

**EVALUACIÓN DE DESEMPEÑO DEL NIVEL FÍSICO DEL SISTEMA
DE MODULACIÓN COFDM UTILIZADO EN EL ESTÁNDAR DVB-T**



**OMAR HERNANDO CHACÓN CORAL
DANNY SAMPER DIAZ MUÑOZ**

**Universidad del Cauca
Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones
Departamento de Telecomunicaciones
Popayán
2009**

**EVALUACIÓN DE DESEMPEÑO DEL NIVEL FÍSICO DEL SISTEMA
DE MODULACIÓN COFDM UTILIZADO EN EL ESTÁNDAR DVB-T**



**OMAR HERNANDO CHACÓN CORAL
DANNY SAMPER DIAZ MUÑOZ**

**Documento final de trabajo grado presentado como requisito
para optar al título de Ingeniero en Electrónica y
Telecomunicaciones**

Director

ING. LUÍS FELIPE CADENA GUEVARA

Universidad del Cauca

Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones

Departamento de Telecomunicaciones

Popayán

2009

TABLA DE CONTENIDO

LISTA DE TABLAS	i
LISTA DE FIGURAS	i
ACRONIMOS	iv
GLOSARIO	vi
RESUMEN	1
INTRODUCCIÓN.....	2
1 GENERALIDADES DEL SISTEMA DE MODULACIÓN COFDM	4
1.1 ESTÁNDAR DE TELEVISIÓN DVB-T.....	5
1.1.1 Cobertura de televisión DVB-T	6
1.1.2 Características de la televisión DVB-T	7
1.1.3 Parámetros modificables en DVB-T.....	9
1.2 COFDM APLICADO A DVB-T	12
1.2.1 Importancia de la ortogonalidad	13
1.2.2 Dispersión de energía	14
1.2.3 Codificación externa.....	16
1.2.4 Intercalación externa	17
1.2.5 Codificación Interna.....	18
1.2.6 Intercalación interna.....	19
1.2.7 Mapeo de modulación	23
1.2.8 Adaptación de trama	25
1.2.9 Transformación al dominio del tiempo	28
1.2.10 Inserción del intervalo de guarda.....	29
1.2.11 Transmisión jerárquica	31
1.2.12 Redes SFN (Single Frequency Network).....	33
1.3 PROBLEMAS DE LAS COMUNICACIONES DIGITALES COMBATIDOS POR COFDM	35
1.3.1 Multitrayecto.....	35
1.3.2 Desvanecimiento selectivo en frecuencia.....	36
1.3.3 Pérdida de fase	36
1.4 IMPORTANCIA DE LAS SIMULACIONES DE COFDM	36
1.4.1 Estado del arte de las simulaciones de COFDM.....	36
1.4.2 Simulación de COFDM para un sistema DVB-T	37
2 MODELO DE UN SIMULADOR DE UN SISTEMA COFDM ORIENTADO AL SERVICIO DVB-T	39
2.1 FORMULACIÓN DEL PROBLEMA	39
2.1.1 Plan de estudios.....	40
2.1.2 Fines de la simulación	40
2.1.3 Objetivos de la simulación	41
2.2 RECOLECCIÓN Y PROCESAMIENTO DE DATOS	41
2.2.1 Transmisor	42
2.2.2 Canal de transmisión.....	42
2.2.3 Receptor	43
2.2.4 Parámetros de medida	43
2.3 COMPONENTES DEL TRANSMISOR	44
2.3.1 Generador de Tramas	44
2.3.2 Codificador	45
2.3.3 Modulador	48
2.4 COMPONENTES DEL CANAL DE TRANSMISIÓN	50

2.4.1	Fuente de Ruido.....	51
2.5	COMPONENTES DEL RECEPTOR.....	51
2.5.1	Demodulador.....	52
2.5.2	Decodificador	54
2.5.3	Medida de errores	57
2.6	FORMULACIÓN DE UN MODELO DE SIMULACIÓN.....	58
2.7	ENTORNO DE SIMULACIÓN.....	60
2.7.1	Java y lenguajes de programación orientada a objetos.....	60
2.7.2	LabVIEW de National Instruments.....	61
2.7.3	Matlab de Mathworks Inc.....	61
3	ANÁLISIS E INTERPRETACION DE RESULTADOS OBTENIDOS.....	64
3.1	INCIDENCIA DE LA MODULACION	65
3.2	INCIDENCIA DEL MODO DE TRANSMISION.....	67
3.3	INCIDENCIA DE LAS ETAPAS DE CODIFICACIÓN	71
3.4	INCIDENCIA DEL ANCHO DE BANDA.....	75
3.5	INCIDENCIA DE LA TASA DE CODIFICACION	78
3.6	INCIDENCIA DEL INTERVALO DE GUARDA.....	80
3.7	OTRAS CONSIDERACIONES.....	81
3.7.1	Impacto del ruido en la constelación.....	81
3.7.2	Impacto del factor de normalización alfa	83
3.7.3	Estudio generalizado de las tasas de transmisión	85
3.7.4	Efectos del multitrayecto	87
3.7.5	Criterios obtenidos para la configuración de COFDM.....	88
4	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	89
4.1	CONCLUSIONES	89
4.2	RECOMENDACIONES	91
	REFERENCIAS	93

LISTA DE TABLAS

CAPITULO 1

Tabla 1.1a	Permutaciones de bit para el modo 2K.....	22
Tabla 1.1b	Permutaciones de bit para el modo 8K.....	22
Tabla 1.2	Asignación de código Gray para la constelación QPSK.....	23
Tabla 1.3	FNE para las constelaciones utilizadas por COFDM	24
Tabla 1.4	Posición de las portadoras TPS en un símbolo OFDM.....	27
Tabla 1.5	Número de portadoras por símbolo OFDM para el modo 2K y 8K.....	28
Tabla 1.6	Duración total del símbolo OFDM para los intervalos de guarda permitidos en un canal de 6 MHz	30
Tabla 1.7	Distancia máxima entre transmisores para una red SFN.....	34

CAPITULO 3

Tabla 3.1	Obtención de tasas de transmisión a partir de la combinación de parámetros en el transmisor.....	87
Tabla 3.2	Criterios para la configuración de COFDM	88

LISTA DE FIGURAS

CAPITULO 1

Figura 1.1	Difusión de los sistemas de TDT en el mundo.....	6
Figura 1.2	Formación de los flujos de Programa y Transporte	8
Figura 1.3	Arquitectura del sistema COFDM no jerárquico para el estándar DVB-T.....	9
Figura 1.4	Constelaciones utilizadas en COFDM	11
Figura 1.5	Modulación de portadoras sin traslapar.....	13
Figura 1.6	Modulación de portadoras traslapadas.....	14
Figura 1.7	Estructura del Paquete MPEG-2 TS.....	15
Figura 1.8	Diagrama esquemático de un Dispersor de Energía	15
Figura 1.9	Bytes de datos aleatorizados y bytes de sincronismo.....	16
Figura 1.10	Paquetes protegidos con codificación Reed-Solomon (204, 188 t=8).....	16
Figura 1.11	Diagrama conceptual del Intercalador Externo (fuente:).....	17
Figura 1.12	Diagrama conceptual del Codificador Interno	18
Figura 1.13	Diagrama conceptual del Intercalador Interno para 64-QAM no jerárquica..	21
Figura 1.14	Modulador	23
Figura 1.15	Diagrama de constelación para las modulaciones QPSK y 16-QAM	23
Figura 1.16	Modulación uniforme y no uniforme para 16-QAM.....	25
Figura 1.17	Factor de normalización de energía FNE aplicado a 16 QAM	26
Figura 1.18	Patrón de inserción de las portadoras piloto dispersas.....	26
Figura 1.19	Intervalos de guarda entre símbolos.....	29
Figura 1.20	Señal recibida por diferentes trayectorias.....	29

Figura 1.21	Cobertura en sistemas analógicos y digitales.....	31
Figura 1.22	Arquitectura del sistema COFDM jerárquico para el estándar DVB-T.....	31
Figura 1.23	Transmisión Jerárquica QPSK Integrado en 16-QAM	32
Figura 1.24	Diagrama conceptual de una red SFN.....	33

CAPITULO 2

Figura 2.1	Diagrama de bloques del sistema	41
Figura 2.2	Diagrama de bloques del transmisor	44
Figura 2.3	Clase Generador de Trama MPEG-2	44
Figura 2.4	Clase Codificador	45
Figura 2.5	Clase Modulador	48
Figura 2.6	Clase Canal.....	50
Figura 2.7	Diagrama de bloques del receptor.....	52
Figura 2.1	Clase Demodulador.....	52
Figura 2.2	Clase Decodificador	54
Figura 2.3	Diagrama de bloques del simulador	58
Figura 2.4a	Flujo de datos del simulador.....	59
Figura 2.11b	Flujo de datos del simulador	60

CAPITULO 3

Figura 3.1	Comparación de BER en el decodificador de Viterbi para las modulaciones QPSK, 16-QAM y 64-QAM	65
Figura 3.2	BER para las modulaciones QPSK, 16-QAM y 64-QAM a la salida del decodificador Reed-Solomon	66
Figura 3.3	BER para los modos 2Ky 8K a la salida del decodificador de Viterbi.....	68
Figura 3.4	BER para los modos 2K y 8K a la salida del decodificador Reed-Solomon .	69
Figura 3.5	Eb/No vs BER para los modos 2Ky 8K a la salida del decodificador Reed-Solomon.....	70
Figura 3.6	Espectros de potencia para los modos 2K (a) y 8K (b) tomados a la entrada del receptor	70
Figura 3.7	BER a la salida del demodulador, el decodificador de Viterbi y el decodificador Reed-Solomon	72
Figura 3.8	Eb/No vs BER a la salida del demodulador, decodificador de Viterbi y decodificador Reed-Solomon	73
Figura 3.9	BER para los anchos de banda de 6, 7 y 8 MHz a la salida del decodificador Viterbi.....	75
Figura 3.10	BER para los anchos de banda de 6, 7 y 8 MHz a la salida del decodificador Reed-Solomon	76
Figura 3.11	Eb/No vs BER para los anchos de banda de 6, 7 y 8 MHz medidos a la salida del decodificador Reed-Solomon.....	77
Figura 3.12	BER para las diferentes tasas de codificación a la salida del decodificador Viterbi.....	78
Figura 3.13	BER para las diferentes tasas de codificación a la salida del decodificador Reed-Solomon	79
Figura 3.14	BER para los diferentes intervalos de guarda a la salida del decodificador Reed-Solomon	80
Figura 3.15	Constelaciones con bajo ruido tomadas en el receptor.....	81
Figura 3.16	Constelaciones con alto ruido tomadas en el receptor	82

Figura 3.17	BER para diferentes valores de normalización alfa medida a la salida del decodificador Viterbi.....	83
Figura 3.18	BER para diferentes normalizaciones alfa medida a la salida del decodificador Reed-Solomon	84
Figura 3.19	Constelaciones con factor de normalización alfa = 2 (a) y alfa = 4 (b) en el receptor.....	85
Figura 3.20	Velocidad de transmisión y eficiencia espectral simulada para un sistema QEF.....	86
Figura 3.21	Efecto del multitrayecto sobre la constelación	88

ACRONIMOS

ACI	Interferencia de Canal Adyacente
API	Interfaz de Programación de Aplicación
ATM	Modo de Transferencia Asíncronico
ATSC	Comité de Sistemas de Televisión Avanzada
AWGN	Ruido Gaussiano Blanco Aditivo
BCH	Código de Bose Chaudhuri Hocquenghem
BER	Tasa de Error de Bit
BPSK	Modulación por Desplazamiento de Fase Binaria
BRAN	Redes de Acceso Banda Ancha vía Radio
BW	Ancho de Banda
CCI	Interferencia Co-Canal
COFDM	Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal Codificada
DAB	Radiodifusión de Audio Digital
DAC	Convertor Digital - Análogo
DCT	Transformada del Coseno Discreto
DMB	Radiodifusión Digital Multimedia
DVB	Radiodifusión de Video Digital
DVB-H	Radiodifusión de Video Digital para Dispositivos Móviles
DVB-T	Radiodifusión de Video Digital Terrestre
EBU	Unión Europea de Radiodifusión
ETSI	Instituto de Estandarización de Telecomunicaciones Europeo
FEC	Corrección de Errores a Posteriori
FDM	Multiplexación por División de Frecuencia
FFT	Transformada Rápida de Fourier
FIFO	Primero en Entrar, Primero en Salir
FNE	Factor de Normalización de Energía
FPGA	Arreglo de Puertas Programables de Campo
HYPERLAN	Redes de Área Local de Alto desempeño
HP	Alta Prioridad
HDTV	Televisión de Alta Definición
IDE	Entorno de Desarrollo Integrado
IEEE	Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos

IFFT	Transformada Rápida de Fourier Inversa
ISDB-T	Radiodifusión Digital de Servicios Integrados Terrestre
ISI	Interferencia Intersimbólica
LP	Baja Prioridad
MAN	Red de Área Metropolitana
MFN	Redes de Frecuencia Múltiple
MIP	Paquete de Identificación de Megatrama
MPEG	Grupo de Expertos de Imágenes en Movimiento
OFDM	Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal
PAPR	Relación Entre Potencia Promedio y Potencia Pico
PES	Flujo Elemental Empaquetado
PRBS	Secuencia Binaria Pseudo-Aleatoria
QEF	Casi Sin Error
QoS	Calidad de Servicio
QPSK	Modulación por Desplazamiento de Fase en Cuadratura
QAM	Modulación de Amplitud en Cuadratura
RS	Reed Solomon
SCADA	Registro de Datos y Control de Supervisión
SFN	Redes de Frecuencia Única
SNR	Relación Señal a Ruido
TDT	Televisión Digital Terrestre
TPS	Señalización del Parámetro de Transmisión
TS	Flujo de Transporte
UHF	Frecuencia Ultra Alta
VI	Instrumentos Virtuales
VHF	Frecuencia Muy Alta
WiMAX	Interoperabilidad Mundial para Acceso por Microondas

GLOSARIO

Debugger: Es un programa que permite depurar o limpiar los errores de otro programa informático.

Gap-Fillers: Repetidores que reciben la señal RF de un emisor de la propia red, ya sea de un transmisor sincronizado u otro Gap-Filler, y la transmiten en la misma frecuencia después de amplificarla.

Hard Decision: Término utilizado para decidir el nivel de umbral de un receptor donde cada bit es considerado definitivamente cero o uno.

Método zig-zag: Se refiere al tipo de barrido o lectura que se efectúa en un compresor de video, después de la cuantificación. Este tipo de lectura de cada matriz de 8x8 coeficientes, es empleada para imágenes con barrido progresivo.

Soft Decision: Término utilizado para designar en la decodificación el nivel de detección de umbral donde no solo cada bit es determinado 1 o 0 sino que también se indica que tanta certeza de la decisión este correcta

RESUMEN

El presente proyecto se dedicó a la simulación de un sistema de modulación COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) para DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial) basado en el estándar ETSI (European Telecommunications Standards Institute) 300-744, con especial interés en el desempeño de los parámetros configurables en el transmisor. Por tal motivo, se ha construido un modelo utilizando Matlab donde se expone el sistema a un canal con ruido y se hacen mediciones de la BER (Bit Error Rate). Se ha identificado que la BER disminuye cuando se aumenta la relación señal a ruido y se modifica con parámetros como la modulación, la relación de codificación interna, el modo de transmisión o el factor de normalización en la modulación. A su vez se encontró que los parámetros determinan la velocidad efectiva, siendo relevantes en este aspecto, la modulación, la relación de codificación, el intervalo de guarda y el ancho de banda. Por este motivo, la elección del desempeño debe contrastar necesidades de velocidad de transmisión con robustez frente al ruido en el canal.

Con los análisis realizados tanto a partir de la bibliografía consultada como a partir de la simulación se ha encontrado que las especificaciones de ETSI para la implementación de un transmisor DVB-T son efectivas gracias a la combinación de estrategias de codificación y modulación, y permiten llegar a un sistema casi sin errores por la elección de parámetros y la adecuada relación entre la potencia de la señal y el ruido. También se ha expuesto la factibilidad de desarrollar un modelo de receptor que involucre etapas complementarias al transmisor definido en el estándar.

Palabras claves: Sistema de modulación, COFDM, DVB-T, evaluación de desempeño.

INTRODUCCIÓN

Los sistemas de televisión actuales están migrando vertiginosamente hacia sistemas de difusión basados en técnicas de procesamiento digital. Actualmente, muchas instituciones están haciendo análisis de los diversos estándares existentes desde diferentes puntos de vista. Muchos países han optado por el estándar DVB-T para implementar difusión de televisión terrestre de definición estándar y alta definición. El presente documento expone la evaluación del desempeño de la capa física del sistema de modulación COFDM del estándar DVB-T, como resultado del estudio del estándar ETSI 300-744, el cual plantea las condiciones técnicas de esa capa y los parámetros de configuración disponibles para adaptar esas condiciones con el fin de brindar sistemas de alto desempeño y adecuada calidad.

El proyecto surge de la necesidad de tener un conjunto de criterios, que permitan describir y comparar el estándar de televisión de mayor acogida en el mundo. Debido a que no existen a nivel local herramientas para el análisis de tecnologías de difusión de televisión digital terrestre, se consideró relevante la generación de material propio sobre el cual se pueda experimentar, entrenar y generar conocimientos suficientes y oportunos para enfrentar el futuro de la televisión.

Primero se definieron las características estructurales y funcionales del sistema a analizar, partiendo de la recopilación de referentes teóricos que describen la forma de implementar un sistema COFDM utilizado en el estándar DVB-T, en especial, los lineamientos definidos por las normas ETSI. Luego se establecieron los criterios para la construcción de un modelo de simulación que responda ante diversos escenarios de estudio, con énfasis en el desempeño frente al ruido, los cuales están descritos en el primer capítulo. Con estos criterios se elaboro un modelo basado en una metodología conocida para la construcción de simuladores y una estrategia orientada a objetos. Dicho modelo, consignado en el segundo capítulo, sirve como referencia para la selección de una herramienta de simulación adecuada y brinda información sobre las características del sistema simulado que van a encontrar los futuros usuarios. El modelo descrito en el capítulo 2 se implementó mediante la herramienta Simulink y utilizado desde una interfaz gráfica de usuario sobre el entorno Matlab. El modelo cuenta con opciones para modificar cada uno de los parámetros de COFDM definidos por ETSI, como el ancho de banda sobre el cual debe funcionar, el modo de transmisión, la tasa de codificación interna, la

modulación o el intervalo de guarda. También incorpora herramientas para observar el comportamiento del sistema, tales como despliegues de las constelaciones de modulación o las señales en el dominio de la frecuencia y también herramientas para la medición del desempeño mediante la BER. El modelo fue expuesto ante un escenario en el cual se puede variar la relación señal a ruido y de esta manera se identificaron las características más relevantes del estándar.

En las últimas secciones del documento se han enunciado las conclusiones del trabajo como resumen generalizado de los análisis hechos a lo largo del proyecto. Además se han señalado algunas recomendaciones para trabajos futuros basados en los planteamientos del presente documento.

Además de los análisis hechos sobre las bondades, características y falencias del modelo estudiado, la intención de este trabajo es ofrecer una herramienta de estudio donde se torne más asequible la comprensión de conocimientos en COFDM y se induzca a los estudiantes del entorno local al estudio de estas nuevas tecnologías. Además, este documento puede ser utilizado como referente para gestionar y planificar redes de distribución de televisión digital, desde el punto de vista técnico. También expone la flexibilidad que tiene este estándar para adaptarse a escenarios adversos, razón de su éxito en la acogida a nivel mundial.

1 GENERALIDADES DEL SISTEMA DE MODULACIÓN COFDM

COFDM es un sistema de multiplexación que aprovecha el espectro al utilizar una gran cantidad de portadoras con una separación tal que se traslapan pero no se interfieren, cada una de las cuales transporta una pequeña porción de los datos a una velocidad de transmisión más baja que el total demandado.

En la difusión de audio digital DAB (Digital Audio Broadcasting) se usa una modulación con codificación diferencial de los datos en el transmisor y demodulación diferencial en el receptor. Existen dos tipos de codificación, en DAB. El código del canal principal es un código convolucional con un receptor de Viterbi. Como siempre existe la probabilidad de errores residuales después del decodificador de Viterbi, algunos de los datos de más alta prioridad son codificados con un código de bloque para añadirle seguridad. Estas opciones de codificación han sido específicamente adaptadas para el audio y las señales de datos que están siendo difundidas. [1]

En el caso de WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access), este es un sistema de interconexión de redes de datos MAN (Metropolitan Area Network) que funciona siguiendo el estándar IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) 802.16, el cual define un sistema OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) basado en la Transformada Rápida de Fourier FFT (Fast Fourier Transform) para modulación de hasta 2048 portadoras de subcanal [2], en ese sentido, WiMAX ofrece una de las mayores eficiencias de potencia llegando a ser del orden de 3-4 bits por Hertz. WiMAX se divide en dos fases: IEEE 802.16-2004 que define servicios para usuarios fijos o con movilidad limitada e IEEE 802.16e que define sistemas de comunicación de datos con movilidad plena.

Otro sistema que utiliza OFDM es HyperLAN (High performance radio Local Area Network), desarrollado por ETSI como competidor del estándar IEEE 802.11^a. El Instituto de Estandarización de Telecomunicaciones Europeo ETSI desarrollo el estándar dentro de la iniciativa BRAN (Broadband Radio Access Networks), al definir un estándar que incorpora características de Calidad de Servicio QoS (Quality of Service) sobre un modo de transferencia asíncrono ATM (Asynchnonus Transfer Mode) y que puede brindar un ancho de banda de hasta 54 Mbps. Tanto 802.11a como HyperLAN/2 especifican un nivel físico basado en OFDM donde la señal de información se distribuye sobre 52

subportadoras, de las cuales 48 proporcionan caminos paralelos para los datos y las 4 restantes se utilizan como referencia para corregir desviaciones de fase o de frecuencia y proporcionar sincronización.

El sistema de televisión digital terrestre DVB-T también hace uso de COFDM. En este caso, el estándar define varias combinaciones que se pueden llevar a cabo a partir de parámetros como el número de portadoras a emplear (1705 o 6817), el ancho de banda base, el tipo de modulación QPSK (Quaternary Phase Shift Keying), 16-QAM (Quadrature Amplitude Modulation) o 64-QAM, el intervalo de guarda y la relación de codificación interna FEC (Forward Error Correction). DVB-T usa COFDM para transportar flujos de transporte MPEG-2, el grupo de expertos de imágenes en movimiento MPEG (Moving Pictures Expert Group) desarrolló este formato de compresión de datos multimedia que permite reducir el peso de las transmisiones para resoluciones más grandes que la resolución actual de televisión terrestre analógica.

1.1 ESTÁNDAR DE TELEVISIÓN DVB-T

El proyecto DVB (Digital Video Broadcasting) basado en la Unión Europea de Radiodifusión EBU (European Broadcasting Union) y soportado por la Unión Europea, ha desarrollado diversos estándares para difusión por diferentes medios como cable, satélite y canales terrestres. El proyecto DVB ha especificado a MPEG-2 como fuente de codificación estándar para audio y video, también como para sistemas de información y multiplexación. El proyecto DVB ha especificado la Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal Codificada COFDM, como el sistema de modulación en radiodifusión digital terrestre. [3]

El estándar de televisión DVB-T está definido por la norma ETSI 300 744 [4]. El estándar plantea una adaptación del formato de televisión digital de alta definición al sistema estándar analógico en banda base. Este sistema es directamente compatible con señales de televisión codificadas con MPEG-2. Debido a que el sistema se ha diseñado para operar con servicios de televisión terrestres digitales en las bandas de VHF (Very High Frequency) y UHF (Ultra High Frequency) habilitadas para la transmisión analógica, se requiere que el sistema provea la suficiente protección de interferencia co-canal CCI (Co-Channel Interference) e interferencia de canal adyacente ACI (Adjacent Channel

Interference) emitida por los servicios existentes. Es también un requerimiento que el sistema proporcione una máxima eficiencia del espectro.

La clave para el considerable uso de las señales de audio y video digital es la correcta utilización de la compresión. Las señales de video son conocidas porque contienen redundancia debido a que las imágenes tienen áreas que son similares y las imágenes no cambian completamente de un cuadro al siguiente.

DVB-T permite la creación de redes de frecuencia única SFN (Single Frequency Network) porque se pueden instalar transmisores en zonas adyacentes sintonizados en la misma frecuencia RF (Radio Frequency) a emitir la misma señal de televisión digital. En este caso, un receptor que se encuentre en la frontera entre dos zonas será capaz de sintonizar cualquiera de las señales o una combinación de estas, considerando que al recibir interferencia, esta se puede asumir como un efecto multirrayecto artificial soportado dentro de un rango definido.

1.1.1 Cobertura de televisión DVB-T

DVB-T es el estándar de televisión digital de alta definición HDTV (High definition television) más difundido en el mundo, frente a sus competidores: ATSC (Advanced Television Systems Comitee) e ISDB-T (Terrestrial Integrated Service Digital Broadcasting) [5]. En la figura 1.1 [6] se observa el estado actual de los estándares adoptados en el mundo.

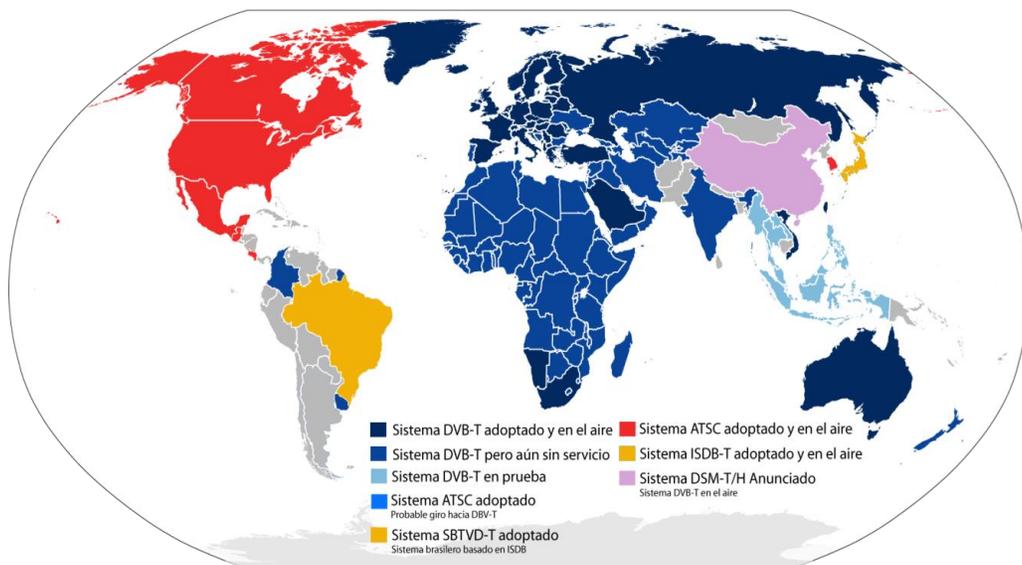


Figura 1.1 Difusión de los sistemas de TDT en el mundo

En Colombia, la Comisión Nacional de Televisión decidió adoptar el estándar DVB-T anunciado el 28 de agosto de 2008, después de diferentes retrasos y negociaciones. El apagón analógico está programado para el año 2019. La Comisión tiene previsto iniciar el proceso de implementación de la televisión digital terrestre para el año 2009. [7]

1.1.2 Características de la televisión DVB-T

La televisión digital terrestre se basa en un modelo de codificación y compresión de datos denominado MPEG-2, el cual es un formato de compresión de video basado en el procesamiento de una secuencia de imágenes, mediante cálculos matemáticos y estadísticos. A partir de una imagen de referencia se definen unas imágenes diferencia para el resto de la secuencia y estas imágenes son comprimidas espacialmente usando la Transformada discreta del Coseno DCT (Discrete Cosine Transform), para reconocer el rango espectral de mayor relevancia en el dominio espacial de la imagen y así reducir la redundancia en un área de esta. Una vez transformada la imagen, se cuantifican los datos empleando un coeficiente calculado para reducir elementos. Luego, se hace un escaneo de la matriz empleando una técnica de zig-zag hasta encontrar el primer cero. El resultado son los datos comprimidos que se transmiten como base para la recuperación en el receptor.

La norma ISO/IEC 13.818-1, establece los protocolos de empaquetamiento de los datos, la multiplexación y demultiplexación de los mismos, los métodos de sincronización para los codificadores y decodificadores. Esta norma ha sido adoptada por el estándar MPEG-2, el cual es utilizado en aplicaciones de difusión en donde el ancho de banda del canal o la capacidad del medio de grabación requieren un mecanismo de transporte eficiente.

En la figura 1.2 [8] se puede observar el proceso de la formación de los flujos de programa y transporte a partir de los flujos elementales empaquetados PES (Packet Elementary Stream) de video y audio.

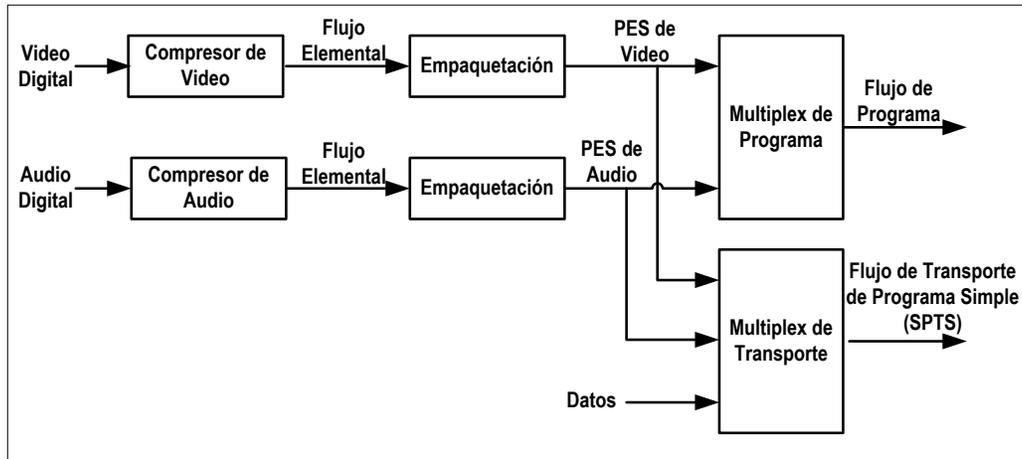


Figura 1.2 Formación de los flujos de Programa y Transporte

En el esquema ilustrado, un flujo elemental es el obtenido después que cada componente simple de un programa se ha codificado digitalmente y comprimido según MPEG-2. De esta manera, un programa ya comprimido de TV se compone de varios flujos elementales, uno para el vídeo, varios para sonido estéreo en diferentes idiomas, otro para el teletexto, etc. [9]

Los PES tanto de video como de audio son flujos de paquetes de datos formados a partir de los flujos elementales correspondientes. Mediante la multiplexación de los paquetes PES, se forma el Flujo de Programa, con una cabecera de información y una carga útil de datos de capacidad variable. Los paquetes del flujo de programa no son utilizados en transmisión, esto debido a su gran longitud.

