.7 Subcanalización y zonas

La subcanalización es una forma sofisticada de Acceso Múltiple por División de Frecuencia (FDMA, *Frequency Division Multiple Access*), donde múltiples subportadoras se agrupan en sub canales para mejorar el desempeño del sistema, se relaciona directamente con el nivel MAC, mediante su variante OFDMA, con lo cual garantiza una calidad de servicio para cada usuario.

Un subcanal, como se define en el estándar IEEE 802.16e [2], es una colección lógica de subportadoras. El número y distribución exacta de subportadoras que conforman un subcanal depende del modo de permutación de las subportadoras. El número de subcanales asignados para transmitir un bloque de datos depende de parámetros tales como el tamaño del bloque de datos, el esquema de modulación y la tasa de codificación.

En WiMAX, las subportadoras que conforman un subcanal pueden estar asignadas a lo largo de la banda de frecuencia o ser adyacentes a otras, dependiendo del modo de permutación de las subportadoras.

El primer tipo, llamado asignación distribuida, distribuye pseudoaleatoriamente las subportadoras sobre el ancho de banda disponible. Este tipo de asignación proporciona diversidad en frecuencia a canales con desvanecimiento selectivo en frecuencia e interferencia interceldas. La asignación distribuida de subportadoras es útil para aplicaciones móviles. El segundo tipo de asignación de subportadoras, llamado asignación adyacente, agrupa subportadoras adyacentes en el dominio de la frecuencia. La asignación adyacente es útil en canales no selectivos en frecuencia y con desvanecimiento lento y además para la implementación de AMC. La asignación adyacente se utiliza típicamente en aplicaciones fijas o de baja movilidad en las cuales se asigna a cada suscriptor el sub canal con la mejor respuesta en frecuencia.

¹⁵ Unidad básica de asignación en el plano frecuencia tiempo

Las zonas de permutación o zonas, para OFDMA, son agrupaciones de símbolos contiguos que utilizan un tipo específico de asignación de subcanal, se debe notar que la nivel físico OFDMA especifica siete tipos de zonas FUSC, OFUSC, PUSC, OPUSC, AMC, TUSC1, y TUSC2, de las cuales las zonas PUSC, FUSC, y AMC son las más encontradas en sistemas prácticos. Todas las zonas, excepto AMC utilizan la asignación distribuida de subportadoras para subcanalización. Una trama sencilla puede contener una o más zonas. La subtrama DL requiere al menos de una zona, siempre empezando con la PUSC, pero es razonable encontrar varios tipos de zonas en una trama y su número exacto depende de las condiciones de la red.

- Subcanales de bajada parcialmente utilizados (DL PUSC, *Downlink Partial Usage of Sub-Channels*)

Esta es, por defecto, la zona que se encuentra al inicio de todas las subtramas DL a continuación del preámbulo. En este tipo de zona todas las subportadoras se dividen en seis grupos según se indica en la tabla 2.2 [10]. La permutación de las subportadoras para crear los subcanales se realiza independientemente dentro de cada grupo, así, en esencia, se separan lógicamente los grupos. En el caso de PUSC, todas las subportadoras, menos las nulas, se acomodan en *clúster*¹⁶. Cada *clúster* se compone de 14 subportadoras adyacentes sobre dos símbolos OFDM como se ve en la Figura 2.5 [10]. Cada *clúster*, se compone de 24 subportadoras de datos y 4 subportadoras piloto. Los *clústers* se vuelven a nombrar utilizando un esquema de numeración pseudoaleatorio, el cual, en esencia, redistribuye la identidad lógica de los *clúster*.

Tabla 2.2 Velocidad de transmisión de datos en el nivel físico de WiMAX

	128	512	1024	2048
Subportadoras por cluster	14	14	14	14
Número de subcanales	3	15	30	60
Subportadoras de datos utilizadas	72	360	720	1440
Subportadoras piloto	12	60	120	240
Subportadoras de guarda a la izquierda	22	46	92	184
Subportadoras de guarda a la derecha	21	45	91	183

Los *clúster* se dividen en seis grupos, donde los primeros seis pertenecen al grupo cero y así en adelante. Un subcanal se crea utilizando dos *clúster* del mismo grupo, como se ve en la Figura 2.5 [10].

¹⁶ Conjunto de sub portadoras sobre símbolos OFDM

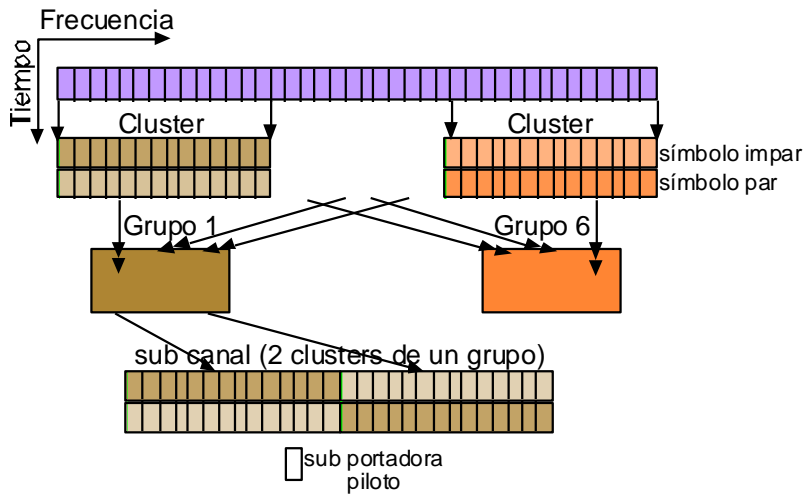


Figura 2.5. Esquema de permutación de subportadora DL PUSC

En el esquema de permutación PUSC es posible asignar todos o solo un subconjunto de los seis grupos a un transmisor dado. A través de la asignación de subconjuntos disjuntos de los seis grupos disponibles para colindar transmisores, es posible separar sus señales en el espacio de las subportadoras, permitiendo así un mejor re-uso de frecuencia con el costo adicional de la tasa de datos, a esto se le conoce como segmentación, por ejemplo, en una BS con tres sectores utilizando segmentación, es posible asignar dos grupos distintos a cada sector, reutilizando la misma frecuencia RF en todas ellas. Por defecto, el grupo 0 siempre se asigna al sector 1, el grupo 2 siempre se asigna al sector 2 y el grupo 4 siempre se asigna al sector 3. La distribución de los grupos restantes se hace con base en la demanda.

La primera zona PUSC siempre es del modo de entrada simple y salida simple (SISO, *Single In Single Out*), pero las demás zonas PUSC se pueden especificar para uso de múltiple entrada y múltiple salida (MIMO, *Multiple Input Multiple Output*)

- Subcanales de subida parcialmente utilizados (UL PUSC, *Uplink Partial Usage of Sub Channels*)

Para este tipo de zona, se agrupan cuatro subportadoras contiguas sobre tres símbolos. Esta agrupación se llama *tile*¹⁷. Las subportadoras se dividen primero en varios *tiles* como se muestra en la Figura 2.6 [10], un subcanal está formado por seis *tiles*. Para el UL PUSC, los *slots* se definen como un subcanal que ocurre sobre los tres símbolos. Los pilotos se incorporan dentro del *slot* y su posición cambia con cada símbolo. Las subportadoras de un *tile* se dividen en ocho subportadoras de datos y cuatro subportadoras piloto.

¹⁷ Conjunto de cuatro subportadoras sobre los símbolos OFDM.

➤ Subcanales AMC

Únicamente en el esquema de permutación AMC, todas las subportadoras que conforman un subcanal son adyacentes. La diversidad multiusuario proporciona una mejora significativa en la capacidad del sistema y en el *throughput*, ya que un subcanal en un instante de tiempo determinado se asigna al usuario con la mayor SNR en ese subcanal. Debido a la naturaleza dinámica del canal inalámbrico, los diferentes usuarios se asignan al subcanal en diferentes instantes de tiempo a la vez que se examinan los picos de sus formas de onda.

En esta permutación de subportadoras, nueve subportadoras adyacentes, ocho de datos y una piloto, se utilizan para formar un *bin*¹⁸, tal como se muestra en la Figura 2.8 [10]. Cuatro *bins* adyacentes en el dominio de la frecuencia forman una banda. Un subcanal AMC está formado por seis *bins* contiguos dentro de la misma banda, de este modo, un subcanal AMC puede estar formado de un *bin* sobre seis símbolos consecutivos, dos *bins* consecutivos sobre tres símbolos consecutivos, o tres *bins* consecutivos sobre dos símbolos consecutivos.

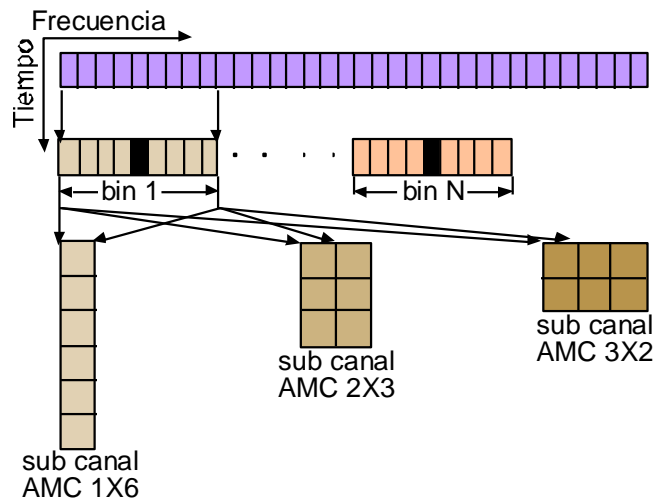


Figura 2.8. Esquema de permutación de subportadora AMC

➤ Subcanales de bajada totalmente utilizados (DL FUSC, *Downlink Full usage of sub-channels*)

Este tipo de zona utiliza todas las subportadoras y proporciona un alto grado de diversidad en frecuencia. Las subportadoras se dividen en 48 grupos de 16 subportadoras. Un subcanal se forma tomando una subportadora de cada grupo. Un *slot* se define como un subcanal sobre un símbolo OFDMA. La distribución pseudoaleatoria de datos cambia con cada símbolo OFDMA sobre la longitud de la zona, lo que puede ser útil cuando se intenta mitigar la interferencia a través de lo que efectivamente es un tipo de salto de frecuencia. En la Figura 2.9 [10] se puede ver como los pilotos se distribuyen regularmente y su posición se alterna con cada símbolo, el resto de subportadoras se mapean en los distintos subcanales siguiendo un esquema de permutación dado. El conjunto de subportadoras piloto se divide en dos conjuntos constantes y dos conjuntos variables. El índice de subportadoras piloto que pertenecen al conjunto variable cambia de

¹⁸ Conjunto de nueve subportadoras.

un símbolo OFDM a otro, mientras que el índice de subportadoras piloto que pertenecen al conjunto constante permanece invariable. El conjunto variable le permite al receptor estimar la respuesta del canal de manera más acertada a través de toda la banda de frecuencia, lo que es especialmente importante en canales con grandes retardos de transmisión.

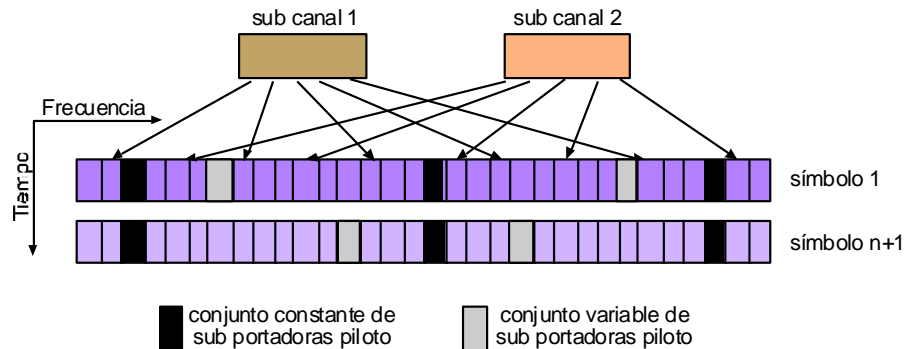


Figura 2.9. Esquema de permutación de subportadora FUSC

En la tabla 2.3 [10] se muestran distintos parámetros relacionados con el esquema de permutación FUSC para distintos tamaños de FFT

Tabla 2.3 Parámetros de la permutación de subportadoras DL PUSC

	128	256	512	1024	2048
Subportadoras por subcanal	48	N A	48	48	48
Número de subcanales	2	N A	8	16	32
Subportadoras de datos utilizadas	96	192	384	768	1536
Subportadoras piloto en el conjunto constante	1	8	6	11	24
Subportadoras piloto en el conjunto variable	9	N A	36	71	142
Subportadoras de guarda a la izquierda	11	28	43	87	173
Subportadoras de guarda a la derecha	10	27	42	86	172

- Opción de subcanales de bajada totalmente utilizados (DL OFUSC, *Downlink Optional Full Usage of Sub-Channels*)

La zona OFUSC es una pequeña variación del FUSC donde las subportadoras piloto están igualmente espaciadas por ocho subportadoras de datos.

Con excepción del DL PUSC, que se asigna después del preámbulo de DL, todas las zonas descritas antes se pueden ubicar en cualquier parte dentro de la trama. El cambio de puntos entre tipos de zona se cataloga en el DL MAP. La Figura 2.10 [18] muestra un ejemplo de una trama OFDMA con diferentes tipos de zonas. Como se puede ver, la zona DL PUSC está después del preámbulo y es la única zona obligatoria en la trama. La subtrama DL también muestra una segunda zona PUSC, y una zona AMC. La subtrama UL está después del TTG y en este ejemplo contiene zonas PUSC, OPUSC y AMC.

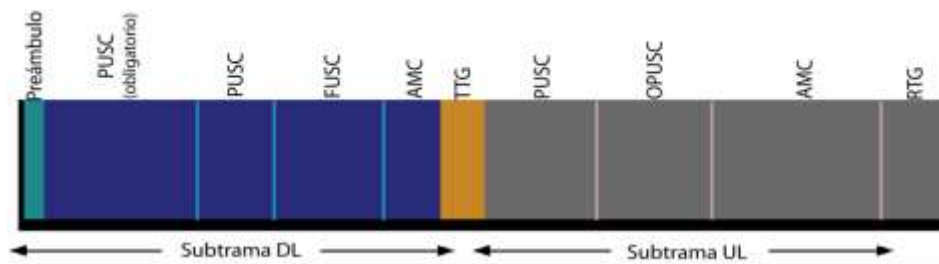


Figura 2.10. Ejemplo de Subtrama OFDMA con múltiples zonas

Con la elaboración de este capítulo se adquirieron las bases teóricas sobre como el sistema de comunicaciones WiMAX, permite mantener la conexión en un enlace de comunicaciones en un sistema que trabaja bajo el estándar IEEE 802.16 mediante los esquemas de modulación y codificación adaptativa.

Lo anterior permitió apropiarse del conocimiento de su funcionamiento, como se pueden implementar en un entorno de simulación y su relación con los componentes del nivel físico.

Además se adquirieron fundamentos sobre cómo este sistema de comunicaciones, WiMAX, se adapta a las condiciones del medio de comunicaciones con el fin de mantener un enlace estable, en el capítulo 3 se estudia el canal de comunicaciones sobre el cual se emplean los esquemas AMC.

3. EL CANAL DE COMUNICACIONES

En este capítulo se presentan algunas características de los canales de comunicaciones inalámbricas haciendo énfasis en los modelos de canal SUI, que son los seleccionados por el Foro de WiMAX como los modelos de referencia para los sistemas de comunicaciones inalámbricas WiMAX [24].

