

UNIVERSIDAD DE ALCALÁ
Escuela Politécnica Superior

**GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS
DE LA TELECOMUNICACIÓN**

Trabajo Fin de Grado

Evaluación de modulaciones codificadas para LTE

Autora: Ruth Pérez Pascual

Director: D. Francisco Javier Escribano Aparicio

TRIBUNAL:

Presidente: D. Fernando Cruz Roldán

Vocal 1º: D^a. Judith Redoli Granados

Vocal 2º: D. Francisco Javier Escribano Aparicio

CALIFICACIÓN:

FECHA:

A mis padres, por la oportunidad

Agradecimientos

En primer lugar, me gustaría agradecer su tiempo y dedicación al director de este trabajo. Sin su ayuda y recomendaciones nada de esto hubiera sido posible.

Doy las gracias a mis padres, una parte fundamental en este camino, por hacer realidad la aventura que ha supuesto llegar a este punto. Por demostrarme que solo el esfuerzo es el culpable de conseguir los objetivos. Gracias por llegar a entender mis frustraciones y ayudarme a sacar de ellas siempre algo positivo. Desde aquí, perdón por las ausencias, por las veces que podríamos habernos visto y no ha sido así, toda recompensa requiere su trabajo.

A Rubén, seguramente la parte más importante de haber concluido el presente trabajo. Gracias por acompañarme en el camino, por transmitirme la fuerza necesaria para continuar. Juntos hemos superado todas las pruebas, no sin tropezar ni caer, pero siempre hemos encontrado el por qué de llegar a la meta. Con la esperanza de seguir consiguiendo lo propuesto, te agradezco el optimismo y las ganas de lucha que desprendes. Aunque han sido muchos los momentos a los que hemos renunciado por terminar esto, esperemos que tenga su recompensa y comience una nueva etapa donde recuperar lo perdido.

A mi familia, aunque muchas veces no hayáis entendido el por qué de tanto estudio, habéis estado pendientes de que todo fuera bien por aquí. Al igual que a mis padres, perdón por las ausencias, por todas esas veces que he dicho que no podía.

A mis compañeros, por hacer el camino más sencillo. Por el apoyo en los buenos y malos momentos, juntos hemos conseguido sobrepasarlos. Por compartir nervios, tristezas y alegrías. Porque dentro de unos años miraremos con nostalgia lo que ha sucedido entre cuatro paredes y nos parecerá que no fue para tanto.

A los profesores que he encontrado en estos años, a algunos por tratar de dar de vosotros mismos todo lo que estaba en vuestra mano. A otros, porque aun poniendo demasiadas piedras en el camino, me han enseñado una lección de vida.

Y por último, gracias a todas esas personas que me han dado ánimos para seguir. También a aquellos que han pensado que no sería capaz, quizá sea por ellos la razón de que hoy este aquí.

Índice general

1. Introducción	1
2. Modulación codificada	5
2.1. Modulación	5
2.1.1. Modulación por desplazamiento de fase	6
2.1.2. Modulación en amplitud en cuadratura	6
2.2. Codificación	7
2.2.1. Codificación de fuente	7
2.2.2. Codificación de canal	8
2.2.2.1. Código convolucional	10
2.2.2.2. Turbocodificación	11
2.3. TCM	12
2.3.1. Origen	12
2.3.2. Definición	13
2.3.3. Aplicación	14
2.3.3.1. Asignación por Partición de Conjuntos	14
2.3.4. Ventajas	16
3. Contextualización del sistema evaluado dentro del estándar LTE	17
3.1. Long Term Evolution	17
3.1.1. Tecnología multiportadora	18
3.1.1.1. OFDMA	19
3.1.1.2. SC-FDMA	20
3.1.2. Tecnología de múltiples antenas	20
3.2. LTE-Advanced	21
3.3. Arquitectura del sistema LTE	23
3.3.1. Equipo de usuario	23
3.3.2. Red de acceso	24
3.3.3. Red troncal	24
3.4. Capa física	25
3.4.1. Estructura de trama	25

3.4.1.1.	Bloque de transporte	25
3.4.1.2.	Bloque de recurso	26
3.4.1.3.	Recurso elemental	27
3.4.2.	Canal PDSCH	28
3.4.2.1.	Modulación	28
3.4.2.2.	Codificación	29
3.4.2.3.	Adaptación de velocidad	30
4.	Descripción y caracterización del modelo en Simulink®	31
4.1.	Descripción del modelo	32
4.1.1.	Fuente de datos	33
4.1.2.	Transmisor	33
4.1.2.1.	Generador CRC	33
4.1.2.2.	Codificador de canal	34
4.1.2.3.	Aleatorización	35
4.1.2.4.	Modulador	36
4.1.2.5.	Asignador de capas	37
4.1.2.6.	Precodificador de la multiplexación espacial	38
4.1.2.7.	Asignador de elementos de recurso	38
4.1.2.8.	Transmisor OFDM	39
4.1.3.	Canal	40
4.1.3.1.	Desvanecimiento de canal	40
4.1.3.2.	Canal AWGN	41
4.1.4.	Receptor	41
4.1.5.	Visualización y cálculo de errores	42
4.1.5.1.	Visualización	42
4.1.5.2.	Cálculo de errores	44
4.1.6.	Parámetros del modelo	45
4.2.	Caracterización del modelo para modulación codificada	46
4.2.1.	Modificaciones	46
4.2.2.	Valores	49
5.	Resultados	51
5.1.	Conversión de datos	51
5.2.	Gráficas	53
5.3.	Otros parámetros	58
6.	Evaluación de los resultados	61
6.1.	Tasa de error de bit	61
6.1.1.	Modulaciones del estándar	61

6.1.2. Modulación TCM	62
6.1.3. Comparación de todas las modulaciones	62
6.1.4. Modulaciones equivalentes	63
6.1.5. Diferencias entre palabras código de la misma modulación . .	64
6.2. Tasa binaria máxima	65
7. Conclusiones	67
7.1. Futuras líneas de trabajo	69