El Flujo de Transporte está formado por paquetes MPEG-2 de 188 bytes de capacidad. Este flujo, se obtiene a través de la combinación de los distintos paquetes PES de video, audio y datos o de los distintos flujos de programa. Un flujo de transporte puede transportar múltiples programas codificados con diferentes señales de reloj. [9]

A partir de este punto, se inicia el proceso propio de codificación del canal y modulación OFDM, el cual implica 10 fases: dispersión de energía, codificación externa, intercalación externa, codificación interna, intercalación interna, mapeo de modulación, inserción de señales de referencia, adaptador de trama, generación del símbolo OFDM en el tiempo IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) e inserción del intervalo de guarda, como se muestra en la figura 1.3. Estas fases serán explicadas con más detalle en el numeral 1.2 del presente capítulo.

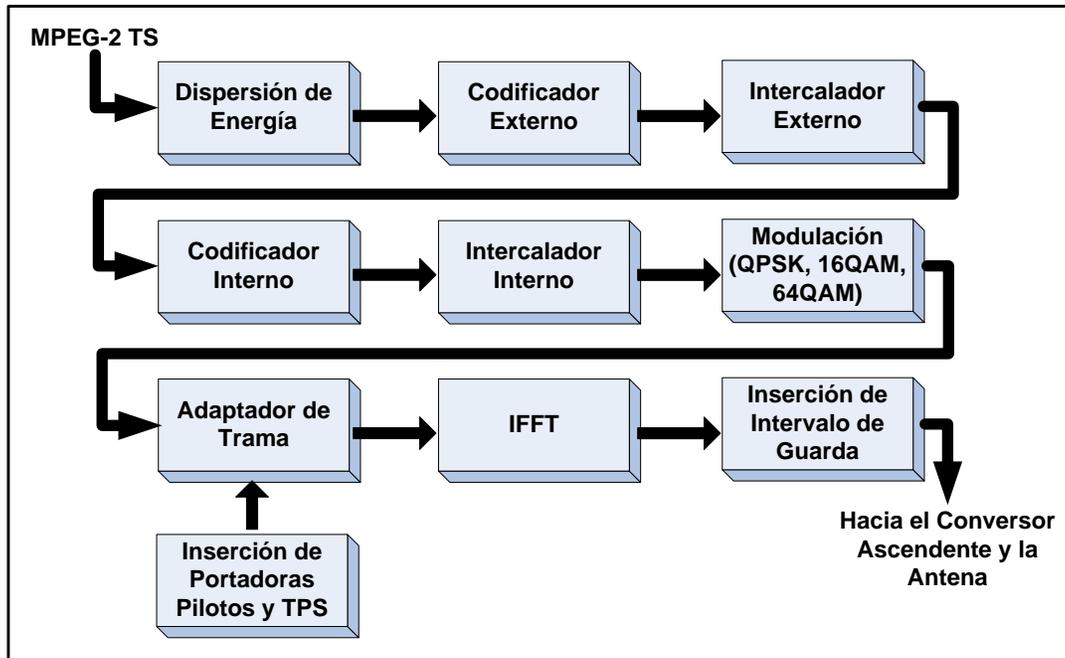


Figura 1.3 Arquitectura del sistema COFDM no jerárquico para el estándar DVB-T

En cuanto al receptor, el estándar ETSI brinda libertad para su implementación, siempre y cuando se garantice una óptima recuperación de los paquetes MPEG-2 TS (Transport Stream) libres de errores y se mantenga dentro de un margen el retardo en el procesamiento de la señal. Varios autores sugieren que la implementación se lleve a cabo con dispositivos duales a cada una de las etapas del transmisor, de tal manera que realice la función inversa a la del correspondiente bloque en el transmisor. [10]

1.1.3 Parámetros modificables en DVB-T

DVB-T tiene características de gran adaptabilidad al medio y a las interfaces de radiofrecuencia existentes. Estos parámetros de operación son el ancho de banda empleado por un canal digital, el modo de transmisión, el tipo de modulación, el FEC y el intervalo de guarda. Estos parámetros afectan la conformación del paquete de portadoras que se transmiten en paralelo durante un tiempo determinado, lo que se conoce como símbolo OFDM.

1.1.3.1 Ancho de banda del canal

DVB-T permite operar con canales de 5, 6, 7 y 8 MHz en banda base. Esto es una propiedad muy significativa para la migración desde la televisión analógica, porque

permite utilizar los mismos transmisores de radiofrecuencia, por ejemplo en el caso de Colombia, donde los canales de televisión tienen un ancho de banda de 6 MHz en las bandas VHF y UHF. Para hacer el ajuste se modifica el espaciamiento entre frecuencias en el dominio de la frecuencia al hacer un cálculo preciso del periodo de símbolo OFDM, denominado T_u (ciclo útil).

1.1.3.2 Modo de transmisión

El estándar DVB-T define la cantidad de portadoras que puede tener cada símbolo OFDM. Estos modos son 2K y 8K. En el modo 2K el símbolo tiene 1705 portadoras útiles, de las cuales 1512 son de datos y el resto corresponden a señales de referencia del sistema. Además, se agregan portadoras de relleno con amplitud cero hasta completar 2048 para aplicar la Transformada Inversa Rápida de Fourier IFFT [4]. En este modo el tiempo de duración del símbolo es de $298,6667\mu\text{s}$ para un canal de 6MHz y $224\mu\text{s}$ para un canal de 8MHz, lo que determina una distancia entre portadoras de 5,71MHz y 7,61MHz, respectivamente. Por otro lado, en el modo 8K, el símbolo OFDM está compuesto por 8192 portadoras de las cuales solo son activas las primeras 6817. Estas se distribuyen en 6048 portadoras de datos y 769 señales de referencia. En este modo el tiempo del símbolo es de $1194,667\mu\text{s}$ para un canal de 6MHz y $896\mu\text{s}$ para un canal de 8MHz. Con este parámetro, la separación entre portadoras es de 5,71MHz y 7,61MHz, respectivamente. [8]

1.1.3.3 Tipo de modulación

COFDM se basa en modulación de amplitud y fase. Para el estándar DVB-T es posible elegir entre modulación QPSK, 16-QAM y 64-QAM (ver figura 1.4) [4]. La modulación QPSK es la más robusta porque las distancias geométricas de los puntos en la constelación de fases son muy amplias para soportar mayor ruido y dispersión de los puntos por interferencia multitrayecto, pero es la modulación que menos aprovecha el ancho de banda porque solo transporta dos bits por portadora en cada símbolo OFDM. En cambio, la modulación 16-QAM tiene una constelación de 16 estados, lo que significa que puede transportar 4 bits por portadora en un símbolo OFDM, el doble que QPSK. Sin embargo, este hecho hace que las distancias entre los puntos se reduzcan y sea más probable que se presente una mala interpretación de los símbolos, cuando la multitrayectoria sea apreciable. Por último, la modulación 64-QAM es la más eficiente en

el uso del ancho de banda siendo posible con ella transmitir 6 bits por portadora en cada símbolo OFDM, pero es la que menos dispersión de los puntos en la constelación tolera cuando la señal atraviesa canales multitrayecto y experimenta retardos de fase.

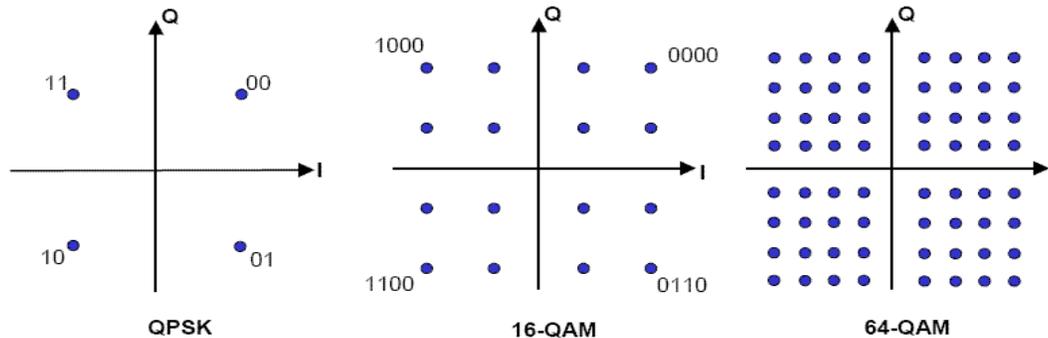


Figura 1.4 Constelaciones utilizadas en COFDM

1.1.3.4 Relación de Codificación Interna FEC

Este parámetro es un mecanismo de corrección de errores en el receptor sin necesidad de retransmisión, que se consigue añadiendo unos bits de redundancia al mensaje original. Los bits de redundancia se calculan siguiendo un algoritmo algebraico. En DVB-T se definen varias proporciones del mensaje sin codificar con respecto al tamaño del mensaje codificado. Estas son 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 y 7/8, siendo el FEC de 1/2 el de mayor redundancia, porque por cada bit de datos a la entrada del codificador salen dos bits codificados, lo que significa una alta protección contra errores, con una reducción a la mitad del ancho de banda efectivo. Por el contrario, un FEC de 7/8 expresa una relación de 7 bits de mensaje con respecto a 8 bits codificados, lo que indica una menor redundancia y por tanto una menor protección contra errores, pero mejora el aprovechamiento del ancho de banda disponible. [4]

1.1.3.5 Intervalo de guarda

Este parámetro define un tiempo adicional a la duración del símbolo OFDM, durante la cual se continúa emitiendo la señal del símbolo, para evitar la interferencia intersimbólica ISI (Inter-Symbol Interference). En el receptor la señal correspondiente a cada símbolo solo se muestrea durante un tiempo útil denominado T_u y luego se espera durante un intervalo de guarda antes de muestrear el siguiente símbolo, para evitar la interferencia con señales que han sufrido retardo por multitrayectoria. El tiempo del intervalo de guarda

se mide en fracciones de T_u y puede tomar los valores 1/4, 1/8, 1/16 o 1/32. Entre más alto el intervalo de guarda, será más lenta la transmisión de datos, es decir, menor será la eficiencia del canal. [11]

1.2 COFDM APLICADO A DVB-T

La modulación COFDM aplicada a los sistemas de difusión de televisión digital, es una técnica de transmisión de señales digitales óptima en el uso del ancho de banda con respecto a su similar analógica, COFDM se basa en la modulación OFDM y la aplicación de un código de corrección de errores. Una de las condiciones que ha motivado el uso de COFDM es la necesidad de mayor velocidad de transmisión de bits soportada por un canal digital. Otras características que hacen a COFDM atractiva son la protección frente al multitrayecto y la capacidad para soportar errores relacionados con el ruido impulsivo. El estándar ETSI EN 300-744, define todas las condiciones para la realización de COFDM a partir de un flujo de datos de MPEG TS de la capa 2.

Este sistema de modulación consiste en enviar la información no sobre una única portadora, sino sobre un múltiplex de muchas portadoras adecuadamente espaciadas en frecuencia, repartiendo la información entre todas ellas, de forma que aunque la velocidad de modulación del conjunto sea muy elevada, la de cada portadora individual es pequeña. La diferencia entre OFDM y otros procedimientos de multiplexación en frecuencia es la ortogonalidad, pues la separación adecuada entre portadoras es una distancia espectral óptima. Esta separación consiste en que la distancia espectral entre portadoras consecutivas es siempre la misma e igual al inverso del periodo de símbolo, en la ecuación (1.1) se expresa la señal OFDM, en notación compleja:

$$S(t) = \sum_{i=-N/2}^{\frac{N}{2}-1} di * \exp [j2\pi (fc + i/T)t] \quad (1.1)$$

Donde, en la ecuación (1.1)

- fc es la frecuencia central de la señal OFDM.
- T es el periodo de símbolo.
- di es el símbolo que lleva la información en su amplitud y fase.
- $S(t)$ es la señal OFDM en el tiempo.

El término codificación hace referencia a la protección de los datos empleada por el esquema de modulación COFDM para combatir el desvanecimiento selectivo de portadora. La distribución de la señal de datos sobre muchas portadoras significa que el desvanecimiento selectivo de portadora ocasiona que algunos bits sean recibidos con error mientras que otros sean recibidos correctamente. El uso de un código corrector de errores el cual adiciona bits de datos extra en el transmisor, hace posible corregir muchos o todos los bits que fueron incorrectamente recibidos. La información llevada por una de las portadoras degradadas es corregida por un código de protección llevado en otra parte del conjunto de portadoras y recibido sin error. COFDM normalmente utiliza un sistema de codificación convolucional de Viterbi como código de protección de error del canal. [8]

1.2.1 Importancia de la ortogonalidad

Normalmente en un sistema de transmisión de datos en paralelo, la banda de frecuencia de la señal total es dividida en N subcanales de frecuencias no traslapadas.

Cada subcanal se modula con un símbolo separado y entonces los N subcanales se multiplexan en frecuencia. De esta manera se evita el traslapamiento de canales para eliminar la interferencia entre canales, pero esta clase de modulación, tiene el problema del uso ineficiente del espectro disponible (ver figura 1.5 [12]).

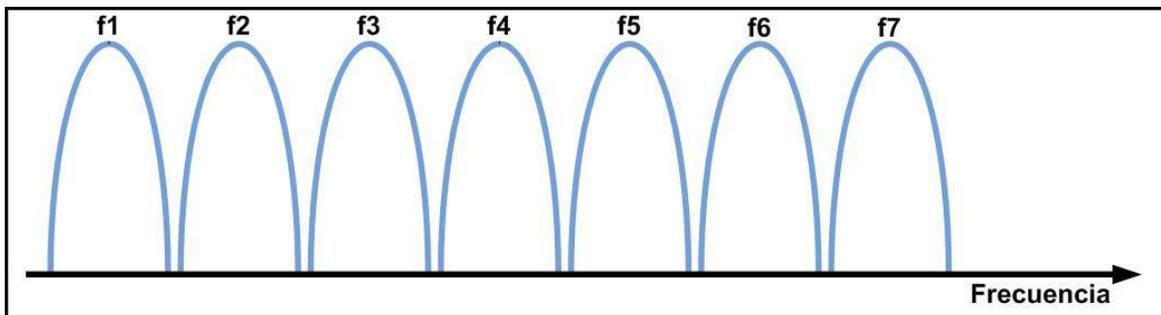


Figura 1.5 Modulación de portadoras sin traslapar

Para resolver esta ineficiencia se propone el uso de datos en paralelo y FDM (Frequency Division Multiplexing), con canales traslapados. Utilizando la modulación de multiportadoras traslapadas, se puede reducir hasta un 50% de ancho de banda BW (ver figura 1.6 [12]). Para realizar la técnica de traslapamiento multiportadora, se necesita reducir la diafonía entre las portadoras, lo que significa que se desea ortogonalidad entre las diferentes portadoras moduladas.

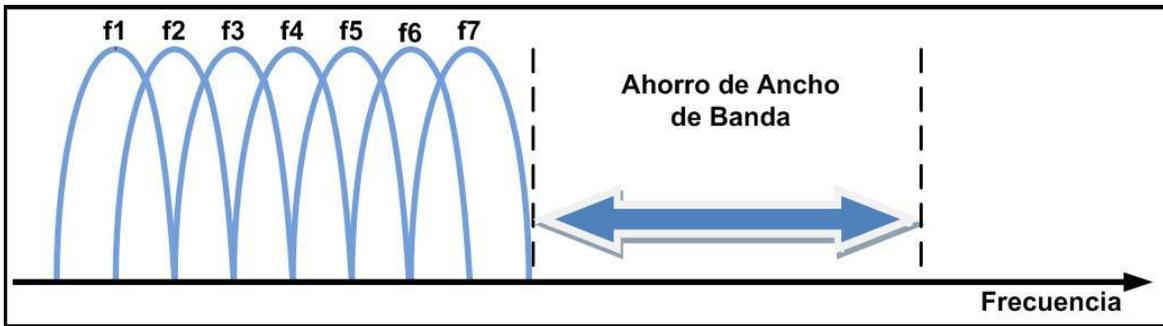


Figura 1.6 Modulación de portadoras traslapadas

Además la ortogonalidad entre portadoras debe cumplir estas propiedades:

- Cada subportadora tiene exactamente un número entero de ciclos en el intervalo T .
- El número de subportadoras adyacentes difiere exactamente en uno.

Se dice que un conjunto de señales son ortogonales, si hay completa independencia lineal entre ellas, esto significa que ninguna de las mismas puede ser generada a partir de una combinación lineal del resto del conjunto, lo que se determina si la correlación cruzada entre las señales es cero [3]. En ese sentido, cuando una señal es ortogonal al resto del conjunto no aporta energía sobre las demás componentes, ni depende de estas y se puede extraer información directamente de ella. El conjunto más simple de señales ortogonales es una secuencia de señales $Y(t) = \text{sen}(kwt)$, donde t es el tiempo, w es la frecuencia angular y k es un escalar, tal que $k = \pm 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots n$. [13]

1.2.2 Dispersión de energía

Esta técnica se utiliza para conseguir que la energía de la señal transmitida se mantenga dispersa a lo largo de todo el ancho de banda del canal de transmisión, además de mantener un espectro lo más constante posible. Se trata de evitar que se transmitan cadenas continuas de ceros o unos. [14]

Se considera como la primera etapa de la fase de codificación para el sistema COFDM y consiste en evitar que en una cadena de bits haya ciertas secuencias que se repitan con mayor frecuencia, ya que esto provocaría la aparición de ciertos puntos de la constelación con mayor frecuencia. Para ello el flujo de entrada del sistema se organiza en paquetes de longitud fija después del multiplexor de transporte MPEG-2. La longitud del paquete es

de 188 bytes (ver figura 1.7 [4]), de los cuales 187 contienen datos y 1 es un byte de sincronismo (47 en hexadecimal).



Figura 1.7 Estructura del Paquete MPEG-2 TS

El tratamiento del transmisor debe empezar siempre desde el bit menos significativo del byte de sincronización (por ejemplo, el bit "0" de un byte conformado por 01000111) [3]. Luego, el flujo de datos se aleatoriza de acuerdo con el Polinomio Generador de Secuencia Binaria Pseudo-Aleatoria PRBS (Pseudo Random Binary Sequence), mostrado en la figura 1.8 [4], cuya expresión es:

$$1 + x^{14} + x^{15}$$

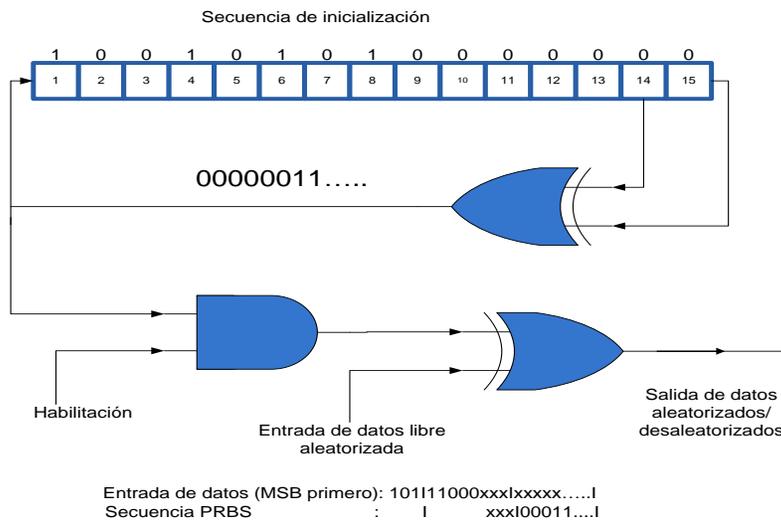


Figura 1.8 Diagrama esquemático de un Dispersor de Energía

Para iniciar el generador se carga la secuencia "100101010000000" en el registro PRBS, cada ocho paquetes de transporte, de este modo, el generador PRBS usado tendrá un periodo de 1503 bytes (ver figura 1.9 [4]). El proceso de aleatorización será activado también cuando no haya flujo de bits de entrada del modulador, o cuando este no cumpla con las normas del formato de flujo de transporte MPEG-2 (es decir, 1 byte de

sincronización + 187 bytes de datos). Esto evita la emisión de portadoras sin modular desde el modulador. [4]

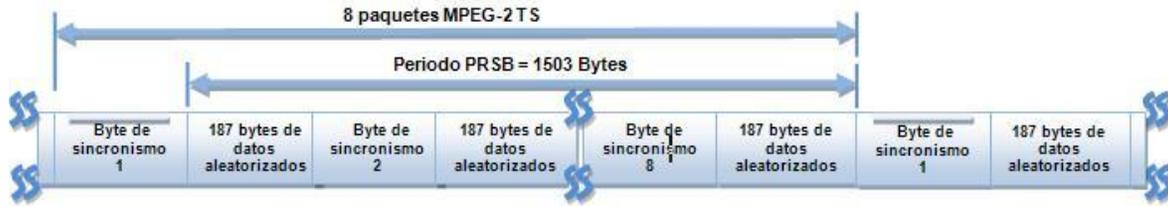


Figura 1.9 Bytes de datos aleatorizados y bytes de sincronismo

1.2.3 Codificación externa

La codificación externa se emplea en todos los estándares DVB y se complementa con otra llamada interna en el caso de los estándares de transmisión satélite y terrestre. [11]

El codificador externo implementa un código abreviado RS (Reed Solomon) (204,188, T = 8) que pertenece a una subclase de los códigos BCH (Bose Chaudhuri Hocquenghem Code) en la que los elementos con los que se trabaja son grupos de bits, ocho en este caso (1 byte). La organización de tramas deberá realizarse en la estructura del paquete en la fase de entrada (véase figura 1.7).

Este código, derivado del código RS original (255, 239, T = 8) se aplica a cada paquete MPEG-2 previamente aleatorizado, incluyendo el byte sincronismo. Este código tiene una longitud de 204 bytes, 16 de los cuales son bytes de paridad, y los restantes 188 bytes contienen los datos aleatorizados y un byte de sincronismo (Ver figura 1.10 [4]). El código Reed-Solomon abreviado podrá implementarse añadiendo 51 bytes, todos puestos a cero, antes de los bytes de información en la fase de entrada de un codificador RS (255,239). Después de la codificación RS se descarta estos bytes nulos [15]. El código puede corregir 8 bytes errados aleatorizados por paquete de 204 bytes.

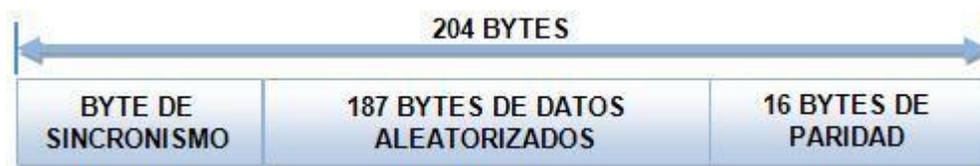


Figura 1.10 Paquetes protegidos con codificación Reed-Solomon (204, 188 t=8)

1.2.4 Intercalación externa

Una vez agregados los bytes de paridad, se realiza la intercalación externa que se muestra en la figura 1.11 [4]. La intercalación se aplica a todo el paquete de 203 bytes (187 bytes de datos aleatorizados más 16 bytes de paridad), sin el byte de sincronismo, empleando un intercalado convolucional con una profundidad $I = 12$. Este proceso se basa en el método Forney. [15]

El intercalador está formado por doce derivaciones, conectadas a un conmutador de entrada por donde ingresa el flujo de datos. Cada rama "j" constituye un registro de desplazamiento FIFO de un byte de longitud con profundidad $j * M$ celdas, donde:

$$M = 17 = \frac{N}{I}; \text{ siendo: } N = 204$$

Los conmutadores de entrada y salida, que avanzan un paso por cada byte de datos, deben estar sincronizados. Los bytes de sincronismo invertidos y no invertidos, para poder ser localizados, deben ser enrutados por la rama "0" del intercalador, la cual corresponde a retardo nulo. [11]

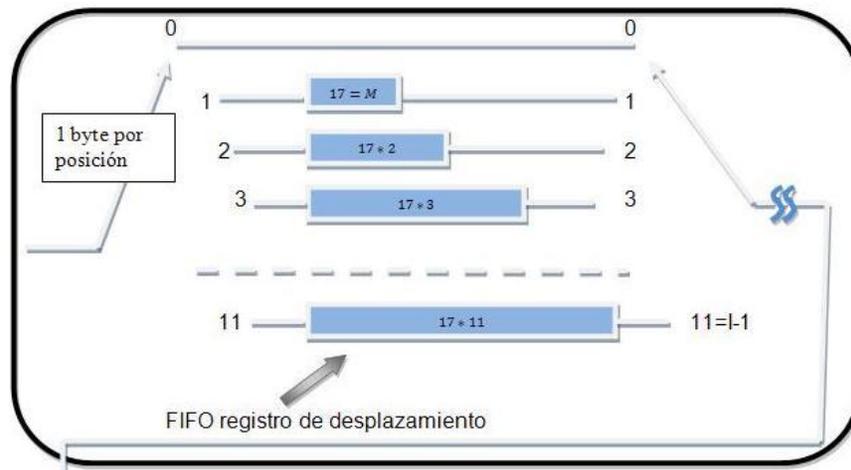


Figura 1.11 Diagrama conceptual del Intercalador Externo (fuente:)

El proceso de intercalado hace que cada byte de los paquetes de transporte se encuentre desplazado en el tiempo un número de posiciones igual a $j * 17$, con lo que los bytes originales de un paquete de transporte quedarán repartidos entre dos paquetes consecutivos.

El funcionamiento del desintercalador es similar al intercalador, excepto que los índices de derivación se invierten (es decir $j = 0$ corresponde al retardo más prolongado). La sincronización del desintercalador se puede llevar a cabo encaminando el primer octeto de sincronización reconocido en la derivación "0" [4]. Todo este proceso reduce los errores por ráfagas introducidos por el canal de transmisión, errores que afectan a varios bytes consecutivos, ya que después de la reordenación de los datos en el receptor, estos errores se habrán distribuido entre paquetes sucesivos, lo que favorecerá que no se excedan los límites en los que la codificación Reed-Solomon puede recuperar la información original.

1.2.5 Codificación Interna

El algoritmo usado es complementario al de Viterbi usado en recepción para la decodificación. Esta etapa está orientada a bit y distribuye en dos salidas X y Y el flujo de datos original con intención de combinar los datos de entrada con los obtenidos a la salida de una serie de registros de desplazamiento, mediante sumas con módulo 2, como se muestra en la figura 1.12. [11]

El código convolucional base está formado por seis registros de memoria y dos bits de salida por cada bit de entrada. Los polinomios que generan el código son:

$$g_1(D) = 1 + D + D^2 + D^3 + D^6$$

$$g_2(D) = 1 + D^2 + D^3 + D^5 + D^6$$

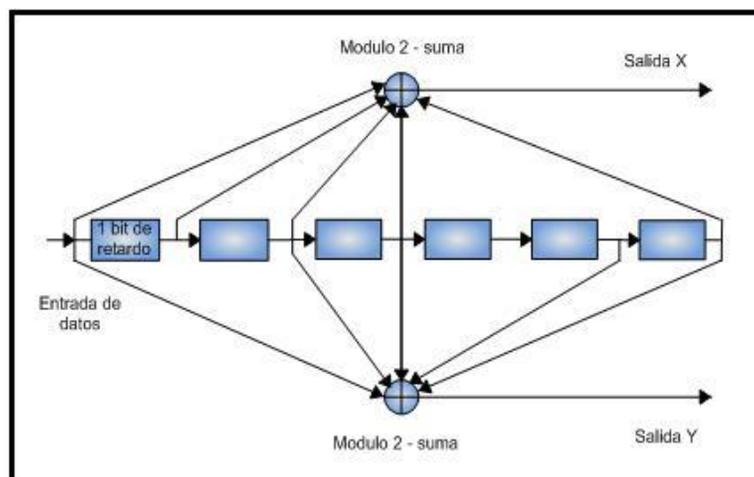


Figura 1.12 Diagrama conceptual del Codificador Interno

Cuando se hace una codificación total (relación de codificación interna FEC=1/2) se obtiene una redundancia que hace eficaz la corrección de errores cuando estos son aleatorios, generalmente asociados a una baja relación señal a ruido, pero reduce a la mitad la capacidad de transmisión. Para no limitar tanto la capacidad del canal, DVB-T permite seleccionar solo unos datos a transmitir de todo el flujo codificado (relación de codificación interna FEC = 2/3, 3/4, 5/6, 7/8) y reorganizarlos mediante una secuencia preestablecida mediante un proceso de perforado, que consiste en la eliminación selectiva de unos bites de tal manera que el código conserve un nivel de protección. Así, aunque la protección contra errores disminuye, la capacidad del canal aumenta.

1.2.6 Intercalación interna

La intercalación interna está compuesta por una fase de intercalación a nivel de bits, seguida de una fase de intercalación a nivel de símbolos. Por lo tanto, el proceso de intercalación interna está condicionado al tipo de modulación a emplear.

El intercalador de bits consigue que los grupos de bits que dan lugar a un símbolo no estén formados por bits consecutivos de la entrada. [10]

Los bits serializados que provienen del codificador interno son demultiplexados y se agrupan de 126 en 126 siguiendo un patrón fijo y cada grupo se introduce en los registros de cada una de las ramas que conforman el intercalador. El número de ramas depende de la modulación empleada, así, para la QPSK habrá 2 ramas, la 16-QAM cuatro ramas y para la 64-QAM seis ramas.

La demultiplexación es definida como un mapeo de los bits de entrada, X_{di} dentro de los bits de salida $b_{e,do}$.

Para transmisión no jerárquica:

$$X_{di} = b_{[di(mod)v](div)(\frac{v}{2})+2[di(mod)(\frac{v}{2})],di(div)v}$$

Donde:

X_{di} : Es la entrada al demultiplexor.

di : Es el número de bit de entrada.

v : Es el número de ramas según la modulación empleada.

$b_{e,do}$: Es la salida del demultiplexor.

e : Es el número del flujo de bits demultiplexado ($0 \leq e < v$).

do : Es el número de bit del flujo determinado a la salida del demultiplexor.

mod : Es el residuo de una división entera.

div : Es el cociente de una división entera.