Uno de los aspectos más complejos relacionados con los sistemas inalámbricos es la manera como se modela el canal de comunicaciones. Como es frecuente en la ingeniería, las soluciones que superan un inconveniente pueden agravar otro, por lo que el diseño se debe lograr encontrando un balance entre los requerimientos pertinentes.

Los modelos de canal, según [19], son herramientas fundamentales para diseñar cualquier sistema de comunicaciones inalámbricas y básicamente caracterizan la señal transmitida mientras viaja hasta el receptor; por lo que la importancia de este capítulo radica en que para obtener resultados confiables, es muy importante utilizar un modelo de canal realista y acertado.

Para el caso particular de WiMAX es de especial interés el modelo de canal utilizado para estimar el desempeño del sistema, evaluando las velocidades de transmisión alcanzables, más aún teniendo en cuenta que el sistema se ha definido para condiciones LOS y NLOS.

Actualmente existen gran variedad de modelos de canal que han sido desarrollados para dar soluciones particulares a los problemas que surgen en cada caso; y aunque en general las soluciones planteadas han ofrecido hasta el momento buenos resultados, existe una notable dificultad relacionada con la elección del modelo óptimo para la situación de WiMAX, lo que le resta considerable flexibilidad a los procesos mencionados anteriormente.

Para llevar a cabo la simulación de cualquier sistema de telecomunicaciones, en este caso WiMAX, se debe considerar el canal de comunicaciones y sus características intrínsecas¹⁹.

3.1 CANAL INALAMBRICO

Un canal inalámbrico está basado en el comportamiento de ondas complejas que atraviesan el espacio a través del cual sufren modificaciones debido al movimiento relativo entre el transmisor y el receptor, interferencia de otras señales, ruido, y otros factores que atenúan o distorsionan la señal transmitida de una manera impredecible y variante en el tiempo.

Al momento de realizar el diseño de un sistema de comunicaciones inalámbricas surgen preguntas como: qué tan rápido cambia el canal en el tiempo. El tiempo de coherencia²⁰ del canal especifica el periodo de tiempo sobre el cual las características del canal permanecen invariantes y depende de qué tan rápido se mueven el transmisor y el receptor.

¹⁹ Características intrínsecas que se muestran en la caracterización del modelo de canal SUI según [27]

²⁰ Es el mayor periodo de tiempo para el cual el canal conserva las mismas características.

En condiciones de canal NLOS, la señal puede haber sido afectada por fenómenos como reflexión, dispersión, difracción, cambios de polarización, etc. En un enlace NLOS, la señal transmitida alcanza el receptor por medio de reflexiones, dispersiones y difracciones. La señal que llega al receptor es la suma de distintas señales, entre las cuales se encuentran un trayecto directo, trayectos con múltiples reflexiones y difracciones por lo que estas señales llegan al receptor con diferentes retardos y atenuaciones.

Estos factores afectan la señal transmitida y no están presentes cuando entre el transmisor y el receptor existe LOS.

En términos generales, los modelos de canal buscan caracterizar el comportamiento del canal ante señales con ciertas características cuando estas se propagan a través del canal de comunicaciones, en el cual se presentan los fenómenos mencionados [20].

3.2 CARACTERISTICAS DE UN CANAL INALAMBRICO MULTITRAYECTO

Se han desarrollado varios modelos de canal que intentan caracterizar el canal de comunicaciones

3.2.1 Tiempo de coherencia y dispersión Doppler

Si el transmisor, el receptor o incluso otros objetos en el canal se mueven, las características del canal cambian. El tiempo de coherencia y la dispersión Doppler describen la naturaleza variable en el tiempo del canal.

Cuando una señal es enviada entre un transmisor y un receptor y este último se está moviendo a una determinada velocidad existe un cambio en la frecuencia de la señal según se indica en la Ecuación 3.2

$$f_D = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha \quad \text{Ec}_3.2$$

El tiempo para el cual las características del canal se pueden asumir constantes se llama tiempo de coherencia y se utiliza para caracterizar la naturaleza variable en el tiempo del canal. El tiempo de coherencia es una medida estadística del tiempo en el cual la respuesta al impulso del canal es no variable.

Para cada fenómeno en el dominio del tiempo, hay un fenómeno correspondiente en el dominio de la frecuencia. El tiempo de coherencia es inversamente proporcional a la dispersión Doppler, según la Ecuación 3.3, es decir, entre mayor sea la dispersión Doppler, menor será el tiempo de coherencia. y entre menor sea la dispersión Doppler, mayor será el tiempo de coherencia

$$\text{tiempo de coherencia} = \frac{k}{\text{dispersión Doppler}} \quad \text{Ec}_3.3$$

Donde k es una constante con valores entre 0,25 y 0,5.

De esta manera, si el transmisor, receptor o los objetos entre ellos se mueven muy rápido, la dispersión Doppler es mayor y el tiempo de coherencia disminuye por lo que el canal varía rápidamente.

Se dice que un canal tiene desvanecimiento rápido si el tiempo de coherencia es menor que el tiempo de símbolo y desvanecimiento lento si el tiempo de coherencia es mayor que el tiempo de símbolo o visto desde el dominio de la frecuencia, se tiene desvanecimiento rápido cuando la dispersión Doppler es mayor que el ancho de banda de la señal, además se dice que se tiene desvanecimiento lento cuando la dispersión Doppler es mucho menor que el ancho de banda de la señal.

3.2.2 Dispersión de retardo y ancho de banda de coherencia

Otros parámetros importantes son la dispersión de retardo y el ancho de banda de coherencia, los cuales describen la naturaleza dispersiva en la frecuencia del canal. En general cuando la dispersión de retardo es menor que el tiempo de símbolo se tiene desvanecimiento plano y cuando la dispersión de retardo es mayor que el tiempo de símbolo se tiene desvanecimiento selectivo en frecuencia o en otras palabras si el ancho de banda de coherencia es menor al ancho de banda de la señal se producirá desvanecimiento selectivo en frecuencia a lo largo de su espectro, pero si el ancho de banda de coherencia es mayor que el ancho de banda de la señal significa se producirá desvanecimiento plano.

El ancho de banda de coherencia es la medida estadística del rango de frecuencias sobre la cual el canal puede ser considerado plano; es decir, donde sus componentes espectrales tienen aproximadamente igual ganancia y fase lineal.

3.3 MODELO DE LINEAS DE RETARDO

Una manera de representar la respuesta al impulso de un canal multitrayecto es por medio de un número discreto de impulsos como se muestra en la Ecuación 3.1

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^N C_i(t) \delta(\tau - \tau_i) \quad \text{Ec}_3.1$$

Se debe notar que la respuesta al impulso, h , varía con el tiempo. En este modelo hay N coeficientes cuyo número al igual que los valores de retardo τ_i dependen de qué se considere un valor significativo.

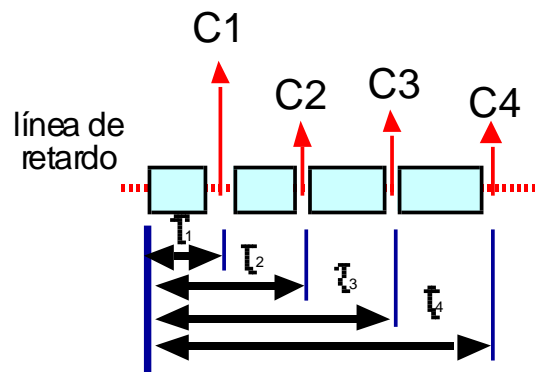


Figura 3.1 Modelo de línea de retardo

Este modelo representa el canal a través de una línea de retardo con N etapas, por ejemplo, el canal que se muestra en la Figura 3.1 se representa por un modelo de 4 etapas.

➤ SUI multitrayecto

En los modelos SUI el desvanecimiento multitrayecto se modela como líneas de retardo con tres etapas, cada una con valores de retardo diferentes. La ganancia asociada con cada etapa se caracteriza por medio de una distribución de Rice y de la máxima frecuencia Doppler.

En un medio multitrayecto, la potencia recibida tiene una distribución de Rice, pero debido a que no existe una LOS directa entre el transmisor y el receptor, esta distribución se transforma en una con distribución Rayleigh cuya función de densidad de probabilidad (pdf) se muestra en la Ecuación 3.4.

$$pdf(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right]} \quad \text{Ec}_3.4$$

Existe una relación, llamada el factor K dado por la Ecuación 3.5, que representa la relación de componentes LOS a componentes NLOS, para el caso Rayleigh en el cual no existen componentes LOS este factor es igual a cero.

$$K = A^2 / (2\sigma^2) \quad \text{Ec}_3.5$$

Para el caso de interés, SUI-6, se muestran los valores asociados en la Tabla 3.1, los demás modelos se pueden consultar en [23].

Tabla 3.1 Modelo de canal SUI-6

	Etapas 1	Etapas 2	Etapas 3	Unidades
Dispersión de retardo	0	14	20	μs
Potencia (antena omnidireccional)	0	-10	-14	dB
90% factor K	0	0	0	
75% factor K	0	0	0	
50% factor K	1	0	0	
Potencia (30°)	0	-16	-26	dB
90% factor K	0	0	0	
75% factor K	2	0	0	
50% factor K	5	0	0	
Dispersión Doppler	0,4	0,3	0,5	Hz

Con el uso de estos modelos de canal es posible entonces caracterizar la señal al alcanzar una estación receptora, lo que claramente es un apoyo a las actividades de planeación y diseño.

Por tanto se concluye que, cada uno de los modelos de canal SUI tiene características distintas que los hacen aplicables a determinados sistemas y condiciones, conociendo

algunas de las características más relevantes de algunos de estos modelos de canal se puede seleccionar el que mejor se adapta a las características de los sistemas de comunicaciones WiMAX en particular y a su vez permitirá obtener los resultados más acertados para la simulación de este tipo de sistemas.

Con la elaboración de este capítulo en conjunto con el Anexo A, *Canal de Comunicaciones*, se han analizado los fenómenos que afectan las señales radioeléctricas y las características de distintos canales de comunicación de datos aplicables a sistemas WiMAX.

Durante la elaboración de este capítulo se encontró, como se indica en [24], que el Foro de WiMAX escogió los modelos SUI como referencia para estos sistemas de comunicaciones.

Para la realización de este trabajo de grado se escogió el modelo SUI-6 debido a sus características de dispersión de retardo, dispersión Doppler y características de NLOS, ya que se trata de un modelo con el cual se puede representar un canal tanto dispersivo como variante en el tiempo.

En el capítulo 4 se hace la implementación de la simulación con base en la teoría recopilada en los tres capítulos anteriores, teniendo en cuenta que se ha estudiado a nivel físico lo referente al sistema de comunicaciones WiMAX, los esquemas de modulación y codificación adaptativa que permiten mantener un enlace de comunicaciones estable y se ha escogido por parte del Foro de WiMAX el modelo de canal que mejor se adapta a las características de WiMAX, los modelos SUI.

4 IMPLEMENTACION Y ANALISIS DE LA SIMULACION

En este capítulo se presentan aspectos de la implementación de la simulación del nivel físico de WiMAX en el entorno Simulink de Matlab®. Esta implementación toma como referencia la metodología citada en [27] la cual se desarrolla en el Anexo C, *Metodología de Simulación* y en la descripción del nivel físico del estándar IEEE 802.16 [2]. Además, se ha realizado un análisis de los resultados obtenidos en la implementación y se evaluaron aspectos significativos como las diferencias entre los diagramas de constelación de la señal transmitida y recibida, el espectro de la señal antes y después de ser afectada por el canal de transmisión y la BER del sistema. Los resultados obtenidos también permitieron establecer la aplicabilidad de la teoría citada en los capítulos anteriores en un entorno simulado, comparando las ventajas y desventajas de Simulink® para la simulación de sistemas de comunicaciones inalámbricas.

4.1 IMPLEMENTACION DE LA SIMULACIÓN

Para realizar la simulación se sigue la metodología expresada en [25] y desarrollada en el Anexo C, *Metodología de Simulación*, en la cual desde una base teórica crea un modelo idealizado para facilitar la realización de la simulación, los datos obtenidos de la simulación se comparan con datos reales. A continuación se realiza una descripción de los principales bloques empleados en la simulación y sus parámetros.

Todo sistema de comunicaciones se divide en tres partes principales, las cuales son: Transmisor, Receptor y Canal de Comunicaciones, como se muestra en la Figura 4.1.

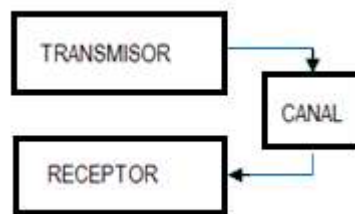


Figura 4.1 Subsistemas que conforman la simulación del nivel físico de WiMAX

4.1.1. Transmisor

En la Figura 4.2, se muestra la implementación interna del módulo transmisor conformado por los submódulos: Fuente de Datos, Aleatorización, Codificador, Mapeo de Modulación y Multiplexación OFDM.

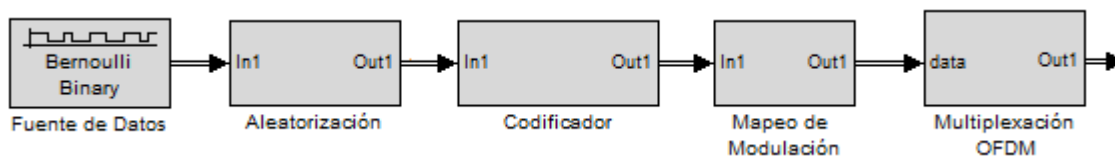


Figura 4.2 Implementación interna del Transmisor

➤ Fuente de datos

Para simular la trama de información del usuario que se envía a través del sistema, se implementó un Generador Binario de Bernoulli (*Bernoulli Binary Generator*), el cual permite cambiar el tamaño de la trama de información dependiendo de la codificación y modulación a utilizar, adecuando también las diferentes velocidades de transmisión, como se observa en la Figura 4.3



Figura 4.3 Parámetros del generador Binario de Bernoulli

Este módulo genera números binarios aleatorios, con igual probabilidad de producir unos y ceros. El valor inicial del proceso es fijado por el usuario y el tiempo de muestreo ($T_b/inputsize$), no es un valor fijo, ya que se trabaja con variaciones en el esquema de modulación y la tasa de codificación, originando tramas tipo WiMAX [2], por lo que este valor se toma desde el programa realizado en lenguaje C como se muestra en el Anexo C, *Metodología de Simulación*, En la Figura 4.4 se muestra la fuente de datos con un vector de salida de 184x1, para una modulación QPSK $\frac{1}{2}$, así para cada modulación entrega un vector con su correspondiente longitud para alcanzar la velocidad de transmisión de datos sugerida por el estándar.



Figura 4.4 Fuente de datos

El tamaño de la trama depende de parámetros que varían según las condiciones del sistema, cambiando así el tiempo de muestreo (*Sample Time*), y a su vez el tamaño de la trama de salida de la fuente de datos. El tiempo de símbolo útil, T_b , es de 91,4 μ s para cualquier modulación y codificación, definiendo así diferentes velocidades dependiendo del par modulación codificación escogido.

➤ Aleatorización

Este proceso toma las secuencias de información que llegan de la fuente de datos, las opera con un Generador de Secuencia Pseudo-Aleatoria (*PN Generator Sequence*),

PN mediante una compuerta XOR, como se describe en el estándar [2], lo cual minimiza la posibilidad de transmitir subportadoras no moduladas.