Índice de figuras

1.1. Evolución de estándares de tecnología móvil [5]	2
1.2. Tasas binarias alcanzadas por los diferentes estándares [40]	3
2.1. Esquema general de un codificador convolucional [13]	10
2.2. Esquema general de un turbocodificador sistemático	11
2.3. Esquema general TCM [22]	13
2.4. Funcionamiento TCM	14
2.5. Esquema del método <i>Asignación por particionamiento de conjuntos</i> [22]	15
3.1. Logotipo LTE [25]	17
3.2. Diferencia entre la tecnología de acceso al enlace radioeléctrico en LTE [42]	19
3.3. Logotipo LTE-Advanced [25]	22
3.4. Diferencias entre estándares en la arquitectura de red [42]	23
3.5. Arquitectura de red del sistema LTE [43]	24
3.6. Estructura temporal-frecuencial de un bloque de recurso [38]	26
3.7. Organización de RB en el dominio temporal [35]	27
3.8. División de un intervalo en siete símbolos	28
3.9. Constelaciones de las modulaciones permitidas en LTE [5]	29
3.10. Esquema de turbocodificador del estándar LTE [33]	29
3.11. Adaptación de velocidad [33]	30
4.1. Esquema del modelo Simulink [®] completo [35]	31
4.2. Bloque de visualización del modelo [35]	32
4.3. Fuente de datos [35]	33
4.4. Generador CRC [35]	34
4.5. Codificador de canal [35]	35
4.6. Bloque <i>Scrambler</i> [35]	36
4.7. Moduladores utilizados [35]	37
4.8. Bloque de procesamiento PDSCH [35]	37
4.9. Subbloques de procesamiento [35]	39
4.10. Canal del modelo [35]	40

4.11. <i>Scatter Plots</i> 16QAM	43
4.12. <i>Spectrum</i> 16QAM	43
4.13. Ventana para selección de parámetros del modelo [35]	45
4.14. Bloque TCM [35]	47
4.15. Codificador convolucional usado en TCM	48
5.1. BER de las modulaciones soportadas por el estándar (Palabra código 1)	54
5.2. BER de las modulaciones soportadas por el estándar (Palabra código 2)	54
5.3. BER para modulación codificada TCM (Palabra código 1)	55
5.4. BER para modulación codificada TCM (Palabra código 2)	55
5.5. BER para todas las modulaciones simuladas (Palabra código 1)	56
5.6. BER para todas las modulaciones simuladas (Palabra código 2)	56
5.7. BER para modulaciones QPSK, 16QAM y TCM (Palabra código 1)	57
5.8. BER para modulaciones QPSK, 16QAM y TCM (Palabra código 2)	57
5.9. BER para TCM en las dos palabras código	58

Índice de cuadros

4.1. Longitud del bloque de transporte en cada modulación	47
5.1. Valor de los parámetros usados en la conversión de datos	58
5.2. Máximas tasas binarias alcanzadas por <i>codeword</i>	59
6.1. Valores de E_b/N_0 donde se alcanza una BER del orden de 10^{-6} para las tres modulaciones del estándar LTE	62
6.2. Valores de E_b/N_0 donde se alcanza una BER del orden de 10^{-6} para modulador TCM	63

Resumen

La gran demanda existente en la sociedad de disponer de conexión a Internet o de comunicarse de manera inalámbrica han supuesto un rápido desarrollo en la tecnología móvil. El presente trabajo hace uso de un modelo bajo el software Simulink[®], el cual representa la capa física de un estándar 4G como es LTE-Advanced. En él, se inserta una modulación codificada (TCM), con el objetivo de comprobar el funcionamiento comparativo del sistema en esas nuevas condiciones frente a la codificación y modulación definidas en el estándar.

PALABRAS CLAVE: LTE. TCM. Simulink[®].

Abstract

The growing demand in society for Internet access through wireless communications has determined a quick series of developments in mobile technologies. This work uses the software Simulink[®] for modeling the physical layer of a standard 4G such as LTE-Advanced. In this model, a coded modulation (TCM) is inserted in order to check how the system behaves in comparison with the coding and modulation schemes of the standard.

KEY WORDS: LTE. TCM. Simulink[®].

Resumen extendido

Ante la gran repercusión que han tomado las tecnologías móviles en la sociedad, con acceso a ellas desde cualquier lugar y en cualquier momento, muchos son los esfuerzos por proporcionar un mejor servicio. En la actualidad, se asiste al comienzo del despliegue de redes 4G mientras que se ha comenzado la estandarización de sistemas 5G. Con el objetivo de intentar introducir mejoras en el funcionamiento de una red 4G y en su caso, poder ser extrapoladas a otros tipos de tecnologías, surge el presente trabajo.

El trabajo se centra en la capa física de un estándar 4G, como es LTE o LTE-Advanced. Es la capa física la última en realizar una transformación de los bits para ser transmitidos por el canal de comunicaciones. Más concretamente, se parte de un modelo predefinido por Simulink[®], el cual modela un enlace descendente centrado en el canal PDSCH con tecnología multiantena junto con un esquema de multiplexación espacial. Contiene especificaciones de la *Release 10*, por lo que se trata de un modelo basado en el estándar LTE-Advanced en el cual se llevan a cabo las funciones, entre otras, de codificación de canal y de modulación.

Son estas dos transformaciones, la codificación de canal y la modulación, las más importantes desde el punto de vista de análisis del presente trabajo. LTE-Advanced lleva a cabo una codificación de canal basada en un turbocódigo de tasa 1/3 con HARQ. Al disponer también de control adaptativo de modulación y codificación (AMC), esta tasa puede ser reducida si las condiciones del canal son favorables. Además, soporta las modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM, que se seleccionan en función de las condiciones del canal; a mayor número de símbolos, mayor tasa binaria y mayor tasa de bit erróneos para una misma E_b/N_0 .

Partiendo de la codificación y modulación definidas en el estándar, se obtienen las tasas de error de bit, así como la tasa binaria máxima para cada uno de los tipos de modulación soportados por el estándar. Serán estos datos la base para comparar cómo cambia el funcionamiento y la calidad al insertar un modulador codificado basado en un TCM.

Se entiende por TCM la unión de un codificador convolucional seguido por un modulador, juntos en el mismo bloque de procesamiento. Este tipo de modulación codificada ha demostrado en otros ámbitos ser una buena técnica para reducir la

tasa de error de bit, aportando por tanto, una mejor calidad en el sistema. La principal característica de un modulador TCM, que lo diferencia de un modulador convencional, es que el número de bits de entrada al bloque no es mapeado tal cual, sino que debido a la presencia de un codificador que añade redundancia, se mapeará un mayor número de bits que los de entrada al bloque. Es en este punto donde un modulador TCM introduce su principal ventaja y es que aun habiendo aumentado el número de bits a mapear por la presencia del codificador, el ancho de banda no se ve modificado. Esto se explica gracias a que se aumenta el número de niveles de la modulación pero se mantiene constante el ancho del pulso. Desde otro punto de vista, al aumentar el número de bits, aumenta el número de símbolos en la constelación, pero se mantiene constante el número de bits por símbolo. Al existir un mayor número de puntos en la constelación, es lógico pensar que será más complicada la decisión del decodificador. Esta dificultad añadida se ve solventada por la aplicación del algoritmo de *Asignación por Partición de Conjuntos*. Este algoritmo asigna un lugar en la constelación con la mayor distancia Euclídea posible, a cada bit codificado que parte o llega del mismo estado en la representación de la codificación en un diagrama Trellis. Al disponer estos de la mayor distancia posible, se facilita la decisión del decodificador. Este algoritmo supuso toda una revolución ya que sigue un proceso sistemático fácilmente implementable en sistemas microprogramados.