El resultado de la demultiplexación de los primeros seis bits serializados ($X_0, X_1, X_2, X_3, X_4, X_5, \dots$) para un sistema de transmisión 64-QAM no jerárquica es:

X_0 Mapeado en $b_{0,0}$

X_1 Mapeado en $b_{1,0}$

X_2 Mapeado en $b_{2,0}$

X_3 Mapeado en $b_{3,0}$

X_4 Mapeado en $b_{4,0}$

X_5 Mapeado en $b_{5,0}$

El vector de entrada intercalado está definido por:

$$B(e) = (b_{e,0}, b_{e,1}, b_{e,2}, \dots, b_{e,125}) \text{ donde } e \text{ toma valores enteros entre } 0 \text{ y } v - 1$$

Una vez que obtenido cada vector de entrada $B(e)$ lleno con 126 bits intercalados, se aplica una nueva intercalación a nivel de bits. Estos nuevos vectores de salida están definidos por el siguiente patrón:

$$A(e) = (a_{e,0}, a_{e,1}, a_{e,2}, \dots, a_{e,125}); \quad a_{e,w} = b_{e,H_e(w)} \text{ donde } w = 0, 1, \dots, 125$$

$H_e(w)$ es una función de permutación, la cual es diferente para cada intercalador:

$$H_0(w) = w$$

$$H_1(w) = (w + 63) \bmod 126$$

$$H_2(w) = (w + 105) \bmod 126$$

$$H_3(w) = (w + 42) \bmod 126$$

$$H_4(w) = (w + 21) \bmod 126$$

$$H_5(w) = (w + 84) \bmod 126$$

Si se está trabajando con la modulación QPSK se toman las dos primeras ecuaciones, para 16-QAM las 4 primeras y para 64-QAM todas las 6 ecuaciones. Al tomar como ejemplo la modulación 64-QAM, donde la salida de los 6 intercaladores de bits se agrupa para formar los símbolos, cada símbolo (de 6 bits) consta exactamente de un bit de cada uno de los intercaladores. Por lo tanto, la salida del intercalador es una palabra de 6 bits, es decir:

$$Y'_w = (a_{0,w}, a_{1,w}, \dots, a_{v-1,w})$$

Como se muestra en la figura 1.13 [4], estas palabras Y'_w se agrupan para formar un vector Y' dependiendo del modo de transmisión, de la siguiente manera:

Modo 2K

Modo 8K

12 conjuntos de 126 palabras

48 conjuntos de 126 palabras

$$Y' = (Y'_0 Y'_1 Y'_2 \dots Y'_{1511})$$

$$Y' = (Y'_0 Y'_1 Y'_2 \dots Y'_{6047})$$

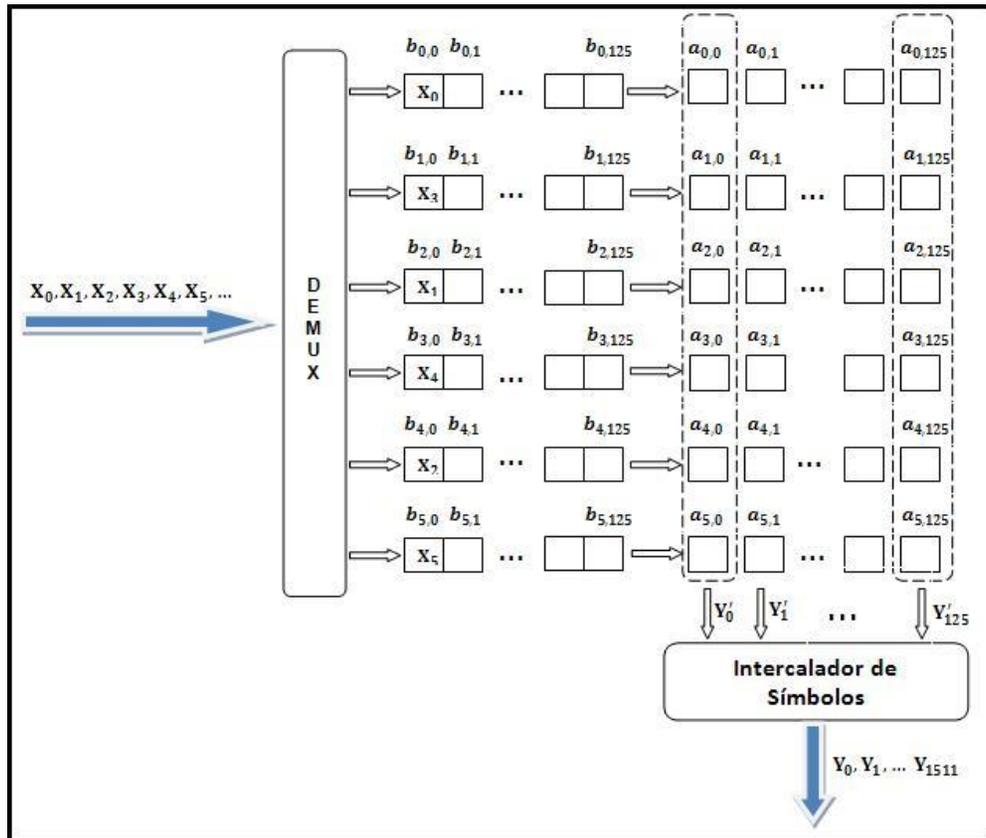


Figura 1.13 Diagrama conceptual del Intercalador Interno para 64-QAM no jerárquica

Estos vectores Y' a la entrada del intercalador de símbolos se convierten en los vectores intercalados Y a su salida:

$$Y = (Y_0, Y_1, Y_2, \dots, Y_{N_{max}-1})$$

Siendo: $N_{max} = 1512$ en modo 2K

$N_{max} = 6048$ en modo 8K

Donde:

$$Y_q = Y'_{H(q)} \text{ Desde } q = 0 \text{ hasta } q = N_{max} - 1 \quad \text{Para símbolos OFDM impares.}$$

$$Y_{H(q)} = Y'_q \text{ Desde } q = 0 \text{ hasta } q = N_{max} - 1 \quad \text{Para símbolos OFDM pares.}$$

$H(q)$ Es una función de permutación que se puede generar mediante el siguiente algoritmo:

$$q = 0$$

para ($i = 0; i < M_{max}; i = i + 1$)

{

$$H(q) = (i \bmod 2) * 2^{N_r-1} + \sum_{j=0}^{N_r-2} R_i(j) * 2^j; \text{ si } (H(q) < N_{max})$$

$$q = q + 1;$$

}

Donde:

$M_{max} = 2048$ en el modo 2K y $M_{max} = 8192$ en el modo 8K.

$$N_r = \log_2 M_{max}$$

R_i son vectores derivados de los R'_i mediante las permutaciones de bit que recogen las tablas 1.1a y 1.1b:

Modo 2K:

Posiciones de R'_i	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Posiciones de R_i	0	7	5	1	8	2	6	9	3	4

Tabla 1.1a Permutaciones de bit para el modo 2K

Modo 8K:

Posiciones de R'_i	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Posiciones de R_i	5	11	3	0	10	8	6	9	2	4	1	7

Tabla 1.1b Permutaciones de bit para el modo 8K

1.2.7 Mapeo de modulación

El mapeo de modulación consiste en la asignación de números complejos ($a + jb$) al conjunto de bits que se obtuvo a la salida del intercalador interno mediante un código de Gray para todas las constelaciones de COFDM, los cuales representan la magnitud y fase de cada una de las subportadoras (ver figura 1.14 [16]).

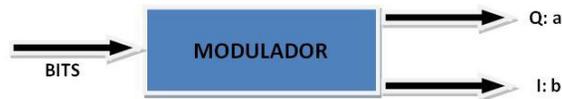


Figura 1.14 Modulador

Si se utiliza modulación QPSK, cada punto de la constelación se representa por un número complejo asignado por la tabla 1.2 [16], hasta conformar un arreglo de 1512 portadoras para el modo 2K o 6048 para el modo 8K. En la figura 1.15 [16] se presentan las constelaciones para las modulaciones QPSK y 16-QAM.

No	Entrada binaria (2 bit con asignación Gray)	Q	I
0	00	1	1
1	01	1	-1
2	11	-1	-1
3	10	-1	1

Tabla 1.2 Asignación de código Gray para la constelación QPSK

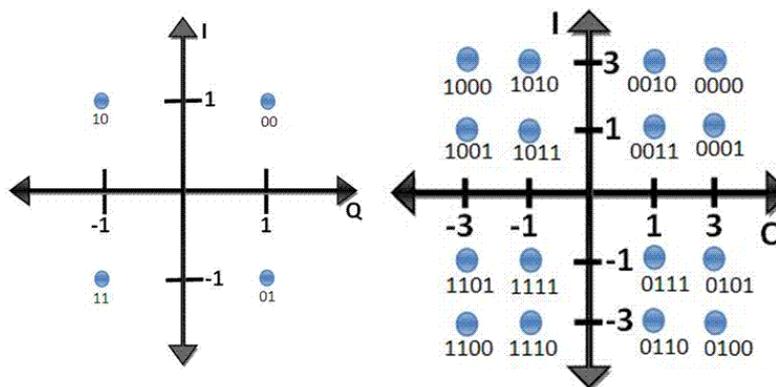


Figura 1.15 Diagrama de constelación para las modulaciones QPSK y 16-QAM

Como se observa en la figura anterior, la diferencia entre cada código binario adyacente es solo de un bit; esto conlleva a reducir la BER en el receptor por que disminuye la probabilidad de malinterpretar un bit en la región de un punto adyacente.

1.2.7.1 Factor de normalización de Energía FNE

La normalización es un proceso de multiplicación, de los valores complejos de la constelación, por un factor de tal manera que la máxima potencia sea 1. Este factor denominado FNE depende de la constante alfa (α) con la que se esté trabajando de acuerdo con la tabla 1.3 [16]. α define el grado de separación de los puntos de la constelación con respecto a los ejes coordenados.

Tipo de modulación	Factor α	FNE
QPSK	$\alpha=1$ (Transmisión no Jerárquica)	$C=Z/\sqrt{2}$
16-QAM	$\alpha=1$ (Transmisión no Jerárquica)	$C=Z/\sqrt{10}$
16-QAM	$\alpha=2$ (Transmisión Jerárquica)	$C=Z/\sqrt{20}$
16-QAM	$\alpha=4$ (Transmisión Jerárquica)	$C=Z/\sqrt{52}$
64-QAM	$\alpha=1$ (Transmisión no Jerárquica)	$C=Z/\sqrt{42}$
64-QAM	$\alpha=2$ (Transmisión Jerárquica)	$C=Z/\sqrt{60}$
64-QAM	$\alpha=4$ (Transmisión Jerárquica)	$C=Z/\sqrt{108}$

Tabla 1.3 FNE para las constelaciones utilizadas por COFDM

1.2.7.2 Modulación uniforme y no uniforme

Modulación uniforme: es el proceso de modulación donde los puntos tienen la misma distancia con sus adyacentes independiente del cuadrante en que se encuentren. Equivale a tener un factor alfa igual a 1, es decir la separación entre puntos es la misma que la separación entre cuadrantes

Modulación no uniforme: es un proceso de modulación que consiste en multiplicar la distancia de cada punto por la constante alfa para aumentar la distancia entre cuadrantes. El efecto de este proceso se puede evidenciar en la figura 1.16. [16]

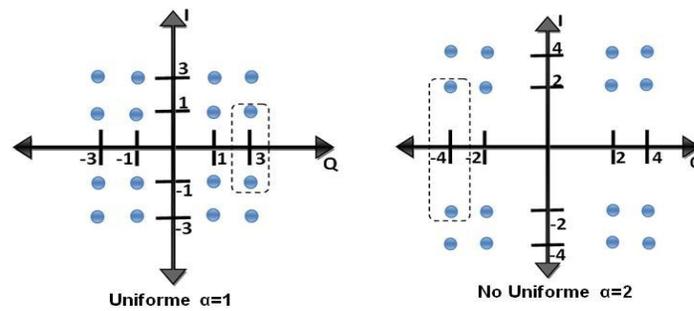


Figura 1.16 Modulación uniforme y no uniforme para 16-QAM

1.2.8 Adaptación de trama

Una trama OFDM es la agrupación de 68 símbolos OFDM, donde cada símbolo está constituido por un conjunto de 6817 portadoras en el modo 8K y 1705 en el modo 2K. Cada símbolo OFDM está compuesto por una parte útil con una duración T_u y un intervalo de guarda que tiene una duración de $1/4$, $1/8$, $1/16$, o $1/32$ de la duración de T_u .

Además de las portadoras de datos es necesario enviar alguna información adicional en portadoras diferentes para que el receptor realice una correcta decodificación de los datos. Las portadoras que forman un símbolo OFDM se clasifican en cuatro grupos:

1.2.8.1 Portadoras de datos

Las portadoras de datos son utilizadas para transmitir los contenidos de la televisión digital entregados por el codificador fuente; su esquema de modulación es QPSK, 16-QAM o 64-QAM y se transmiten con un nivel de potencia normalizado.

1.2.8.2 Portadoras piloto dispersas

Las portadoras piloto dispersas con aquellas que contienen la información de sincronización en tiempo y en frecuencia y que permiten la ecualización del canal en el receptor para corrección de atenuaciones y distorsiones de fase se transmiten con un nivel de potencia reforzado y su esquema de modulación es BPSK (Binary Phase Shift Keying). En la figura 1.17 [16] se aprecia las portadoras piloto continuas como puntos sobre el eje real de la constelación QPSK o QAM. De esta manera, las portadoras piloto se diferencian en todo momento de las portadoras de datos y además indican la fase de referencia para una correcta demodulación.

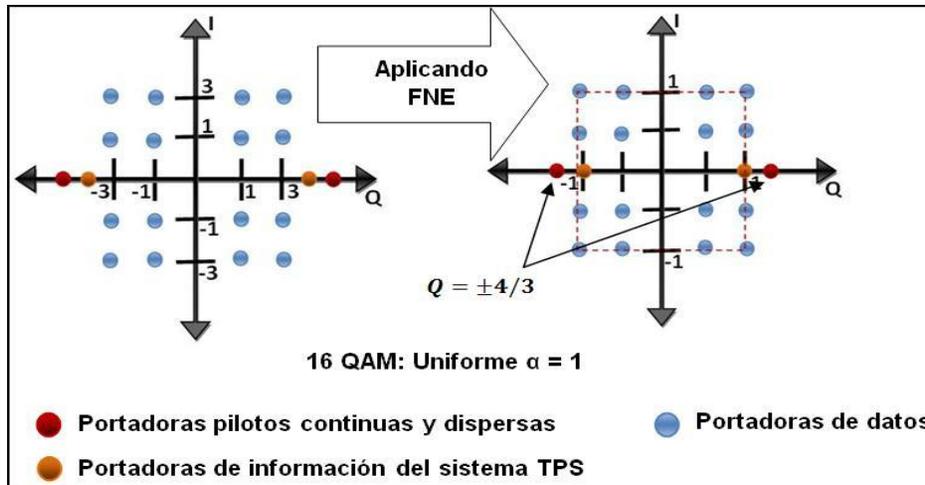


Figura 1.17 Factor de normalización de energía FNE aplicado a 16 QAM

La ubicación de las portadoras piloto dispersas en un símbolo OFDM de índice l , se define por:

$$k = K_{min} + 3 * (l \bmod 4) + 12p;$$

Donde:

p es un entero mayor o igual a cero, $k \in [K_{min}, K_{max}]$

$$K_{min} = 0$$

$$K_{max} = 1704 \text{ si el modo de transmisión es } 2K$$

$$K_{max} = 6816 \text{ si el modo de transmisión es } 8K$$

k es la posición de inserción de cada portadora en el símbolo como se puede observar en la figura 1.18.

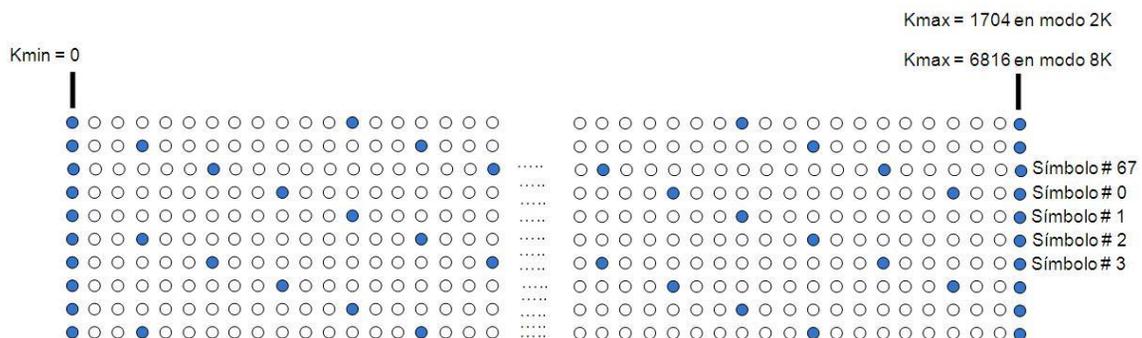


Figura 1.18 Patrón de inserción de las portadoras piloto dispersas

1.2.8.3 Portadoras piloto continuas

Las portadoras piloto continuas al igual que las portadoras dispersas realizan funciones de sincronismo en tiempo y en frecuencia para la ecualización en el receptor, estas tienen un nivel de potencia reforzado y su esquema de modulación es BPSK (ver figura 1.17). La diferencia entre las portadoras piloto dispersas y las continuas es que estas últimas se encuentran presentes en las mismas posiciones en todos los símbolos.

1.2.8.4 Portadoras TPS (Transmission Parameter Signalling)

Las portadoras de información del sistema TPS se utilizan para transportar información de los parámetros con los que está trabajando el transmisor de tal manera que el receptor se configure correctamente. Las portadoras TPS se modulan en DBPSK y siempre están ubicadas en la misma posición (ver tabla 1.4 [4]) dentro de un símbolo OFDM. [10]

MODO 2K	MODO 8K
34 50 209 346 413 569 595	34 50 209 346 413 569 595 688 790 901 1073 1219
688 790 901 1073 1219 1262	1262 1286 1469 1594 1687 1738 1754 1913 2050 2117
1286 1469 1594 1687	2273 2299 2392 2494 2605 2777 2923 2966 2990 3173
	3298 3391 3442 3458 3617 3754 3821 3977 4003 4096
	4198 4309 4481 4627 4670 4694 4877 5002 5095 5146
	5162 5321 5458 5525 5681 5707 5800 5902 6013 6185
	6331 6374 6398 6581 6706 6799

Tabla 1.4 Posición de las portadoras TPS en un símbolo OFDM

En concreto la información que se transmite en las portadoras TPS es:

- La constelación empleada.
- El valor del intervalo de guarda empleado.
- La relación de codificación interna.
- El modo de transmisión empleado.
- Otros parámetros que se aplican en caso de transmisión jerárquica.

El número total de portadoras que conforman un símbolo OFDM para cada uno de los modos de transmisión se puede observar en la tabla 1.5.

	MODO 2K	MODO 8K
Portadoras de datos	1512	6048
Portadoras continuas	45	177
Portadoras dispersas	131	524
Portadoras TPS	17	68
Total portadoras	1705	6817

Tabla 1.5 Número de portadoras por símbolo OFDM para el modo 2K y 8K

1.2.9 Transformación al dominio del tiempo

En DVB-T se contemplan dos modos de transmisión, uno con 1705 portadoras, designado como 2K y otro con 6817 portadoras (8K). Es evidente que la implementación en hardware de un sistema FDM (Frequency Division Multiplex) basado en generadores de señales sinusoidales para estos números de portadoras, no es factible aún en el dominio digital, ya que requeriría de miles de osciladores, filtros, multiplicadores e integradores, con el consecuente volumen y consumo de potencia. Por lo tanto se recurre a la Transformada Inversa Rápida de Fourier IFFT, la cual es un algoritmo optimizado para convertir un conjunto de portadoras, expresadas como números complejos de magnitud y fase, en una secuencia de muestras en el dominio del tiempo. La modulación OFDM evita el empleo de filtros, a causa de la ortogonalidad de las señales y, en la práctica se trabaja con la señal recibida en forma muestreada, lógicamente por encima de la frecuencia de Nyquist. En estas condiciones, el proceso de integración se convierte en uno de suma y todo el proceso de demodulación es idéntico a una transformada directa de Fourier. En la actualidad hay disponibles numerosos circuitos integrados que permiten realizar estas operaciones, con lo cual resulta relativamente fácil la implementación práctica del modulador y demodulador OFDM, porque se puede aplicar la Transformada Rápida de Fourier FFT como complemento. [17]

La IFFT se normaliza de tal manera que la energía del símbolo se mantenga en la transformada, para producir la onda en el dominio del tiempo a ser transmitida; de esta manera, todos los símbolos se mantienen dentro del intervalo $[-1, 1]$ y $[-i, i]$. La IFFT

realiza la transformación de manera muy eficiente y garantiza que las señales producidas sean ortogonales, requisito indispensable del estándar. [12]

1.2.10 Inserción del intervalo de guarda

La interferencia entre canales queda completamente eliminada debido a la ortogonalidad entre portadoras, pero dentro del mismo canal, sobre la misma portadora, es posible que se estén recibiendo dos símbolos diferentes a la vez, el símbolo actual que está llegando de forma directa y el símbolo anterior que puede recibirse de forma retardada, debido a una de las posibles reflexiones. El intervalo de guarda es un tiempo entre símbolo y símbolo como se aprecia en la figura 1.19 [3]. Durante el cual no se realiza ningún proceso, sino que se espera hasta que todas las señales que llegan contengan el mismo símbolo a muestrear. Cuanto mayor sea este intervalo de guarda, más protección se produce frente a la interferencia intersimbólica ISI. [18]



Figura 1.19 intervalos de guarda entre símbolos

si una señal se recibe por dos caminos diferentes con un retardo relativo entre ellos, la información contenida en las dos señales coincidirá dentro del tiempo útil del símbolo de la señal principal, siempre que este retardo no supere el intervalo de guarda, como se ilustra en la figura 1.20 [19]. Como los receptores ignoran la señal recibida durante el intervalo de guarda de la señal principal, el resultado es la reducción de la interferencia intersimbólica. Sin embargo, la inserción de este intervalo de guarda supone una pérdida en la capacidad de transmisión del canal.

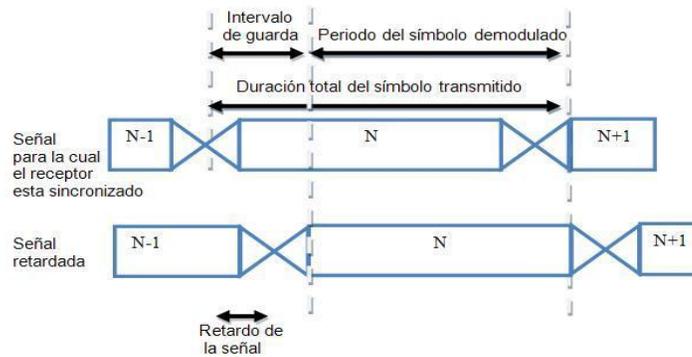


Figura 1.20 Señal recibida por diferentes trayectorias

El tiempo Δ del intervalo de guarda se mide en fracciones de la duración útil T_u del símbolo, disponiéndose de 4 valores posibles: [19]

$$\frac{\Delta}{T_u} = \frac{1}{4} \quad \frac{1}{8} \quad \frac{1}{16} \quad \frac{1}{32}$$

Teniendo en cuenta esto, la duración total del símbolo T_s será el resultado de la suma del intervalo de guarda y el periodo activo del símbolo, y es denotado por:

$$T_s = \Delta + T_u$$

En la tabla 1.6 se muestra la duración de cada una de las partes que conforman un símbolo OFDM para los intervalos de guarda permitidos en un canal de 6 MHz de ancho de banda.

Modo	Modo 8K				Modo 2K			
Duración del periodo activo del símbolo T_u	8192 * T 1194,667 μ seg				2048 * T 298,667 μ seg			
Intervalo de guarda Δ/T_u	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Duración del intervalo de guarda Δ	2048 * T 298,667 μ seg	1024 * T 149,333 μ seg	512 * T 74,667 μ seg	256 * T 37,333 μ seg	512 * T 74,667 μ seg	256 * T 37,333 μ seg	128 * T 18,667 μ seg	64 * T 9,333 μ seg
Duración total del símbolo OFDM $T_s = \Delta + T_u$	10240 * T 1493,3 μ seg	216 * T 1344 μ seg	8704 * T 1269,3 μ seg	8448 * T 1232 μ seg	2560 * T 373,3 μ seg	2304 * T 336 μ seg	2176 * T 317,3 μ seg	2112 * T 308 μ seg

Tabla 1.6 Duración total del símbolo OFDM para los intervalos de guarda permitidos en un canal de 6 MHz

La señal que sale del módulo de inserción del intervalo de guarda contiene las muestras en el dominio del tiempo del símbolo OFDM, en banda base. Esta señal discreta puede ser convertida en analógica, luego de pasar por un módulo DAC (Digital to Analogic Converter) y luego por un filtro pasabajo, para ser entregada al módulo de RF que se encarga de llevarla hasta la banda de VHF o UHF y adaptarla al medio para su propagación.

1.2.11 Transmisión jerárquica

Los sistemas de transmisión digital terrestre sufren una degradación abrupta de la señal en el borde del área de servicio a diferencia de los sistemas analógicos en donde la degradación es suave según se ilustra en la figura 1.21.

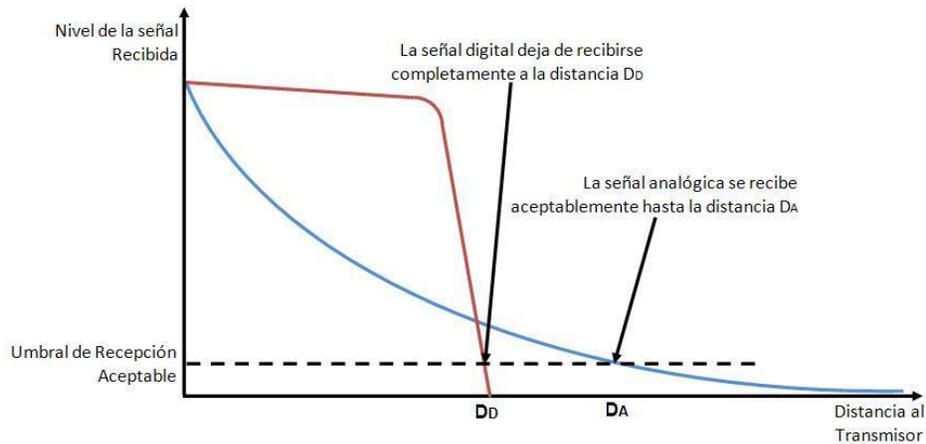


Figura 1.21 Cobertura en sistemas analógicos y digitales

Para conseguir una cobertura similar a la de los sistemas analógicos, en los sistemas de transmisión digital se pueden utilizar esquemas de transmisión jerárquica (ver figura 1.22 [4]), donde dos flujos distintos de datos modulan a un único flujo DVB.

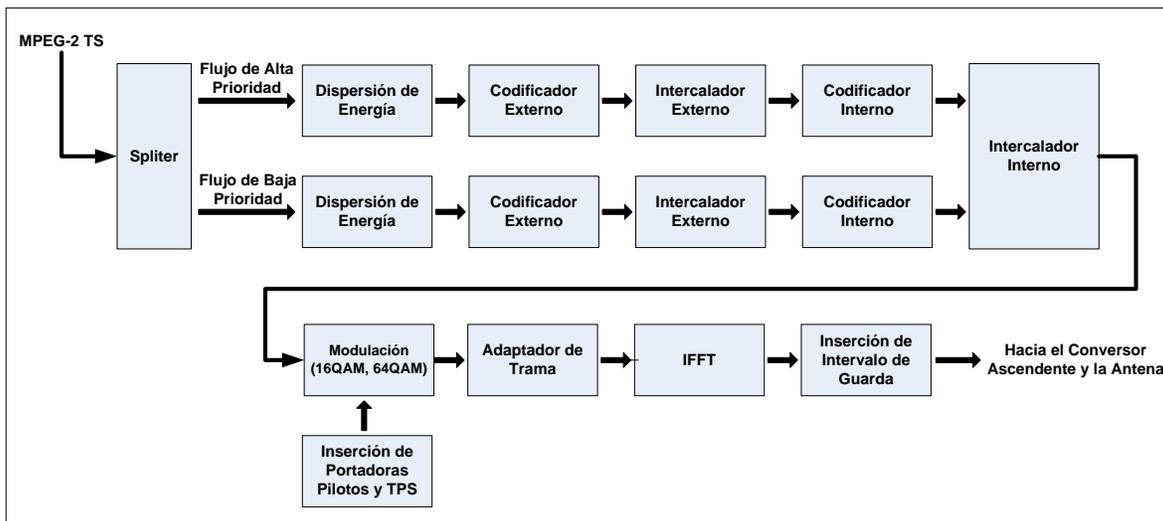


Figura 1.22 Arquitectura del sistema COFDM jerárquico para el estándar DVB-T

Uno de los flujos de datos se designa como de alta prioridad y va integrado en otro flujo designado como de baja prioridad. Los datos de alta prioridad se destinan a las zonas más alejadas del transmisor donde la relación señal a ruido es menor, en tanto que los de baja prioridad están destinados a las zonas más cercanas al transmisor donde la relación señal a ruido es mayor. El flujo de datos a la salida del intercalador interno que resulta de la combinación del de alta prioridad con el de baja prioridad se modula mediante 16-QAM o 64-QAM. Esto se observa mejor en la figura 1.23. [16]

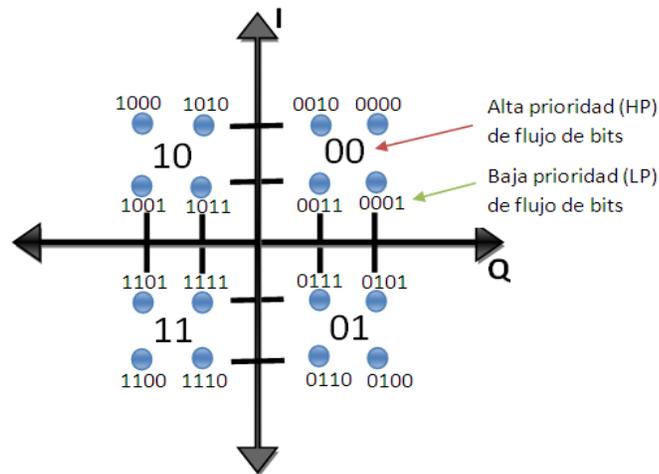


Figura 1.23 Transmisión Jerárquica QPSK Integrado en 16-QAM

El flujo de alta prioridad es común a todos los datos de un cuadrante y por ese motivo va más protegido contra errores por dispersión de los datos mientras que el flujo de baja prioridad diferencia un punto de otro y puede conducir a errores cuando se interpreta como un punto adyacente.