La Figura 4.5 muestra la implementación de este proceso.

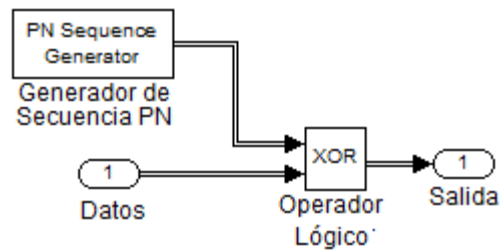


Figura 4.5 Sistema de Aleatorización

El bloque Generador de Secuencias PN del *Blockset* de comunicaciones (*Communications Blockset*), permite generar una secuencia pseudoaleatoria mediante un Polinomio Generador (*Polynomial Generator*), este polinomio determina el cambio del registro de retroalimentación, para recuperar los datos en el receptor.

Según el estándar IEEE 802.16 [2], se utiliza un vector de los estados iniciales de los registros de cambio (*Initial states*), donde la secuencia empleada es

[1 0 0 1 0 1 0 1 0 0 0 0 0 0 0]

El periodo de muestreo debe coincidir con el muestreo de la fuente de datos.

El bloque *Selector*, realiza una operación XOR entre los *bits* de información y los generados por el generador de secuencia PN, evitando largas cadenas de unos o de ceros. Los parámetros de este bloque se muestran en la Figura 4.6.

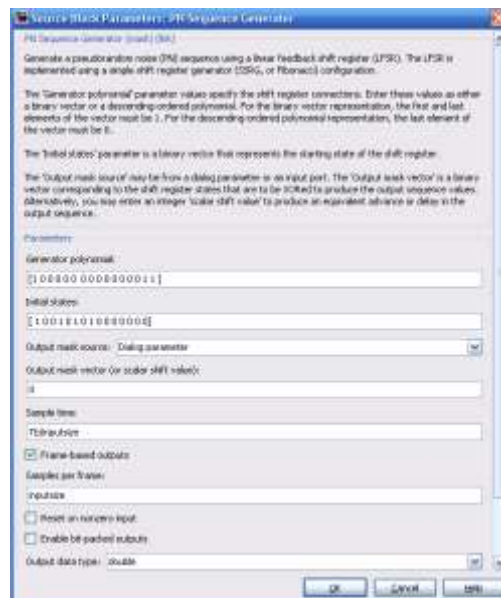


Figura 4.6 Parámetros del bloque Generador de Secuencias PN

➤ Codificador

Para la implementación de este proceso se utilizó: Codificador Reed Solomon, Codificador Convolutivo, Perforador y Entrelazador, como se muestra en la Figura 4.7.

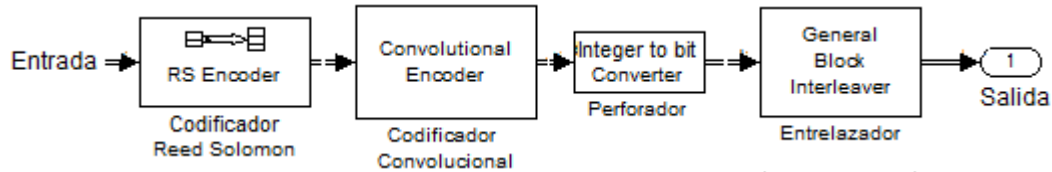


Figura 4.7 Implementación del codificador

El proceso de codificación se inicia con el bloque Codificador Reed Solomon, el cual requiere los valores de la longitud de la palabra código n (*Codeword length*), longitud de la palabra entrante k (*Message length*) y el valor de *bytes* que pueden ser corregidos t , estos valores, según la Sección 1.2.1, corresponden a $RS(n = 255, k = 239, t = 8)$. Los parámetros de este bloque se muestran en la Figura 4.8

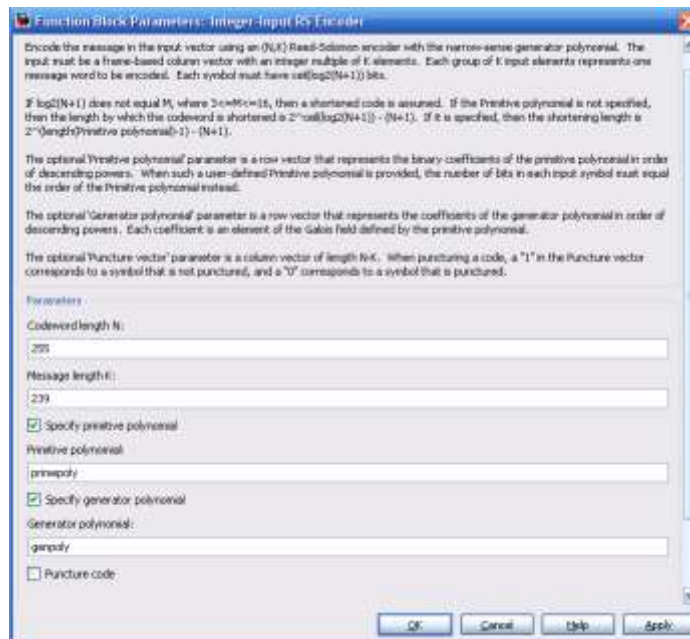


Figura 4.8 Parámetros del codificador Reed Solomon

En seguida el Codificador Convolutivo opera sobre una cadena larga de *bits* sin necesidad de agruparlos en bloques, esto se logra mediante un diagrama de *Trellis*, para lo cual se utiliza la función de Matlab *poly2trellis* convirtiendo así, las funciones generadoras en una estructura de *Trellis*. Para la simulación se utiliza la función *poly2trellis* con el siguiente formato: *poly2trellis* (7, [171 133]). Donde 7 representa la longitud constante del vector después de la codificación convolutiva y el vector [171 133] especifica las funciones generadoras en octal con generadores polinómicos de acuerdo a la Sección 1.2.2 de este documento. En la Figura 4.9 se muestran los parámetros del Codificador Convolutivo

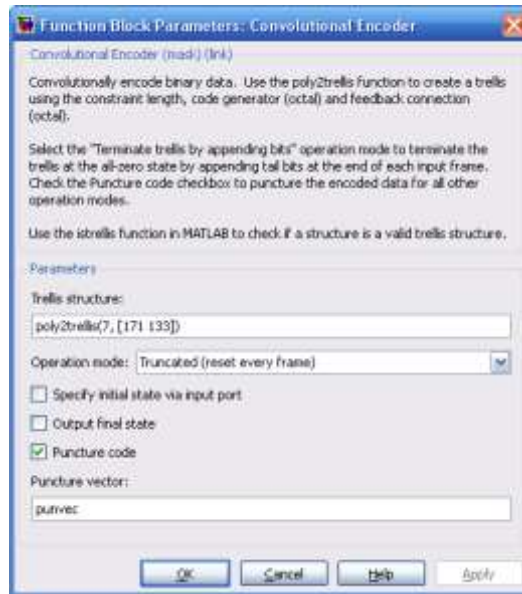


Figura 4.9 Parámetros del Codificador Convencional

Para el vector de perforado (*Puncture vector*), se utiliza el vector que más se ajuste a las condiciones de transmisión determinadas por el bloque AMC. En la Tabla 1.2 se muestran los vectores de señalamiento para diferentes velocidades de codificación.

Por último el entrelazador recibe un flujo de *bits* y los reacomoda en bloques. Este bloque recibe la información codificada después del proceso de perforación a través de un *buffer*, cuyo tamaño de salida es determinado por el número de *bits* codificados necesarios para realizar la distribución a través de símbolos OFDM, el tamaño del *buffer* de salida (*Output Buffer Size*) que especifica el tamaño de trama es definido por el bloque AMC.

➤ Mapeo de Modulación

Para realizar el mapeo de modulación se utilizó un Modulador General QAM (*General QAM Modulator*) del *Blockset* de comunicaciones, el cual modula en QAM la señal de entrada. Este bloque recibe el parámetro desde el bloque AMC, que tipo de modulación debe realizar. En la Figura 4.10 se muestra el bloque modulador.

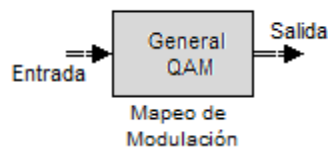


Figura 4.10 Bloque Modulador

➤ Codificación y Modulación Adaptativa

La implementación del módulo AMC que se encarga de adaptar y ajustar los parámetros de transmisión con base en la SNR, se realizó mediante la implementación de un módulo en lenguaje **C**. El desarrollo del módulo AMC constituye parte fundamental en el objetivo de la simulación ya que éste se encarga de variar los

parámetros de los bloques tanto en transmisor como en receptor para lograr una transmisión más robusta y también se encarga de realizar el cálculo de la BER . En la tabla 4.1 se muestran los diferentes rangos de valores de SNR [2] y los parámetros que cambian en los diferentes bloques.

Tabla 4.1 Parámetros según SNR

SNR (dB)	Tamaño Trama	Código RS	Tasa de Codificación promedio	Modulación
$6.4 \leq \text{SNR} < 9.4$	88	(12,12,0)	$\frac{1}{2}$	BPSK
$9.4 \leq \text{SNR} < 11.2$	184	(32,24,4)	$\frac{1}{2}$	4 QAM
$11.2 \leq \text{SNR} < 16.4$	280	(40,36,2)	$\frac{3}{4}$	4 QAM
$16.4 \leq \text{SNR} < 18.2$	376	(64,48,8)	$\frac{1}{2}$	16 QAM
$18.2 \leq \text{SNR} < 22.7$	568	(80,72,4)	$\frac{3}{4}$	16 QAM
$22.7 \leq \text{SNR} < 24.4$	760	(108,96,6)	$\frac{2}{3}$	64 QAM
$24.4 \leq \text{SNR}$	856	(120,108,6)	$\frac{3}{4}$	64 QAM

Los umbrales de la SNR se obtienen de las características BER vs SNR según el modo de modulación en un canal Gaussiano, cuando la SNR cae dentro de alguno de estos intervalos la información del canal asociado retroalimenta al transmisor, este a su vez cambia su tasa de datos, esquemas de codificación y modulación, esto permite que el sistema pueda transmitir con una alta eficiencia espectral cuando la SNR es alta y reducirla cuando la SNR baja.

A continuación se muestra en la Figura 4.11, la interacción que tienen los diferentes bloques del sistema con el bloque en código AMC, para representar de forma gráfica su funcionamiento, el cual se relaciona directamente con varios bloques modificando variables que simplifican el diseño de la simulación.

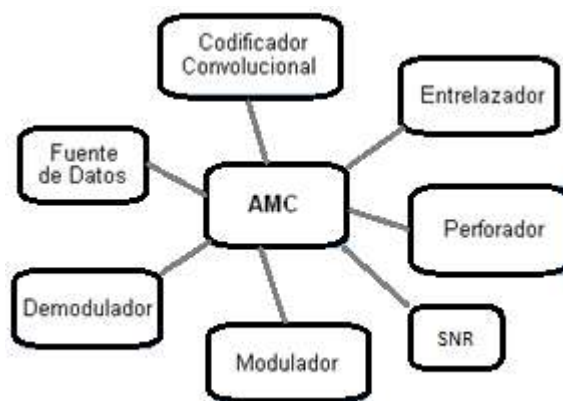


Figura 4.11 Bloque AMC

El bloque AMC ajusta los parámetros de los módulos del transmisor y receptor, para que se realice un buen tratamiento de los datos a través de todo el sistema según el cálculo de la relación señal a ruido y de la BER, tal como se puede ver en la Tabla 4.1 [2]. En la fuente de datos el bloque AMC cambia el tamaño de la trama, en el módulo vector de perforado escoge el vector adecuado acorde con el tipo de modulación y codificación, en el modulador escoge el tipo de modulación a aplicar y en el ensamble de las subportadoras configura el periodo de la trama en los bloques que adicionan

ceros en las subportadoras necesarias para completar las 256 FFT, realizando lo mismo en la parte del receptor. Además este bloque realiza el cálculo de la SNR y de la BER, los cuales deben estar por encima de una BER objetivo de 10^{-6} y así adaptar el tipo de modulación y codificación, para que se haga un óptimo tratamiento de la señal según las condiciones cambiantes del canal.

El código del bloque AMC, se presenta en el Anexo B, *Implementación del Código*, se desarrolló completamente en lenguaje C.

➤ Multiplexación OFDM

Para simular la multiplexación OFDM de los datos modulados se utilizan los bloques que se muestra en la Figura 4.12.

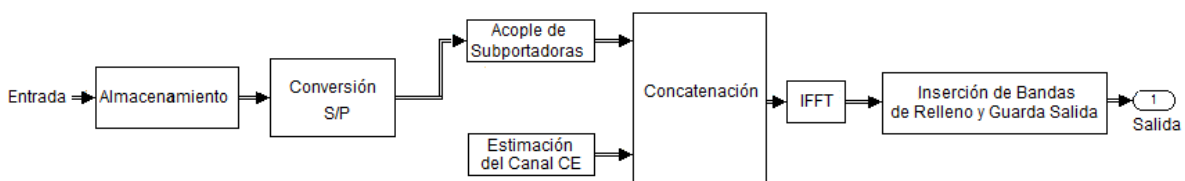


Figura 4.12 Implementación del bloque multiplexación OFDM

El proceso de modulación OFDM inicia con el almacenamiento, utilizando el bloque *Buffer*, en este *buffer* se almacenan los símbolos modulados, que se convertirán en cada una de las subportadoras de datos. Este flujo de información se entrega al bloque Conversión Serie Paralelo que se encarga de redimensionar el flujo de entrada y entregar un vector en paralelo. Para realizar este proceso se utiliza el comando *Reshape*, en el bloque AMC, con el cual se reorganizan los datos de entrada que ingresen en serie y se forman un bloque en paralelo para la posterior conformación de los símbolos OFDM.

El comando *Reshape* cambia la dimensión de la señal de entrada a la especificada por el bloque AMC. Por ejemplo, este bloque puede ser utilizado para cambiar un bloque de N elementos a un vector $1 \times N$ ó $N \times 1$. Es el encargado de generar un vector del tamaño específico con el fin de pasar el flujo de datos modulados de serie a paralelo. La dimensión de salida (*Output dimensionality*), especifica el tamaño de la señal de salida. En la simulación este parámetro se fija en *Customize*, para tener una señal de salida con dimensiones específicas. Un valor de salida [N], corresponde a un vector de tamaño N, un valor de salida [M N] corresponde a una matriz $M \times N$; el número de elementos de la señal de entrada debe concordar con el número de elementos especificados en el parámetro Dimensiones de salida.

Luego de que el modulo “Conversión serial a Paralelo” convierte el vector modulado, el nuevo vector debe ser acoplado correctamente con cada símbolo OFDM mediante el modulo “Selección y Acople de Subportadoras OFDM”.

Los módulos Subportadoras Piloto, Subportadora DC y Selección y Acople de Subportadoras OFDM se encuentran en el interior del módulo “Acople de las Subportadoras OFDM” implementado como se muestra en la Figura 4.13.