El modulador codificado insertado, TCM, contiene un codificador convolucional de tasa $2/3$ y por tanto, los bits codificados se mapean en una constelación 8PSK. Estas características del modulador codificado se basan en una primera aproximación para la comprobación del comportamiento del sistema ante la aplicación de un modulador codificado.

Una vez modificado el modelo en cuestión para poder ser simulado con un modulador codificado TCM, se obtienen la tasa de error de bit así como la tasa binaria máxima, al igual que se ha realizado para las tres modulaciones contenidas en el estándar. A partir de estos datos, se realiza una evaluación de los resultados, con el objetivo de establecer si la inclusión de un modulador codificado aporta alguna propiedad positiva que pueda extrapolarse en subsiguientes estudios.

En resumen, el trabajo se basa en la inclusión de un modulador codificado TCM a un modelo de Simulink[®] en el que se simula un sistema de comunicaciones LTE-Advanced. A partir de los datos arrojados en la simulación del modelo original y del modelo al que se ha añadido un modulador codificado, se establecen las conclusiones de si la inclusión de este último aporta algo que merezca la pena explorar.

Lista de Acrónimos

3GPP	3rd Generation Partnership Project
AMC	Adaptive Modulation and Coding
AMPS	Analogue Mobile Phone System
ARQ	Automatic Repeat-Request
ASK	Amplitude Shift Keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CDMA	Code Division Multiple Access
CoMP	Coordinated MultiPoint transmission/reception
CP	Cyclic Prefix
CQI	Channel Quality Indicator
CRC	Cyclic Redundancy Check
CSR	Cell-Specific Reference
DL-SCH	DownLink Shared Channel
EDGE	Enhanced Data rates for Global Evolution
eNB	evolved Node B
EPA	Extended Pedestrian A
EPC	Evolved Packet Core
E-UTRAN	Evolved Universal Terrestrial Access Network
EVA	Extended Vehicular A
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FEC	Forward Error Correction
FSK	Frequency Shift Keying
GSM	Global System for Mobile Communications
GPRS	General Packet Radio Service
HARQ	Hybrid ARQ
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
HSS	Home Subscriber Server
HSUPA	High-Speed Uplink Packet Access
ICIC	Inter Cell Interference Coordination

IFFT Inverse Fast Fourier Transform
IMT-Advanced International Mobile Telecommunications-Advanced
IP Internet Protocol
ISI Inter-Symbol Interference
ITU-T International Telecommunication Union Telecommunication Standardization Sector
LDPC Low Density Parity Check
LTE-Advanced Long Term Evolution-Advanced
LTE Long Term Evolution
MBMS Multimedia Broadcast and Multicast Service
MIMO Multiple Input Multiple Output
MMOG Multimedia Online Gaming
MRC Maximum-Ratio Combining MRC
NMT Nordic Mobile Telephone
OFDM Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OFDMA Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Access
PBCH Physical Broadcast CHannel
PCCC Parallel Concatenated Convolutional Code
PCH Paging CHannel
PDSCH Physical Downlink Shared CHannel
PMI Pre-coding Matrix Indicator
PSK Phase Shift Keying
PSS Primary Synchronization Signals
QAM Quadrature Amplitude Modulation
RB Resource Block
RE Resource Element
SC Selection Combining
SC-FDMA Single-Carrier Frequency-Division Multiple Access
SIB System Information Blocks
SIM Subscriber Identity Module
SNR Signal-to-Noise Ratio
SSS Secondary Synchronization Signals
TACS Total Access Communication System
TB Transport Block
TCM Trellis Coded Modulation
TDMA Time Division Multiple Access
TTCM Turbo TCM
TTI Transport Time Interval
UE User Equipment

UIT Unión Internacional de Telecomunicaciones

UMTS Universal Mobile Telecommunications System

VoIP Voice over IP

WCDMA Wideband Code Division Multiple Access

Capítulo 1

Introducción

Según el informe *Spain Digital Future in Focus* de ComScore [1], en diciembre de 2012, «17 millones de españoles navegaron diariamente, un 9 % más respecto al año anterior». Además, el informe extrae, entre otros datos, que un 66 % de la población española cuenta con un teléfono inteligente.

A la vista de estos resultados, es claro que las necesidades de la población están sufriendo una rápida transformación. La demanda de nuevos servicios como pueden ser MMOG (*Multimedia Online Gaming*) o contenidos en *streaming* requieren de una gran velocidad de descarga. Asimismo, muchas de las actividades cotidianas de la población están pasando a requerir de acceso a la gran «red de redes» [2]. La nueva sociedad, en continuo movimiento, demanda estos servicios a cualquier hora o en cualquier lugar.

Los orígenes de los primeros sistemas de comunicaciones móviles a nivel comercial se remontan a la década de 1980. Estos sistemas, conocidos como 1^a Generación (1G), funcionaban bajo tecnología analógica. Un aspecto importante es que esta generación originó multitud de estándares según las diferentes zonas mundiales, por ejemplo, en América el estándar AMPS (*Analogue Mobile Phone System*) fue el utilizado. En Europa, prevalecieron dos estándares diferentes, en algunos países el TACS (*Total Acces Communication System*) y en otros el estándar NMT (*Nordic Mobile Telephone*). Es este último estándar el que llegó a España en 1982 con la denominación TMA-450 por la banda de frecuencias en la que trabajaba (450 MHz) [3].

Desde la aparición de la tecnología 1G en la década de los 80, hasta la actualidad, tan sólo 35 años después, en que se ha comenzado la estandarización de la 5^a generación (5G) de telefonía móvil [4], han sido necesarios muchos esfuerzos por aumentar las capacidades y calidades de los sistemas. Los avances en el campo de la telefonía inalámbrica se han producido desde sus orígenes con gran celeridad. Una causa clara de estos rápidos avances se debe a la gran repercusión que ha obtenido

en la población y, en consecuencia, el interés suscitado en los mercados por proporcionar nuevos servicios como método para aumentar sus beneficios. En la Figura 1.1 se puede observar un esquema en el que se representan las distintas generaciones de telefonía móvil cronológicamente y que se repasarán en las siguientes líneas.