En la anterior figura se tienen dos constelaciones, una de baja prioridad y mayor resolución, 16-QAM e integrada en ésta, una constelación de alta prioridad, QPSK. Cuando las condiciones de recepción son buenas, ambos flujos están presentes en el receptor y éste trabaja con el de menor prioridad, pero de mayor resolución. Si la relación señal a ruido disminuye, las condiciones de recepción se deterioran y la tasa de errores en la constelación 16-QAM aumenta imposibilitando la recepción satisfactoria. En esa situación, el receptor se queda con la constelación más robusta (QPSK), lo que implica la disminución de la tasa de transmisión, pero se mantiene la recepción en condiciones aceptables.

En la transmisión jerárquica, los estados posibles se interpretan de manera diferente que en la no jerárquica. El valor del cuadrante representado por los dos primeros bits corresponde al flujo de alta prioridad que se demodula con un QPSK y la ubicación de cada estado representado por todo el conjunto de bits corresponde al flujo de baja prioridad que se demodula con QAM

1.2.12 Redes SFN (Single Frequency Network)

Tradicionalmente, la planificación de televisión analógica con redes multifrecuencia MFN (Multifrequency Networks), ha enfrentado el problema de las interferencias co-canal prohibiendo la reutilización de la misma frecuencia en transmisores cercanos. La configuración anterior se implementa con un arreglo convencional de 9 frecuencias, donde una misma frecuencia se prohíbe en aproximadamente el 90% del área.

COFDM permite implementar redes SFN para señales de televisión digital. En una red SFN (ver Figura 1.24) todos los transmisores están sincronizados en términos de bit, frecuencia y tiempo, es decir, todos emiten lo mismo a la vez y en la misma frecuencia, consiguiendo por lo tanto un mejor aprovechamiento del espectro, de tal modo que los terminales puedan recibir correctamente la señal cuando se emiten los mismos programas proveniente de varios transmisores. [16]

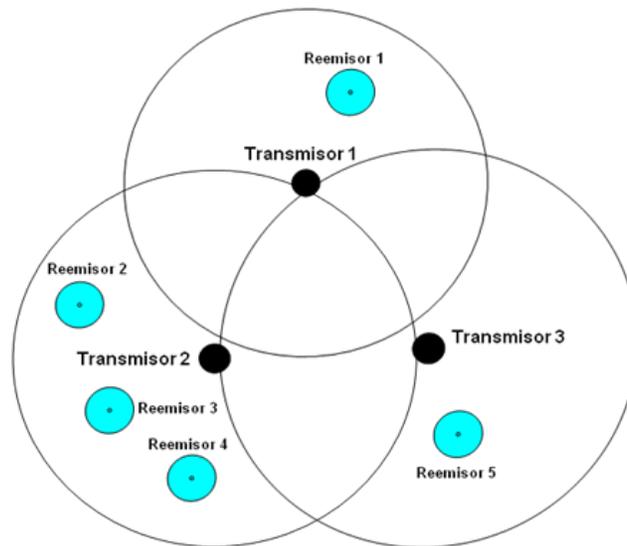


Figura 1.24 Diagrama conceptual de una red SFN

En la zona de influencia de cada transmisor pueden instalarse repetidores de isofrecuencia (Gap-Fillers) que consisten en equipos con frecuencia de emisión igual a la de recepción, los cuales se utilizan para cubrir zonas de sombra.

La distancia máxima teórica posible a la que se puede colocar un transmisor de otro en una red SFN para que no haya interferencia, se puede calcular multiplicando la velocidad de propagación de las ondas de radio en el vacío ($3 \cdot 10^8$ m/s) por la longitud del intervalo de guarda. En la Tabla 1.7 observar las diferentes distancias entre transmisores para los tres anchos de banda, los dos modos de transmisión y los cuatro intervalos de guarda soportados por el estándar DVB-T.

Ancho de Banda	Modo de Transmisión	Intervalo de Guarda			
		1/4	1/8	1/16	1/32
6 MHz	Modo 2k	22.4 Km	11.2 Km	5.6 Km	2.8 Km
	Modo 8k	89.6 Km	44.8 Km	22.4 Km	11.2 Km
7MHz	Modo 2k	19.2 Km	9.6 Km	4.8 Km	2.4 Km
	Modo 8k	76.8 Km	38.4 Km	19.2 Km	9.6 Km
8Mhz	Modo 2k	16.8 Km	8.4 Km	4.2 Km	2.1 Km
	Modo 8k	67.2 Km	33.6 Km	16.8 Km	8.4 Km

Tabla 1.7 Distancia máxima entre transmisores para una red SFN

La elección del intervalo de guarda es fundamental a la hora de diseñar una red de televisión digital. Por un lado un mayor intervalo de guarda implica una disminución de la tasa de transmisión que afecta los servicios disponibles en la TDT (Televisión Digital Terrestre) se verían afectados, por otro lado un mayor intervalo de guarda optimiza la red SFN dando así una alta probabilidad de cobertura. Es por esto que se han definido distintas longitudes de intervalos de guarda dependiendo de las condiciones de implantación. Así por ejemplo, para difundir emisiones locales o regionales este intervalo de guarda se puede considerar más pequeño; mientras para grandes redes SFN se hace necesario un intervalo mayor. [16]

1.2.12.1 Ventajas de una red SFN

- Ganancia de red: Aparte del mejor aprovechamiento del espectro, otra ventaja de las redes de frecuencia única es que un receptor ubicado en la frontera de un transmisor determinado puede recibir señales provenientes de otros transmisores cercanos

pertenecientes a la red, lo que causa una ganancia que se denomina ganancia de red. Esta ganancia trae consigo una reducción de la potencia del transmisor, logrando una mayor cobertura y reduciendo los costos de la infraestructura, debido a que se necesita menos potencia en los transmisores. [20]

- Implementación de redes en ámbito regional o nacional.

1.2.12.2 Desventajas de una red SFN

- La red no se puede dividir: todos los transmisores deben difundir la misma información por lo tanto no se pueden tener zonas de cobertura con emisiones diferentes dentro de la red [20]
- Es necesaria una sincronización entre los transmisores: DVB ha definido para ello una especificación (TR 101 191) de sincronización de tramas de transporte, conocida como especificación MIP (Megafame Identification Packet) que introduce en la trama de transporte unos paquetes especiales que permiten a los moduladores de la red de difusión, calcular el retardo introducido por la red de transporte y distribución y así poder sincronizarse. [16]

1.3 PROBLEMAS DE LAS COMUNICACIONES DIGITALES COMBATIDOS POR COFDM

1.3.1 Multitrayecto

En el caso de las telecomunicaciones analógicas, los efectos multitrayecto dan lugar a desvanecimientos de la señal por interferencia destructiva, o efectos fantasma en las imágenes de televisión. COFDM combate efectivamente el multitrayecto al utilizar múltiples portadoras en las cuales se distribuye un flujo de alta velocidad en varios flujos de menor velocidad, lo que significa un aumento en la duración de un símbolo OFDM. De esta manera, se puede muestrear un mayor número de veces la señal por cada símbolo para recuperar la información. Además, el aumento en la duración del símbolo reduce la probabilidad de interferencia inter entre símbolos. Sin embargo, para garantizar un mejor muestreo, se añade un tiempo de guarda a cada símbolo OFDM durante el cual no se muestrea la señal en el receptor y determina el máximo retardo que puede sufrir una señal desfasada por multitrayectoria con respecto aquella que viaja directamente.

Otro tipo de multitrayecto que combate COFDM es el generado cuando dos transmisores próximos a un receptor transmiten la misma señal. En este caso COFDM puede tolerar el desfase de las dos señales y sumar la energía de las mismas para aumentar la cobertura de los transmisores, siempre y cuando este no supere el intervalo de guarda. Por este motivo, COFDM es óptimo para el establecimiento de redes de frecuencia única.

1.3.2 Desvanecimiento selectivo en frecuencia

La modulación OFDM es altamente dependiente del desvanecimiento selectivo. Para sistemas digitales con anchos de banda de varios cientos de KHz, la distorsión por este fenómeno produce una elevada tasa de errores en los bits (BER) que no puede reducirse aumentando la potencia de transmisión [21]. Para contrarrestar este problema, COFDM dispone de dos etapas de intercalación de bits, tendientes a dispersar los errores y aplica dos métodos de protección para recuperación de mensajes en el receptor.

1.3.3 Pérdida de fase

La pérdida de fase se compensa agregando a los símbolos OFDM un conjunto de señales de referencia, unas son portadoras continuas que están presentes en todos los símbolos y otras son portadoras dispersas que cambian cíclicamente cada 4 símbolos. Estas portadoras tienen valores de amplitud y fase constantes, previamente definidas, por lo que permiten que el receptor pueda medirlas, estimar parámetros de ecualización del canal y recuperar la fase.

1.4 IMPORTANCIA DE LAS SIMULACIONES DE COFDM

Debido a que la implementación de un sistema de transmisión de televisión digital es aún muy costosa, las Universidades y centros de estudio interesados en DVB-T no pueden equiparse con laboratorios para experimentación con esta tecnología. En cambio, varios grupos han realizado simulaciones para analizar diferentes aspectos del estándar, su implementación, la definición de un receptor eficiente y una configuración de parámetros óptima.

1.4.1 Estado del arte de las simulaciones de COFDM

En la Universidad Nacional de Taiwán, miembros del Instituto de Ingeniería Electrónica propusieron en 2004, el diseño de un demodulador de banda base para DVB-T basado en

Propiedad Intelectual de Silicona Multimodo. Para ello, utilizan Simulink para establecer un ambiente de simulación a nivel de sistema y utilizan este modelo de simulación para evaluar el desempeño. [22]

La Universidad de Linköping también realizó un sistema de simulación en el entorno Simulink, con el propósito de estudiar el problema de la relación entre potencia promedio y potencia pico PAPR (Peak to Average Power Ratio). [23]

Otro prototipo de sistema COFDM fue desarrollado en la Universidad de Bradley, esta vez implementado en hardware sobre una tarjeta de desarrollo Texas Instruments dSPACE DS1102. Para programar esta tarjeta, utilizaron Matlab como entorno de desarrollo y simulación y Real Time Interface de Mathworks como interfaz entre el computador y la tarjeta. [24]

Del mismo modo, han sido planteados otros trabajos relacionados con COFDM para los servicios de difusión sonora digital y acceso metropolitano WiMAX. Por ejemplo, en LAWREY [25], se plantea el desarrollo de técnicas adaptativas para múltiples usuarios de COFDM y también está el simulador construido por la Universidad Católica Andrés Bello de Venezuela que utiliza LabView para recrear el comportamiento de 256 OFDM basado en el estándar 802.16. [26]

1.4.2 Simulación de COFDM para un sistema DVB-T

El desarrollo de un programa de simulación de comunicaciones en banda base que implemente COFDM definido por el estándar ETSI 300 744 para DVB-T, sumado a la fundamentación teórica que se define en este trabajo, le permitirá a los lectores y en particular a la Universidad del Cauca, ampliar los conocimientos y el dominio de esta técnica de modulación para medios inalámbricos terrestres.

La simulación que se planteó en este trabajo es un prototipo que evidencia el desempeño de la técnica COFDM cuando la señal atraviesa un canal ruidoso. Para ello, en primera instancia se debe diseñar e implementar cada una de las etapas del transmisor, tal que cumplan con el estándar DVB-T. Seguidamente, se desarrollan etapas duales en el receptor para que realicen las operaciones inversas y se puedan recuperar las tramas MPEG-2 y por último, se requiere introducir un modelo de canal con ruido que pueda ser modificable por el usuario para que experimente el comportamiento del sistema

construido. El desarrollo de este sistema plantea un avance porque establece un entorno de trabajo con COFDM donde se integra el transmisor definido por ETSI, una propuesta de receptor derivada del estudio de diversos modelos actuales y la presencia de un canal con ruido AWGN (Additive White Gaussian Noise). Además, el sistema permite la evaluación de los parámetros de configuración del sistema y del desempeño general del estándar en función de escenarios estocásticos elegibles por el usuario.

En la simulación propuesta no se ha considerado el estudio del multitrayecto, porque este proviene del diseño de un receptor basado filtros de acondicionamiento de señal y equalización del canal, hecho que no concierne al presente trabajo. La realización de tal receptor implica hacer una validación del mismo antes de abordar el estudio de un comportamiento generalizado suponiendo que sea apropiado para el transmisor propuesto por el estándar. Tampoco se ha considerado conveniente la implementación de un sistema con jerarquía porque su utilización tiene como finalidad redes donde la cobertura esté estratificada y donde se disponga de un receptor inteligente capaz de hacer una recuperación de la información evaluando su prioridad.

La simulación de un sistema de televisión digital basado en COFDM permite tener un entorno de trabajo para aplicación de elementos conceptuales, más aun cuando Colombia se encuentra en el proceso de adopción de este sistema como estándar de televisión digital de alta calidad.

2 MODELO DE UN SIMULADOR DE UN SISTEMA COFDM ORIENTADO AL SERVICIO DVB-T

DVB-T es un sistema de difusión de datos robusto en su capa física, gracias a la modulación COFDM. Para hacer efectiva tal modulación se requiere una combinación adecuada de los parámetros de transmisión en relación con las condiciones del medio. Debido al difícil acceso a la infraestructura necesaria para realizar pruebas reales de configuración, se debe analizar y evidenciar el comportamiento del sistema en un software de simulación. Inicialmente se deben definir las características de dicho programa y el modelo de datos a utilizar para implementar la simulación. Este proceso se rige por los lineamientos definidos por Muñoz en [27].

2.1 FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

Colombia se encuentra en el proceso de migración de la radiodifusión de televisión terrestre a una tecnología digital basada en el estándar DVB-T, por lo tanto conviene revisar los alcances y el comportamiento a nivel físico de su sistema de modulación, en función de las condiciones del medio y los posibles parámetros que pueden ser ajustados. Para empezar, el estándar de televisión digital terrestre DVB-T es un sistema que tiene características técnicas que lo hacen flexible, ya que al definir diferentes combinaciones de éstas el sistema es capaz de tratar con las condiciones más severas del canal de transmisión gracias a la capa física basada en COFDM.

El sistema de modulación COFDM que utiliza el estándar DVB-T lo hace robusto y flexible para difusión de televisión digital terrestre siempre y cuando se escoja una combinación de parámetros o características técnicas adecuada a las condiciones de una región determinada. Al existir diversas regiones con climas, características de propagación, condiciones atmosféricas, topografías y vegetación diversas, no es posible proponer un esquema único de transmisión sino que es más conveniente elaborar un conjunto de relaciones entre las variables del medio, los parámetros controlados por el sistema y el desempeño de este, orientado a la disminución de pérdida de paquetes o degradación de la información.

Debido a que la Universidad no posee la infraestructura necesaria para realizar pruebas reales de transmisión y recepción de un sistema de modulación COFDM utilizado por el estándar DVB-T, es necesario recurrir a la simulación. Actualmente existen herramientas

muy eficaces para la simulación de sistemas de telecomunicaciones con las cuales se puede implementar un sistema de modulación COFDM en un entorno virtual.

La situación anterior, permite plantear varias preguntas acerca del comportamiento de DVB-T basado en COFDM, como las siguientes:

1. ¿Cómo funciona el nivel físico de la técnica de modulación COFDM para un sistema de comunicaciones DVB-T?
2. ¿Es capaz de adaptarse el sistema de modulación COFDM a diferentes tipos de escenarios y si es así como lo hace?
3. ¿Cuáles son los diferentes parámetros que influyen en el sistema de modulación COFDM?
4. ¿Cuál es la respuesta de la señal en el receptor al implementar diferentes combinaciones de dichos parámetros?
5. ¿Cuáles son los criterios a la hora de variar un tipo en particular de parámetro empleado por el sistema COFDM?

2.1.1 Plan de estudios

El análisis de información relevante para el modelo de simulación a desarrollar, parte de la comprensión del estándar ETSI que define DVB-T y el cual utiliza a COFDM para la codificación del canal a nivel físico. Este estándar destaca la BER como identificador de calidad en la prestación de servicios de baja o alta prioridad y el aprovechamiento del ancho de banda. Para determinar cuán efectivo es el estándar se requiere un modelo que permita variar manualmente los parámetros de configuración del transmisor, aplicar variables Pseudo-Aleatorias en el canal y observar en cada etapa del receptor la concordancia de la señal de salida comparada con su etapa respectiva en el transmisor.

2.1.2 Fines de la simulación

El propósito de esta simulación es analizar el desempeño del transmisor en la generación de una señal que sea físicamente adecuada a las condiciones de propagación de la atmósfera terrestre, tal que un receptor pueda recuperar la información con un mínimo de

errores aceptable para el servicio de televisión digital. En este sentido, se debe evaluar uno a uno los parámetros susceptibles de ser modificados en el transmisor frente a unos parámetros indicados en el canal, de acuerdo a ciertos escenarios preestablecidos. Se tomarán como criterios de evaluación, la relación señal a ruido y la relación de bits transmitidos contra el número de errores (BER).

2.1.3 Objetivos de la simulación

Generar un modelo básico de receptor con dualidad respecto al transmisor COFDM, que tenga capacidad para interpretar el flujo de transporte luego de ser sometido a perturbaciones en el canal y que entregue un paquete de datos similar a la fuente de datos original.

Comparar los datos a la salida de cada etapa del receptor con respecto de los datos a la entrada de la etapa dual en el transmisor para medir los errores causados por las perturbaciones del canal y/o las fallas en el procesamiento en el receptor.

Manipular los parámetros modificables del transmisor descritos en el capítulo anterior, para evaluar la cantidad de errores acumulados en el flujo de datos medidos tras pasar por el receptor, en presencia de ruido en el canal.

Variar el nivel de ruido en el canal para someter a un determinado nivel de perturbaciones, el flujo de datos entregado por el transmisor con una configuración determinada para evaluar el impacto de la perturbación en la señal interpretada por el receptor.

2.2 RECOLECCIÓN Y PROCESAMIENTO DE DATOS

El sistema se puede descomponer en Transmisor, un subsistema susceptible de ser modificado y adaptado; Canal de transmisión, que a la vez simula las condiciones del medio y Receptor, el cual se adapta a los modelos de señal que recibe a través del medio. Estos subsistemas se ilustran en la figura 2.1.



Figura 2.1 Diagrama de bloques del sistema

2.2.1 Transmisor

Es el encargado de recibir los datos provenientes de la fuente, acondicionarlos al canal de transmisión para enviarlos de tal manera que conserven un buen nivel de integridad al atravesar un medio ruidoso y sean inteligibles en el receptor. En especial, el transmisor es el encargado de la generación de símbolos OFDM mediante una combinación selectiva de portadoras que se manipulan en amplitud y fase, de acuerdo al esquema de modulación propuesto. También se agregan herramientas para la protección contra pérdidas, la recuperación de datos ante errores y la interferencia entre símbolos.

La fuente se va a representar mediante un generador de datos aleatorios, en virtud de tener un flujo de datos arbitrario que pueda semejarse a cualquier trama de un servicio de DVB-T. De acuerdo con el estándar, los esquemas de protección de información son cuatro: codificación externa, intercalación externa de datos, codificación interna e intercalación de datos interna.

Los parámetros que se configuran manualmente en el transmisor son:

- Modo de transmisión: 2K u 8K
- Ancho de banda del canal: 6, 7 u 8 MHz
- Relación de codificación interna (FEC): 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8
- Tipo de modulación: QPSK, 16-QAM, 64-QAM
- Intervalos de guarda: 1/4, 1/8, 1/16, 1/32

2.2.2 Canal de transmisión

Es el subsistema estocástico encargado de simular el comportamiento de la atmósfera, como medio de transmisión empleado en el estándar DVB-T. En el canal de transmisión se definen el tipo de ruido que ha de aplicarse a la señal para comprobar la efectividad de los mecanismos de protección, corrección y regeneración del modelo de comunicaciones propuesto.

En el canal de transmisión se establecen las condiciones de presencia de ruido aditivo Gaussiano con relación a la intensidad de la señal, es decir, la relación de señal a ruido.

2.2.3 Receptor

Como en la mayoría de los modelos de telecomunicaciones, el receptor realiza procesos inversos al transmisor, partiendo de una señal distorsionada por el ruido y la interferencia hasta llegar a entregar un paquete de información que pueda ser interpretado por el destinatario. Entre las funciones principales de este subsistema de tipo determinístico, se encuentra la extracción de la señal del ruido, la corrección de errores por interferencia y la decodificación de cada uno de los símbolos OFDM.

Para que el receptor sea funcional, es necesario que pueda ser configurado automáticamente mediante la interpretación de las señales recibidas y extraiga de estas, los parámetros que requiere conforme hayan sido enviados por el transmisor y transformados por las condiciones del canal. En particular, se requiere que identifique un sistema de coordenadas de referencia independiente de la trayectoria para interpretar los símbolos a partir de las subportadoras, un conjunto de datos de configuración de parámetros definidos en el transmisor, la detección de errores a nivel de bit y a nivel de byte con la posible regeneración de la trama.

2.2.4 Parámetros de medida

Para la evaluación del desempeño de COFDM se han escogido como parámetros la BER, SNR (Signal to noise ratio) y eficiencia espectral.

BER: Es la medida más directa para medir la degradación en los datos porque cuantifica los errores en relación con el total de datos transmitidos. La BER es la medida más utilizada en simulaciones de sistemas digitales por que es mejor indicador para cuantificar la calidad de transferencia de datos de la recepción.

EFICIENCIA ESPECTRAL: Identifica el nivel de aprovechamiento del ancho de banda de cada una de las configuraciones posibles en COFDM ante una BER determinada.

RELACION SEÑAL A RUIDO SNR: Es la medida del impacto del ruido presente en el canal en relación con la señal que se propaga por esta. La SNR determina el nivel de la señal que debe llegar a un receptor cuando se enfrenta a una cantidad de ruido determinada. Además, es el parámetro de base para cuantificar la BER y la eficiencia espectral.

2.3 COMPONENTES DEL TRANSMISOR

De acuerdo con el estándar definido por la ETSI [4], el transmisor a nivel físico se compone de etapas de procesamiento interconectadas siguiendo un modelo estructural. En esta simulación se considera la modulación y adaptación de la señal en banda base, por lo tanto, no se incluyen las etapas de frecuencia intermedia ni la adaptación al medio. Las etapas que lo constituyen son: generación de paquetes MPEG-2, codificador externo, intercalador externo, codificador interno, intercalador interno, mapeo de los símbolos en una constelación de fase, transformación del dominio de frecuencia al de tiempo y adición de un intervalo de guarda.



Figura 2.2 Diagrama de bloques del transmisor

La figura 2.2 contiene la estructura en bloques del Transmisor, donde se muestra que este está formado por un Generador de Tramas, un Codificador y un Modulador.

2.3.1 Generador de Tramas

Es la clase que sirve de fuente de información y la que entrega el flujo de transporte que va a ser enviado por el transmisor DVB-T. Está compuesta por la clase Generador de paquetes MPEG-2 TS, como se muestra en la figura 2.3.

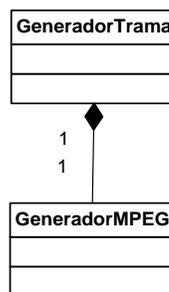


Figura 2.3 Clase Generador de Trama MPEG-2

2.3.1.1 Generador de paquetes de MPEG-2 TS

Es la fuente de la información a transmitir. A partir de un generador de datos MPEG-2 de tipo aleatorio y un byte de sincronismo se genera una matriz que equivale a cada uno de los paquetes a transmitir.

Variables externas:

Tiempo de muestreo: Número real que determina el intervalo entre la generación de una trama y la siguiente. Está ligado a la velocidad de transmisión de datos configurada en las variables de salida.

Variables de salida:

Flujo de transporte: Arreglo de enteros de 188 elementos, entregados para ser transmitidos en un instante de tiempo. Este conjunto será modulado en varias subportadoras mediante OFDM.

Funciones:

Generar la trama MPEG-2. Generar un arreglo de bytes mediante una semilla Pseudo-aleatoria y le agrega un byte de sincronismo.

2.3.2 Codificador

Es la clase compuesta por el Codificador Externo, el Intercalador Externo, el Codificador Interno y el Intercalador Interno, como se aprecia en la figura 2.4.

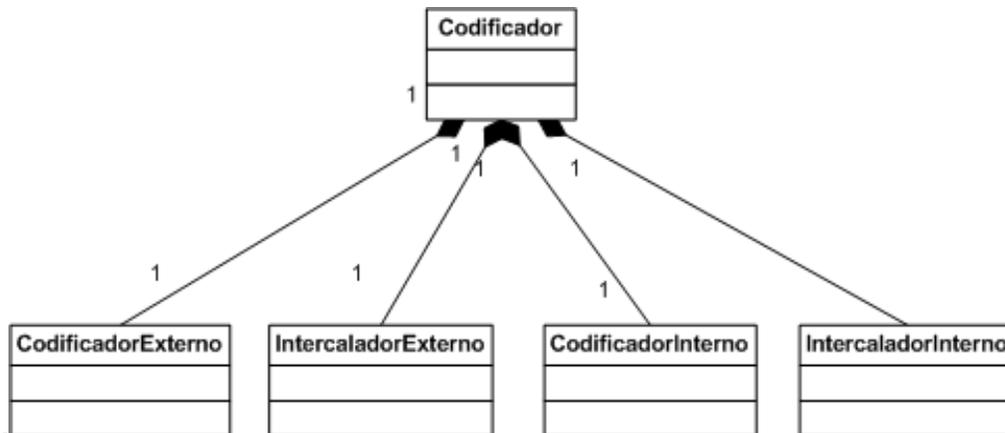


Figura 2.4 Clase Codificador

2.3.2.1 Codificador externo

Es un codificador de tipo Reed-Solomon. Mediante un búfer se ajusta la matriz de datos para generar una trama a codificar y a la salida se obtiene una trama con bytes adicionales de sincronismo y paridad, lo que permitirá corregir errores en la trama. Según el estándar, le permitirá al receptor detectar y corregir hasta 8 bytes completos.

Variables externas:

Trama de datos: Corresponde a los datos en bytes de la trama MPEG-2 entregados por la fuente. Es un arreglo de bytes de 188 elementos.

Variables de salida:

Trama codificada: Trama reorganizada de acuerdo al codificador y con adición de elementos de redundancia. Tiene un tamaño de 204 bytes.

Funciones:

Codificar la trama: Proceso por el cual se agregan elementos para detectar posibles errores y corregirlos basado en un polinomio generador de código, mediante un polinomio generador Reed-Solomon.

2.3.2.2 Intercalador externo

Consiste en un conjunto de registros de corrimiento que desplaza cada byte de la trama un determinado paso. Esto evita enviar ráfagas de errores consecutivos. Se agrega un conversor de bytes a bits para descomponer y poder tratar la trama a nivel de bits en los pasos sucesivos.

Variables externas:

Trama codificada: Es la trama proveniente del codificador Reed-Solomon. Tiene una longitud de 204 enteros.

Variables internas:

Paso de desplazamiento: Número entero que determina cuantas posiciones va a ser desplazado cada byte en la trama.

Variables de salida:

Trama intercalada: Arreglo de bits reorganizados a nivel de bytes.

Funciones:

Intercalar la trama a nivel de bytes. Aplica un algoritmo selector de rama con el cual se asigna un determinado número de desplazamiento, a la posición de la trama de salida.

2.3.2.3 Codificador interno

Es un codificador convolucional que introduce redundancia. Este componente utiliza códigos convolucionales perforados que permiten seleccionar el código de corrección de error más adecuado a la tasa de datos. Se emplea para proteger los datos frente a relaciones señal a ruido bajas. [28]

Variables externas:

Trama a codificar: Arreglo de bits que serán convolucionados.

Variables internas:

Vector de perforación: Secuencia de selección de los datos a convolucionar.

Tasa de codificación: Número fraccionario que indica el nivel de redundancia de información en la trama.

Variables de salida:

Trama codificada: Arreglo de bits codificados.

Funciones:

Codificar con convolución. Aplicación de un desplazamiento a los bits para combinarlos siguiendo un vector de perforación.

2.3.2.4 Intercalador interno

Permite alternar tanto los bits como los símbolos de cada trama. Para ello dos funciones que dependen de la modulación empleada y que aplican registros de desplazamiento que se seleccionan mediante un número determinado de ramas.

Variables externas:

Trama codificada con Viterbi: Arreglo de bits que contiene la trama de datos codificada.

Variables de salida:

Flujo de bits intercalado.

Funciones:

Intercalar a nivel de bits: Sólo se realiza por bloques y actúa sobre los datos útiles. El tamaño de estos bloques es de 126 bits para todos los intercaladores, aunque la secuencia de intercalado es diferente de unos a otros. Este proceso se repite un número exacto de veces por cada símbolo OFDM tanto si se utiliza 2K u 8K como estándar. [28]

Intercalar a nivel de símbolos: Distribuye los datos entre las 1512 portadoras que usa OFDM en su modo 2K o las 6048 portadoras del modo 8K. En el modo 2K las palabras se agrupan en 12 conjuntos de 126 palabras, lo que hace que $12 \times 126 = 1512$ portadoras y en el modo 8K, 48 conjuntos de 126 palabras, lo que hace que $48 \times 126 = 6048$ portadoras. [28]

2.3.3 Modulador

Es la clase encargada de la formación de los símbolos OFDM. Está formada por las clases Mapeo OFDM, IFFT y Adición del Prefijo Cíclico, las cuales se muestran en la figura 2.5.

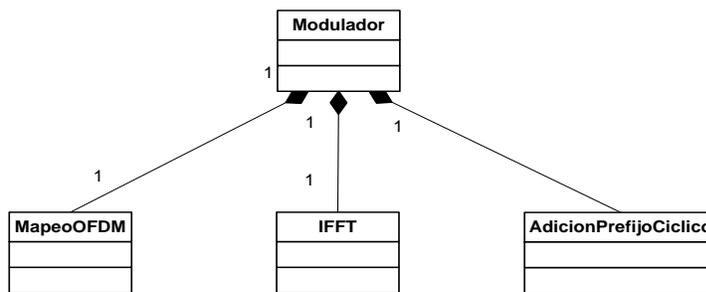


Figura 2.5 Clase Modulador

2.3.3.1 Mapeo de modulación

Corresponde a la modulación de cada una de las portadoras de acuerdo al esquema de modulación definido. Genera un número complejo por cada símbolo, que representa un vector de la portadora en magnitud y fase en el dominio de la frecuencia.

Variables externas:

Trama de símbolos: Arreglo de bits agrupados para ser modulados.

Variables de salida:

Símbolo OFDM: Arreglo de números complejos, cada uno de los cuales representa el faser de un tono, es decir, la modulación de subportadora, en el dominio de la frecuencia.

Funciones:

Modular en amplitud y fase: Separación de la trama en dos bloques. A cada bloque se le asigna un paquete de portadoras. De acuerdo a una tabla denominada constelación de señal, se asigna a un grupo de bits una portadora con una determinada amplitud y fase. Con modulación QPSK se asignan dos bits por portadora, con 16-QAM cuatro bits y con 64-QAM se asignan 6 bits.