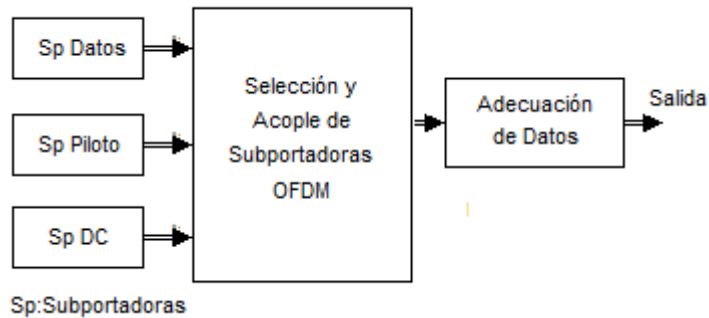


Figura 4.13 Implementación del módulo de acople de subportadoras

Para implementar la generación de una subportadora DC se genera un vector fila que corresponde a la subportadora central o subportadora cero y que se utiliza para la formación de los símbolos OFDM. La generación de subportadoras DC genera un vector en cuyas posiciones se encuentra el valor complejo: $0+0i$ y con una dimensión que corresponde al número de símbolos OFDM formados por subportadoras de datos.

El grupo de símbolos OFDM generados a partir del módulo “Acople de Subportadoras” se concatenan con los símbolos OFDM de prueba, generados por el módulo “Estimación del Canal CE”, el cual se explicó en la Sección 2.1.1.

El módulo “Concatenación” se encarga de tomar las señales entregadas por los bloques “Acople de Subportadoras” y “Estimación del Canal CE” para formar los símbolos OFDM, de tal manera que al final de este proceso haya una matriz en la cual el número de filas representa el número de subportadoras y el número de columnas representa el número de símbolos OFDM. Para la formación total del símbolo OFDM se agregan 55 subportadoras de guarda según lo indicado en la Sección 1.10. El módulo “Adecuación de Datos” para la IFFT completa el número de subportadoras por símbolo OFDM necesarias para realizar la IFFT (256), proceso mediante el cual el grupo de símbolos OFDM se convierte del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo. A los símbolos OFDM en el dominio del tiempo se le agregan las secuencias de sincronización de paquetes y de tramas para completar el preámbulo.

Finalmente el módulo Inserción de “Bandas de Relleno y de Guarda” se encarga de añadir el prefijo cíclico y las bandas de relleno que se utilizan para disminuir algunos requerimientos de transmisión y recepción de los filtros.

El bloque *Multiport Selector*, extrae múltiples subconjuntos de filas o de columnas de una matriz de entrada $M \times N$ y genera nuevas submatrices por sus puertos de salida. Las 192 subportadoras de datos generadas por el bloque “Conversor Serial a Paralelo” deben ser seleccionadas por el bloque “Selector de Subportadoras de Datos” extrayendo subconjuntos de filas y generando submatrices por sus puertos de salida.

Los índices de Salida (*Indices to Output*), es un arreglo que especifica el subconjunto de filas o columnas para transmitir por cada uno de los puertos de salida del bloque como se muestra en la Figura 4.14

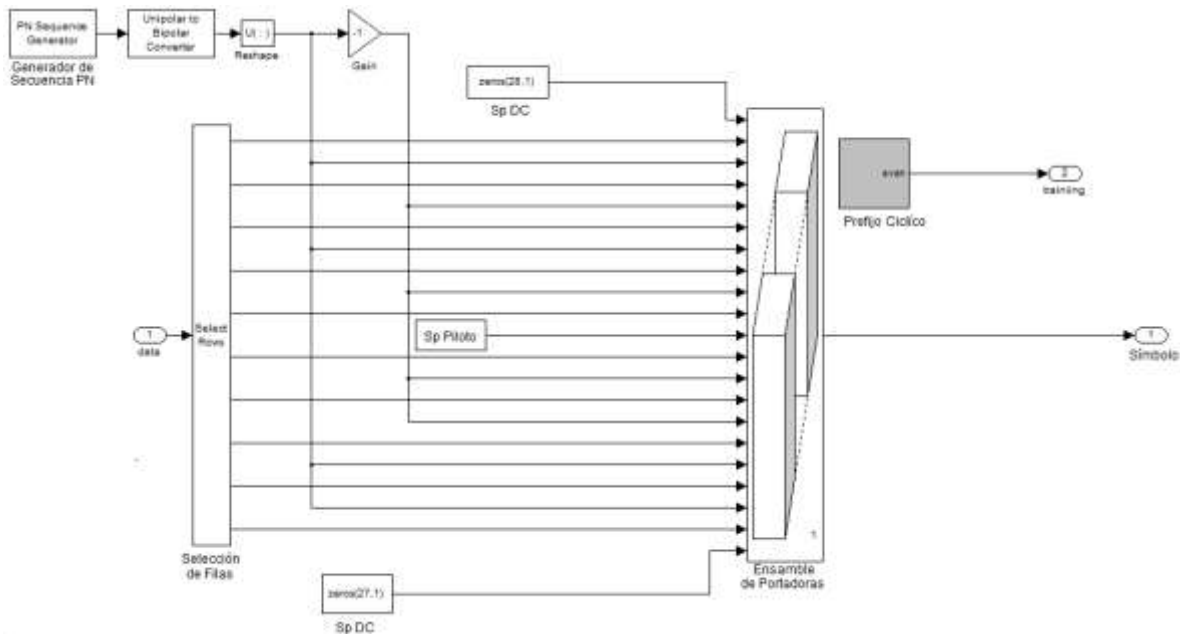


Figura 4.14 Ensamble de Portadoras DC y piloto

Para implementar el proceso de Concatenación, se utiliza el bloque *Matrix Concatenation* de los bloques básicos de Simulink, el bloque *Matrix Concatenation* concatena matrices de entrada (u_1, u_2, \dots, u_n) a través de filas o columnas. El valor de n se determina a partir del parámetro Número de entradas. En la simulación, el proceso de concatenación se realiza a través de filas, esto con el fin de unir los distintos tipos de subportadoras (datos, piloto y DC).

Para la Estimación del Canal CE se utilizan los bloques Constante y Normalización, este proceso genera la secuencia de estimación del canal en el dominio de la frecuencia y la posterior construcción del preámbulo.

El bloque Constante del proceso de estimación del canal, genera una matriz cuya dimensión depende de los parámetros de simulación “SecuenciaCE” y “NúmeroCE”.

SecuenciaCE especifica el número de filas de la matriz y determina las subportadoras necesarias para la generación de la secuencia de estimación del canal a partir de la matriz CEMatrix (parámetro de simulación), en el cual se encuentran las asignaciones para cada una de las subportadoras y la secuencia de símbolos de prueba OFDM en el dominio de la frecuencia.

Número CE especifica el número de columnas de la matriz cuyo valor está relacionado con el número de símbolos OFDM a partir de los cuales se generará la secuencia de estimación del canal.

Para realizar la adecuación de datos para la IFFT, se utiliza el proceso para rellenar con ceros y completar los 256 puntos de FFT/IFFT. El bloque *Pad over*, se encarga de rellenar, especificando la dimensión de la entrada a rellenar, ya sean las filas y/o columnas. Como la entrada es un vector fila entonces se rellenará una a una las posiciones del vector. Para el reordenamiento se utiliza el bloque *Selector*, el cual realiza el intercambio de las filas, de la 1 hasta la 128 con las filas 128 hasta la 256.

Para implementar la transformada inversa de Fourier, del *Blockset de DSP*, este calcula la transformada inversa rápida de Fourier de cada fila de una matriz MxN. En la simulación, este bloque se incluye para generar señales OFDM, se hace necesario un cambio del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo.

En la implementación del proceso de inserción de bandas de relleno, se utiliza el bloque Zero Pad, el cual agrega un total de 16 subportadoras, las cuales son una copia de la porción de la señal, de cada símbolo OFDM, que corresponde al prefijo cíclico. Se realiza una extracción para reorganizar una matriz de 192x48 (192 subportadoras por 48 símbolos OFDM), en un vector columna 9216x1. Luego de tener el vector columna se procede a realizar la inserción de las bandas de guarda, agregando el mismo número a cada lado, obteniendo así 256 subportadoras OFDM.

4.1.2. Canal con AWGN y Multitrayectoria

Para implementar un canal con AWG y Multitrayectoria, se utilizan los bloques Canal con Ruido Gaussiano Blanco y Desvanecimiento Rayleigh, como se muestra en la Figura 4.15

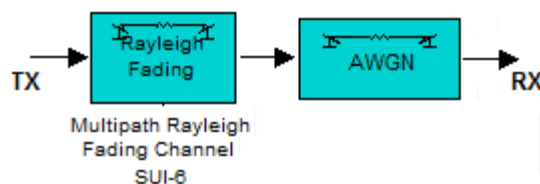


Figura 4.15 Implementación del Canal con AWGN y Multitrayectoria

El canal de transmisión utilizado en este modelo, se asemeja a las características del modelo de canal SUI-6, según se explica en el capítulo 3, *El Canal de Comunicaciones*. El módulo AWGN agrega ruido Gaussiano Blanco a una señal de entrada, ya sea real o compleja, aquí una función implementada en lenguaje C mediante un *Script*, hace que el valor de la SNR en el canal, vaya ascendiendo desde un valor que se encuentre en el primer intervalo $6.4\text{dB} \leq \text{SNR} < 9.4\text{dB}$ hasta un valor mayor a 24.4dB, pasando así por todos los valores necesarios para que el sistema pueda ajustarse adaptando las modulaciones y codificaciones respectivas para cada valor de SNR, como se muestra en la tabla 4.1. El bloque *Rayleigh Fading* genera un desvanecimiento por multitrayectoria selectivo en frecuencia. Este bloque simula diferentes señales mediante un vector de retardo que especifica el tiempo que demora en llegar cada señal por diferentes trayectorias desde el origen hasta el destino. En la simulación se realizan tres trayectorias, una es directa con tiempo de retardo igual a cero, otra que se refleja con 14 μs de retardo y otra que se refleja con 20 μs de retardo, la atenuación por retardo por cada trayectoria es de 0, -10 y -14 dB respectivamente. La máxima frecuencia Doppler para un móvil que se mueve aproximadamente a 60km/hr, con una frecuencia de portadora de 800 MHz es de 44,26Hz, esta frecuencia se multiplica por cualquiera de los valores de dispersión Doppler que se muestran en la tabla 3.1 según [26], tomando 0.4 Hz se obtiene un valor aproximado de 18Hz el cual es el valor que se utilizó en la simulación. En la Figura 4.16 se muestran los parámetros del bloque *Rayleigh Fading*.

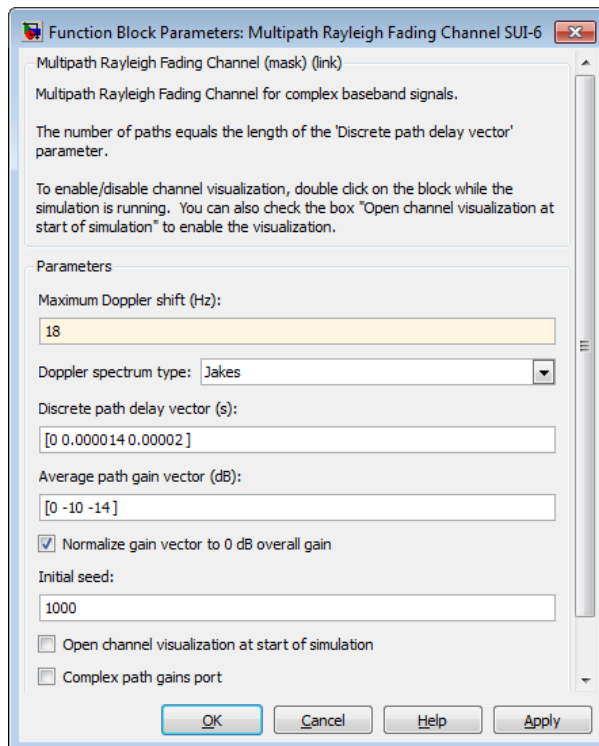


Figura 4.16 Parámetros del bloque *Rayleigh Fading*

4.1.3. Sistema Receptor

El sistema receptor utiliza la implementación que se muestra en la Figura 4.17

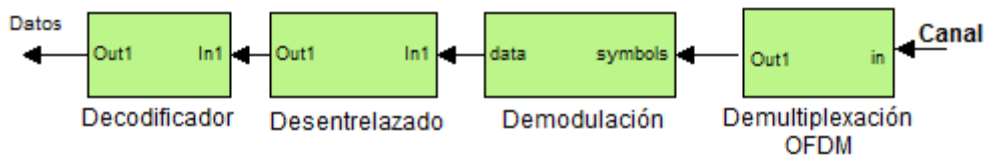


Figura 4.17 Implementación del Receptor

La implementación interna de este bloque está conformado por los siguientes módulos: Demultiplexación OFDM, Demodulación, Desentrelazado y Decodificador.

➤ Demultiplexación OFDM

Para la demultiplexación de los símbolos OFDM se utilizan los bloques Remoción prefijo cíclico y bandas de guarda, Remoción de las Subportadoras Piloto, Ecuador y Transformada Rápida de Fourier (FFT), y, como se muestra en la Figura 4.18

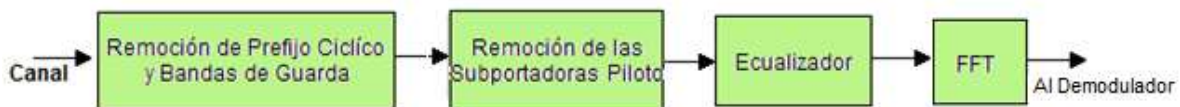


Figura 4.18 Implementación de multiplexor OFDM

Estos módulos se encargan de realizar el proceso inverso al realizado por la Multiplexación OFDM, removiendo las subportadoras de relleno, las subportadoras de guarda, subportadoras piloto, la secuencia de estimación de canal y es aquí donde el ecualizador realiza la separación de las tres trayectorias de propagación realizando a cada una de estas las compensación en retardo y en atenuación que han sufrido por consecuencia del canal, por último se convierten los símbolos OFDM del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia para ser demodulados.

El proceso inicia con la remoción de las bandas de guarda, aquí se utiliza el bloque *Selector*, que está determinado por el vector $(1:FF_{T_{tot}})$. Teniendo en cuenta que $FF_{T_{tot}} = \text{puntos FFT} + \text{prefijo cíclico} = 288$; donde $\text{puntos FFT} = 256$ y $\text{prefijocíclico} = 32$, se está removiendo el periodo de guarda que constituye un total de 4 subportadoras. Luego se utiliza otro *Selector* el cual selecciona los elementos desde la posición 192 hasta 256, determinado por el vector $\text{puntos FFT} + 1:FF_{T_{tot}}$, que corresponden a las 32 subportadoras de relleno que constituyen el prefijo cíclico. Este se rellena con ceros mediante el bloque *Zero Pad*, por lo tanto se tiene a la salida un vector de 256 elementos, en donde los primeros 32 elementos corresponden a las subportadoras y los 4 restantes son ceros. Por último se utiliza otro bloque *Selector*, que se encuentra determinado por el vector $(1:\text{puntos FFT})$. Teniendo en cuenta que $\text{puntos FFT} = 256$; se está removiendo el prefijo cíclico que constituye un total de 32 subportadoras. Por último un *buffer*, agrupa subportadoras en un vector columna cuyas dimensiones corresponden a $\text{puntos FFT} \times \text{TotsimbOFDM}$, donde *TotsimbOFDM* corresponde al total de símbolos OFDM.