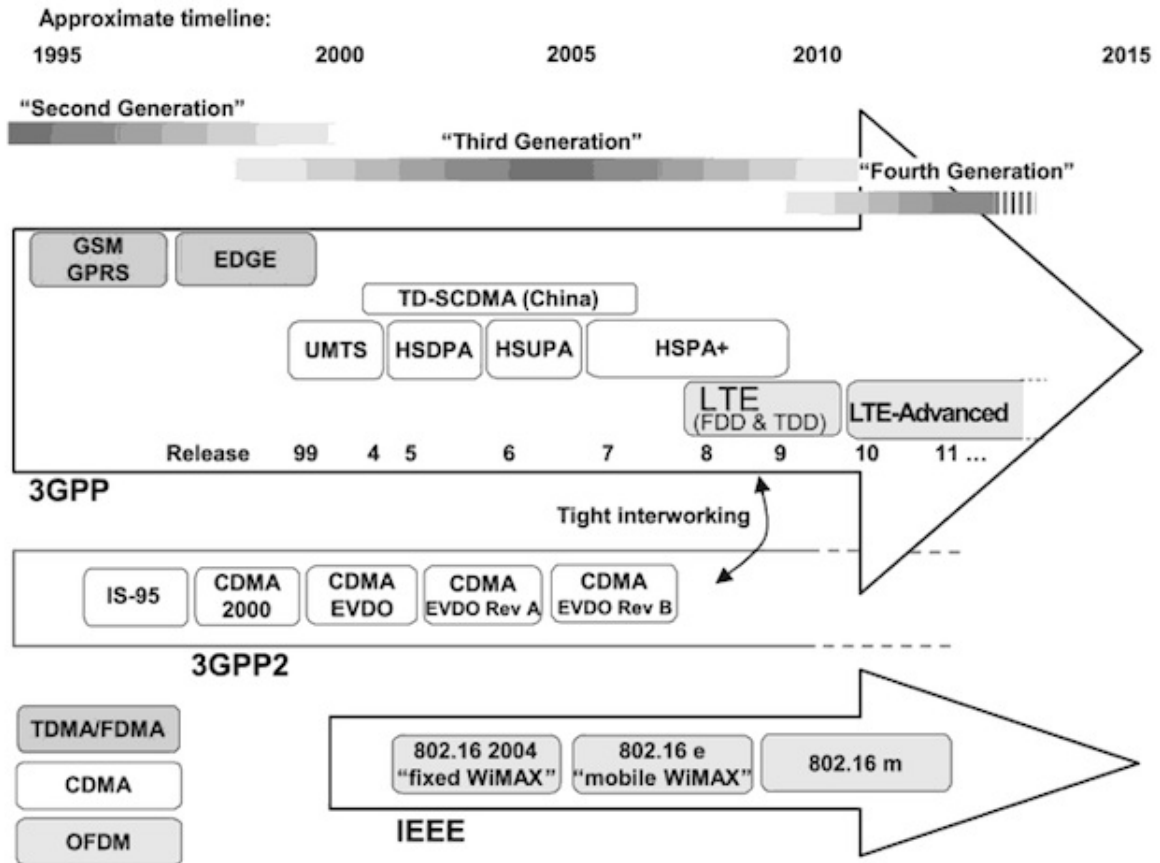


Figura 1.1: Evolución de estándares de tecnología móvil [5]

Ante la situación de un mundo cada vez más globalizado, se iba haciendo necesario interconectar distintos países mediante tecnología móvil, no siendo posible este aspecto en la primera generación por el ya comentado uso de distintos estándares. De esta forma, en el mismo año 1982 comenzó la estandarización de GSM (*Global System for Mobile Communications*), el estándar desarrollado por el grupo europeo 3GPP (*3rd Generation Partnership Project* [6]) y que llegó a ser aceptado por casi todos los países. Incluía como principal novedad el uso de tecnología digital, mejorando así la seguridad en las comunicaciones, incluyendo autenticación y cifrado, evitando el acceso no consentido a la red. En este estándar se describía una red de circuitos conmutados que permitía transmitir voz de forma *full-duplex* [7]. En una primera aproximación se incluyó el transporte de paquetes de datos sobre la red de circuitos conmutados aunque rápidamente fue sustituido este transporte con los estándares GPRS (*General Packet Radio Service*) o EDGE (*Enhanced Data rates*

for Global Evolution). Éstos envían los paquetes de datos por una red no orientada a conexión y de este modo realizan un uso más eficiente del espectro. Además de esta novedad, sus redes troncales están basadas en tecnología TCP/IP, aproximándose así a la pila de protocolos de *Internet*. En su capa física, destaca el uso de nuevas codificaciones de canal más eficientes a las usadas hasta el momento, consiguiendo velocidades de descarga teórica de 170 kbps en GPRS y de 384 kbps en EDGE gracias al nuevo esquema de modulación utilizado.

El grupo 3GPP, que es el grupo encargado en Europa de la estandarización de la telefonía móvil, siguió introduciendo mejoras en la tecnología EDGE en paralelo al desarrollo de sistemas de tercera y cuarta generación. Por ejemplo, en España a comienzos de siglo comenzaron a repartirse licencias para la explotación de la nueva tecnología 3G (UMTS, *Universal Mobile Telecommunications System*). Esta nueva tecnología alcanza velocidades de 384 kbps y de hasta 2 Mbps con baja movilidad. El fin en el desarrollo de nuevos estándares es llegar a redes todo IP (*Internet Protocol*) para permitir la conectividad de distintas tecnologías entre sí, unificando la pila de protocolos.

A lo largo de toda esta breve reseña histórica, se ha observado como desde la necesidad de realizar llamadas telefónicas bajo la red de circuitos conmutados, con la entrada de TCP/IP al mundo de las tecnologías móviles se ha visto en pocos años incrementada la demanda de conexión de datos desde el dispositivo móvil a Internet. Lo que parecía ser suficiente para comunicarse mediante aplicaciones de mensajería instantánea haciendo uso de la tecnología UMTS, ha quedado anticuado rápidamente por la creciente demanda por parte de los usuarios de disponer de contenidos multimedia, incluso en *streaming* desde cualquier lugar o en cualquier momento.

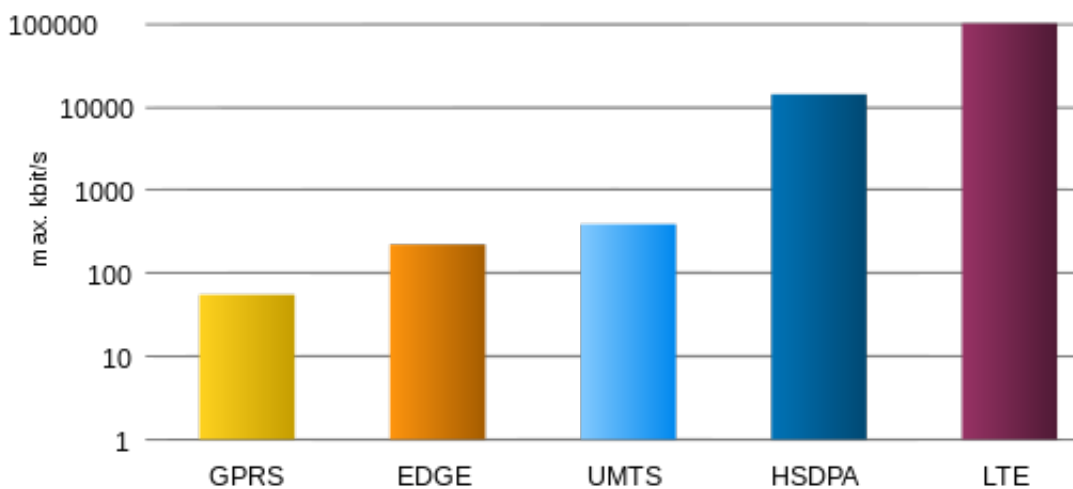


Figura 1.2: Tasas binarias alcanzadas por los diferentes estándares [40]