2.3.3.2 Transformación al dominio del tiempo IFFT

La Transformada Inversa Rápida de Fourier IFFT es la encargada de llevar los datos que están expresados en el dominio de la frecuencia al dominio del tiempo. Para ello convierte cada número complejo en un tono con una determinada magnitud y fase que representa un punto en la constelación.

Variables externas:

Espectro: Arreglo de números complejos que determinan la amplitud y la fase de cada uno de los tonos en los que se descompone la señal a transmitir en banda base.

Variables internas:

Búfer: Vector de almacenamiento de un tamaño predefinido (potencia de 2), donde se almacena el espectro de entrada y se completa con ceros para corresponder al algoritmo.

Variables de salida:

Muestras: Arreglo de números reales que describen la forma de onda de la señal en el dominio del tiempo.

Funciones:

Transformar al dominio del tiempo: Aplicación del algoritmo de Transformada Rápida Inversa de Fourier al espectro de entrada.

2.3.3.3 Inserción del intervalo de guarda

Es el módulo encargado de controlar el paso de un símbolo a otro mediante un retardo en el tiempo tal que no se genere interferencia entre símbolos. El intervalo de guarda permite la correcta interpretación de los datos cuando se hace muestreo del canal en el receptor,

porque considera el retardo entre las portadoras cuando estas no llegan por la misma trayectoria.

Variables externas

Muestras. Arreglo de número reales que describen la señal en el dominio del tiempo.

Variables de salida:

Muestras: Arreglo de números reales que describen la señal con adición de muestras para desplazamiento temporal.

Funciones:

Adición del intervalo de guarda: Se añade un 'tiempo de guarda' a la duración 'del símbolo. Con esto se espacia cada símbolo entre si y se consigue eliminar la interferencia entre símbolos. El intervalo de guarda es una continuación cíclica del la parte útil del símbolo, el cual se inserta delante de él. Si la señal se recibe por dos caminos distintos con un retardo entre ellos, siempre que este retardo no supere al intervalo de guarda, coincidirá en las dos señales recibidas la información contenida dentro del tiempo del símbolo. [28]

2.4 COMPONENTES DEL CANAL DE TRANSMISIÓN

Como se observa en la figura 2.6 el canal de transmisión está formado por una componente que agrega ruido mediante un generador estocástico.

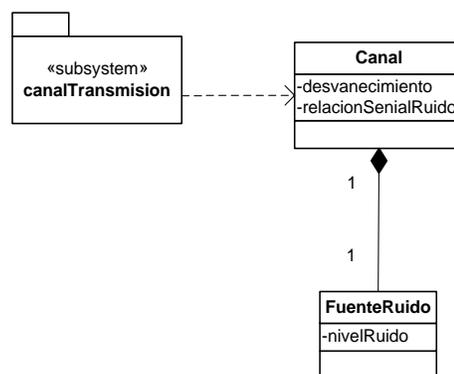


Figura 2.6 Clase Canal

Variables externas:

Señal de banda base: Arreglo de muestras que salen del transmisor en el dominio del tiempo.

Variables internas:

Relación portadora a ruido Gaussiano: Número real que determina la porción de la energía de la señal que será agregada como ruido.

Potencia de la señal de entrada: Número real que determina el nivel de potencia de la señal de entrada.

Variables de salida:

Señal de banda base distorsionada: Arreglo de muestras sumadas con el en un proceso estocástico.

Funciones:

Agregar ruido Gaussiano: Sumarle a las muestras de la señal propagada un conjunto de valores generados con una densidad de probabilidad Gaussiana, lo que se conoce como ruido blanco.

2.4.1 Fuente de Ruido

Clase que aporta componentes aleatorias a la señal que se propaga por el canal. Se basa en una semilla generadora y una función de densidad de probabilidad normal.

Variables Internas:

Nivel de ruido: Valor de potencia de ruido simulado.

Variables de salida:

Ruido: Arreglo de números reales aleatorio que se suma a la señal que se propaga por el canal.

2.5 COMPONENTES DEL RECEPTOR

El receptor no está definido por el estándar ETSI. Esto deja la libertad a los fabricantes para que propongan y fabriquen sus propios modelos de receptor, acorde a la señal recibida y a las exigencias del entorno. Como se observa en la figura 2.7, para esta simulación se propone un modelo de receptor con componentes duales al transmisor, en una configuración en cascada donde se extraigan uno a uno los tipos de trama

propuestos por el estándar desde la señal en el dominio del tiempo hasta la trama de datos MPEG-2.



Figura 2.7 Diagrama de bloques del receptor

2.5.1 Demodulador

Es la clase que recibe la señal desde el transmisor y la convierte en datos que luego serán interpretados. Como se muestra en la figura 2.8, Esta clase está compuesta por un Sincronizador de Símbolos OFDM, una clase de FFT y un Mapeo Regresivo COFDM.

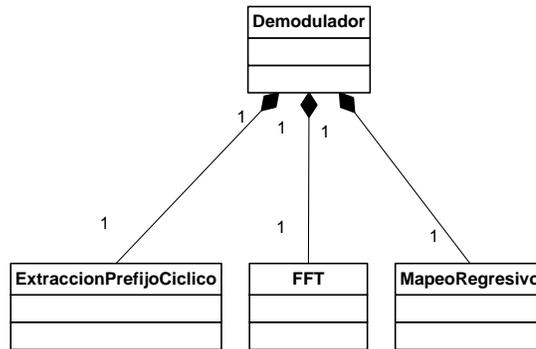


Figura 2.1 Clase Demodulador

2.5.1.1 Extracción del prefijo cíclico

Clase en la que se ignora el intervalo de guarda entre símbolos OFDM. Los receptores ignoran la señal recibida durante el tiempo de guarda de la señal principal, con lo que no habrá interferencia intersimbólica.

Variables externas:

Señal de banda base: Arreglo de números reales que representan las muestras que describen la forma de onda de la señal distorsionada.

Variables de salida:

Señal sincronizada: Arreglo de muestras acotadas en el tiempo tras eliminar el intervalo de guarda.

Funciones:

Remover el intervalo de guarda: Eliminar parte de las muestras de la señal y conservar solo aquellas que se suponen corresponden a la señal que tiene menos afectación de la multitrayectoria.

2.5.1.2 Transformación al dominio de la frecuencia.

Es la clase encargada de hallar el espectro de la señal transmitida, en banda base. Para esto, se aplica la transformada rápida de Fourier FFT que descompone la señal en un conjunto de tonos o funciones seno y coseno simples para interpretarlas como las subportadoras de los símbolos OFDM.

Variables externas:

Muestras: Arreglo de reales que representan la forma de onda de la señal en el dominio del tiempo.

Variables internas:

Búfer: Arreglo temporal que almacena las muestras y justifica el número de ellas a una potencia de dos para aplicar el algoritmo FFT.

Variables de salida:

Espectro: Arreglo de números complejos que corresponden a cada una de las frecuencias detectadas como componentes de la señal recibida.

Funciones:

Transformar al dominio de la frecuencia: Calcular la densidad espectral del conjunto de muestras que están en el dominio del tiempo, para representar la señal en el dominio de la frecuencia, en amplitud y fase, empleando Transformada Rápida de Fourier.

2.5.1.3 Mapeo regresivo OFDM

Consiste en la demodulación de cada subportadora en amplitud y fase de acuerdo con la constelación para la extracción de los conjuntos de bits del símbolo OFDM.

Variables externas:

Subportadoras: Arreglo de números complejos que representan cada uno, la magnitud y fase de cada subportadora.

Variables de salida:

Símbolos OFDM: Flujo de bits intercalado.

Funciones:

Demodular subportadoras: Convertir el arreglo de números complejos que representan las subportadoras en un arreglo de bits de la información que estas contienen, siguiendo el diagrama de la constelación.

2.5.2 Decodificador

Es la clase que convierte el símbolo OFDM en el flujo final que será interpretado en capas posteriores y que para interés de la simulación, entregará un conjunto de datos deteriorados a su paso por el canal. En la figura 2.9, se muestra la estructura en bloques de esta clase.

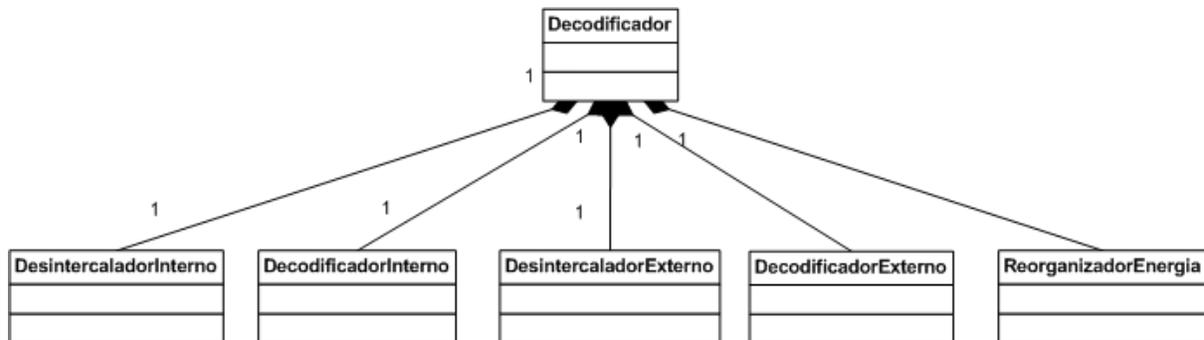


Figura 2.2 Clase Decodificador

2.5.2.1 Desintercalación Interna

Es la reorganización de los símbolos y los bits de trama de datos para dispersar el error que haya sido introducido en un segmento de la trama.

Variables externas:

Símbolos OFDM: Flujo de bits intercalado a nivel de símbolo y a nivel de bits.

Variables de salida:

Flujo de bits reorganizado.

Funciones:

Reorganizar a nivel de símbolos: En el intercalador interno las unidades de trabajo son grupos de bits que conforman los símbolos. Este bloque deshace la intercalación realizada en el transmisor, es decir, reordena los símbolos distribuidos.

Reorganizar a nivel de bits: Reordenamiento de los bits intercalados para dispersar posibles errores introducidos por el canal.

2.5.2.2 Decodificación Interna

Esta clase aplica la decodificación convolucional de Viterbi utilizando el mismo vector de perforación del transmisor para corregir los errores producidos por el desvanecimiento de la señal en el canal.

Variables de entrada:

Trama con errores: Arreglo de bits con errores dispersos.

Variables de salida:

Trama corregida: Arreglo de bits convolucionado.

Variables internas:

Vector de perforación: Secuencia de selección de los datos a convolucionar.

Tasa de codificación: Número fraccionario que indica el nivel de redundancia de información en la trama.

Funciones:

Decodificar con convolución de Viterbi. Dividir la trama en dos para convolucionarla siguiendo un vector de perforación. Para ello, utiliza un vector de detección dura, (hard decision) para compensar el error. [29]

2.5.2.3 Desintercalación externa

Es un proceso por el cual se reorganizan todos los bytes de la trama de datos antes de aplicar el código corrector de errores. En esta etapa se utiliza de forma dual al transmisor, un registro de desplazamiento y un conmutador para correr la trama a través de 12 ramas.

Variables de entrada:

Trama intercalada: Arreglo de bytes con posiciones intercaladas.

Variables internas:

Paso de desplazamiento: Número entero que determina cuantas posiciones va a ser desplazado cada byte en la trama.

Variables de salida:

Trama desintercalada: Trama con dispersión del error sobre la trama para aplicar un código Reed-Solomon.

Funciones:

Desintercalación a nivel de bytes: Aplicación de un algoritmo por el cual cada byte es enviado por una rama o registro de desplazamiento y se traslada una posición determinada por el paso de desplazamiento de tal manera que llega a la misma posición en la que originalmente fue emitido. La única característica que diferencia el intercalador en transmisión del desintercalador en recepción es que los registros crecen de forma contraria, lo cual tiene como objetivo compensar los retardos introducidos en transmisión, de forma que todos los bytes sufran el mismo retardo. [20]

2.5.2.4 Decodificación externa

Es un sistema de corrección de errores donde se revisan varios campos de sumatorias de comprobación (checksum) y valores de paridad para identificar donde se encuentran los errores en la trama y corregirlos.

Variables de entrada:

Trama desintercalada: Arreglo de 204 bytes con información con errores dispersos.

Variables de salida:

Trama decodificada. Arreglo de 188 bytes sin errores.

Funciones:

Corregir errores con Reed-Solomon: Proceso donde se divide la trama con el polinomio generador: Todas las palabras de código válidas son divisibles exactamente por el polinomio generador.

2.5.3 Medida de errores

Con esta clase se confrontan las tramas MPEG-2 generadas por el Generador Fuente con la obtenida a la salida del receptor.

Variables de entrada:

Flujo de transporte original: Trama MPEG-2 generada por el Generador Fuente. Tiene un tamaño de 188 bytes.

Flujo de transporte recibido: Trama demodulada y decodificada por el receptor. Tiene un tamaño de 188 bytes.

Variables internas:

Número de errores: Entero que registra el número de bits que son diferentes entre los dos flujos de transporte medidos.

Variables de salida:

BER: Razón entre el número de bits transmitidos y el número de errores medidos.

Funciones:

Comparar los flujos de transporte: Verificación bit a bit de las diferencias entre el flujo de transporte original y el flujo recibido para contar el número de errores que se propagaron por el sistema.

2.6 FORMULACIÓN DE UN MODELO DE SIMULACIÓN

El modelo propuesto es una combinación de objetos instanciados a partir de las clases anteriormente descritas siguiendo un flujo de datos secuencial, donde a partir de una trama MPEG-2 se realiza el proceso de transmisión en banda base.

A continuación, en la figura 2.10, se presenta un modelo en bloques del sistema simulador donde cada bloque representa un componente funcional que a su vez está descrito dentro de alguna de las clases identificadas anteriormente. Este modelo se ajusta al estándar ETSI para DVB-T, introduciendo elementos que se desarrollarán específicamente en el entorno de simulación. A la vez se complementa con una propuesta para el receptor, donde se realiza de forma inversa cada acción del transmisor.

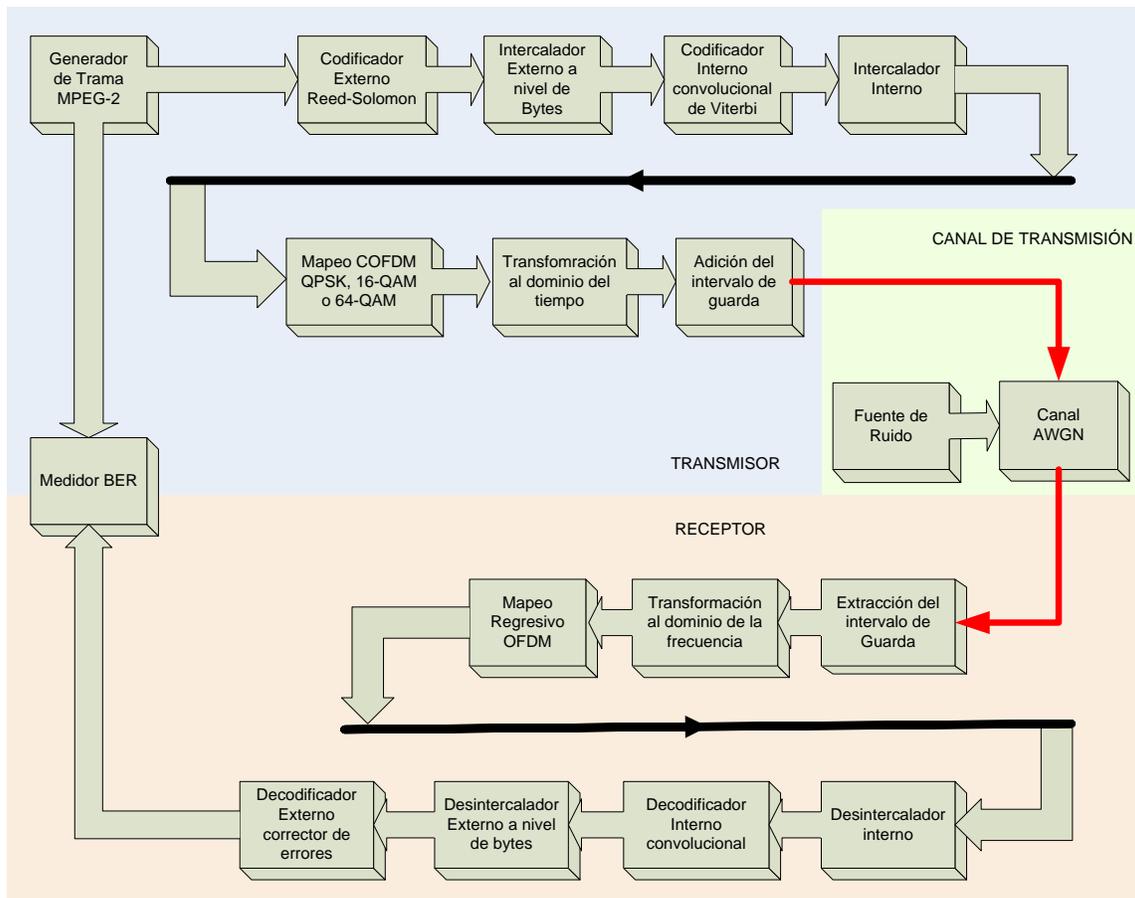


Figura 2.3 Diagrama de bloques del simulador

Como se aprecia en las figuras 2.11a y 2.11b que exponen el flujo de datos, hay un modelo secuencial estructural. Sin embargo, este se puede llevar a cabo dentro de la jerarquía de clases con solo instanciar e invocar las funciones de cada clase siguiendo la secuencia allí propuesta.

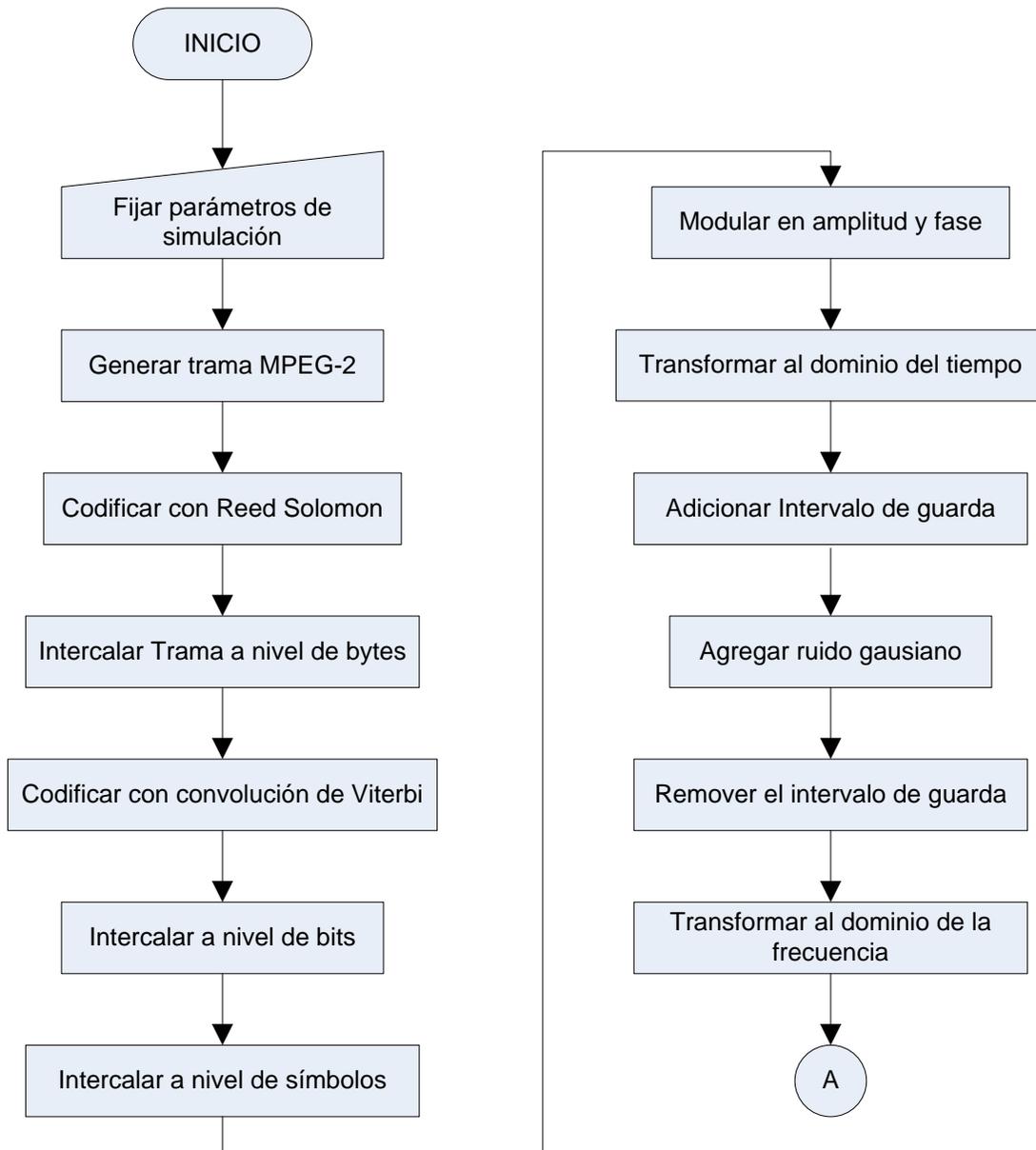


Figura 2.4a Flujo de datos del simulador

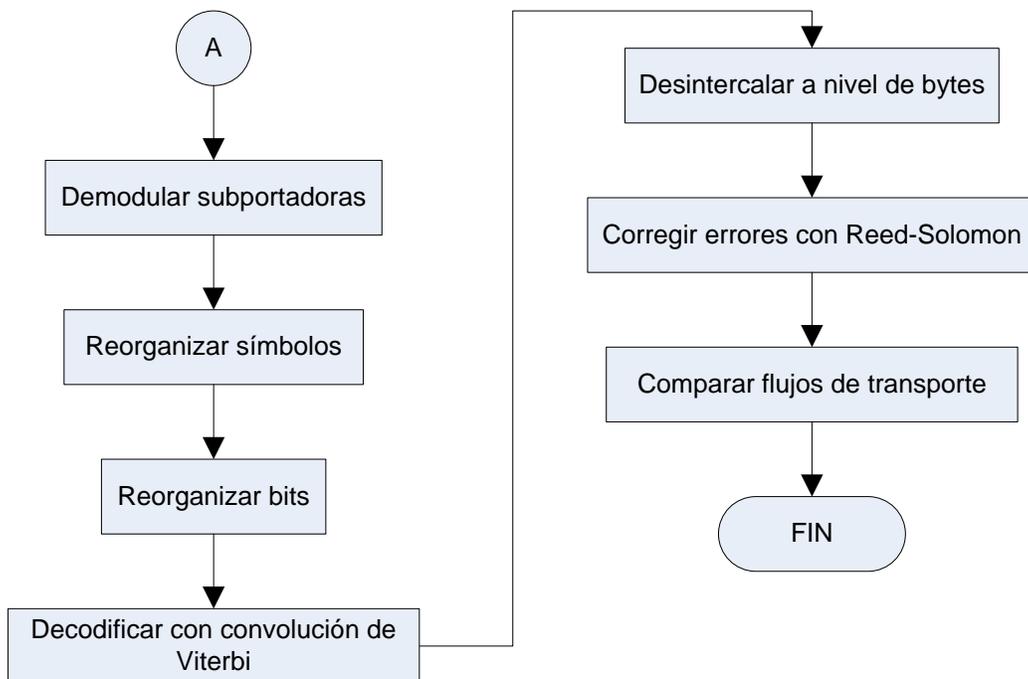


Figura 2.11b Flujo de datos del simulador

2.7 ENTORNO DE SIMULACIÓN

2.7.1 Java y lenguajes de programación orientada a objetos.

Los lenguajes de programación orientada a objetos son herramientas muy flexibles y escalables para la generación de sistemas de simulación. Contienen estructuras básicas, manejo de tipos diversos de datos, colecciones y arreglos e invocación de funciones entre los diversos objetos para generar procesos complejos orientados al multiusuario y la multitarea. La característica más sobresaliente es la definición de clases, tal como lo sugiere la metodología seguida en este proyecto y a partir de ella la instanciación de clases. El lenguaje más popular en este aspecto es Java.

Java es un lenguaje de código abierto desarrollado por Sun Microsystems, provisto de una librería base denominada API (Application Programming Interface) muy robusta, fuertemente tipificada, con control de excepciones y con orientación a la recursividad. El lenguaje en sí mismo toma mucha de su sintaxis de C y C++, pero tiene un modelo de objetos más simple y elimina herramientas de bajo nivel, que suelen inducir a muchos errores, como la manipulación directa de punteros o memoria. [30]

Los programas desarrollados en Java presentan diversas ventajas frente a los desarrollados en otros lenguajes como C/C++, por ejemplo, la ejecución como applet o servlet, la distribución libre de código fuente y herramientas y la reutilización de clases. Sin embargo, al no tener una orientación particular, carece de herramientas especializadas para el análisis y diseño de sistemas de telecomunicaciones

2.7.2 LabVIEW de National Instruments

LabVIEW es un entorno de desarrollo integrado IDE (Integrated Development Environment) para generación de sistemas de control supervisorio y adquisición de datos SCADA (Supervisory Control and Data Acquisition) creado por National Instruments [31]. Se basa en una nueva metodología de programación por componentes, los Instrumentos Virtuales VI (virtual Instruments), los cuales son interconectados entre sí mediante una metodología de programación llamada programación G o Gráfica.

Los ingenieros de pruebas utilizan LabVIEW, para crear sistemas de de alto rendimiento capaces de realizar procesamiento paralelo, medidas paralelas y hasta pruebas paralelas en la planta de producción.

También posee herramientas para la configuración de los entornos de adquisición de datos y la programación de las tareas de medida. Una ventaja del desarrollo bajo el entorno LabVIEW es la capacidad para combinar programación gráfica y textual lo que permite reducir tiempo de diseño al combinar tareas, tradicionalmente separadas.

Actualmente, LabVIEW se posiciona como uno de los principales entornos comerciales de desarrollo de simulaciones de sistemas industriales, de procesamiento de señales e imágenes y de comunicaciones digitales. Los entornos de simulación de comunicaciones incluyen equipos, señales, interfaces, pasarelas y canales de comunicación cableados e inalámbricos.

2.7.3 Matlab de Mathworks Inc.

Matlab es un entorno de desarrollo de aplicaciones basadas en Matrices y cálculo numérico con una gran capacidad de visualización de datos [32]. Matlab es un sistema interactivo sobre una plataforma Java, cuyo elemento básico es un arreglo que no requiere dimensionamiento. Permite resolver múltiples problemas de computación técnica,

especialmente aquellos con formulación de matrices y vectores en una fracción de tiempo de lo que tomaría escribir un programa en un lenguaje no interactivo estructurado tal como C. Para ciertas operaciones es muy rápido, cuando puede ejecutar sus funciones en código nativo con los tamaños más adecuados para aprovechar sus capacidades de vectorización. En otras aplicaciones resulta bastante más lento que el código equivalente en C/C++ o Fortran.

MATLAB dispone de un código básico y de varias librerías. El código se escribe en un lenguaje propio que admite tanto sentencias estructuradas como programación orientada a objetos. El lenguaje se puede ejecutar tanto desde archivos script de extensión (.m) como desde la consola de comandos. MATLAB admite programación levemente tipificada, es decir, no es necesario definir el tipo de la variable a utilizar o hacer *casting* para paso de variables, en parte porque todas las variables se interpretan como un único tipo de datos, la matriz o arreglo.

En telecomunicaciones se pueden realizar diagramas espectrales, de ojo, medidores de intensidad, amplitud y atenuación, de constelación, entre otros, sobre planos de dos y tres dimensiones. Además, el usuario tiene la oportunidad de extraer información simplificada e interpretada directamente de la gráfica.

Uno de los principales complementos es Simulink el cual es una herramienta de modelado basado en componentes o bloques funcionales, el cual contiene un amplio conjunto de librerías para generar prototipos de múltiples sistemas en diversos campos como el médico, biológico, estadístico, de telecomunicaciones, control y automatización industrial. Simulink provee una interfaz gráfica de usuario para la construcción de modelos.

Los modelos de Simulink se pueden ejecutar y configurar desde los archivos de scripts o utilizar directamente cuando se dispone del repertorio de variables requerido previamente definido. Sin embargo, Matlab es un entorno de desarrollo basado en lenguaje interpretado, de un costo computacional muy alto y poco eficiente en el aprovechamiento del recurso hardware por lo que solo se lo prefiere para simulaciones. Dadas estas condiciones y el modelo de simulación planteado en este documento se concluye que Matlab y Simulink son las herramientas más adecuadas para la implementación del sistema.

En conclusión, se escogió Matlab y Simulink porque presenta un nivel de desarrollo alto y las herramientas más adecuadas para la simulación de sistemas de telecomunicaciones digitales, es un entorno amigable que permite la generación de interfaces de usuario y la simulación y métricas requeridas por el modelo. También se escogió porque este software ha sido ampliamente difundido en ambientes educativos, donde se realizan trabajos similares al expuesto en este documento.

3 ANALISIS E INTERPRETACION DE RESULTADOS OBTENIDOS

Basado en los lineamientos de los capítulos anteriores se ha construido un modelo de simulación haciendo uso del programa Matlab y su aplicación Simulink con la finalidad de hacer un análisis cualitativo y cuantitativo del estándar ETSI 300-744. Con este modelo se evalúa el desempeño de los sistemas COFDM aplicados a la generación de la señal en banda base a nivel físico, con enfoque particular en los módulos de codificación y decodificación respectiva. Se realizaron diversas simulaciones variando uno a uno los parámetros definidos por el estándar para identificar las combinaciones que pueden llegar a entregar un desempeño apropiado ante un determinado canal con ruido. En este capítulo se hará énfasis en un modelo con los siguientes parámetros: ancho de banda de 6 MHz, modo de transmisión 8K (6048 portadoras), relación de codificación interna de 2/3, modulación 64-QAM e intervalo de guarda de 1/8, dado que esta combinación de parámetros establece características generales aplicables a la mayoría de sistemas de difusión de televisión digital terrestre. Sobre este modelo base se experimentó cambiando cada uno de los parámetros dentro del rango definido por el estándar ETSI y dejando constantes los demás.