Después se realiza la remoción de la subportadora DC, mediante un *Selector* el cual se encarga de remover las secuencias de sincronización de paquetes y de tramas, a partir de un selector tipo matriz que elige las filas determinadas por el vector: $(1:123\ 123:254)$ y todas las columnas de entrada. De esta manera en el puerto de salida que corresponde a las filas, no estará incluida la fila de posición 62, que corresponde a la subportadora DC. Luego se remueve el relleno de la FFT, agregadas por el modulo Adecuación de Datos para la IFFT, que fue explicado en la Sección 4.2.4, aquí se tiene una matriz de 256×42 , que corresponde a 42 símbolos OFDM constituidos por 256 subportadoras. Después de la selección realizada por este bloque se obtiene una matriz de 253×42 , que corresponde a 42 símbolos OFDM constituidos por 192 subportadoras de datos, 56 subportadoras piloto y 8 subportadora DC.

Luego el ecualizador se encarga de identificar cada trayecto generado por el canal y le aplica a cada uno de estos una compensación en retardo y en atenuación, estos valores ya son conocidos para cada trayecto puesto que se utilizó un ecualizador ideal, combinándolos de manera constructiva dándose la ganancia.

Por último se aplica la Transformada Rápida de Fourier, utilizando el bloque *FFT* del *Blockset DSP*.

Obteniendo como resultado un vector de 192 elementos, los cuales corresponden a las subportadoras de datos como se muestra en la Figura 4.19.

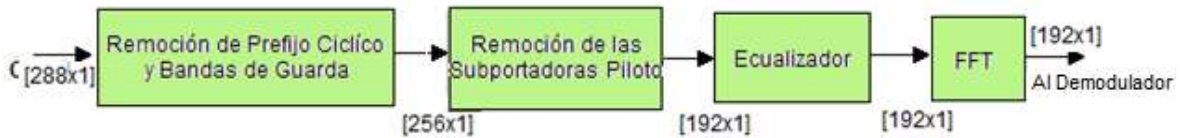


Figura 4.19 Diagrama Demultiplexación OFDM

➤ Demodulación

El proceso de Demodulación es realizado por el bloque Demodulación General QAM en banda base del *Blockset* de Comunicaciones. Este proceso de demodulación se realiza según el tipo de modulación y codificación escogida en el bloque AMC. El código se explica en el Anexo B, *Implementación del Código*. La figura 4.20 muestra el bloque de demodulación.

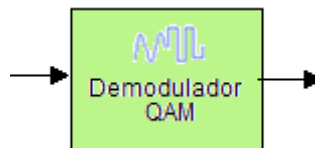


Figura 4.20 Demodulador QAM

➤ Desentrelazado y Decodificación

El entrelazado de los *bits* produce retardos que son compensados por medio de un *buffer*, el cual agrupa 100 *bits* de un vector columna para adecuarlos a las dimensiones de una *Matrix Deinterleaver*, realizando el desentrelazado llenando una matriz columna por columna con los símbolos de entrada y luego enviando el contenido de la matriz fila por fila al puerto de salida. El número de filas y columnas son las dimensiones de la matriz que utiliza internamente el bloque para sus cálculos.

Por último el decodificador Viterbi utiliza el algoritmo de Viterbi para realizar el proceso de decodificación. Se utiliza la función *Poly2trellis* empleada en el codificador convolucional para formar una estructura de trellis a partir de las funciones generadoras del código convolucional y de la longitud restringida. Para la simulación se utiliza la función *poly2trellis* con el siguiente formato: *poly2trellis(7, [133 165 171])*, donde 7 representa la longitud restringida y el vector [133 165] especifica las funciones generadoras en octal, de acuerdo a la Sección 1.2.2, en la Figura 4.21 se pueden observar los bloques que conforman el Decodificador.

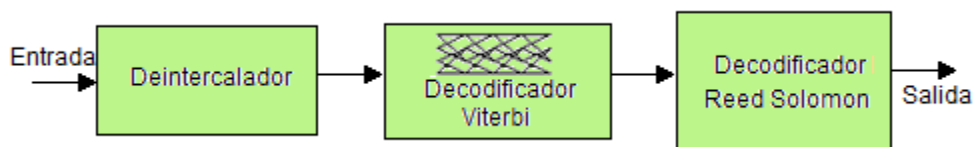


Figura 4.21 Implementación del Decodificador

En la Figura 4.22, se muestra el esquema completo del diseño implementado.

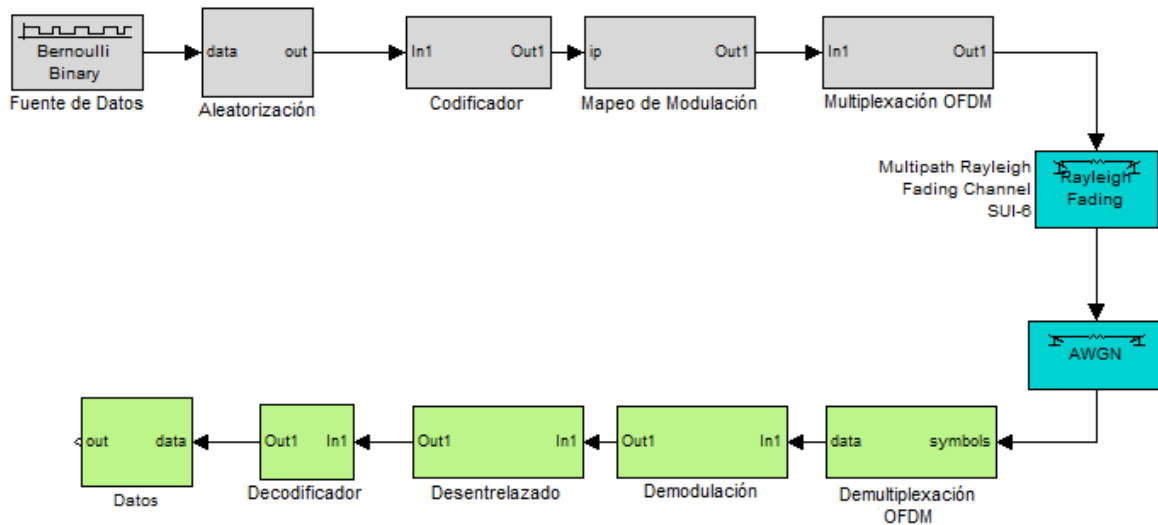


Figura 4.22 Sistema implementado, nivel físico IEEE802.16

4.2 ANÁLISIS DE RESULTADOS

En esta sección se presentan los resultados obtenidos, lo que permitió evaluar a nivel físico el desempeño del estándar IEEE 802.16, teniendo en cuenta aspectos como: el espectro de la señal analizada, la tasa de errores de *bit* al realizar variaciones en el canal de ruido (SNR) y el diagrama de constelación según los cambios realizados.

4.2.1. Generación aleatoria de datos

Para el generador de datos se realizó un análisis de las tramas entregadas de forma visual y de forma cualitativa, teniendo en cuenta que los datos manejados por el sistema no serán siempre los mismos al tratarse de un sistema de datos aleatorio, se comprobó los cambios de la señal mostrando la flexibilidad del sistema diseñado. Se realizó la simulación para una SNR=8dB obteniendo una modulación BPSK $\frac{1}{2}$, después de 3 tramas ó 180 μ s, con 88 *bits* por cada trama según [2], se muestra el vector generado en la Figura 4.23

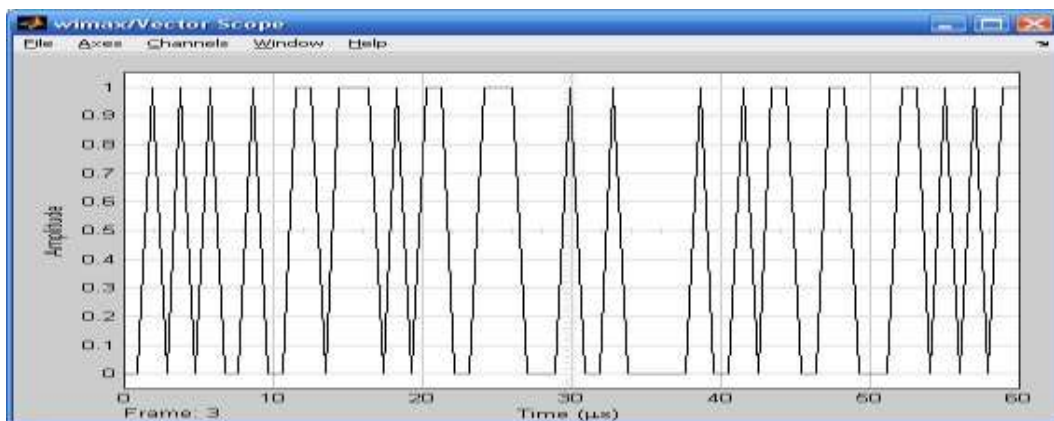


Figura 4.23 Datos después de 3 tramas

A continuación se procedió a ejecutar por segunda vez la simulación para el mismo número de tramas ó tiempo, obteniéndose la Figura 4.24.

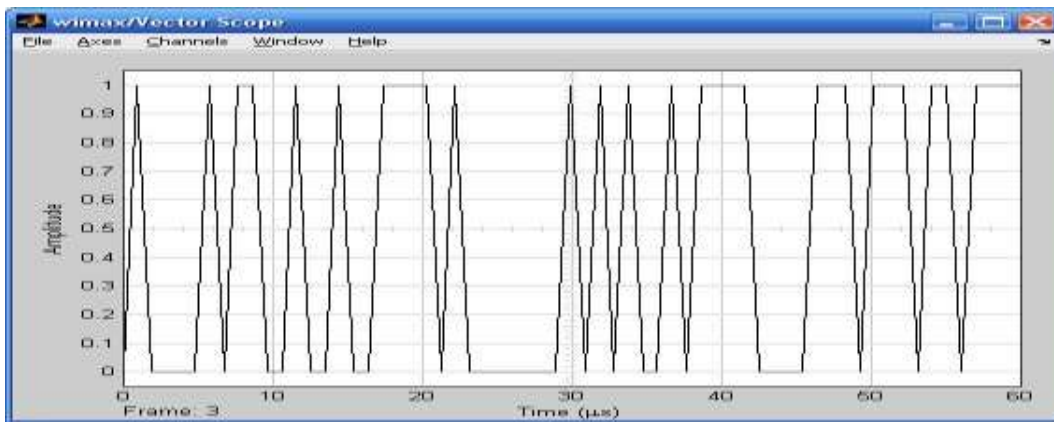


Figura 4.24 Datos después de 3 tramas

Puede observarse que para las dos ejecuciones de la simulación los resultados obtenidos son completamente diferentes, además puede observarse que la probabilidad establecida permitió la generación de los valores 1 y 0 en cada ejecución de la simulación.

Otra prueba realizada fue la de notar el tamaño de la trama de entrada al codificador, que varía según el tipo de modulación y codificación, dependiendo de la SNR. Los datos se registraron en la Tabla 4.1 los cuales cumplen los campos MAC del estándar IEEE802.16 [2].

Tabla 4.2 Tamaño trama vs Modulación y Codificación

SNR(dB)	Tamaño de Trama	Modulación	Codificación
8	88	BPSK	$\frac{1}{2}$
10	184	4 QAM	$\frac{1}{2}$
13	280	4 QAM	$\frac{3}{4}$
20	568	16 QAM	$\frac{3}{4}$
26	856	64 QAM	$\frac{3}{4}$

Esto muestra que el sistema entrega datos de manera aleatoria y con el tamaño requerido de trama para darle el tratamiento que corresponde en el todo el sistema.

4.2.2. Sistema transmisor y receptor

Para el sistema transmisor se realizaron los siguientes análisis: Cantidad de *bits* por trama después de la codificación y del ensamble de símbolos OFDM, datos modulados en QPSK, 16 QAM ó 64 QAM de forma visual mediante un diagrama de constelación, los diagramas de BER vs SNR con y sin codificación, y por último el espectro de frecuencia antes de su inyección al canal de transmisión, de forma visual por medio de un analizador de espectro.

Como se aprecia en la Tabla 4.1, el generador de datos ajusta las tramas de acuerdo al valor de SNR, ahora el codificador toma estos vectores, los trabaja mediante el

codificador convolucional y Reed Solomon, para entregar los vectores de acuerdo al tipo de modulación que se vaya a emplear.

En la Tabla 4.2 se muestran los tamaños de los vectores de salida en cada bloque para cada valor de SNR. El tamaño del vector a la salida del Generador de Datos, después de la codificación, la modulación y el ensamble de los símbolos OFDM.

Tabla 4.3 Vectores a la salida de los bloques del transmisor

SNR(dB)	Modulación	Trama	Codificador	Modulador	OFDM
8	BPSK $\frac{1}{2}$	88	192	192	256
10	4 QAM $\frac{1}{2}$	184	384	192	256
13	4 QAM $\frac{3}{4}$	280	384	192	256
20	16 QAM $\frac{3}{4}$	568	768	192	256
26	64 QAM $\frac{3}{4}$	856	1152	192	256

En la Figura 4.25 se muestran estos bloques con sus respectivos vectores de salida para una modulación BPSK con codificación $\frac{1}{2}$.

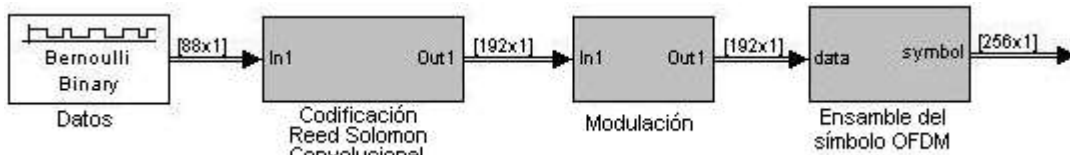


Figura 4.25 Vectores después de cada bloque

Una vez realizado este proceso se puede ver que los valores del vector después de cada bloque corresponden a los esperados según el estándar, se observa que se mantiene el tamaño del símbolo OFDM para los diferentes tamaños de trama, codificación y modulación, como era de esperarse [2].

A continuación se simula el desempeño de los diferentes esquemas de modulación con y sin codificación mostrados en la Tabla 4.1, en la Figura 4.26 se muestra la BER vs SNR sin codificación y en la Figura 4.27 BER vs SNR con codificación.

Las condiciones del canal para un canal SUI-6 son, según [26] son: Atenuación y retardo, 0, -10 y -14dB 0, 14 y 20 μ s respectivamente entre los tres trayectos.

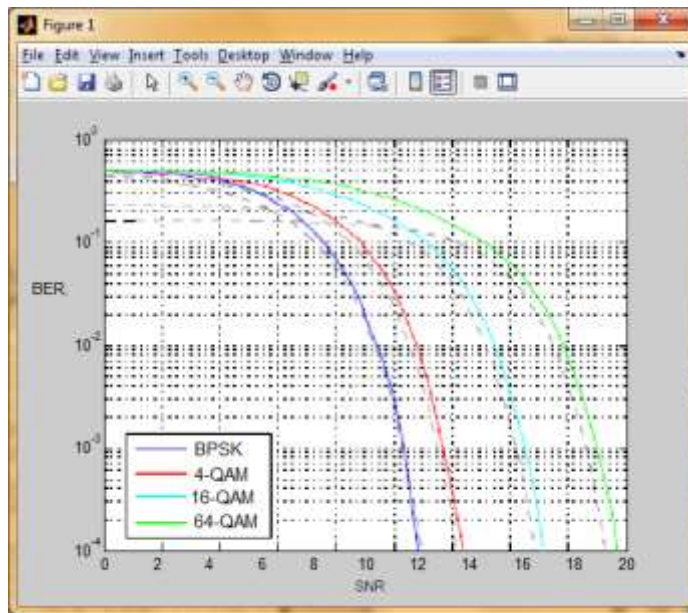


Figura 4.26 BER vs SNR sin codificación

Las curvas en la Figura 4.26 muestra que la BER es una función que depende de la eficiencia de energía del esquema de modulación, esto implica que se requiere más energía para transferir cada *bit*, como se explica en la sección 2.2.1, también se observa que las modulaciones con baja eficiencia espectral como BPSK y 4-QAM, requieren menos energía de bit haciéndolos menos vulnerables a los errores.