Al igual que venía ocurriendo, la Unión Internacional de Telecomunicaciones

(UIT) creó en 2008 el comité IMT-Advanced que definió los requisitos necesarios que debía contener un estándar para ser considerado de cuarta generación. Seguramente el más importante se refiere a la necesidad de alcanzar velocidades máximas en transmisión de datos de 100 Mbps para alta movilidad (Figura 1.2) y de hasta 1 Gbps para baja movilidad [8]. Estos límites no fueron alcanzados por ningún estándar en la fecha prevista, ante tal circunstancia, la UIT permitió en 2010 definir el estándar LTE (*Long Term Evolution*) como una red de 4^a generación (4G) con un régimen binario de hasta 300 Mbps en bajada y baja movilidad.

Entre los principales objetivos que persigue el estándar LTE [9] se encuentran el proporcionar alto régimen binario, baja latencia o permitir anchos de banda flexibles dependiendo de la banda de frecuencia y de la cantidad de espectro disponible del operador de red. LTE supone un cambio en la interfaz radio de UMTS y consigue velocidades mayores que ésta, a costa de un uso mayor del espectro aunque también con mayor eficiencia espectral.

Hubo un gran debate sobre la inclusión de LTE como estándar de cuarta generación [10], de forma que el grupo 3GPP no tardó en unificar los avances en una primera versión que constituyó la *Release 8*, en la que se definían las primeras especificaciones de LTE. Esta no sería la última versión, sino que pronto se definió la *Release 10* que introduce unas extensiones para LTE y se denomina LTE-Advanced, cumpliendo este último estándar las especificaciones definidas por el comité IMT-Advanced sobre 4G. No obstante, ya se comienza a hablar de LTE-Advanced como una red 4G+, al igual que sucedió con GPRS y EDGE en 2G o con HSDPA y HSUPA en 3G.

El presente trabajo surge del esfuerzo actual de intentar encontrar otras posibilidades de evolución en la capa física de las redes 4G ante el proceso actual de estandarización de redes 5G. El intento se basa en sustituir la codificación de canal y modulación actual por una modulación codificada, dado que este tipo de modulación ha sido aplicada en diversos ámbitos con resultados positivos.

Tras los resultados obtenidos mediante simulación, se ha realizado una comparación para tratar de localizar alternativas o indicaciones de como abordar futuros cambios, tanto en LTE como en estándares posteriores.

Capítulo 2

Modulación codificada

Este trabajo se basa en el uso de una modulación codificada como elemento principal para comprobar sus posibilidades dentro de un sistema LTE. Por consiguiente, primeramente se realizará un sucinto repaso de los términos modulación y codificación centrados en su uso en el estándar bajo estudio, para de este modo entrar de lleno en la explicación de una modulación codificada [11].

2.1. Modulación

Por el término modulación [12] se entiende la técnica que hace posible la transmisión de información en una onda portadora variando un parámetro de la misma de acuerdo con la señal moduladora que es la que transporta la información a transmitir.

Dependiendo de la naturaleza de la onda portadora, existen diferentes técnicas de modulación; una primera clasificación se basa en la naturaleza de la señal portadora: analógica o digital. Centrando la atención en las modulaciones digitales, se define el alfabeto de la modulación como el número de símbolos que son necesarios para transmitir los bits de información. Los diferentes símbolos se organizan en estructuras denominadas constelaciones o espacios de señal, aportando información sobre ruido, interferencias o distorsión.

En cualquier modulación digital se persigue el fin de que los símbolos de la misma posean la mayor distancia para minimizar el error al ser detectados en el receptor, intentando, además, que la energía media por símbolo sea la menor posible. Estas dos premisas son contradictorias, ya que si aumenta la distancia mínima, aumenta la energía media para transmitir el símbolo. Es este hecho el que ha llevado a que codificador y modulador vayan separados en la mayoría de sistemas de comunicación.

Son tres los tipos de modulaciones digitales básicas [13]. La primera de ellas se trata de ASK (*Amplitude Shift Keying*), en la cual se varía la amplitud de la

onda portadora. Otro tipo de modulación digital es FSK (*Frequency Shift Keying*) que realiza una variación en la frecuencia de la portadora en función de los datos a enviar. El tercer tipo de modulación es PSK (*Phase Shift Keying*), que varía la fase de la onda portadora y que se estudiará en el siguiente subapartado por ser usado en el estándar bajo análisis.

En 1960 en un artículo de C.R. Cahn [14] se describió una modulación que combinaba la variación simultánea de la amplitud y la fase en un mismo esquema de modulación denominado QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Las ventajas que supone su uso como es el aumento de la eficiencia en la transmisión, la ha llevado a ser usada en varios sistemas de comunicación, como es el caso de una red 4G.

Además de estos tipos básicos de modulación digital, se puede incluir como un tipo de modulación más la modulación codificada en rejilla, más conocida como TCM. Este tipo de modulación se sitúa en el eje central del presente trabajo, por lo que se estudiarán sus características en un apartado posterior.

2.1.1. Modulación por desplazamiento de fase

La modulación que transmite información variando la fase de la portadora en función de la señal moduladora se denomina PSK. Cada símbolo ocupa un intervalo de tiempo y dispone de una fase determinada entre un número de valores finito. El número de fases de la modulación depende del número de bits a transmitir.

Tiene como ventajas la facilidad (todos los símbolos poseen la misma potencia por lo que facilita el diseño de amplificadores y receptores) y el bajo coste de implementación. A mayor número de fases disponibles, mayor es la cantidad de información que se puede transmitir en el mismo ancho de banda. Sin embargo, el hecho de disponer de un mayor número de símbolos (o número de fases) tiene como inconveniente el aumento de los efectos indeseados de ruido e interferencia entre símbolos, lo que provoca una dificultad añadida en el receptor para discernir entre los distintos símbolos.

Se conoce como MPSK (modulación por desplazamiento de fase M-aria) a cada una de las modulaciones PSK dependiendo del número de símbolos usados (M). Por ejemplo, el estándar LTE hace uso de una modulación QPSK, por lo que se dispone de 4 símbolos diferentes que permiten transmitir 2 bits por símbolo.