Por último, en la simulación se ha introducido un módulo de medición de la BER que captura tramas en tres puntos específicos: a la salida del demodulador de datos en el receptor se comparan con aquellos que entran al modulador en el transmisor, de la misma manera entre el decodificador de Viterbi en el receptor y el codificador convolucional en el transmisor y entre el codificador Reed Solomon y el codificador por bloques. Esta metodología de observación deriva de la dualidad que existe entre el transmisor y el receptor implementados. Los datos pasan a través de promedidores estadísticos para obtener datos generalizados a partir de múltiples repeticiones. Los datos obtenidos se muestran en los apartados siguientes, considerando la BER en función de la relación Señal a Ruido SNR y su correspondiente relación entre energía de bit y densidad de ruido E_b/N_0 .

Como criterio de desempeño se ha escogido la definición que el estándar ETSI da a un sistema casi sin error QEF (Quasi Error Free), como un sistema que presenta una $BER = 10^{-11}$ medida a la salida del decodificador Reed-Solomon. En condiciones normales, esta se produce cuando en el decodificador de Viterbi se alcanza una BER no superior a 2×10^{-11} .

4. Por último se hace un análisis generalizado donde se expone diferentes condiciones de trabajo, dadas por una combinación de parámetros que pueden producir una tasa de transmisión determinada.

3.1 INCIDENCIA DE LA MODULACION

El cambio de produce una diferente tasa de transmisión porque cada portadora es modulada por una cantidad diferente de bits. A su vez, el cambio en la portadora modifica el diagrama de constelaciones que se produce al modular la portadora y se amplían o se reducen las distancias entre los puntos conforme se transmiten menos o más datos. Debido a esto la modulación 64-QAM es la que mejor desempeño tiene con respecto al ancho de banda, pero la más sensible al ruido, mientras que la modulación QPSK es la de menor tasa de transmisión, pero la más robusta al ruido. Las implicaciones de esto se pueden apreciar en las figuras 3.1 y 3.2.

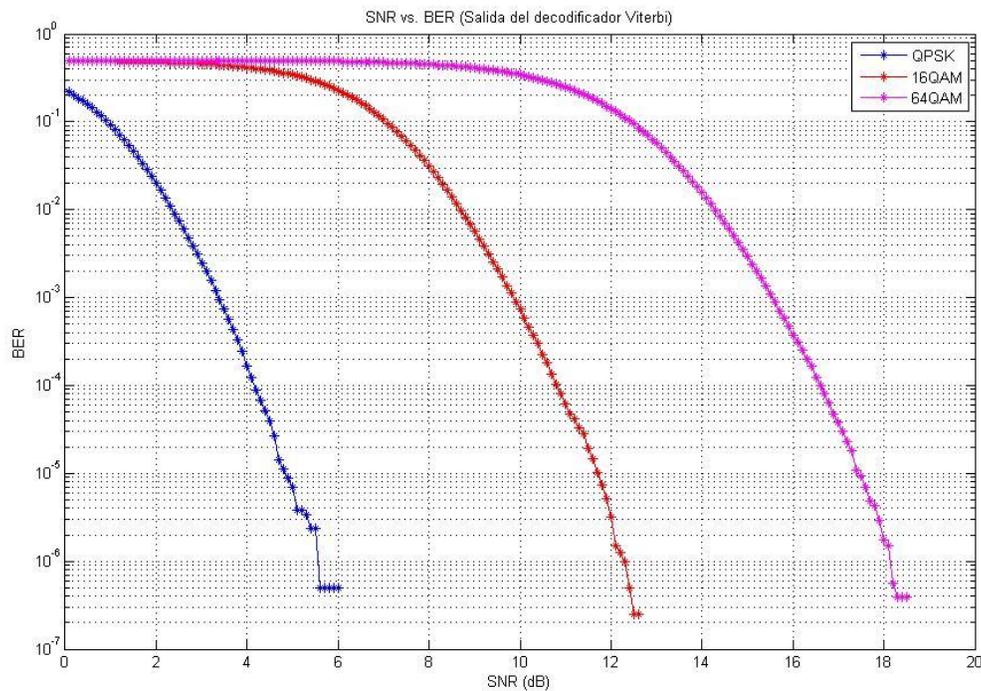


Figura 3.1 Comparación de BER en el decodificador de Viterbi para las modulaciones QPSK, 16-QAM y 64-QAM

En la figura 3.1 se observa la comparación de las modulaciones QPSK, 16-QAM y 64-QAM cuando se varía la energía de transmisión frente a un ruido determinado, con un

modo de transmisión 8K, ancho de banda de 6 MHz, tasa de codificación 2/3 y el intervalo de guarda 1/8. Cada una de las gráficas muestra una tendencia decreciente cuando se incrementa la relación señal a ruido. Aquí se aprecia mayor inmunidad al ruido de la modulación QPSK, luego 16-QAM y menor inmunidad de 64-QAM debido al espaciamiento entre los símbolos para cada constelación. Esto implica una reducción de los requerimientos de potencia en el transmisor de alrededor de 7 dB para la modulación QPSK con respecto a 16-QAM y de 6 dB entre 16-QAM y 64-QAM. Además se observa que para bajas potencias (SNR < 4 dB) las modulaciones QAM presentan un comportamiento similar con una tasa excesiva de errores y solo a partir de este punto comienzan a funcionar efectivamente, mientras que QPSK si tolera mejor el ruido para estas bajas potencias.

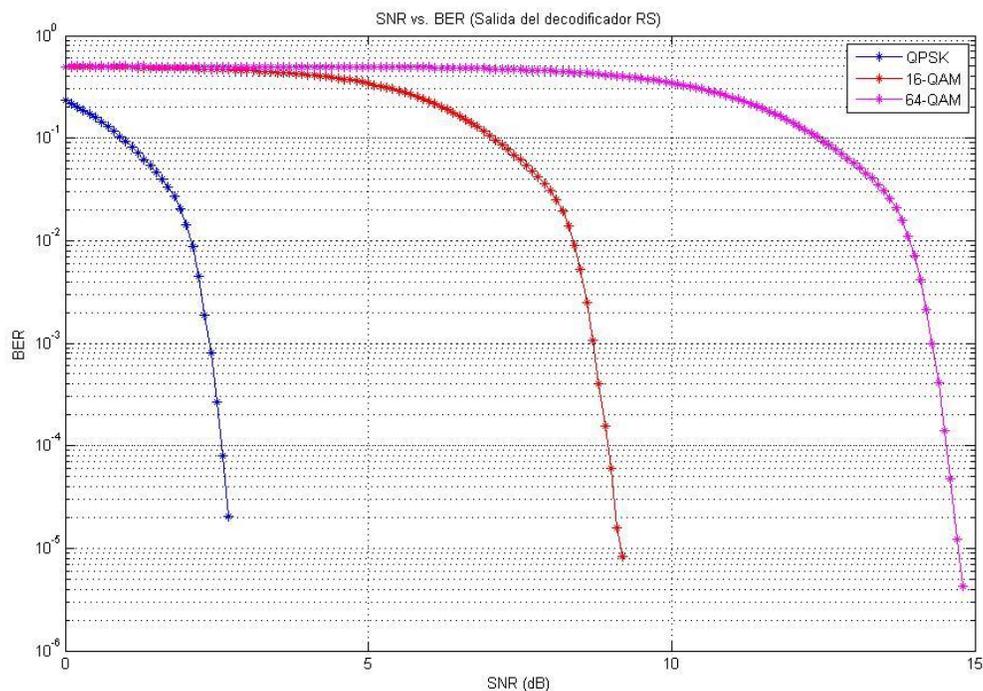


Figura 3.2 BER para las modulaciones QPSK, 16-QAM y 64-QAM a la salida del decodificador Reed-Solomon

La figura 3.2 muestra la medida de BER realizada después del decodificador Reed-Solomon, para las distintas modulaciones, usando las mismas condiciones del caso anterior. Nuevamente se aprecia que la modulación QPSK es más eficiente en potencia porque puede alcanzar la misma BER con 6 dB menos de potencia que la modulación 16-

QAM y esta a su vez se diferencia en 6 dB de la modulación 64-QAM, esta vez alcanzando BER adecuadas con menor relación señal a ruido que en el decodificador de Viterbi. También se puede apreciar una tendencia decreciente constante en cada curva con una mayor pendiente que en la figura 3.1, que si bien solo es evidente hasta una $BER = 2 \times 10^{-4}$ porque a partir de este punto el comportamiento es incierto debido a limitaciones del simulador, si permite inferir por extrapolación que un pequeño incremento en la SNR podría ocasionar una reducción sustancial de la BER. Sin embargo, según el estándar ETSI 300-744 solo se requiere una $BER = 2 \times 10^{-4}$ en el decodificador de Viterbi para alcanzar un desempeño casi libre de error o QEF. La figura 3.2, en concordancia con lo dicho anteriormente, muestra una tendencia a reducir la BER cuando se aumenta SNR, hasta obtener una $BER = 10^{-11}$ definido por el estándar ETSI.

En general, la curva de QPSK muestra que tiene la mayor eficiencia en cuanto al desempeño frente al ruido. Sin embargo, QPSK apenas tiene la mitad de capacidad que 16-QAM y la tercera que 64-QAM. Esta situación lleva a la conclusión, que cuando prima la necesidad de un alto ancho de banda se puede utilizar la modulación 64-QAM, siempre y cuando se pueda elevar la potencia de transmisión, la zona de cobertura sea de poco alcance o el ambiente no sea muy ruidoso. En el caso contrario, cuando se requiera difundir en una zona amplia, donde las condiciones de ruido acumulado en el trayecto son considerables y la potencia de transmisión no compensa, es mejor utilizar la modulación QPSK. La modulación 16-QAM es el caso intermedio para atender medianos requerimientos de ancho de banda en ambientes no muy ruidosos o de amplia zona de difusión como se puede observar en la figura 3.2.

3.2 INCIDENCIA DEL MODO DE TRANSMISION

El modo de transmisión afecta la forma de agrupar las portadoras que se emiten en paralelo y el tiempo durante el cual estas se emiten. Por consiguiente, la cantidad de bits transmitidos durante un instante dado también se afecta. Al aumentar el número de portadoras es necesario aumentar proporcionalmente la duración del símbolo OFDM y este a su vez incrementa la duración del intervalo de guarda, para mantener la tasa de transmisión. En el modo 8K existen se utilizan 4 veces más portadoras que en el modo 2K, pero se cuadruplica la duración del símbolo con respecto al del modo 2K. esta modificación del sistema permite atacar de manera distinta los problemas de degradación de la señal en el tiempo porque permite maniobrar con intervalos más grandes para el

muestreo, pero a la vez implica mayor precisión en el receptor a la hora de detectar las portadoras.

De manera similar al caso anterior, para cada modo se han tomado medidas del número de errores al someter la señal emitida a una SNR que varía desde un mínimo hasta un máximo que garantice un óptimo desempeño, como se observa en las figuras 3.3 y 3.4.

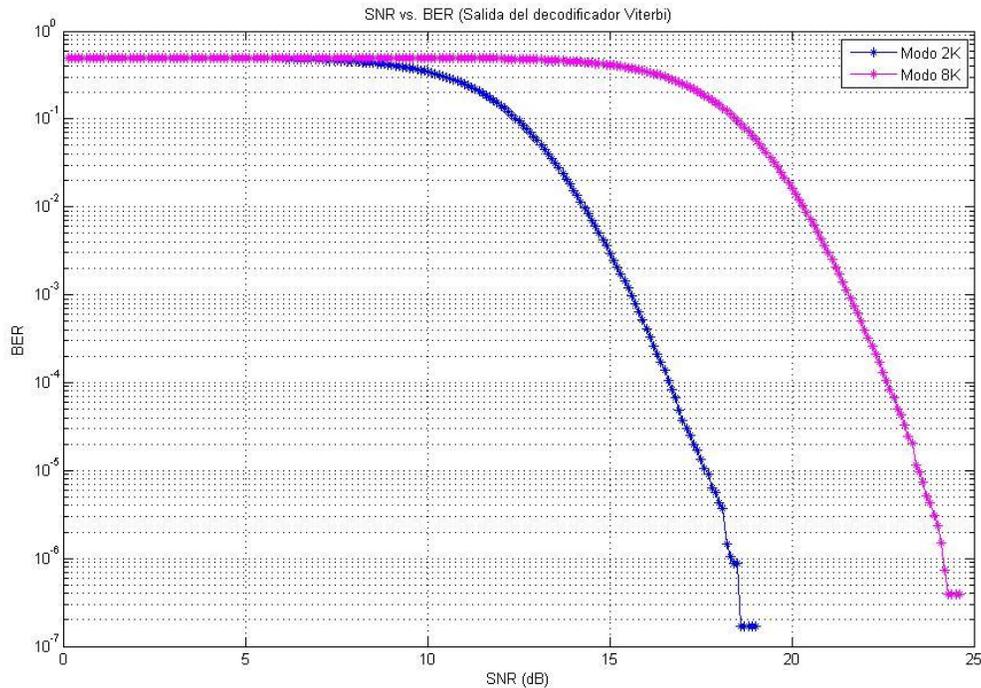


Figura 3.3 BER para los modos 2K y 8K a la salida del decodificador de Viterbi

La figura 3.3 se obtuvo al simular una transmisión con un ancho de banda de 6 MHz, tasa de codificación de 2/3, modulación 64-QAM y un intervalo de guarda de 1/8. La medida se realizó a la salida del decodificador de Viterbi y se aprecia que el modo 2K tiene un requerimiento de SNR menor que el modo 8K para alcanzar una BER determinada. Este razonamiento permite deducir que es posible transmitir con menor energía en el modo 2K, pero requiere que la duración del símbolo OFDM sea 4 veces menor para cumplir con una tasa de transmisión específica, con respecto al modo 8K. Por lo tanto, el intervalo de guarda va a ser menor modificando la susceptibilidad del sistema al multitrayecto, como se explica en el capítulo 1.

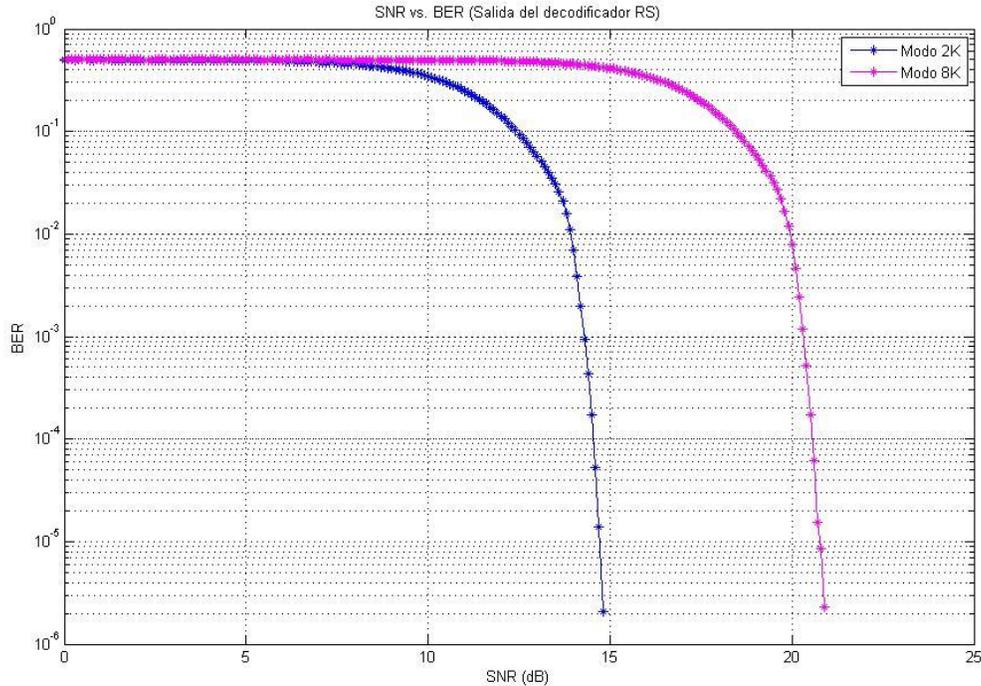


Figura 3.4 BER para los modos 2K y 8K a la salida del decodificador Reed-Solomon

En figura 3.4, se observa el resultado de la simulación de los modos 2K y 8K a la salida del decodificador Reed-Solomon donde se aprecia que se mantiene el comportamiento del sistema, salvo el hecho de la reducción de la SNR necesaria para alcanzar una BER determinada. Tal observación es factible, ya que se espera que las etapas de decodificación no alteren el comportamiento del sistema, sino que mejoren la recuperación de información frente a una potencia de transmisión y un ruido determinado.

En la figura 3.5, se muestra la relación entre la densidad espectral del modo 2K y el modo 8K con respecto a una densidad de ruido. Debido a que el modo de transmisión define la densidad espectral de la señal que en el caso del 8K aumenta 4 veces con respecto al 2K, porque inserta 4 veces más portadoras en el mismo ancho de banda y por consiguiente se reduce el espacio entre portadoras a la cuarta parte, las curvas tienen una diferencia de 6 dB con respecto al E_b/N_0 , asumiendo este como la relación entre la densidad espectral de la señal de datos y la densidad espectral del ruido. Esta característica se puede analizar más en detalle al comparar los espectros de las señales en los dos modos, como se hace en la figura 3.6.

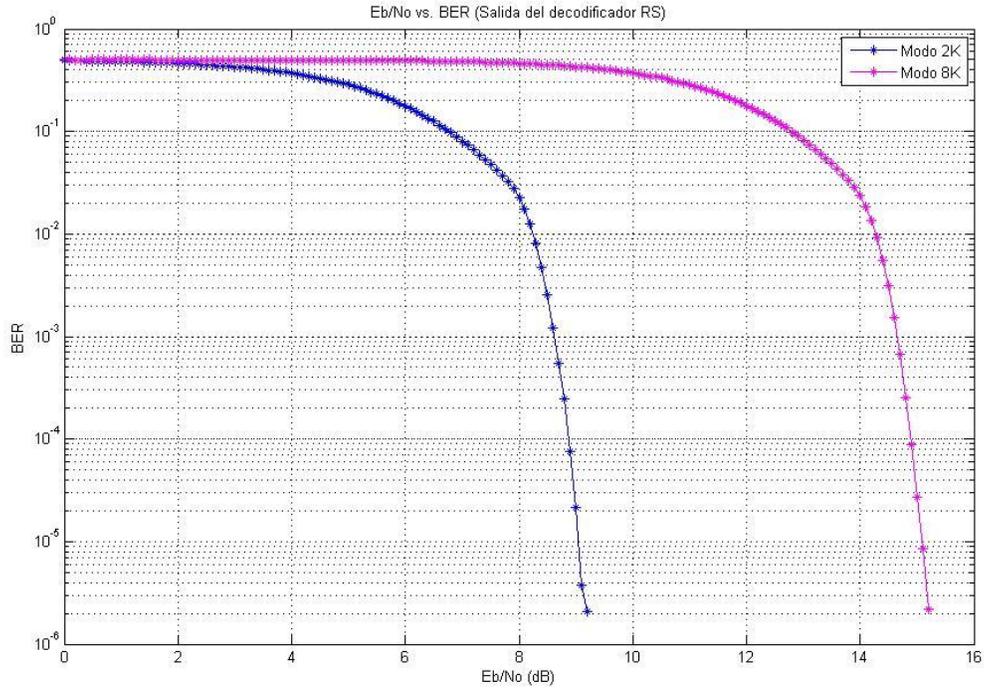


Figura 3.5 Eb/No vs BER para los modos 2Ky 8K a la salida del decodificador Reed-Solomon

En la figura 3.6 se muestra una clara diferencia de la densidad de potencia de la señal COFDM para los dos modos al simular transmisiones en idénticas condiciones, en especial con la misma ganancia en el transmisor sobre un ancho de banda de 6 MHz.

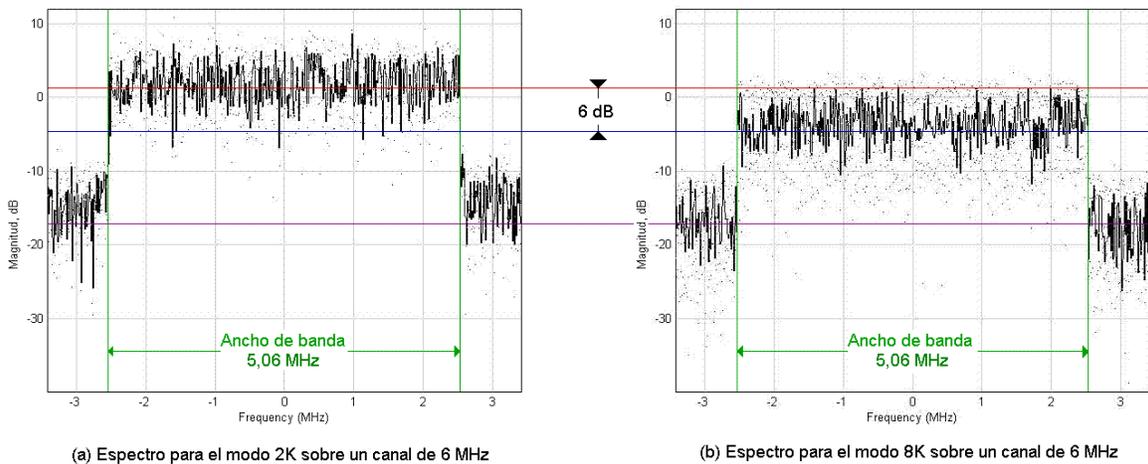


Figura 3.6 Espectros de potencia para los modos 2K (a) y 8K (b) tomados a la entrada del receptor

En la figura 3.6 se aprecia una diferencia de 6 dB entre el espectro de la izquierda (a) cuyo valor promedio se ilustra con la línea roja para el modo 2K y el espectro de la derecha (b) que se ilustra con la línea azul para el modo 8K, con respecto a una señal de referencia ilustrada con la línea violeta que corresponde a un nivel fijo de ruido. Dado que la distancia entre la línea de referencia del ruido y la amplitud de las portadoras del modo 2K es mayor que la amplitud de las portadoras del modo 8K con respecto a la misma referencia de ruido se tiene una potencia total cuatro veces más alta en el modo 8K por ser más densa y por tanto se requiere que la potencia de ruido sea más alta para una SNR determinada. ante una densidad de ruido determinada las portadoras del modo 8K son mas afectadas que las del modo 2K y por tanto se necesita una mayor SNR que compense este efecto, tal y como se aprecia en las figuras 3.4 y 3.5. Además, la inclusión de más o menos portadoras en el símbolo no modifica el ancho de banda base que se mantiene constante a 5,06 MHz, tal como lo especifica teóricamente el estándar ETSI.

3.3 INCIDENCIA DE LAS ETAPAS DE CODIFICACIÓN

COFDM es un estándar mixto entre OFDM sumado a una etapa previa de codificación. La codificación se divide en dos etapas: una externa con orientación a un tratamiento del flujo de datos por bloques, basado en el algoritmo Reed-Solomon y una interna a partir de la convolución y la aplicación del algoritmo de Viterbi. Cada codificación aporta mecanismos para la protección contra errores y complementa a la otra etapa. En general, los sistemas de codificación de COFDM vuelven al sistema menos susceptible al ruido y por lo tanto se requiere menor SNR, como se muestra en las figuras 3.7 y 3.8.

La figura 3.7 muestra la simulación de un sistema de transmisión con modo 8K sobre un ancho de banda de 6MHz, modulación 64-QAM e intervalo de guarda de 1/8. Al código convolucional se le ha aplicado una tasa de codificación para corrección de errores a posteriori (FEC) de 2/3. Con estos parámetros se obtuvo que para bajas potencias no son adecuados los sistemas de codificación los cuales presentan tasas de errores más altas que el demodulador. Se puede observar que solo a partir de una SNR > 13,2 dB, la cual produce una BER = $4,6 \times 10^{-2}$ es adecuado utilizar las etapas de codificación. Por lo tanto, esta SNR debe ser la mínima para que un sistema DVB-T opere sin producir más errores que los que genera el canal.

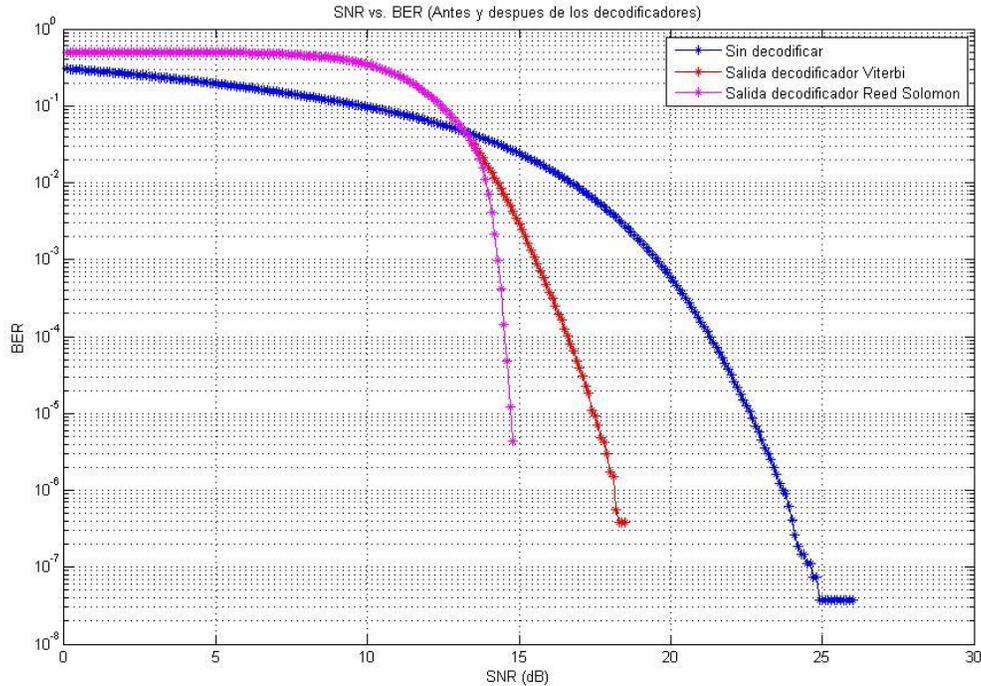


Figura 3.7 BER a la salida del demodulador, el decodificador de Viterbi y el decodificador Reed-Solomon

Lo anterior está más claramente explicado por Rodríguez y Maroto [28] quienes afirman que para un código convolucional dado, si el canal introduce más de un número finito concreto de errores, la decodificación de la palabra código recibida puede ser catastrófica, es decir, que sus errores tienden a infinito. Esto depende de la matriz generadora del código que puede ser un polinomio de efectividad comprobada, como en el caso del estándar ETSI que se está analizando.

En la figura 3.7 también se observa que a partir de una SNR > 13,8 dB, la cual produce una BER = 2×10^{-2} se justifica la utilización de los dos decodificadores produciendo una mejoría notable en el desempeño, porque de lo contrario solo sería necesario el decodificador de Viterbi. Sin embargo, los códigos de bloques son efectivos en la corrección de ráfagas de errores, en especial los códigos de la familia Reed-Solomon. No obstante, es complejo diseñar una decodificación tipo soft-decision con estos códigos. Por este motivo, el codificador Reed-Solomon trabaja con bloques de solo 188 bytes de entrada para producir 204 bytes a su salida.

La figura 3.8 ilustra la misma simulación anterior, pero esta vez analizándola en función de la densidad de potencia. Allí se puede observar el papel que cumple la codificación en el sistema COFDM, porque expone la reducción en los requerimientos de potencia por bit transmitido ante la presencia de un ruido determinado. Se aprecia que para E_b/N_0 superior a 12 dB la codificación de Viterbi puede mejorar el sistema hasta en 6 dB y si a esto se agrega la codificación Reed-Solomon el sistema mejora hasta en 9 dB, con respecto a la señal sin codificación.

Si se comparan las curvas de la codificación convolucional y la codificación por bloques, se aprecia una reducción de la potencia necesaria para alcanzar una determinada BER a la salida del decodificador Reed-Solomon con respecto al decodificador Viterbi. Tal comparación entre las dos curvas permite deducir que hay un aporte considerable de la etapa de decodificación Reed-Solomon en la eliminación de errores, ante una energía de transmisión y presencia de ruido determinados. De otro modo, la inclusión del módulo Reed-Solomon reduce los requerimientos de potencia en el transmisor que se puede interpretar como una ganancia del módulo que se estima en 3 dB.

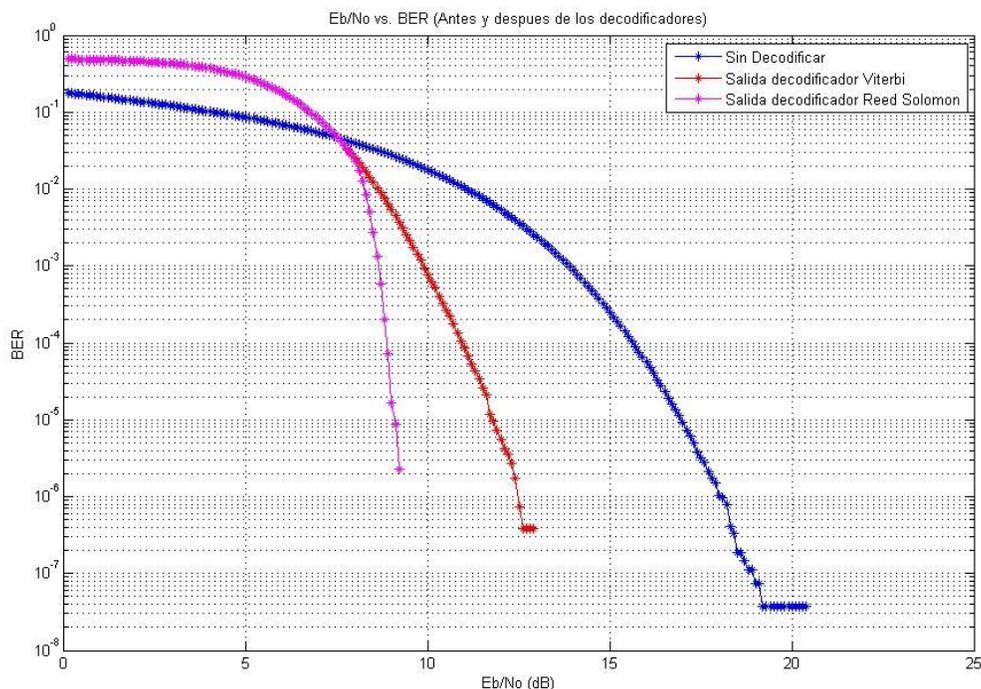


Figura 3.8 E_b/N_0 vs BER a la salida del demodulador, decodificador de Viterbi y decodificador Reed-Solomon

Aunque para E_b/N_0 bajas es mejor no incluir etapas de codificación porque aumentan los errores, sin estas etapas no se alcanzan los requerimientos del estándar a menos que se aumente considerablemente la potencia. Aún así, el aumento de la potencia solo permite llegar hasta una $BER = 3.7 \times 10^{-8}$. Luego, para lograr la $BER = 10^{-11}$, tasa de error requerida para un sistema QEF, se requiere aplicar la codificación y decodificación tanto Viterbi como Reed-Solomon, que además reducen los consumos de potencia y aumentan la fiabilidad del sistema. Trabajar solo con el decodificador de Viterbi requiere un espacio de memoria donde se almacenen una trama de entrada y los resultados parciales de la convolución, por lo tanto para corregir una mayor cantidad de errores se necesita mayor memoria disponible y tiempo para procesarla. En teoría, para tener un sistema casi sin errores se necesita hacer la convolución sobre todas las entradas desde el principio al final de la transmisión en el tiempo, lo que conlleva a tener una memoria infinita que en la práctica es totalmente inviable. [28]

Tras analizar estas condiciones se coincide con los lineamientos del estándar en que se deben combinar varias técnicas para dispersar los posibles errores y atacarlos con diferentes algoritmos de detección y corrección donde se optimice el consumo de memoria y tiempo de procesamiento. Algunos autores han comprobado que la combinación de códigos convolucionales con el algoritmo de Viterbi es más efectiva en la corrección de errores generados por ruido blanco gaussiano. Además, la sincronización es más simple que para un decodificador por bloques. Debido a las prestaciones opuestas de los dos tipos de códigos, usualmente se concatenan para alcanzar un mejor desempeño. Además, se utiliza un bloque intercalador después de cada codificador para reducir la susceptibilidad a ráfagas de errores, de tal manera que los errores producidos en la etapa de codificación convolucional puedan ser corregidos en el decodificador por bloques Reed-Solomon. El inconveniente de las codificaciones de Viterbi y Reed-Solomon es que reduce las tasas efectivas de transmisión por la adición de flujos de redundancia y control de errores en las tramas. En el caso anteriormente analizado el codificador de bloque entrega 204 bytes codificados por cada 188 bytes de entrada y luego el codificador convolucional entrega 3 bits por cada 2 bits de entrada, por lo que la tasa de transmisión efectiva se reduce en un factor de $\frac{188}{204} * \frac{2}{3} = 0.6144$, es decir que opera con el 61,44% de la tasa bruta de transmisión.