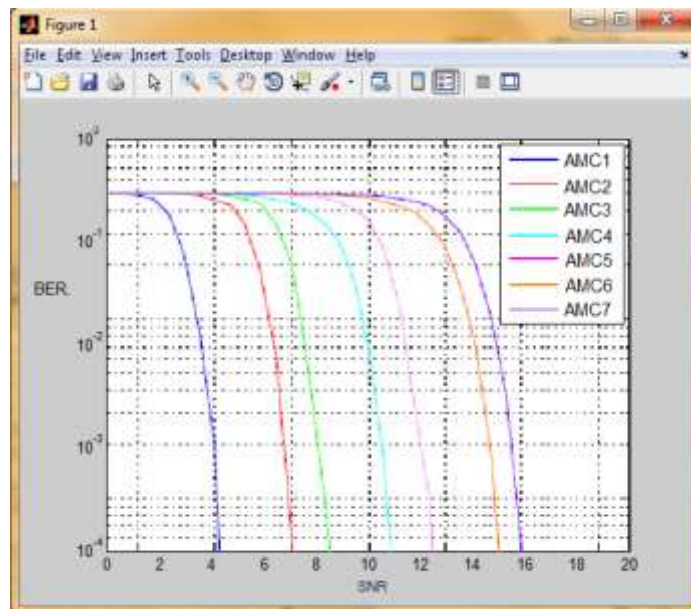


Figura 4.27 BER vs SNR con codificación

En la Figura 4.27 se puede observar que entre mayor es la codificación, las curvas se desplazan más hacia la derecha aumentando el esquema de modulación y manteniendo

el valor de la BER mientras la relación señal a ruido aumenta, volviendo los esquemas de modulación más robustos en cuanto a la vulnerabilidad de los errores.

El proceso de modulación se verifica de forma visual mediante el uso de un diagrama de constelación, en donde se observan los puntos correspondientes dependiendo del tipo de modulación. En la Figura 4.28 se muestra el diagrama de constelación para una modulación 16 QAM $\frac{1}{2}$ con valores normalizados.

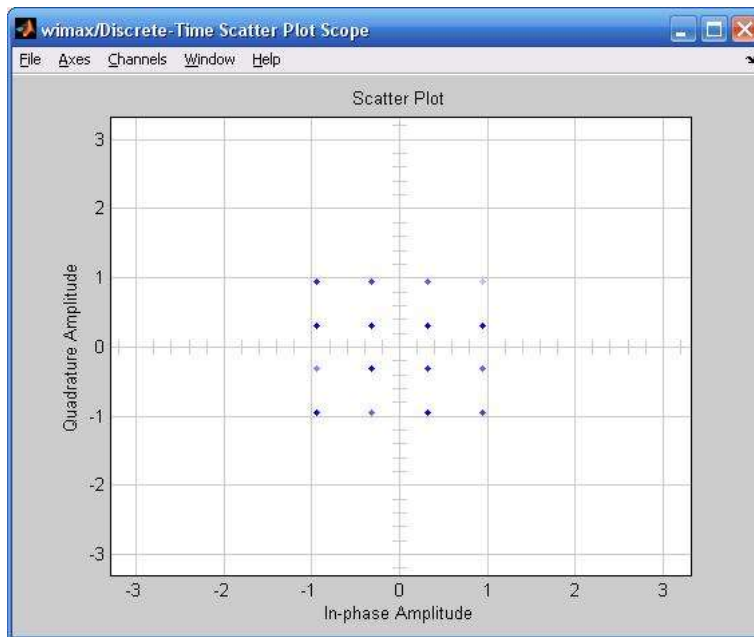


Figura 4.28 Constelación 16 QAM $\frac{1}{2}$

Como se puede observar, los puntos en el diagrama de constelación se ubican donde corresponden. Esto muestra que los datos se están modulando de una forma adecuada.

El espectro de la señal transmitida antes de su inyección al canal de transmisión se puede visualizar mediante un analizador de espectro.

La Figura 4.29 muestra el espectro de frecuencia para la señal que será transmitida, antes de ser inyectada y degradada por el canal.

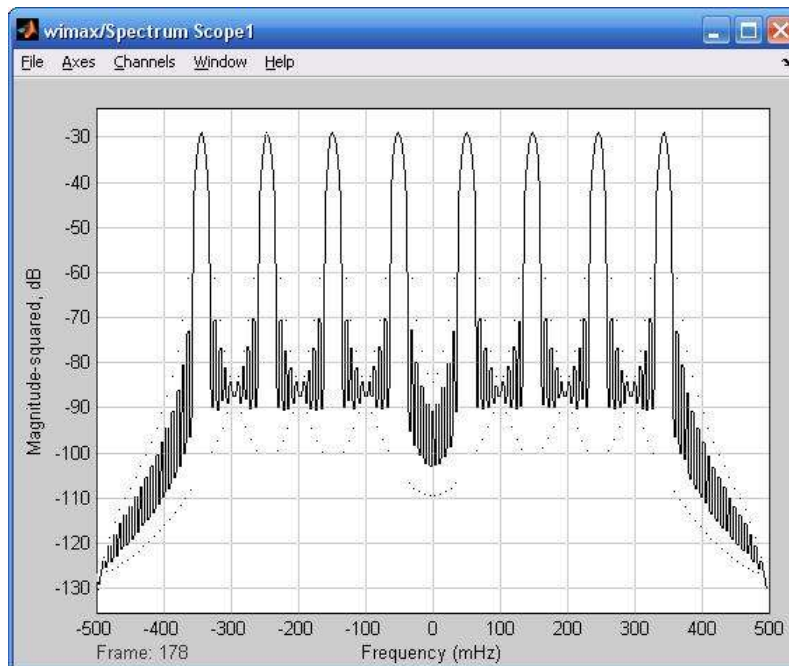


Figura 4.29 Espectro de la señal generada por el Transmisor

Como se puede observar, se forman cuatro pulsos significativos donde la multiplexación OFDM tiene menos subportadoras para evitar la interferencia interportadora, con un pulso imagen de un ancho de banda igual al del pulso, pero en frecuencia negativa, esto es típico en señales de tipo complejo en donde la parte real y la parte imaginaria no se encuentran separadas sino que se mezclan en una misma señal.

El espectro de la señal recibida se muestra en la Figura 4.30 correspondiente a una señal compleja en banda base que ha sido afectada por el canal de comunicaciones, para este caso las condiciones del canal han sido establecidas para un modelo de canal SUI-6.

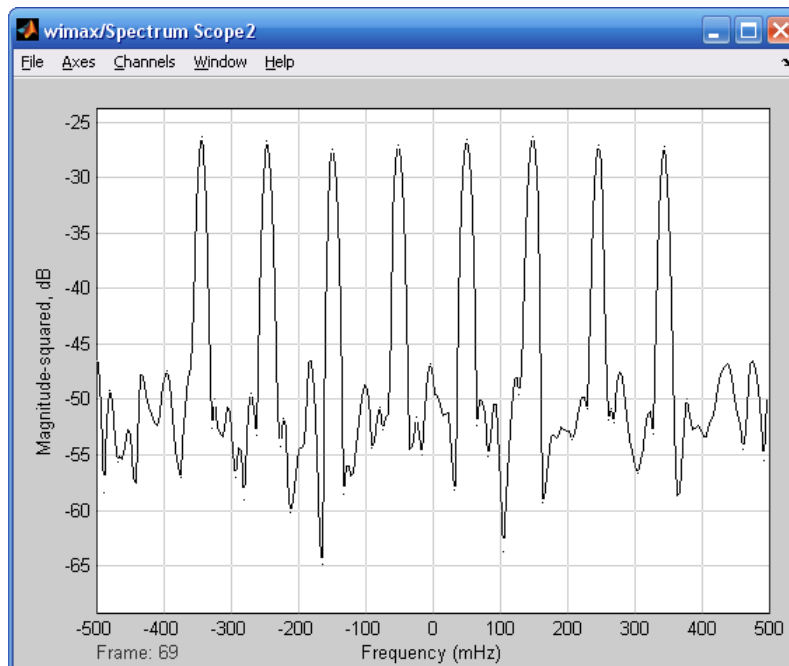


Figura 4.30 Espectro en receptor.

Puede observarse que las componentes de la señal con niveles por debajo de -50dB han sido enmascaradas por el ruido y se han perdido, observando que se produce desvanecimiento selectivo en frecuencia.

Sin embargo, aunque en la Figura 4.30 se pueden apreciar los efectos del ruido, estos no afectan la detección de la señal debido a la baja potencia de las componentes que han sido enmascaradas y a las ventajas inherentes a la multiplexación OFDM.

A los símbolos recibidos se les remueve el prefijo cíclico y las bandas de guarda, luego se les eliminan las subportadoras piloto y se operan con FFT para que después queden listas para la demodulación, aquí se verifican de forma visual mediante el uso de un diagrama de constelación, en donde se observan las posiciones de los puntos correspondientes dependiendo del tipo de modulación.

La Figura 4.31 muestra el diagrama de constelación para la modulación 16 QAM $\frac{1}{2}$.

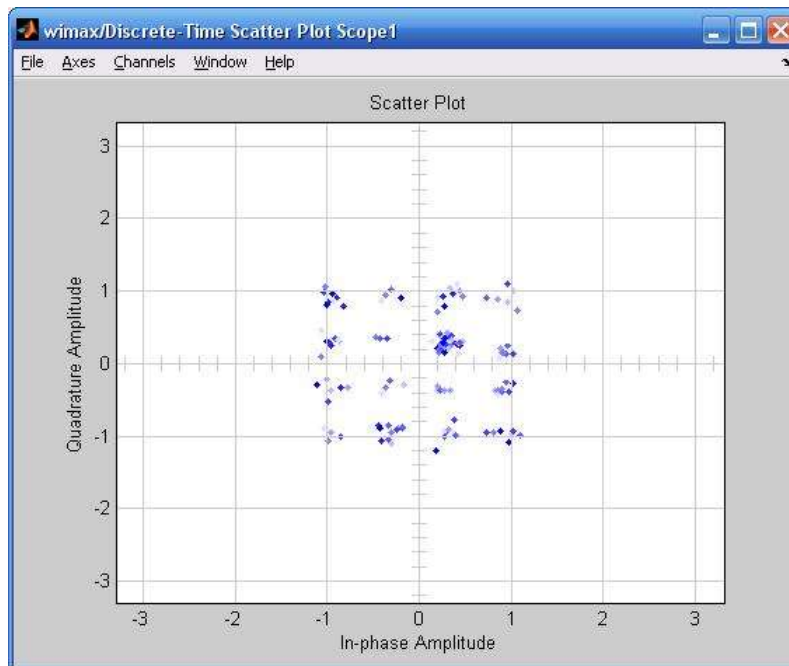


Figura 4.31 Constelación 16 QAM $\frac{1}{2}$ en receptor

Como puede observarse en la Figura 4.31, los símbolos de la modulación 16 QAM, son recibidos con diferente magnitud pero conservan su posición de acuerdo a las generadas en el modulador. Se comprueba aquí que el efecto de la degradación del canal es efectivamente compensado por la multiplexación OFDM y por la magnitud de potencia de las componentes de la señal recibida por encima del umbral de ruido, además la modulación y codificación adaptativa, AMC, se encuentra cumpliendo su función.

A continuación en el canal de comunicaciones la SNR varía apreciando así el desempeño del bloque AMC. La potencia de ruido en el canal AWGN va descendiendo desde un valor SNR de 28 dB hasta un valor de 7 dB, por lo que el sistema debe realizar el cálculo de la SNR y BER, adaptando todos los parámetros del transmisor y del receptor.

En la Figura 4.32, se muestran las curvas para las diferentes modulaciones, con los valores aproximados de los intervalos de SNR según la tabla 4.1 con una BER objetivo de 10^{-3} , para mantener este valor como el límite del sistema se debe estar evaluando constantemente el valor de la SNR y la BER, para mantenerla por encima del umbral.

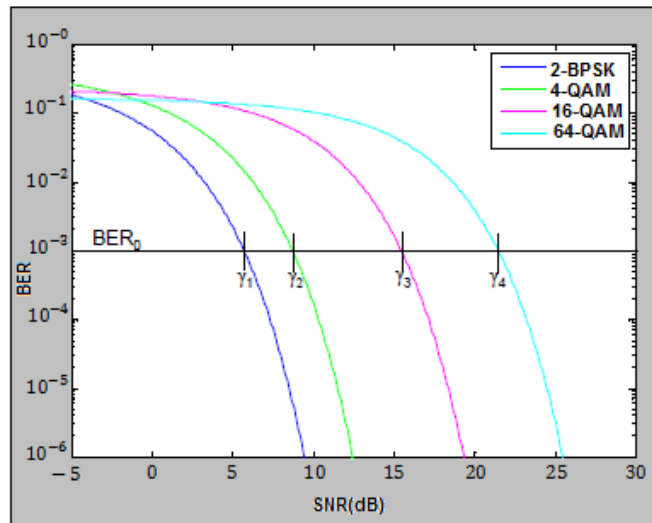


Figura 4.32 BER vs SNR para diferentes esquemas de modulación.

El valor de la SNR en el canal de comunicaciones empieza en 26 dB y luego desciende, uno a uno, hasta 7 dB según el script realizado para este propósito. Para cada uno de estos valores el bloque AMC calcula la BER y la SNR, tomando datos del transmisor y del receptor, asegurando que la BER esté por debajo de 10^{-3} y la SNR este en un intervalo ya definido en el bloque AMC para que así se configure todo el sistema adaptando la modulación y codificación según la SNR que permita mantener una BER objetivo. En la Figura 4.33 se muestra el cambio automático de la BER por debajo del umbral establecido ante la disminución de la SNR para mantener buenas condiciones en el enlace.

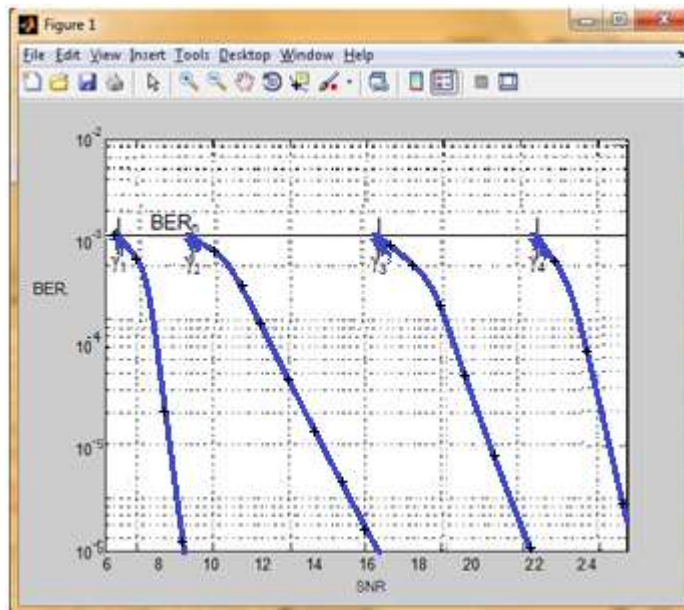


Figura 4.33 BER vs SNR por debajo del umbral

En el bloque AWGN inicia con un valor de SNR igual a 26 dB, el bloque AMC calcula este valor con datos tomados del transmisor y receptor, ajustando el sistema a una modulación y codificación según los rangos ya establecidos en la tabla 4.1. Para un

valor SNR calculado por el bloque AMC aproximado a 26 dB se tiene una modulación 64 QAM y codificación $\frac{3}{4}$ según la Tabla 4.1, en la Figura 4.34 se puede observar la modulación en el transmisor.