2.1.2. Modulación en amplitud en cuadratura

La modulación QAM trata de la unión a grosso modo de la modulación ASK y la PSK, ya que hace uso simultáneamente de una variación en la amplitud y en la fase de la portadora, permitiendo de esta forma la transmisión de mayor cantidad de información respecto a otros tipos de modulación.

La ventaja principal, por tanto, es su eficiencia; en contraposición, posee desventajas como la interferencia multitrayecto que le afecta especialmente. Este hecho produce que los símbolos de la constelación se dispersen haciendo que la separación entre ellos sea menor y de esta manera se complique la decodificación en el receptor. Otra desventaja reside en la mayor dificultad para implementar amplificadores con respuesta lineal, los cuales son necesarios ya que se lleva a cabo una modulación en amplitud. Los amplificadores lineales tienen la desventaja de ser menos eficientes y de consumir mayor energía.

En sistemas móviles es importante prestar atención al consumo de energía ya que los dispositivos deben ser inalámbricos. No obstante, este tipo de modulación se aplica en el estándar de 4G con las modulaciones 16QAM y 64QAM. La primera utiliza 16 símbolos y la segunda 64, disponiendo de mayor capacidad la segunda y, por consiguiente, es más sensible a las condiciones adversas del canal.

2.2. Codificación

El uso de codificación en un sistema de comunicación está ampliamente implementado, ya que permite mejorar la tasa de error. El trabajo se centra en una codificación de canal por tratarse de un método de protección contra errores y de recuperación en determinadas circunstancias. No obstante, antes de explicar la importancia de una codificación de canal en el funcionamiento de un sistema, se hace necesaria la distinción en un primer momento entre la codificación de fuente y la codificación de canal.

2.2.1. Codificación de fuente

La codificación de fuente en un sistema de comunicación tiene por objetivo reducir la tasa binaria generada por la fuente sin perder información. Los bits generados por la fuente son mapeados a un conjunto finito de símbolos de un alfabeto. Es precisamente la señal resultante de la codificación de fuente la que será introducida al codificador de canal con el fin de preparar a la información para ser transmitida por el canal y superar los posibles errores que éste introduzca.

En la mayor parte de ocasiones, la información de salida del codificador de fuente está correlada, por lo que algunos bits son más probables que otros, dando lugar a que se transmitan más bits de los necesarios para enviar una determinada información. De esta definición, surge el concepto de entropía de una fuente, que es la cantidad de información incluida en un símbolo. Esta cantidad de información señala el límite del número de bits por muestra que son necesarios para transmitir información sin pérdidas.

Por tanto, la codificación de fuente elimina la correlación existente en los bits de salida con el fin de que todas las cadenas a transmitir dispongan de la misma probabilidad y así posean la mínima longitud posible.

2.2.2. Codificación de canal

Centrando la atención en la codificación de canal [16], se puede enunciar que es aquella que introduce redundancia en los bits de información para en caso de producirse un error en el canal de comunicaciones, bien sea por desvanecimientos, ruidos o interferencias, éstos errores puedan ser detectados y corregidos en algunos casos.

En un sistema de comunicaciones se tienen en cuenta modelos probabilísticos de canal, cada uno con unos límites de capacidad determinados, los cuales se recogen en la teoría de la información enunciada por Shannon [15]. De esta forma, en la ecuación 2.1 se enuncia la que sea probablemente la fórmula más importante que rige la teoría de la información y da una medida de la capacidad del canal.

$$C = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\log_2 M}{T} \quad (2.1)$$

Shannon en su teoría no tiene en cuenta los errores que se puedan producir en el canal, por este motivo tan importante es la teoría de codificación de canal que será la que establezca los términos para disponer de una comunicación fiable sin sobrepasar la capacidad del canal enunciada por Shannon.

Un codificador de canal está caracterizado por la tasa de código (R), la cual indica la relación entre número de bits de información y número de bits totales. Su formulación se recoge en la ecuación 2.2, siendo k el número de bits entrantes al codificador y n el número de bits a la salida del codificador. Cuanto menor sea la tasa de código (para un cierto k), mayor es la cantidad de bits redundantes incluidos. Al incluir mayor cantidad de redundancia, más efectivo será el control de errores (detección y corrección) pero, por contra, se produce una disminución en la eficiencia de transmisión.

$$R = \frac{k}{n} \quad (2.2)$$

De esta definición surge hacer otra importante distinción y es especificar los dos tipos típicos de corrección de errores, la técnica de retransmisión (ARQ) y la técnica de corrección de errores (FEC). [17]

- La técnica de retransmisión (ARQ, por sus siglas en inglés, *Automatic Repeat-Request*) consiste en el reenvío íntegro de las tramas que han llegado erróneas al

receptor. El receptor, en el caso de recibir una información que se detecte como errónea o incompleta, transmitirá un mensaje al transmisor para el reenvío de dicha información. Es un método muy potente para la corrección de errores, pero no es demasiado eficiente debido al tiempo necesario para la retransmisión.

- La técnica FEC (*Forward Error Correction*) corrige los errores que son detectados en el receptor sin necesidad de pedir al emisor una retransmisión. Cabe matizar que no siempre es posible la corrección de errores, según el tipo de codificador de canal usado se podrá detectar y corregir o únicamente detectar el error. La corrección es posible gracias a los bits redundantes que han sido insertados en el codificador de canal.

Pues bien, al unir las dos técnicas especificadas, surge un nuevo tipo conocido como HARQ (*Hybrid ARQ*) [39]. Este tipo de corrección combina las técnicas ARQ y FEC ya que, por un lado, añade bits redundantes a la información (FEC) de modo que ante pequeños errores pueda recuperar la información. Por otro lado, si el paquete recibido contiene tantos errores que en la capa física del receptor no pueden ser corregidos, se solicita una retransmisión (ARQ). El primer paquete que no ha podido ser decodificado se guarda de manera que, al recibir la retransmisión, se combinan ambos paquetes siendo más probable su decodificación. Esta técnica puede ser implementada de manera que, al solicitar una retransmisión, la redundancia añadida al mensaje se vea incrementada con respecto a la primera vez que se transmitió el paquete.

En el caso de una recepción del mensaje en el sistema con una SNR baja, la técnica HARQ proporciona mejor rendimiento que la técnica ARQ. No obstante, en caso de disponer de una buena SNR, al añadir redundancia en exceso se pierde eficiencia. A la hora de seleccionar el tipo de corrección de errores aplicado a un sistema, se tienen en cuenta las características que éste dispone. En el caso de un sistema 4G, como se comprobará, se aplica la técnica HARQ.

Existen distintos tipos de codificación de canal como pueden ser los códigos bloque o los códigos convolucionales. El principal inconveniente de estos dos tipos de código es que no son capaces de alcanzar tasas binarias cercanas al límite de Shannon de la capacidad del canal. En parte por solucionar éste hecho han surgido nuevos tipos de codificación, como la turbocodificación o los códigos de baja densidad (LDPC, *Low Density Parity Check*).