En síntesis, las etapas de codificación a la vez que permiten mejorar la recepción de señales de televisión digital terrestre en ambientes ruidosos o alejados de transmisores, cuestan en velocidad de transmisión y por lo tanto en la definición de la imagen. No obstante, como se verá en un apartado siguiente, la relación de codificación interna puede ser ajustada para obtener mejor desempeño frente al ruido o mayor velocidad efectiva de transmisión.

3.4 INCIDENCIA DEL ANCHO DE BANDA

El estándar DVB-T ha sido concebido para que pueda operar en todo el mundo con la capacidad de adaptarse a los sistemas actuales analógicos, para reducir costos de implantación y mitigar el impacto del cambio de tecnología experimentado por el usuario. Como los transmisores de radiofrecuencia actuales manejan anchos de banda de canal diferentes, es necesario que la señal COFDM generada en banda base pueda ser compatible con estos anchos de banda sin que esto implique cambios sustanciales en la calidad de la señal emitida. Tal es el caso de Colombia, donde los canales analógicos tienen un ancho definido de 6 MHz sobre el cual se debe enviar cada uno de los símbolos OFDM.

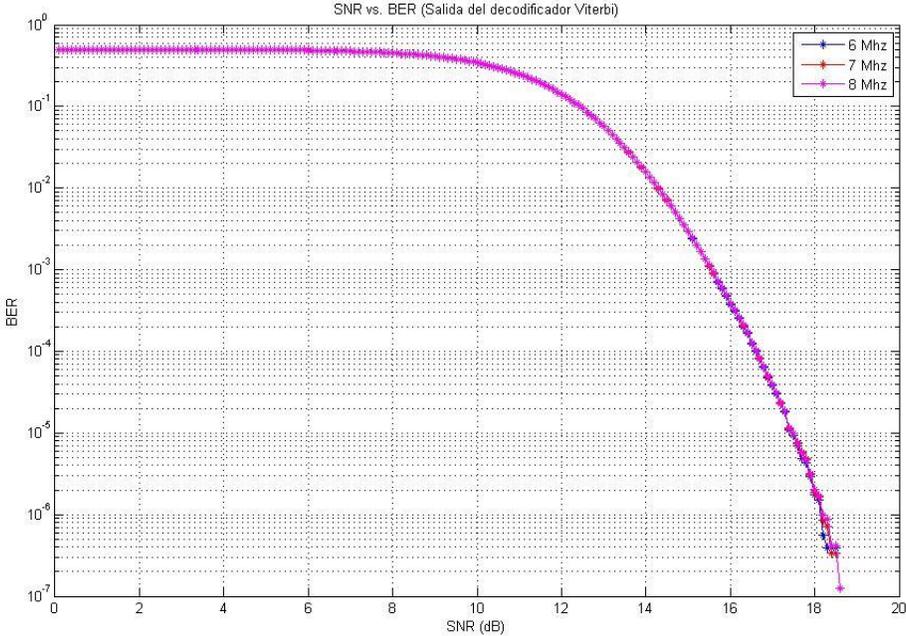


Figura 3.9 BER para los anchos de banda de 6, 7 y 8 MHz a la salida del decodificador Viterbi

Las figuras 3.9 y 3.10 ilustran la BER para los anchos de banda 6, 7 y 8 MHz en función de la SNR, medidos a la salida del decodificador Viterbi y el decodificador Reed-Solomon, respectivamente. Se han dejado constantes los parámetros de modulación 64-QAM, tasa de corrección de errores 2/3, modo de transmisión 8K e intervalo de guarda 1/8.

La figura 3.9 ilustra que el ancho de banda elegido no influye en el desempeño frente al ruido medido a la salida del decodificador de Viterbi, pues se nota que todas las curvas están superpuestas y presentan el mismo comportamiento ante diferentes SNR. Esto significa que la elección del ancho de banda no influye en el modo de trabajo de este decodificador. Lo mismo ocurre en la figura 3.10 con el decodificador Reed-Solomon donde se muestran curvas con pendientes más grandes y un decrecimiento que induce a pensar que solo se requiere más potencia para alcanzar un sistema QEF.

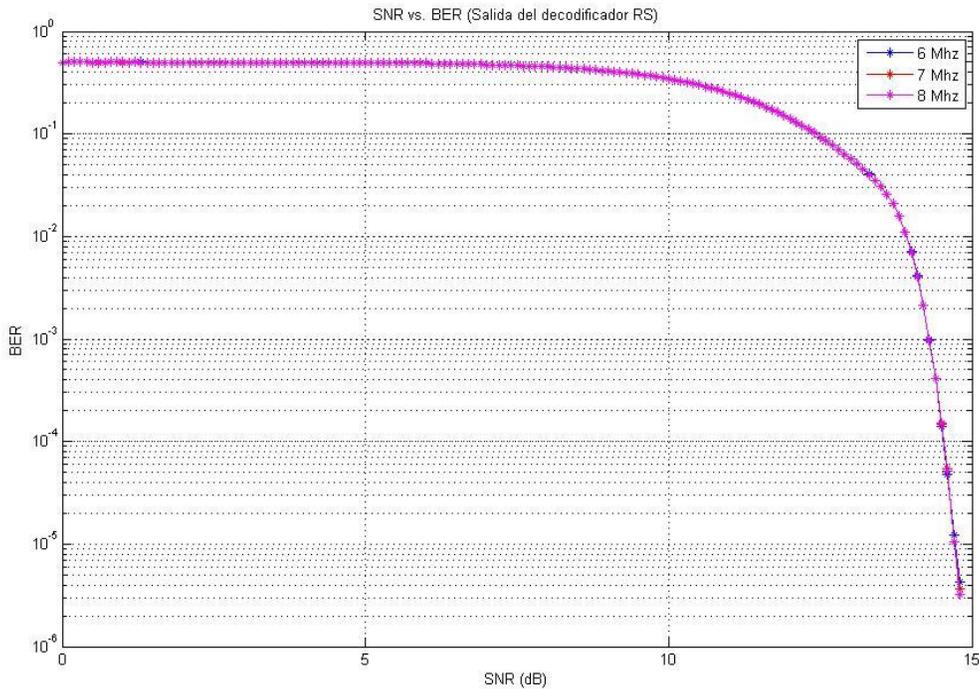


Figura 3.10 BER para los anchos de banda de 6, 7 y 8 MHz a la salida del decodificador Reed-Solomon

Para ratificar este hecho se ha realizado un análisis en función de la densidad espectral de potencia. Para ello, la figura 3.11 muestra el desempeño de los distintos anchos de banda ante variaciones de la E_b/N_0 , medidos a la salida del decodificador Reed-Solomon.

En esta se muestra que la BER es función del Eb/No únicamente, es decir, solo depende de la potencia de la señal transmitida.

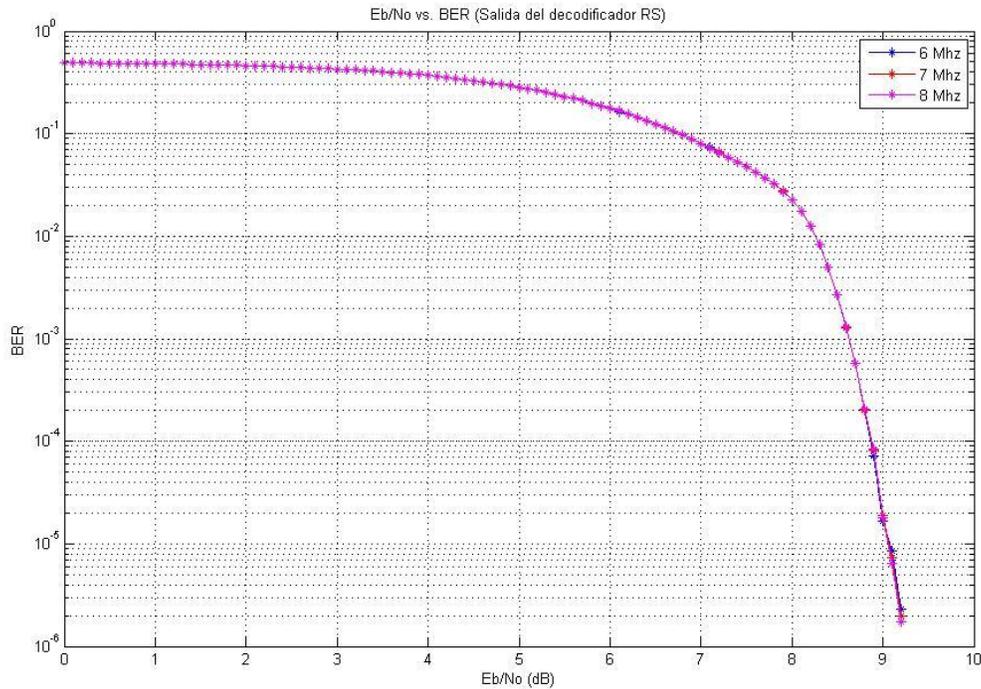


Figura 3.11 Eb/No vs BER para los anchos de banda de 6, 7 y 8 MHz medidos a la salida del decodificador Reed-Solomon

Para explicar este suceso se parte del hecho que la detección de las portadoras que llegan al receptor depende directamente de la transformada rápida de Fourier, la cual tiene como característica la generación de un espectro discreto altamente selectivo en frecuencia, porque solo considera los tonos espaciados $1/T_u$ Hz y descarta los aportes de energía provenientes del ruido en otras frecuencias. Como el número de portadoras se mantiene para cualquier ancho de banda y de igual manera se concentra sobre estos tonos toda la energía del ruido, se descarta cualquier señal que llegue en otros tonos, razón por la cual no se produce interferencia sobre los datos transmitidos, quedando la generación de errores condicionada al aporte exclusivo del ruido en cada una de las frecuencias de las portadoras.

Como el ancho de banda no influye en la tasa de errores del sistema, entonces su selección debe considerar otros aspectos como la facilidad de implementación real del

transmisor y el receptor para procesar señales en los dominios de tiempo y frecuencia, las condiciones de ancho de banda estipuladas por los organismos reguladores y el costo de uso del espectro, entre otros.

3.5 INCIDENCIA DE LA TASA DE CODIFICACION

La tasa de codificación FEC es un parámetro que altera la cantidad de bits de redundancia que se aplican a los datos al momento de realizar la convolución, mediante un proceso de perforado que descarta algunos datos de redundancia. Por lo tanto se reduce la capacidad del decodificador para detectar y corregir errores producidos por ruido blanco y ello se evidencia en las figuras 3.12 y 3.13. El sistema simulado es el mismo para los dos casos con modo 8K sobre un ancho de banda de 6 MHz, modulación 64-QAM e intervalo de guarda de 1/8. La figura 3.12 muestra los resultados tomados a la salida del decodificador Viterbi.

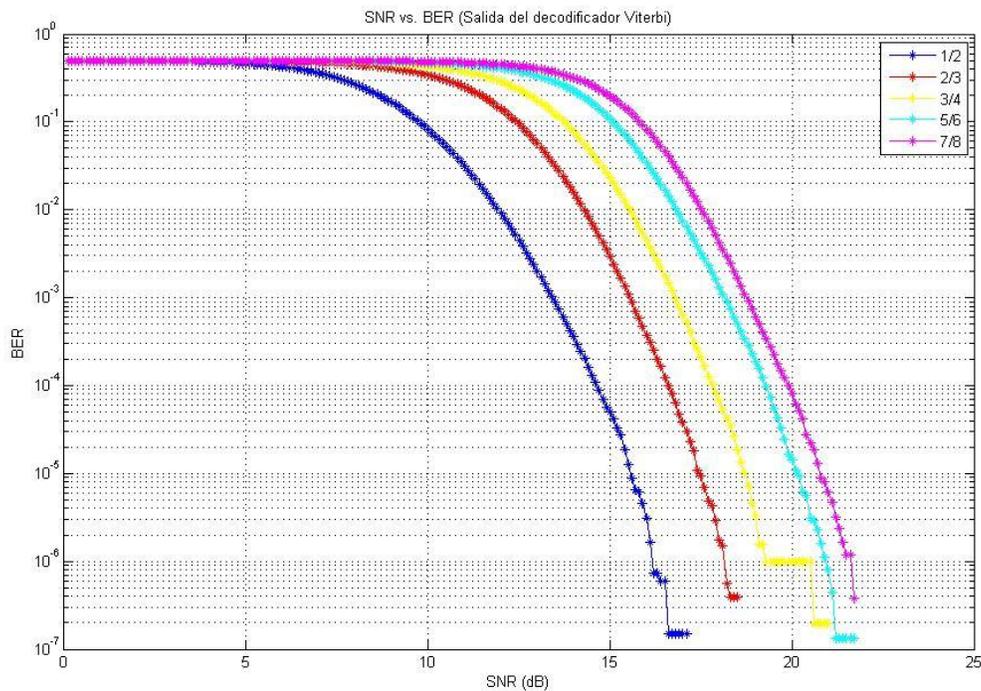


Figura 3.12 BER para las diferentes tasas de codificación a la salida del decodificador Viterbi

Como se aprecia en la figura 3.12, cuando se aumenta la relación entre los datos sin codificar y los datos codificados, se aumenta el número de errores experimentados en el receptor, para una SNR determinada porque se reduce la codificación redundante. Por lo

tanto el desempeño del decodificador de Viterbi está en función del código convolucional empleado. Aquí se aprecia que entre la mayor codificación (1/2) y la menor codificación (7/8) hay una diferencia de 5,5 dB, es decir, en promedio cada nivel de FEC aporta 1,37 dB de mejoramiento con respecto a la codificación anterior menor. La figura 3.13 muestra cómo se afecta el sistema en general al tomar medidas a la salida del decodificador Reed-Solomon.

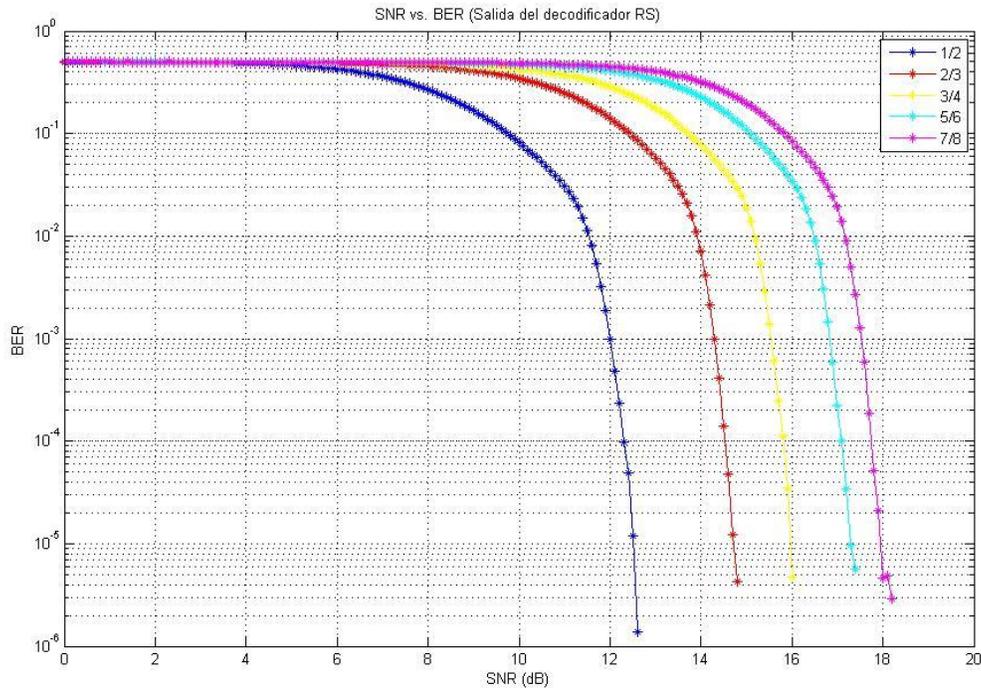


Figura 3.13 BER para las diferentes tasas de codificación a la salida del decodificador Reed-Solomon

La figura 3.13 indica que se requieren ambos decodificadores para una recuperación efectiva de los datos, porque, aunque el decodificador Reed-Solomon reduce la BER para una SNR dada, no puede desligarse del comportamiento del decodificador de Viterbi, solo puede complementarlo. Por ello, se aprecia que las curvas de esta figura son similares en tendencia con las presentadas en la figura 3.12.

Si bien el reducir la relación de codificación hasta (1/2) permite mejorar el desempeño del sistema, reduce la tasa de transferencia efectiva a la mitad del flujo total de datos, porque por cada bit transmitido se introduce un bit de redundancia. Mientras que cuando se aplica

una tasa de 7/8 solo se agrega un bit de protección por cada 7 bits de datos y de esta manera la reducción del ancho de banda es menor.

3.6 INCIDENCIA DEL INTERVALO DE GUARDA

El intervalo de guarda incide en el tiempo durante el cual se transmite la señal para un símbolo OFDM. Este tiempo se extiende más allá del tiempo útil durante el cual se espera detectar y muestrear la señal en el receptor, de tal manera que se brinde un lapso para la llegada de señales por múltiples trayectorias y de esta manera se evite la interferencia entre símbolos. Tal afirmación permite plantear que el intervalo de guarda no es un factor de influencia en el desempeño de un sistema DVB-T frente al ruido, aunque si influya en otros aspectos como la tolerancia a la multitrayectoria, la tasa media de transmisión y la sincronización entre transmisor y receptor. La figura 3.14 indica que la hipótesis planteada es correcta porque expone curvas idénticas ante diferentes intervalos de guarda, sobre un sistema de modulación 64-QAM, tasa de codificación de 2/3, ancho de banda de 6 MHz y modo 8K.

En la figura siguiente la BER es prácticamente idéntica para todos los casos, cada uno con diferente intervalo de guarda ante una SNR, lo que significa que responden de la misma manera ante la presencia del ruido.

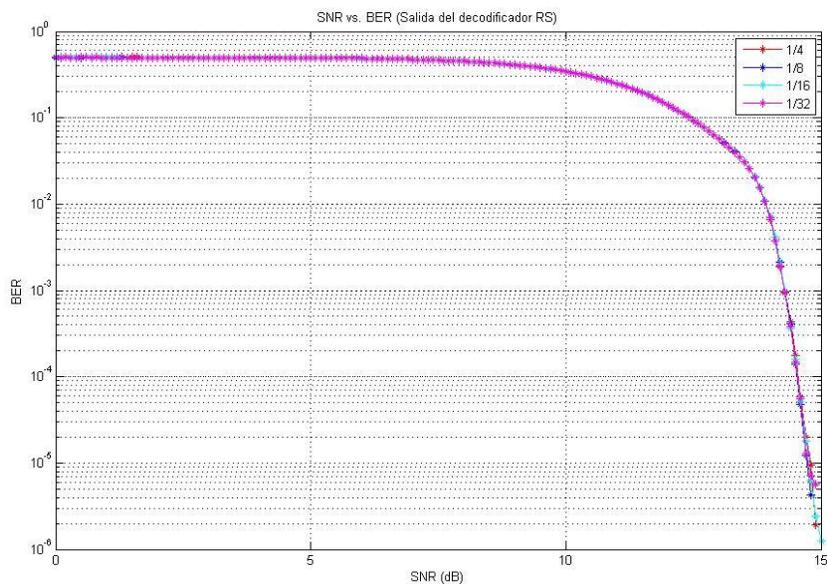


Figura 3.14 BER para los diferentes intervalos de guarda a la salida del decodificador Reed-Solomon

3.7 OTRAS CONSIDERACIONES

3.7.1 Impacto del ruido en la constelación

Debido al ruido, cada portadora modulada experimenta cambios de amplitud y fase que pueden provocar que los puntos generados en el modulador no aparezcan en las mismas coordenadas al momento de llegar al demodulador, sino que se vayan alejando del punto ideal conforme la portadora se ve cada vez más afectada por el ruido. Por esta razón, el análisis de desempeño también se realiza mediante la observación de la dispersión de los símbolos en el diagrama de constelaciones que se extrae a la salida del módulo de la transformada de Fourier. Las figuras siguientes muestran cómo se va deformando la amplitud y fase de cada una de las portadoras de datos en función de la reducción de la potencia de la señal transmitida con respecto al ruido. En las figuras 3.15 y 3.16 se expone el efecto de la adición de ruido sobre una demodulación 64-QAM en un sistema de modo 2K, con tasa de codificación de 2/3, intervalo de guarda de 1/8, operando sobre un canal de 6 MHz.

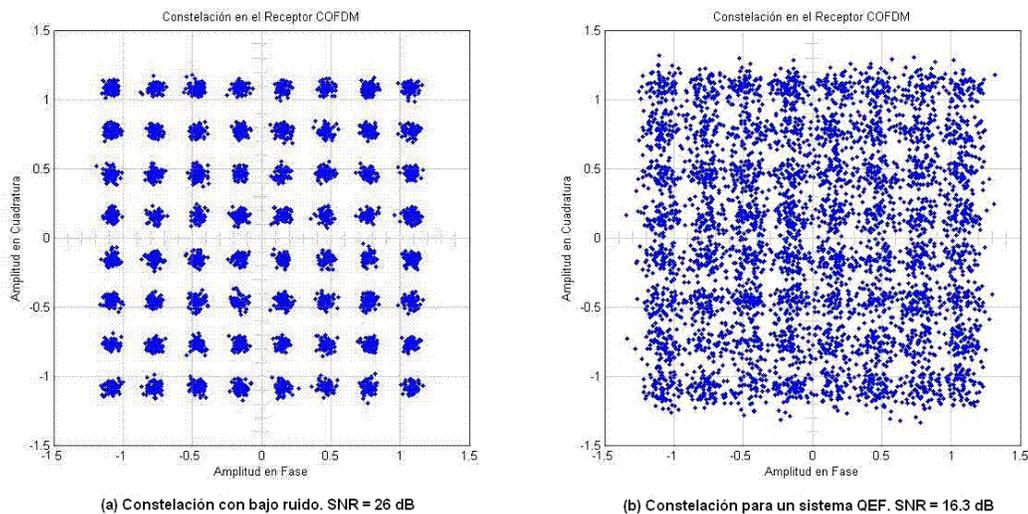


Figura 3.15 Constelaciones con bajo ruido tomadas en el receptor

La figura 3.15 presenta dos constelaciones para un símbolo OFDM sometido a una alta SNR. Como se muestra en la figura 3.15a que se obtiene con una SNR = 26 dB, la constelación presenta un conjunto de puntos muy compactos alrededor de las coordenadas de referencia, lo que permite hacer un mapeo de los datos muy eficiente con algoritmos sencillos de detección.

Si se reduce la SNR, entonces los puntos se van dispersando porque el ruido altera la amplitud y fase de las portadoras hasta llegar, por ejemplo, a la constelación expuesta en la figura 3.15b, donde se aprecia que la distancia entre la región de un grupo de puntos correspondientes a un valor digital y otro vecino se acorta. En este punto la SNR es igual a 16,3 dB y corresponde a la mínima para que el sistema funcione casi sin errores. Cuando se baja a este nivel, el sistema puede empezar a experimentar errores, porque el mapeo definido en el modelo de simulación ya no es efectivo y la dispersión de los puntos provoca que un conjunto de bits transportados por una portadora se vean en otro punto en la constelación. Por este motivo, el estándar ha definido que la diferencia entre coordenadas adyacentes solo modifique en un bit el grupo modulado en cada portadora para minimizar la BER debida al traslapamiento de clústeres (aglomeración de puntos con propiedades semejantes). La BER medida en el decodificador de Viterbi es 2×10^{-4} para tal SNR.

Cuando se llega a SNR más bajas ya se requieren técnicas de agrupamiento por clústeres que impliquen algún modelo adaptativo y avanzado como los sistemas basados en lógica difusa y redes neuronales o la adición de etapas de codificación avanzadas como en el caso de la combinación entre codificación por bloques y convolucional. La figura 3.16 muestra la constelación de un símbolo enfrentado a alto ruido.

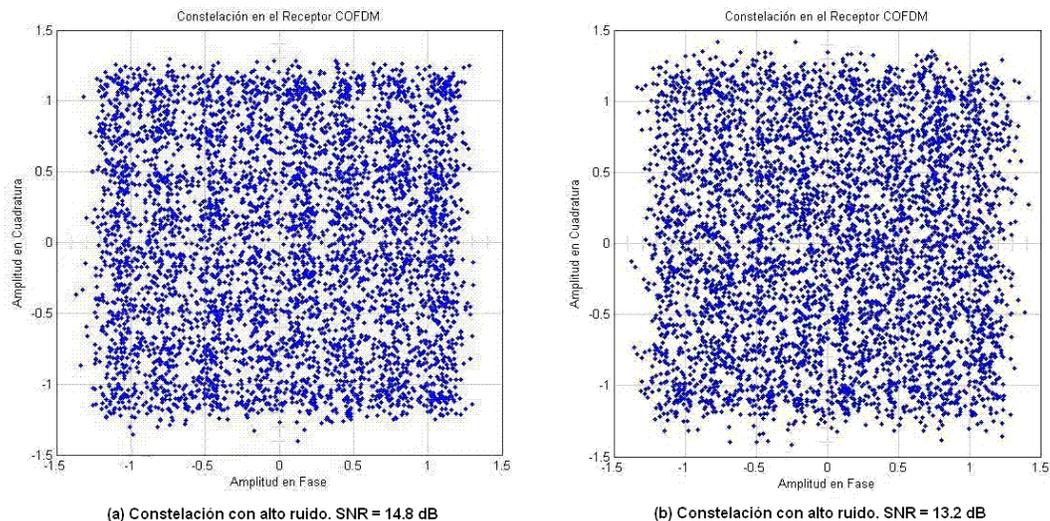


Figura 3.16 Constelaciones con alto ruido tomadas en el receptor

La figura 3.16a muestra una constelación donde prácticamente no se puede diferenciar los puntos pertenecientes a un valor digital de otro y los grupos de puntos tienden a

traslaparse. Esta fue tomada para una SNR = 14,8 dB, donde ni siquiera el decodificador Reed Solomon no puede corregir eficientemente los errores. Por los análisis realizados anteriormente se puede deducir que existe la probabilidad que muchos puntos que pertenecen a un valor digital en la constelación hayan pasado a la zona de otro valor y hayan sido tomados por este de forma errónea, al contrastar con las medidas de la BER. Más allá, ante SNR más bajas se generan tantos errores en la demodulación que hacen trabajar mal al decodificador de Viterbi y alcanzan a degradar la decodificación por bloques como en la figura 3.16b, que corresponde al caso en el cual todas las regiones están traslapadas, los datos son ilegibles y los códigos son ineficientes a tal punto de generar más errores en vez de corregirlos.

3.7.2 Impacto del factor de normalización alfa

La normalización alfa es un valor que define el grado de separación de los puntos de una modulación QAM con respecto a los ejes coordenados, de tal manera que al aumentar esta separación se reduzca la posibilidad que un punto de un cuadrante pase a otro cuando la constelación se dispersa por ruido. Al hacer este proceso se está aumentando la protección de unos datos frente al ruido pero, dado que se requiere más potencia y que los datos se concentran en puntos más distantes de la energía mínima, entonces los requerimientos de potencia aumentan para lograr una BER determinada.

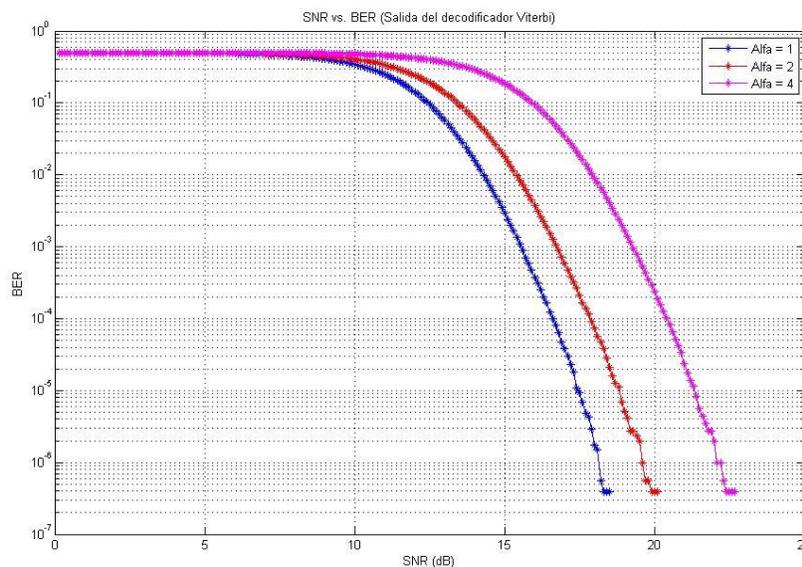


Figura 3.17 BER para diferentes valores de normalización alfa medida a la salida del decodificador Viterbi

Esto se puede apreciar en la figura 3.17, donde se hace un análisis de este parámetro sobre un sistema de transmisión sin jerarquía. Como se muestra en la figura 3.17, el aumento en la normalización alfa exige mayor consumo de potencia frente al ruido para garantizar un valor de BER. A su vez se puede interpretar que una mayor normalización hace más susceptible el sistema al ruido, lo que es lógico si se aprecia que para un mapeo normalizado, la distancia en las coordenadas de cada valor digital se reduce para permitir mayor distancia entre cuadrantes. Como consecuencia al tener puntos más juntos en un cuadrante, dicha modulación va a soportar menor dispersión de los datos generada por el ruido. Aún así, la modulación con un alfa mayor a 1 es factible siempre y cuando se piense en la oportunidad de una demodulación inteligente donde se pueda elegir entre un mapeo por cuadrantes o un mapeo por puntos. Los efectos de este tipo de mapeo repercuten en el desempeño de los decodificadores y esto se aprecia en la figura 3.18, tomada a la salida del receptor, es decir, a la salida del decodificador Reed-Solomon.