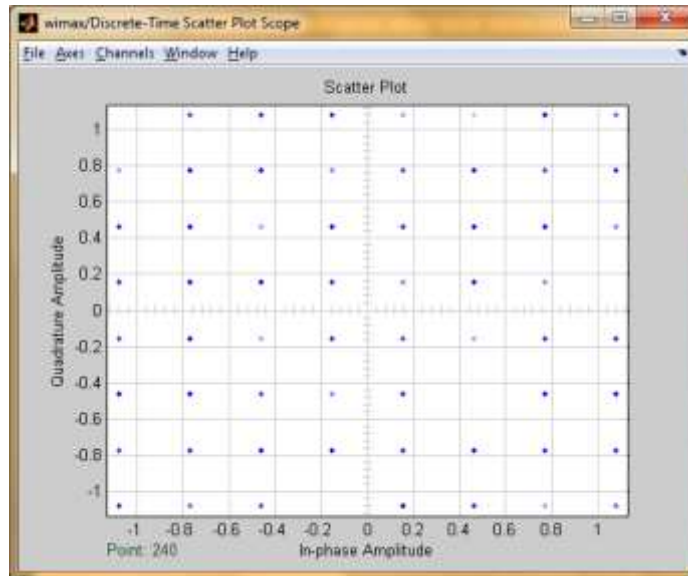


Figura 4.34 Constelación 64 QAM $\frac{3}{4}$ en transmisor

En la Figura 4.35 se puede ver la constelación en el receptor, para las condiciones anteriores se observa como el sistema ajusta los parámetros de modulación, codificación y tamaño de trama para adaptarse a las condiciones del canal pudiendo recuperar los datos que se envían.

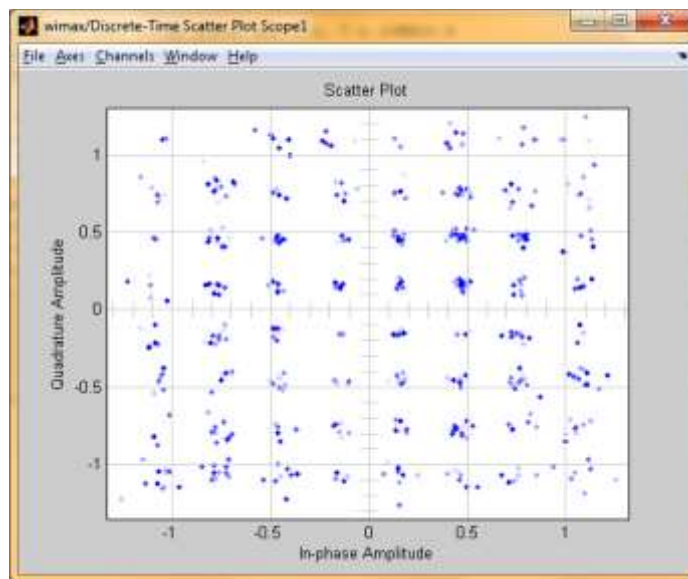


Figura 4.35 Constelación 64 QAM $\frac{3}{4}$ en receptor

Luego en el canal de comunicaciones el valor de SNR empieza a descender de uno en uno, cuando el bloque AMC calcula la SNR y con la condición de que la BER esté por encima de 10^{-6} , siguiendo la curva para 64 QAM en la Figura 4.33 esta llega hasta

cierto valor de BER cercano a 10^{-3} y un valor de SNR limite según el intervalo en la Tabla 4.1, para pasar a la siguiente codificación que es $2/3$ manteniendo la modulación 64 QAM. En la Figura 4.36 se puede observar el diagrama de constelación en el transmisor de la modulación 64 QAM $2/3$.

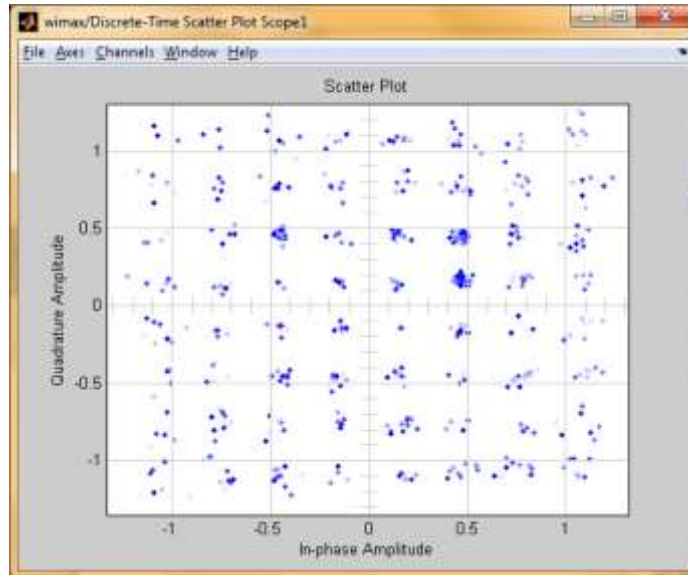


Figura 4.36 Constelación 64 QAM $2/3$ en receptor

El nivel potencia de ruido en el canal AWGN sigue bajando, siguiendo la curvas de 64 QAM de la Figura 4.33 antes de alcanzar un valor de BER igual a 10^{-3} se pasa a una modulación menos robusta que permite mantener las condiciones optimas para un buen nivel de conexión, en la Figura 4.37 se muestra el tipo de modulación y codificación 16 QAM $3/4$ adaptando el sistema que cumple con el estándar.

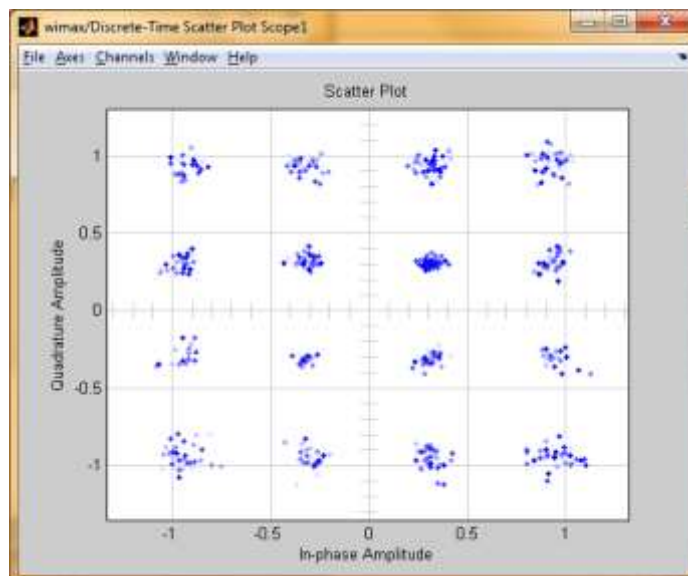


Figura 4.37 Constelación 16 QAM $3/4$ en receptor

Las condiciones del canal siguen cambiando y el valor de la SNR baja a un valor donde se cambia de codificación y mantiene la modulación, 16 QAM $\frac{3}{4}$ a 16 QAM $\frac{1}{2}$ adaptando el sistema, como se puede ver en la Figura 4.38

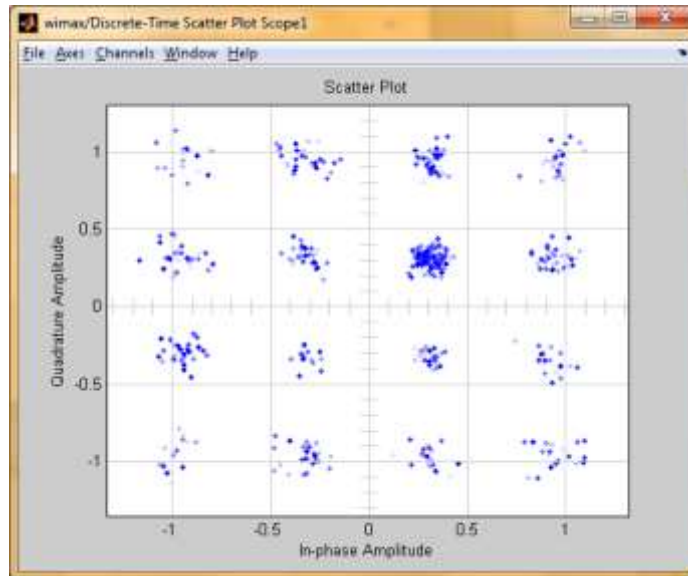


Figura 4.38 Constelación 16 QAM $\frac{1}{2}$ en receptor

El sistema se sigue adaptando a los cambios del canal, la SNR en el canal sigue disminuyendo y el sistema cambia a la modulación y codificación 4 QAM $\frac{3}{4}$. En la Figura 4.39 se puede apreciar la constelación en el receptor.

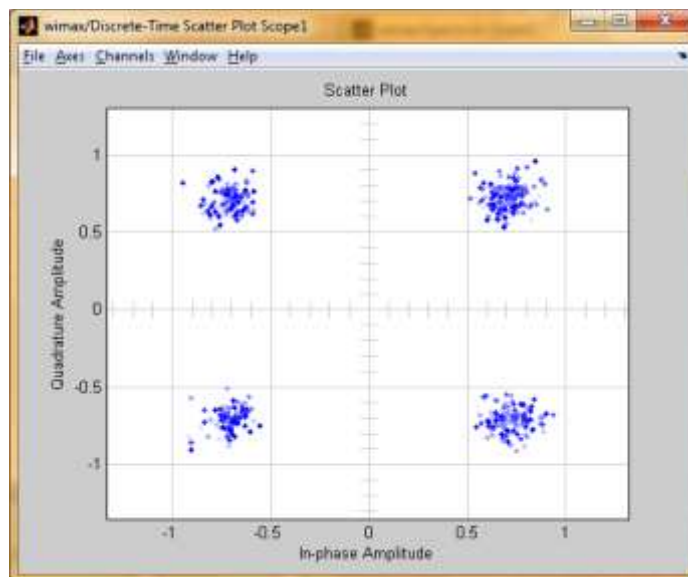


Figura 4.39 Constelación 4 QAM $\frac{3}{4}$ en receptor

El valor de SNR sigue bajando y el sistema se adapta continuamente pasando de 4 QAM $\frac{3}{4}$ a 4 QAM $\frac{1}{2}$. En la Figura 4.40 se muestra la constelación 4 QAM $\frac{1}{2}$.

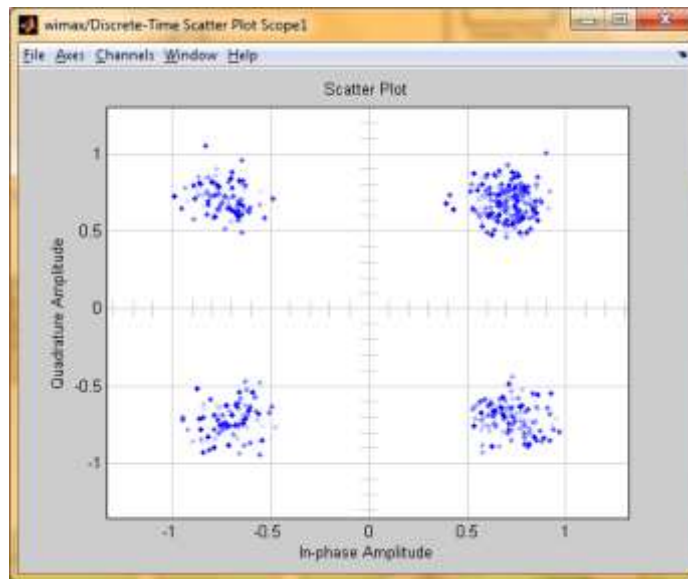


Figura 4.40 Constelación 4 QAM $\frac{1}{2}$ en receptor

Luego de estar en la modulación 4 QAM $\frac{1}{2}$, y al reducir el valor de SNR el sistema se adapta a una modulación más robusta y de menor complejidad, la cual permite mantener el enlace de comunicaciones con cierta calidad. En la Figura 4.41 se observa el diagrama de constelación BPSK $\frac{1}{2}$

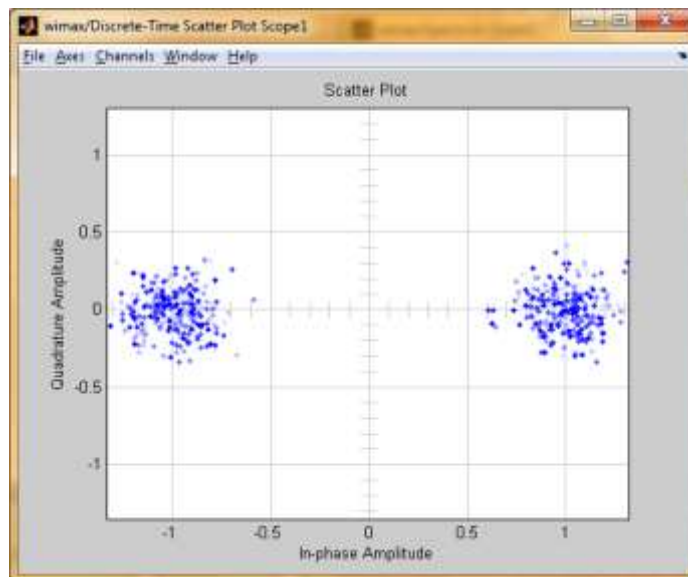


Figura 4.41 Constelación BPSK $\frac{1}{2}$ en receptor

Como se pudo observar el bloque AMC va adaptando el sistema según los diferentes valores de SNR, con lo cual se cumple el objetivo de mantener el enlace de comunicaciones con cierta calidad, bajo condiciones cambiantes del canal de comunicaciones.

En las Figuras 4.42, 4.43 y 4.44, se aprecia el espectro de las señales para tres tipos de modulación y codificación: BPSK $\frac{1}{2}$, 16 QAM $\frac{1}{2}$ y 64 QAM $\frac{3}{4}$.

Con la ecuación 4.1 [27] se calculó el ancho de banda de las señales que se muestran en las figuras 4.42, 4.43 y 4.44.

$$BW = \frac{R_b * N_c}{C * \log_2 M} \quad \text{Ec}_{4.1}$$

Donde, R_b es la velocidad de transmisión de datos asignado a una subportadora, N_c es el número de subportadoras OFDM, M el número de estados de la modulación y C es la tasa de codificación del codificador convolucional.

En la figura 4.42, R_b se obtiene dividiendo el número de bits por subportadora sobre su tiempo de duración, los cuales son 88 y 60 μ s, respectivamente, y por lo tanto R_b es igual a 1.46 Mbps. N_c es igual a 256, la tasa de codificación igual a $\frac{1}{2}$, M es igual a 2 (modulación BPSK), lo cual da como resultado 751MHz, lo cual se aproxima al ancho de banda mostrado en la figura 4.42.