La modulación codificada aplicada en el presente trabajo está formada por un codificador convolucional, por lo que se analizará de forma teórica este tipo de

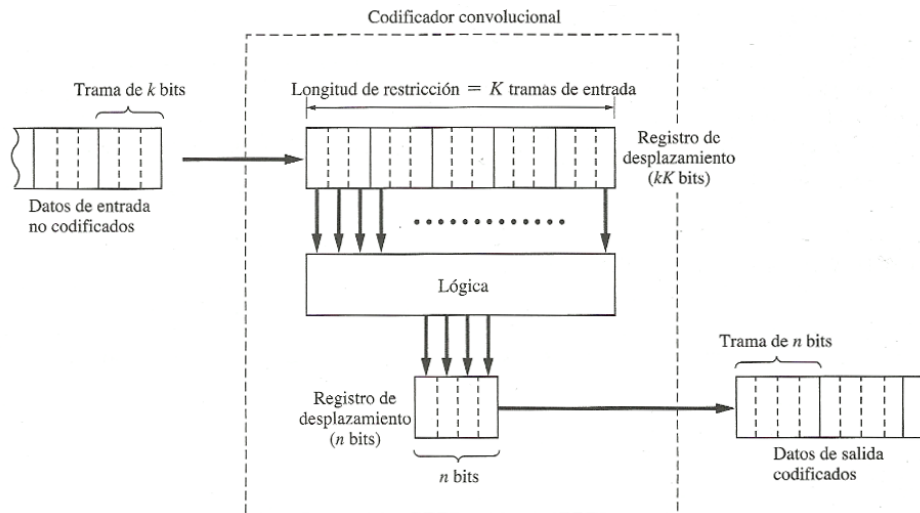


Figura 2.1: Esquema general de un codificador convolucional [13]

codificación. Asimismo, el estándar LTE hace uso de un turbocódigo, por lo que de manera análoga se detallará su funcionamiento a continuación.

2.2.2.1. Código convolucional

La principal característica que posee un codificador convolucional frente a su antecesor (código bloque) es el uso de memoria. Se entiende por memoria la dependencia de los bits de salida del codificador con los bits de entrada en el mismo momento y en momentos anteriores. Así, la formulación con la que es conocido un código convolucional se observa en la ecuación 2.3, donde K es la memoria del código y supone la longitud de restricción.

$$C(n, k, K) \quad (2.3)$$

El codificador está formado por un registro de desplazamiento que contiene K segmentos, cada uno de ellos de longitud k . En cada ciclo se desplazan k posiciones dentro del registro de desplazamiento, generando mediante operadores lógicos una trama de longitud n bits en cada uno de los ciclos. El conjunto de operadores lógicos toman determinados bits almacenados en el registro para generar los n bits de salida codificados convolucionalmente. En la Figura 2.1 se puede observar un esquema que ayudará a entender el funcionamiento. En ésta se supone una codificación $C(4, 3, 5)$.

El hecho de que este tipo de codificación disponga de memoria supone un inconveniente en la decodificación. Para decodificar el mensaje en el receptor es necesario que haya llegado la información completa por el uso de tramas anteriores a la actual en la codificación. El tener que esperar a la llegada de toda la información para realizar la decodificación puede suponer un retardo adicional, no siendo beneficioso

en sistemas de tiempo real.

2.2.2.2. Turbocodificación

Debido en parte a los inconvenientes presentados por los códigos existentes hasta el momento (códigos bloque y códigos convolucionales) surgió en 1993 la turbocodificación [18]. Introducida por Berrou, Glavieux y Thitimajshima, consigue alcanzar altas tasas binarias con baja probabilidad de error, acercándose al límite de Shannon.

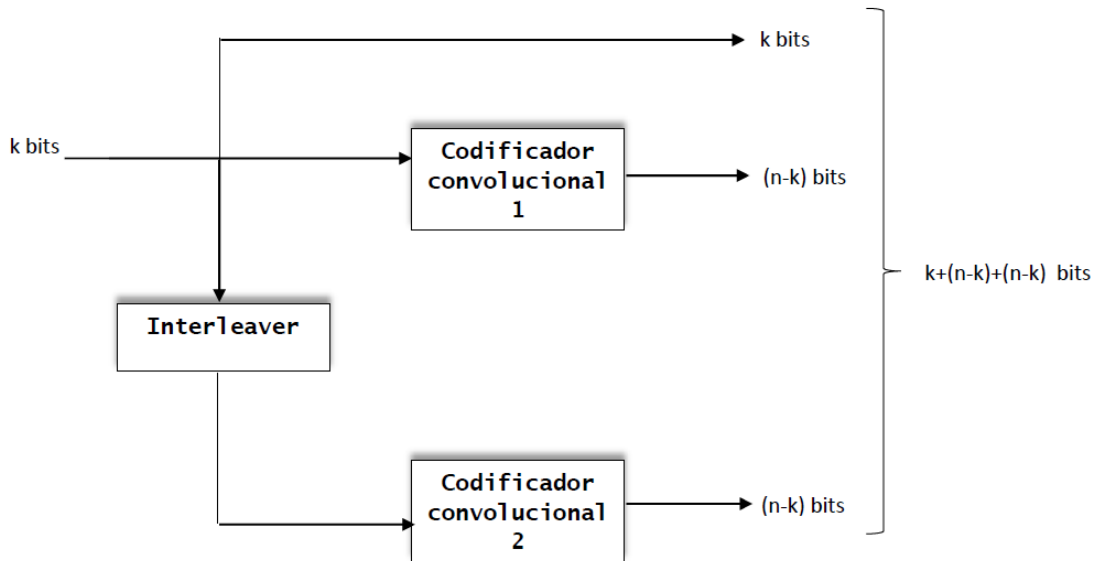


Figura 2.2: Esquema general de un turbocodificador sistemático

En esencia, se trata de una concatenación paralela de dos codificadores convolucionales, uno de ellos precedido por un *interleaver* (*entrelazador*) aleatorio. El *entrelazador* elimina la correlación existente entre las dos entradas. Los errores de ciertos canales variantes en el tiempo no permanecen constantes, sino que existen instantes con mayor probabilidad de error de bit, debido por ejemplo a desvanecimientos no instantáneos. Al eliminar la correlación, las dos salidas del codificador son estadísticamente independientes, mejorando así la capacidad de corrección de errores en el receptor en caso de producirse.

En un caso muy habitual, el turbocodificador dispone de tres salidas, dos de ellas las ya explicadas y una tercera que es la que confiere al codificador la característica de sistemático. En la rama sistemática el mensaje de entrada pasa íntegro a la salida (Figura 2.2).