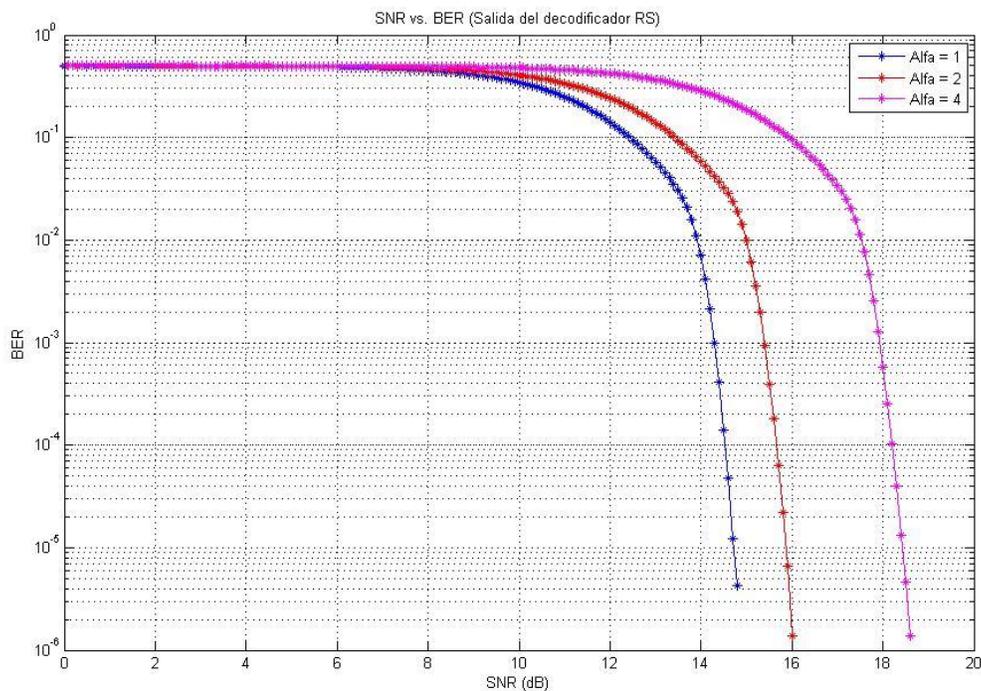


Figura 3.18 BER para diferentes normalizaciones alfa medida a la salida del decodificador Reed-Solomon

Una ilustración del cambio que experimenta la constelación al variar alfa se puede apreciar en la figura 3.19. En esta se observa que el valor alfa tiende a concentrar los puntos en cada cuadrante y a separar un cuadrante de otro. Si se supone una

demodulación QPSK donde cualquier punto de un cuadrante va a tener el mismo valor, esta va a ser muy fácil de realizar. En oposición, una demodulación QAM va a requerir de mayor resolución de la constelación porque menores dispersiones podrían producir intercalamiento de las regiones que corresponden a cada valor digital. Este es el principio por el cual ETSI propone que en el sistema sea capaz de realizar una transmisión jerárquica donde se manden datos de alta prioridad en cada cuadrante, siguiendo un esquema de modulación QPSK y datos de baja prioridad dentro de las modulaciones QAM. Cabe resaltar que este esquema solo es posible si alfa vale 2 (figura 3.19a) o 4 (figura 3.19b).

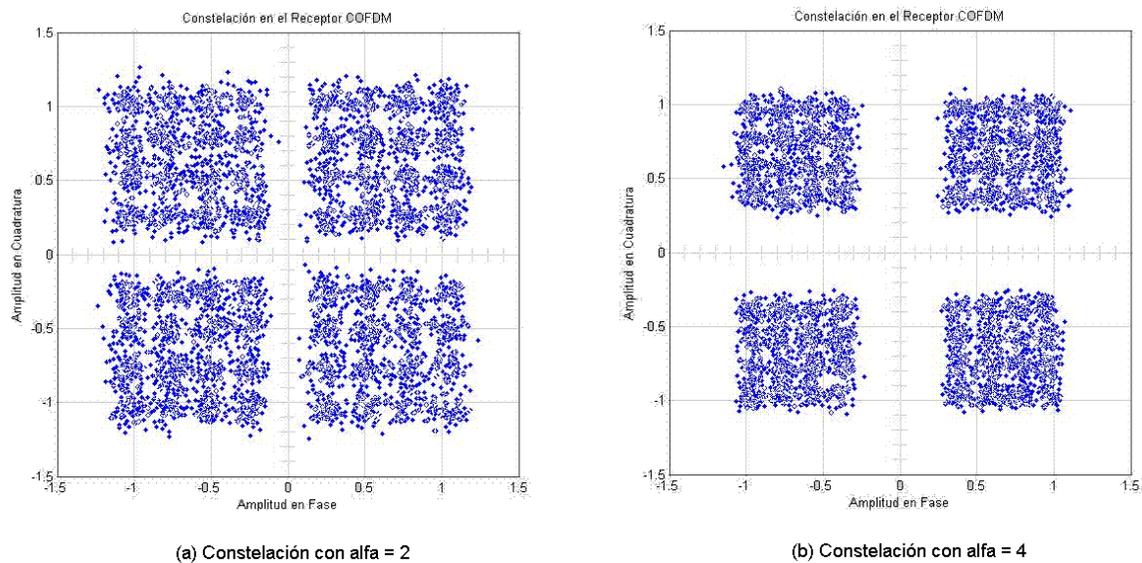


Figura 3.19 Constelaciones con factor de normalización alfa = 2 (a) y alfa = 4 (b) en el receptor

En la figura 3.19 se nota una distancia mayor entre cuadrantes que entre puntos del mismo cuadrante y esto es más fácil de analizar si se compara con las figuras 3.15 y 3.16 del apartado anterior, donde se simuló con alfa igual a 1, es decir un mapa homogéneo para un sistema no jerárquico. Si se desea implementar un sistema con jerarquía entonces alfa debe valer 2 o 4, con la ventaja de mejorar la demodulación basada en QPSK y deteriorar la demodulación basada en QAM.

3.7.3 Estudio generalizado de las tasas de transmisión

Las tasas de transmisión dependen principalmente de la duración del símbolo OFDM, T_u y su intervalo de guarda, de la tasa de codificación FEC y de la modulación. Como se vio

en los apartados anteriores, el cambio en estos parámetros produce cambios en la BER ante una SNR determinada. Desde otro enfoque, a la vez que se modifican los parámetros para alcanzar la velocidad deseada, se alteran los requerimientos de SNR para sostener una BER específica como se muestra en la figura 3.20.

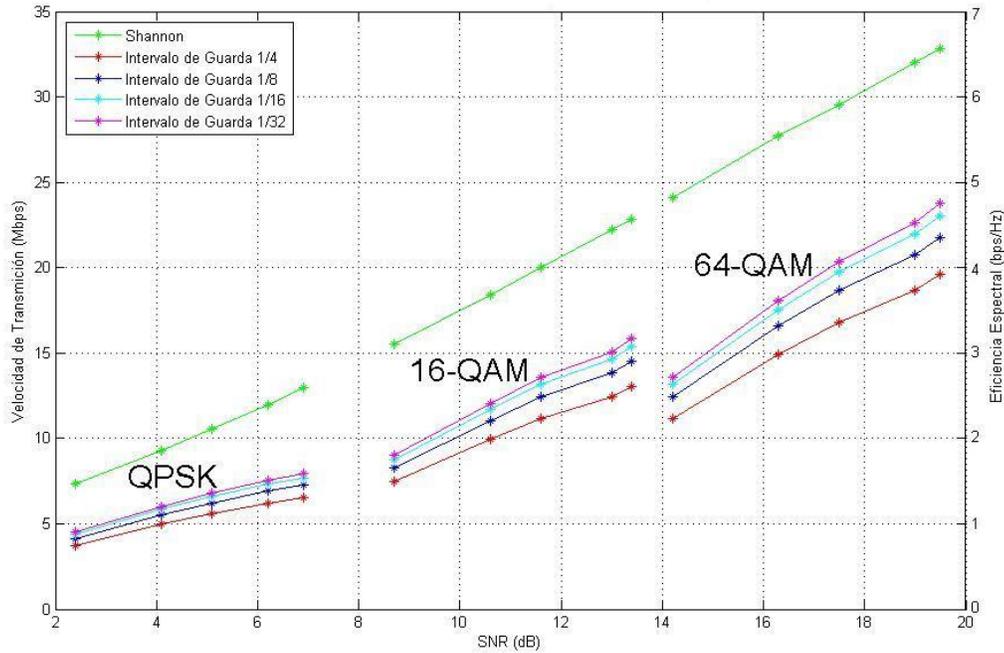


Figura 3.20 Velocidad de transmisión y eficiencia espectral simulada para un sistema QEF

En la figura 3.20 se aprecia que para alcanzar una velocidad determinada no solo se deben cambiar los parámetros de funcionamiento del transmisor COFDM sino que además se debe incrementar la relación señal a ruido en función de la tasa de transmisión requerida a fin de mantener el desempeño del sistema frente al ruido. En esta gráfica y como generalización de los análisis anteriores se evidencia que la modulación QPSK es más robusta pero más lenta, la modulación 16-QAM de medianas prestaciones y la 64-QAM de alta velocidad pero solo aplicable a sistemas de bajo ruido. Los intervalos de guarda no afectan considerablemente el desempeño pero si afectan la tasa de transmisión, lo que se convierte en uno de los criterios para su selección junto a los análisis de multitrayectoria que se puedan implementar. Si se observa en detalle las curvas y se corrobora con la tabla 3.1 se podrá determinar que también interviene la tasa de codificación y a su vez esta modifica el desempeño del sistema frente al ruido.

En la figura 3.20 también se aprecia que todas las velocidades de transmisión generadas por las combinaciones de parámetros son soportadas por el canal, de acuerdo con el teorema de Shannon [33] y que la mayor eficiencia espectral requiere de un aumento en la relación señal a ruido. No obstante, ninguna de las combinaciones logra un aprovechamiento total de la capacidad del canal.

La tabla 3.1 [4] que para lograr una determinada tasa de velocidad se deben escoger determinados parámetros, en especial, la modulación, la tasa de codificación y el intervalo de guarda. Estos resultados sumados a los análisis de la figura 3.20 y los apartados anteriores permiten concluir que con COFDM se pueden implementar sistemas de baja velocidad con alta calidad, por ejemplo, los requeridos para televisión estándar o de alta velocidad de transmisión con una mediana calidad como los exigidos por televisión de alta definición.

		SNR REQUERIDA PARA GARANTIZAR UNA $BER = 2 \times 10^{-4}$ A LA SALIDA DEL DECODIFICADOR VITERBI Y QEF A LA SALIDA DEL DECODIFICADOR REED SOLOMON		VELOCIDAD DE TRANSMISIÓN (Mbps)			
MODULACIÓN	RELACIÓN DE CODIFICACIÓN	SNR TEÓRICO	SNR SIMULADO	INTERVALO DE GUARDA			
				1/4	1/8	1/16	1/32
QPSK	1/2	3.1	2.4	3,732	4,147	4,391	4,524
QPSK	2/3	4.9	4.1	4,976	5,529	5,855	6,032
QPSK	3/4	5.9	5.1	5,599	6,221	6,587	6,786
QPSK	5/6	6.9	6.2	6,221	6,912	7,318	7,540
QPSK	7/8	7.7	6.9	6,532	7,257	7,684	7,917
16-QAM	1/2	8.8	8.7	7,465	8,294	8,782	9,048
16-QAM	2/3	11.1	10.6	9,953	11,059	11,709	12,064
16-QAM	3/4	12.5	11.6	11,197	12,441	13,173	13,572
16-QAM	5/6	13.5	13.0	12,441	13,824	14,637	15,080
16-QAM	7/8	13.9	13.4	13,063	14,515	15,369	15,834
64-QAM	1/2	14.4	14.2	11,197	12,441	13,173	13,572
64-QAM	2/3	16.5	16.4	14,929	16,588	17,564	18,096
64-QAM	3/4	18.0	17.5	16,796	18,662	19,760	20,358
64-QAM	5/6	19.3	19.0	18,662	20,735	21,955	22,620
64-QAM	7/8	20.1	19.5	19,595	21,772	23,053	23,751

Tabla 3.1 Obtención de tasas de transmisión a partir de la combinación de parámetros en el transmisor

3.7.4 Efectos del multitrayecto

Cuando se simula multitrayecto en el canal, se obtiene constelaciones con pérdida de la fase de referencia. Por este motivo, en la simulación se observó que las constelaciones rotaban y se reducían las distancias entre los puntos, como se ilustra en la figura 3.21, provocando mala demodulación de las portadoras. Este efecto no puede ser mitigado por

el receptor implementado, es decir que este modelo no soporta multitrayecto y por este motivo solo se simuló con la intención de realizar una identificación inicial. Otros autores [22] proponen una solución a este problema basados en métodos de identificación adaptativa del canal.

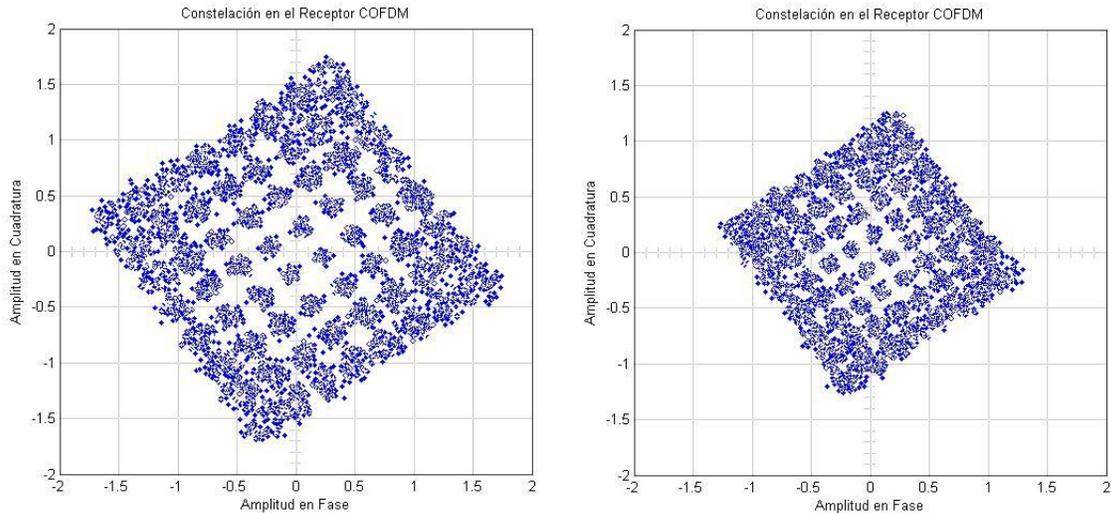


Figura 3.21 Efecto del multitrayecto sobre la constelación

3.7.5 Criterios obtenidos para la configuración de COFDM

La tabla 3.2 contiene la síntesis de los criterios que se deben tener en cuenta para configurar un sistema COFDM para la difusión de televisión basada en DVB-T, desde el punto de vista del desempeño frente al ruido y la necesidad de velocidad de transmisión.

PARÁMETRO	CRITERIOS	
	DESEMPEÑO FRENTE AL RUIDO	IMPACTO EN LA VELOCIDAD EFECTIVA DE TRANSMISIÓN
MODULACIÓN	QPSK es mas optimo para ambientes ruidosos.	64QAM permite una alta velocidad de transmisión.
MODO DE TRANSMISIÓN	Mejor desempeño en el modo 2K.	El modo de transmisión no es relevante en la velocidad de transmisión.
ANCHO DE BANDA	No es relevante en el desempeño frente al ruido.	Teóricamente a mayor ancho de banda mayor velocidad de transmisión.
TASA DE CODIFICACIÓN	A mayor codificación el sistema es más robusto.	A menor codificación el sistema tiene mayor velocidad de transmisión.
INTERVALO DE GUARDA	No influye en el desempeño frente al ruido.	A menor intervalo de guarda mayor velocidad de transmisión.

Tabla 3.2 Criterios para la configuración de COFDM

4 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1 CONCLUSIONES

El comportamiento del sistema simulado muestra tendencias a reducir la BER a medida que se aumenta la relación señal a ruido por lo que se deduce que ante una relación lo suficientemente alta se obtiene un sistema casi sin errores en ausencia de multitrayecto. Solo es posible aumentar la relación señal a ruido cuando se puede modificar la ganancia de los amplificadores presentes en etapas posteriores, hasta un máximo nivel a partir del cual la señal se distorsiona

Los parámetros de configuración más relevantes que influyen en el desempeño del sistema COFDM frente al ruido gaussiano son la modulación, el modo de transmisión y la tasa de codificación convolucional, mientras que en la transmisión de una tasa determinada de datos influyen principalmente las tasas de codificación por bloques y convolucional, el intervalo de guarda y la modulación. Al menos en teoría, también se ha observado que el ancho de banda influye en esta velocidad, porque este parámetro tiene relación directa con el tiempo útil del símbolo COFDM.

La modulación QPSK es la más robusta en su desempeño frente al ruido pero la de menor tasa de transferencia efectiva de datos por lo que solo ha de ser utilizada para sistemas de televisión estándar y flujos de alta prioridad. Por su parte, la modulación 64-QAM que es la que más puntos presenta en la constelación es la más susceptible al ruido, aunque transporta los flujos más rápidos como los de televisión de alta definición. Cuando prima la necesidad de una alta velocidad de transmisión se puede utilizar la modulación 64-QAM, siempre y cuando se pueda elevar la potencia de transmisión, la zona de cobertura sea de poco alcance o el ambiente no sea muy ruidoso. En el caso contrario, cuando se requiera difundir en una zona amplia, donde las condiciones de ruido acumulado en el trayecto son considerables y la potencia de transmisión no lo compensa, es mejor utilizar la modulación QPSK. La modulación 16-QAM es el caso intermedio para atender medianos requerimientos velocidad en ambientes no muy ruidosos o de amplia zona de difusión.

La modulación uniforme utiliza un factor de normalización tal que las distancias entre puntos adyacentes sean iguales. Si se desea implementar modulación no uniforme se

debe utilizar un factor de normalización mayor que hace más susceptible el sistema al ruido, dado que la distancia entre puntos se reduce para permitir mayor distancia entre cuadrantes. Como consecuencia, esta modulación va a soportar menor dispersión de puntos generada por el ruido. Debido a este resultado solo se debe implementar modulación no uniforme cuando se cuente con una demodulación inteligente donde se pueda elegir entre un mapeo por cuadrantes o un mapeo por puntos. Además, a mayor factor de normalización se requiere mayor potencia de transmisión.

El sistema de transmisión OFDM se hace más robusto frente al ruido cuando se anteponen las etapas de codificación y más si estas etapas combinan técnicas por bloques y convolucionales con detección de errores en el receptor. Adicional a esto, DVB-T ha definido un sistema de intercalación después de cada codificación para reducir los efectos de las ráfagas de errores. Sin embargo, las etapas de codificación a la vez que permiten mejorar la recepción de señales de televisión digital terrestre en ambientes ruidosos o alejados de los transmisores, disminuyen velocidad de transmisión y por lo tanto reducen la definición de la imagen. Por este motivo, el parámetro de relación entre datos y código corrector se debe fijar en un valor que medie entre robustez y velocidad, de acuerdo a una necesidad y zona específica.

En la práctica no hay un sistema perfecto libre de errores, porque se necesitarían recursos de procesamiento y memoria infinitos. Pero sí es posible reducir considerablemente la cantidad de errores mediante la combinación de etapas de codificación por bloques y convolucional sumados a etapas de intercalación de datos.

Los análisis expuestos en el presente trabajo permitieron encontrar que para el caso de estudio se requiere una mínima SNR de 13,2 dB para el correcto funcionamiento de las etapas de decodificación. Al observar las distintas combinaciones se obtiene en general requerimientos de SNR mayores a esta mínima. Sin embargo solo si se tiene una SNR mayor a 16,4 dB, se alcanzan sistemas libres de errores. Si se quiere alcanzar bajas BER con menores SNR se debe modificar parámetros como la relación de codificación o la modulación que a su vez reducen las tasas efectivas de transmisión. Del mismo modo se puede apreciar que solo para relaciones de potencia de 1dB superiores a la SNR mínima justifican la inclusión de las dos etapas de codificación, interna y externa, para mejorar el sistema, porque para relaciones menores es suficiente con la codificación convolucional.

El ancho de banda no influye en la tasa de errores del sistema, pero si influye en la velocidad de transmisión. Por esto, la selección de este parámetro se debe hacer considerando el servicio a prestar, además de otros aspectos como la facilidad de implementación real del transmisor y el receptor, las condiciones del espectro disponible estipuladas por los organismos reguladores y el costo de uso de ese espectro.

4.2 RECOMENDACIONES

El modelo desarrollado en este proyecto se diseñó de tal manera que pueda ser utilizado como base para la implementación de un escenario multitrayecto en el canal de transmisión y su respectivo sistema de señalización y ecualización de canal para contrarrestar sus efectos en el receptor. Se recomienda hacer uso de este modelo para la evaluación ante otros escenarios con enfoque en el estudio de redes de frecuencia única tal que complementen los estudios realizados en este trabajo. Para ello, se puede partir de un modelo que incluya señales de referencia como portadoras piloto continuas y dispersas y señales de parámetros de transmisión. Por su parte el receptor puede incluir acondicionamiento previo de la señal basado en filtros adaptativos y ecualización de canal.

El trabajo realizado se enfocó en el desempeño de un sistema no jerárquico donde se procesa con la misma prioridad todo el flujo emitido. Para ampliar los desarrollos y en contraste con los resultados obtenidos, se recomienda complementar la simulación y sus respectivos resultados implementando la transmisión jerárquica en un modelo de simulación. Este nuevo enfoque es útil en el diseño sistemas de amplia cobertura o esquemas de difusión hacia receptores móviles.

El diseño de este modelo basado en el sistema de modulación COFDM sirve de base para la simulación de otras tecnologías de difusión como lo es el DAB y el DVB-H (Digital Video Broadcasting - Handheld), el primero por utilizar a COFDM como esquema de modulación y el segundo por tratarse de una adaptación de DVB-T para terminales móviles.

Un trabajo futuro que deriva de este proyecto es la implementación de un sistema de procesamiento basado en hardware, por ejemplo, embebido sobre una FPGA (Field Programmable Gate Array) o sobre un Procesador de Señales Digitales. Del mismo modo

se puede utilizar los planteamientos consignados en este documento para la elaboración de guías de estudio en laboratorios de sistemas de telecomunicaciones o electrónica dentro del p nsum de programa, donde se apliquen tanto los desarrollos realizados como los análisis de la tecnología empleada.

El presente proyecto puede ser utilizado para el estudio de otras tecnologías de difusión de televisión presentes en el mundo como ISDB-T (estándar desarrollado en Japón e implementado en Brasil), ATSC (estándar americano) o el estándar chino DMB (Digital Multimedia Broadcasting). De la comparación de los resultados planteados en este documento, con los que se puedan obtener al simular esos sistemas pueden surgir criterios para la selección de un estándar en particular aplicado a una región o un país. Además, el proyecto puede servir para ampliar los análisis hacia la capa de enlace donde se encuentra el transmisor MPEG-TS. Un análisis conjunto puede llevar a evidenciar las bondades de la televisión digital sobre la actual analógica.

REFERENCIAS

- [1] P. Shelswell, The COFDM Modulation System: The heart of Digital Audio Broadcasting, BBC research & Development Department, 1996, Documento disponible en internet en:
<http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/reports/1996-08.pdf>
- [2] K. Michael, SDR Architecture ideally suited for evolving 802.16 WiMAX standards, AirNet Communications Corp. Melbourne, Estados Unidos, 2004.
- [3] O. Seamus, Understanding Digital Terrestrial Broadcasting. Artech House, Boston, Londres, 2000. ISBN: 1-58053-462-7.
- [4] ETSI. Digital Video Broadcasting (DVB): Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television. Redacción final ETSI EN 300 744 versión 1.5.1. Cedex. Junio de 2004.
- [5] CNTV. La televisión digital en el marco internacional los avances en Colombia. Comisión Nacional de Televisión. Bogotá: 2007.
- [6] Wikipedia, DVB-T, Wikipedia: la enciclopedia libre, 26 de Mayo de 2009, Documento disponible en Internet en:
<http://es.wikipedia.org/wiki/DVB-T>
- [7] Wikipedia, COFDM, Wikipedia: la enciclopedia libre, 5 de noviembre de 2008, Documento disponible en Internet en:
<http://es.wikipedia.org/wiki/COFDM>
- [8] S. José, Televisión Digital Avanzada, Intertel, Buenos Aires: 2002, ISBN: 950-99561-2-0.
- [9] D. Alejandro, Flujos de Programa y de Transporte MPEG-2, Aplicación a DVB, Junio de 2001, Documento disponible en internet en:
<http://www.etc.upm.es/tsmpeg2d.pdf>
- [10] G. Carlos, Curso de Televisión: Capítulo 5, Sistemas de difusión, 2004.
- [11] D. Alejandro, Transmisión de señales de TV Digital en el estándar terreno DVB-T, Universidad Politécnica de Madrid: Escuela Técnica Superior de Telecomunicación, Madrid: 2002.

- [12] J. Juan, P. Gabriel, Simulador de un sistema de comunicaciones basado en el estándar IEEE 802.16 (WiMAX), Universidad Católica Andrés Bello: Ingeniería de telecomunicaciones, Caracas, 2007.
- [13] I. Fabián, Teoría de las telecomunicaciones, Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Bogotá, 2008, Disponible en Internet en:
www.udistrital.edu.co/comunidad/profesores/jruiz/jairocd/texto/usm/cd/modulacion_digital.doc
- [14] C. Ernesto, M. José, Secuencias pseudoaleatorias para telecomunicaciones, Ediciones UPC, 1996, ISBN: 8483011646.
- [15] Hispasat, Recomendaciones de las características técnicas de las estaciones terrenas de HISPASAT (CTETH), Octubre de 2000, Disponible en internet en:
http://www.hispasat.com/media//Instaladores/CTETH/Serie_300/307Octubre.pdf
- [16] J. Alfonso, Multiplexación por división de frecuencia ortogonal codificada (COFDM), Universidad Austral de Chile: Facultad de Ciencias de la Ingeniería, 2005, Documento disponible en internet:
<http://cybertesis.uach.cl/tesis/uach/2005/bmfciij.37m/doc/bmfciij.37m.pdf>
- [17] P. Constantino, Transmisión de Televisión: 4. Modulación COFDM, 2004.
- [18] M. Alfonso, M. Pilar, Método de sincronización de símbolo para transmisiones de televisión digital terrestre utilizando OFDM, Universidad Politécnica de Madrid y Universidad de Alcalá, Documento disponible en internet en:
<http://www.ingeborda.com.ar/biblioteca/Biblioteca%20Internet/Articulos%20Tecnicos%20de%20Consulta/Instalaciones%20Electricas%20Industriales/ID005.pdf>
- [19] A. Delgado, Transmisión de Señales de TV Digital en el Estándar Terreno DVB-T, Octubre 2002, Documento disponible en Internet en:
<http://www.etc.upm.es/dvbt.pdf>
- [20] F. Xulio, Curso de televisión; Capítulo 5: Sistemas de difusión, Documento Disponible en internet en:
<http://webs.uvigo.es/xuliofh/Web-Tv/Claroline/Cap5.pdf>
- [21] H. José, Comunicaciones móviles, Editorial Ramón Areces, 2004, ISBN: 9788480046350.

- [22] J. Kay-Yuan, A DVB-T Baseband Demodulator Design Based on Multimode Silicon IPs, Universidad Nacional de Taiwán: Instituto de Ingeniería Electrónica, Taipéi, 2004.
- [23] I. Sergio, Simulation and Evaluation of a DVB System using Simulink, Volumen 1, Universidad de Linköping, Linköping, 2005.
- [24] T. Adam, S. Dasrath, Implementation of an Orthogonal Frequency Division Multiplexing System, Universidad de Bradley: Colegio de Ingeniería y Tecnología en Ingeniería Eléctrica, 2001.
- [25] L. Eric, Adaptive Techniques for Multiuser OFDM, Universidad James Cook: Escuela de Ingeniería, 2001.
- [26] P. Diego, A. Amir, Televisión Digital Terrestre, Universidad del Valladolid, Valladolid, Mayo de 2006.
- [27] M. Carlos, M. José, Metodología para la Simulación de Equipos de Telecomunicaciones, Proyecto de Grado, Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad del Cauca, Popayán, 1995.
- [28] R. Alberto, M. Oscar, Decodificador de Viterbi, Carnegie Mellon, Estados Unidos, Abril de 2003.
- [29] Wikipedia, Lenguaje de programación Java, Wikipedia: la enciclopedia libre, 28 de Mayo 2009, Documento disponible en Internet en:
http://es.wikipedia.org/wiki/Lenguaje_de_programaci%C3%B3n_Java
- [30] G. José, Aprende Java como si estuviera en primero, Universidad de Navarra: Escuela de Ingenieros Industriales de San Sebastián, Pamplona, Febrero de 2000.
- [31] El software con el poder de la instrumentación virtual, National instruments corporation, Estados Unidos, 2008.
- [32] Getting Started Guide, The Mathworks, Mathworks inc., Estados Unidos, Marzo de 2008, Página 1-2, Documento disponible en internet en:
http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/pdf_doc/matlab/getstart.pdf
- [33] Wikipedia, Teorema de Shannon Hartley, Wikipedia: la enciclopedia libre, 19 de Febrero de 2009, Documento disponible en Internet en:
http://es.wikipedia.org/wiki/Teorema_de_Shannon-Hartley