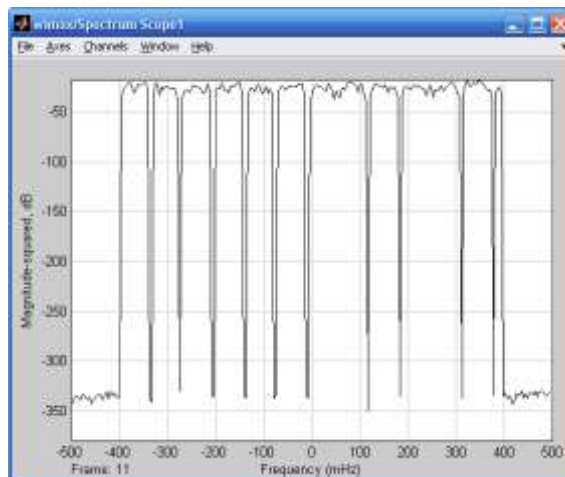


Figura 4.42 Espectro de frecuencia para BPSK $\frac{1}{2}$

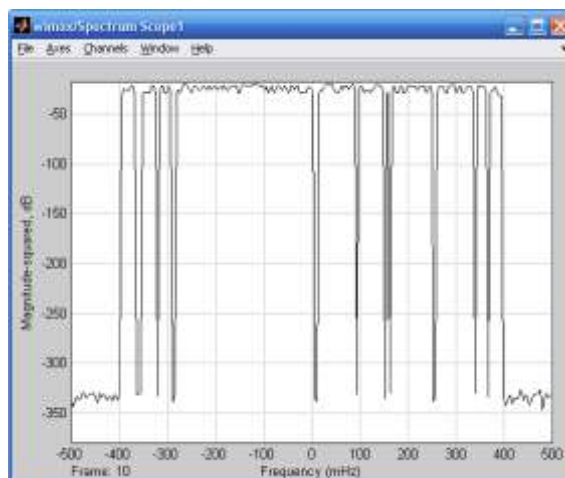


Figura 4.43 Espectro de frecuencia para 16 QAM $\frac{1}{2}$

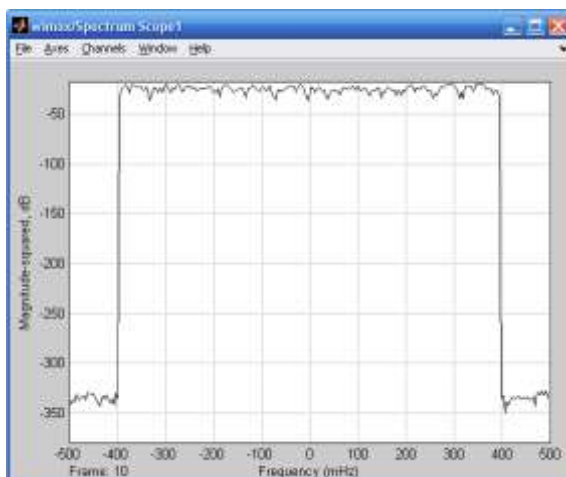


Figura 4.44 Espectro de frecuencia para 64 QAM $\frac{3}{4}$

En la Tabla 4.44 se muestra el ancho de banda calculado para las diferentes modulaciones y codificaciones que se trabajaron en la simulación, lo que permite concluir que el ancho de banda para los diferentes casos de la simulación es aproximadamente igual a 800 MHz.

Tabla 4.4 Calculo del ancho de banda para diferentes modulaciones

Modulación	Tamaño Trama de datos	Duración trama μ s	Velocidad de datos Mbps	Port. OFDM	C	$\text{Log}_2 M$	BW MHz
BPSK	96	60	1.6	256	1/2	1	751
4 QAM	192	60	3.2	256	1/2	2	785
4 QAM	192	60	3.2	256	3/4	2	796
16 QAM	384	60	6.4	256	1/2	4	802
16 QAM	384	60	6.4	256	3/4	4	807
64 QAM	576	60	9.6	256	2/3	6	818
64 QAM	576	60	9.6	256	3/4	6	811

A lo largo de este capítulo se presentó una implementación sobre la aplicación de la técnica utilizada para mejorar el desempeño del sistema mediante la adaptación de la modulación y las tasas de codificación sobre el nivel físico de WiMAX, con lo cual se consigue tomar ventaja de la flexibilidad de OFDM para mantener una optima respuesta a los cambios que se producen en el canal, esto se consiguió haciendo uso de los esquemas de modulación y codificación establecidos en el estándar.

Se observó el cambio de condiciones del sistema a cambios del canal, adaptándose así para mantener una BER por debajo de la BER objetivo.

La simulación fue la herramienta usada para mostrar el desempeño del nivel físico del estándar.

El esquema implementado estima la SNR del canal para cada trama y la compara con un conjunto de umbrales de SNR obtenidos de tal manera que garanticen una BER por debajo de una BER objetivo.

Se pudo ver así, que cuando las condiciones del canal son malas, se baja la SNR y el sistema debe adaptarse a un esquema AMC más robusto y cuando las condiciones de SNR mejoran, se pasa a un esquema de AMC con una mayor eficiencia espectral logrando aprovechar de esta manera las características del canal y ancho de banda disponible de una manera óptima.

Tras las simulaciones realizadas, se observó que las ventajas de transmisión que ofrece WiMAX permitirán utilizar de forma óptima el espectro radioeléctrico, lo que conllevará una mejor calidad en el servicio.

Con este capítulo se muestran los efectos del bloque AMC, dando cumplimiento al objetivo de mostrar el desempeño del bloque AMC en un sistema WiMAX.

5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En este capítulo se presentan las conclusiones con base en las observaciones realizadas durante el desarrollo de este trabajo de grado, también se dan algunas recomendaciones relacionadas a futuros trabajos o implementaciones que se puedan realizar teniendo como base el presente trabajo.

5.1 CONCLUSIONES

Con el estudio y análisis de la norma IEEE 802.16 se obtuvo una aproximación a nivel físico del desempeño de dicha norma en lo referente a la adaptación de los esquemas de modulación y codificación, siendo esta característica parte importante de este estándar que promete alta movilidad para la transferencia de información, brindando nuevas capacidades y ventajas en los sistemas de comunicación de datos.

Por medio de la simulación se proporciona una herramienta de apoyo a los procesos de enseñanza y aprendizaje relacionados con una tecnología emergente de telecomunicaciones que promete grandes capacidades en la transmisión de altas tasas de datos en los sistemas de cuarta generación, y de esta manera soportar el área de los sistemas de telecomunicaciones móviles e inalámbricas y las asignaturas del Programa de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones relacionadas con esta área.

Se hicieron pruebas del sistema con y sin el bloque AMC. Sin este bloque, como puede observarse en los diagramas de constelación, se ve una mayor dispersión en los diagramas de constelación obteniendo pérdida de datos ya que el sistema no se ajusta a las condiciones del sistema, se pudo observar así con el bloque AMC activo la mejora en estos esquemas, recuperando la totalidad de los datos ya que el sistema se encuentra ajustado a las condiciones del canal, presentando menos pérdidas de información con la adaptación de los esquemas de modulación. Sin embargo, esta mejora implica un mayor tiempo de procesamiento en el sistema debido a la realimentación de información. La implementación de los esquemas de modulación y codificación adaptativa requiere información extra en el encabezado ya que tanto el transmisor como el receptor deben estar sincronizados con el fin de que ambos conozcan el esquema de modulación que se está utilizando en cada transmisión.

Una vez se estableció el nivel de umbral de la BER o BER objetivos, mediante AMC los esquemas de modulación y codificación variaron de acuerdo con la SNR presente en el sistema. Cada que la SNR disminuye el esquema AMC varió para cumplir con la BER objetivo, permitiendo de este modo que el enlace siempre tuviera una BER determinada y la calidad requerida.

Se pudo notar como el canal de comunicaciones juega un papel importante en los sistemas de comunicaciones ya que dependiendo de sus características se mide la SNR y con base en este valor se adaptan los esquemas AMC. Si se elige un modelo de canal con características de baja dispersión Doppler y baja dispersión de retardo, con LOS, el sistema trabajará de manera óptima con una baja SNR, por otro lado si se escoge un modelo de canal con una alta dispersión Doppler y alta dispersión de retardo, con características NLOS, el sistema necesitará una mayor SNR para alcanzar un desempeño similar, en caso de no ser posible, los esquemas de modulación y codificación se adaptarán para conseguirlo.

Se pudo observar que los esquemas de modulación de mayor orden son más susceptibles a los efectos de la ISI causados por la propagación multitrayecto debido a la mayor cantidad de *bits* transmitidos por símbolo, es aquí donde la técnica de AMC muestra su eficacia al aprovechar las buenas condiciones del canal y mantener un enlace estable cuando estas no lo son, adaptando los parámetros de transmisión con el fin de hacer uso eficaz del ancho de banda.

Con modelos de canal acertados puede ser posible desarrollar una técnica para predecir la respuesta del canal para un tiempo de cabecera pequeño, permitiendo a las técnicas adaptativas llegar a mayores velocidades de desplazamiento de usuario.

Con comunicaciones bidireccionales, la información desde el receptor puede ser utilizada para explotar adaptativamente las características del canal radio. Se investigó la aplicación de la modulación adaptativa y se encontró que proporciona un medio efectivo para mitigar los efectos del desvanecimiento. Además, esto permite mejorar la velocidad de transmisión de datos del sistema cuando la SNR del canal es alta.

El bloque AMC asegura para los diferentes esquemas de modulación y tasas de codificación asociadas, un ancho de banda aproximado cercano a los 800MHz, acorde a las características de la simulación.

La simulación es un método ideal para realizar el estudio, análisis y pruebas con gran flexibilidad a sistemas de telecomunicaciones, disminuyendo los costos que se tendrían si se realizaran pruebas en equipos reales para dichos sistemas.

El modelo construido en este trabajo demuestra la importancia de modelar un sistema para entender su funcionalidad, y evaluar su desempeño. El análisis de los resultados de la simulación permitirá a los investigadores escoger la mejor opción para sus requerimientos. En un futuro este modelo se puede expandir para incluir componentes del nivel MAC y así simular un sistema WiMAX *end to end* completo

La herramienta Simulink de MATLAB, permite la realización de un modelo basado en bloques funcionales, que se ajusta a las características de un sistema real, disminuyendo la complejidad que tendría la implementación de éste sistema.

5.2 RECOMENDACIONES

La evolución de las tecnologías de la comunicación se da a pasos agigantados por lo cual nuevas modificaciones, enmiendas, se realizan al estándar introduciendo mejoras en él, este trabajo aporta una base para el estudio de dichas mejoras.

El estándar especifica varias características diferentes para el nivel físico, las cuales podrían ser implementadas para mejorar o comparar su desempeño. El bloque opcional de codificación turbo podría ser implementado mejorando el desempeño del bloque FEC.

Si bien se obtiene un *throughput* que aumenta con los esquemas AMC, no se alcanza la BER objetivo debido al rápido desvanecimiento del canal por lo que se deberían realizar más esfuerzos en optimizar el mencionado mecanismo introduciendo mejoras al modelo presentado haciéndolo más amigable al usuario y volviéndolo más interactivo con un mejor manejo de las variables del sistema.

BIBLIOGRAFIA

- [1] E. P. L. Be, "Adaptive Techniques for Multiuser OFDM," in *School of Engineering*. vol. Doctor of Philosophy in Electrical and Computer Engineering: James Cook University December 2001.
- [2] L. M. S. Committee, "802.16 IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems," in *IEEE Standards*, 2004.
- [3] J. L. J. Foerster, "FEC Performance of Concatenated Reed-Salomon and Convolutional Coding with Interleaving," *IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group*, June 2008.
- [4] NASA, "Briefing #10-C-Band Studies," in *Support for the Future Communications Study*, June 2006.
- [5] J. C. Moreira and P. G. Farrell, *Essentials of Error Control Coding*: John Wiley & Sons Ltd, 2006.
- [6] B. Sklar, "DIGITAL COMMUNICATONS " in *Fundamentals and Applications* New Jersey: Prentice Hall
- [7] L.-C. Technologies, "Viterbi Algorithm for Decoding of Convolutional Codes."
- [8] "MOBILE WiMAX," in *Toward Broadband Wireless Metropolitan Area Networks*, H.-H. C. Yan Zhang, Ed.: Auerbach Publications, 2008.
- [9] R. M. L. Deutsch, "Viterbi Decoder Node Synchronization Losses in the Reed-Salomon/Viterbi Concatenated Channel," Sept 1982.
- [10] J. G. Andrews, A. Ghosh, and R. Muhamed, "Fundamentals of WiMAX," in *Understanding Broadband Wireless Networking*: Prentice Hall, Feb 2007.
- [11] http://wbb.forum.impressrd.jp/files/images/061016/80216_003_04.gif
- [12] M. Mohorcic and E. Bertran, "Selection of Broadband communication Standard for high speed mobile scenario," in *Information Society Technologies*, Feb 2005.
- [13] L. Kaen, "WiMAX 802.16." vol. Magister: Instituto Tecnológico de Buenos Aires.
- [14] H. Labiod, H. Afifi, and C. D. Santis, "Wi-Fi, Bluetooth, ZigBee and WiMax ": springer, 2007.
- [15] A. J. Goldsmith and S.-G. Chua, "Adaptive Coded Modulation for Fading Channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, pp. 595-602, May 1998.
- [16] T. Keller and L. Hanzo, "Adaptive Multicarrier Modulation: A Convenient Framework for Time-Frequency Processing in Wireless Communications," *IEEE Transaction on Communications*, vol. 88, pp. 611-640, May 2000.
- [17] A. Technologies, "Mobile WiMAX™ PHY Layer (RF) Operation and Measurement ". vol. : www.agilent.com, July 2008.
- [18] A. J. Goldsmith, "Design and Performance of High-Speed Communication Systems over Time-Varying Radio Channels." vol. Ph. D. Thesis: University of California at Berkeley, 1994.
- [19] K. Ayyappan and P. Dananjayan, "PROPAGATION MODEL FOR HIGHWAY IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM," Pondicherry India: Rajiv Gandhi College of Engineering and Technology.
- [20] A. Quintero, C. Gómez, and R. Hincapié, "Modelos de canal inalámbricos y su aplicación al diseño de redes WiMAX," Universidad Pontificia Bolivariana - Medellín: Grupo de Investigación, Desarrollo y Aplicación en Telecomunicaciones e Informática (GIDATI), Oct 2006.
- [21] U. Chile, "Zonas de Fresnel," <http://toip.uchile.cl/mediawiki/upload/6/65/AnexoJKL-Marcomun.pdf> 2008. Ultima visita 15 de Enero de 2010

- [22] E. Crozier and A. Klein, "WiMAX's technology for LOS and NLOS environments," *WiMAX forum*.
- [23] V. Erceg, L. Greenstein, S. Tjandra, S. Parkoff, A. Gupta, B. Kulic, A. Julius, and R. Bianchi, "An Empirically Based Path Loss Model for Wireless Channels in Suburban Environments," *IEEE* July 1999.
- [24] I. B. W. A. W. Group, "Channel Models for Fixed Wireless Applications," *IEEE*, July 2001.
- [25] C.L. Muñoz, "Metodología para la Simulación de Equipos de Telecomunicaciones", T.FIET 433
- [26] V. Erceg, et al, "Channel Models for Fixed Wireless Applications," IEEE 802.16.3c-01/29r4, July 2001, available as www.ieee802.org/16/tg3/contrib/802163c-01_29r4.pdf
- [27] C. Vargas, W. Lopez, C. da Rocha "Sistemas de Comunicación Inalámbrica MIMO-OFDM" Grupo de Investigación en Comunicaciones del Departamento de Ingeniería de la Universidad Federal de Santa Catarina Junio 2007, <http://www.revistasbolivianas.org.bo/pdf/ran/v3n4/v3n4a09.pdf>