Al estar formado el turbocodificador por dos codificadores convolucionales, la tasa de éstos va a ser diferente a la tasa resultante del turbocodificador. Se puede poner de ejemplo el caso de que los codificadores convolucionales sean de tasa $1/2$ y el turbocodificador resultante posea tasa $1/3$.

En la mayoría de sistemas donde se implementa una turbocodificación, se añade a la salida de éste un *puncturing*. La función del *puncturing* es eliminar alguno de los bits redundantes que han sido añadidos en la codificación, con el objetivo de mejorar la tasa binaria. Es importante que esto suceda en condiciones favorables del canal de comunicaciones, ya que de producirse un error en la información, cuanto mayor sea la tasa de codificación (menor redundancia añadida), menores posibilidades tendrá la corrección en el lado receptor.

2.3. TCM

Una modulación codificada en rejilla o también conocida como modulación con codificación reticulada, por sus siglas en inglés TCM (*Trellis Coded Modulation*), trata de combinar la codificación y modulación para conseguir una tasa de errores suficientemente baja y controlada, a la vez que se aprovecha el ancho de banda y la potencia de transmisión de forma más eficiente.

2.3.1. Origen

TCM fue inventado por el ingeniero austriaco Gottfried Ungerboeck en la década de 1970 cuando desempeñaba su actividad profesional para la empresa IBM [19]. En un principio no obtuvo demasiada repercusión, hasta que en 1982 se publicó un artículo detallado de su funcionamiento [20], llegando rápidamente a instaurarse de forma práctica en sistemas reales. Fue en 1984 cuando la ITU-T lo incluyó en los módems de datos de la red telefónica por su mejora en el balance tasa de error-eficiencia espectral.

La atribución de modulación codificada *en rejilla* tiene su origen en el tipo de codificación implementado. TCM usa codificación convolucional, también conocida como codificación *Trellis*, ya que ésta puede ser representada por un diagrama de *Trellis* o diagrama en rejilla. Este tipo de diagrama dispone de varios estados que son unidos mediante transiciones, de manera análoga a lo que se realiza en un diagrama de estados convencional. Al representar el diagrama, su esquema se asemeja a un enrejado, de ahí su denominación. Es probable que el motivo de aplicar este tipo de codificación a un TCM venga impulsado por la posibilidad de aplicación de decodificación de máxima verosimilitud de secuencia mediante el algoritmo de Viterbi.

Muchos han sido los estudios posteriores a la invención del TCM que han intentado la aplicación de éste en diversos sistemas. Obviamente, no tardó en intentarse la aplicación de otro tipo de codificación que dispusiera de mayor eficiencia con respecto a los códigos convolucionales. Un caso concreto, se encuentra en la aplicación

de un codificador turbo (turbo codificador). Este caso se conoce como TTCM (*Turbo TCM*) [44], el cual no ha sido objeto de estudio en el presente trabajo.

2.3.2. Definición

Siguiendo la definición aportada por el creador de la modulación, se define un TCM como un codificador convolucional seguido de un modulador [22].

El codificador convolucional debe disponer de una tasa $k/k+1$ y el modulador, por tanto, mapeará los $k+1$ bits en su espacio de señal. La constelación, por consiguiente, quedará formada por 2^{k+1} símbolos (M). Esto supone una diferencia con lo estudiado en la modulación tradicional, ya que en lugar de generar una constelación de 2^k bits por ser k los bits de entrada al bloque modulador, se mapearán 2^{k+1} bits como se puede comprobar en la Figura 2.3. Se entiende un TCM como un modulador al que se le ha añadido un codificador, por tanto el codificador al añadir bits redundantes, provoca que exista un mayor número de bits que modular.

Esta relación de codificación producida justo antes de la modulación produce una duplicación en el número de símbolos de la constelación (véase Figura 2.4). El hecho de aumentar el número de símbolos en el espacio de señal, trae consigo que se mantenga invariante el número de bits por símbolo con respecto a la no existencia de un codificador. Es esta característica la que provoca que la tasa de datos y el ancho de banda se mantengan constantes, siendo uno de los puntos fuertes del esquema de modulación TCM.

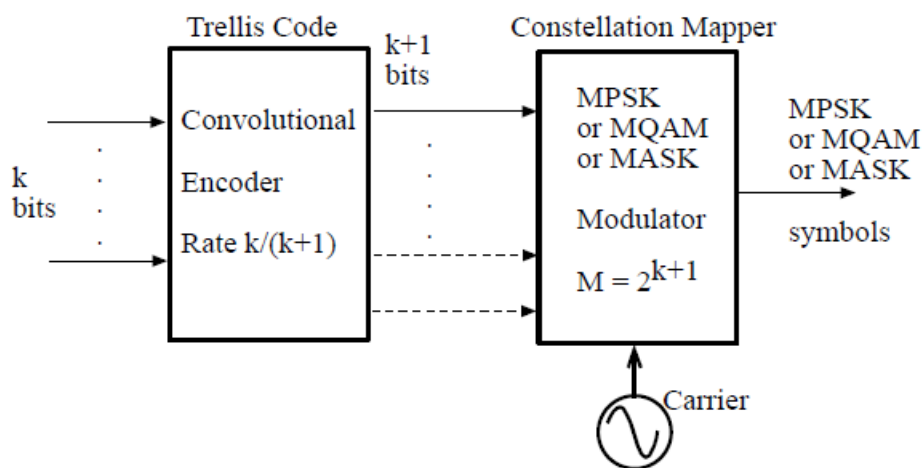


Figura 2.3: Esquema general TCM [22]

Es de esperar que al aumentar el número de símbolos en la constelación, la distancia mínima entre ellos se vea reducida, lo que provoca una dificultad añadida en la decisión del decodificador. El hecho del aumento del número de símbolos y por tanto, la menor distancia entre ellos, se ve contrarrestado por la unificación de la

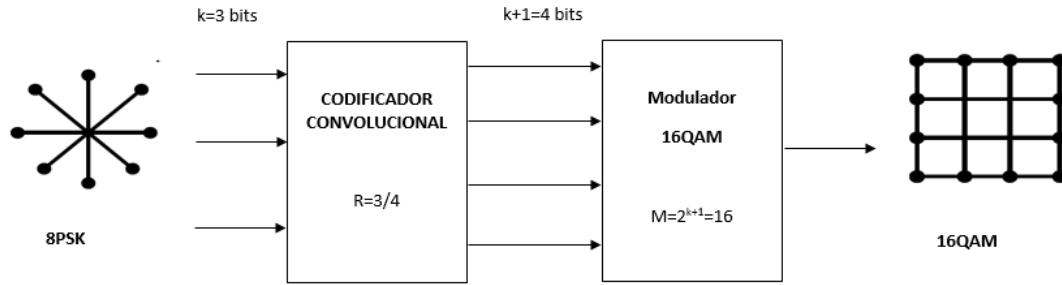


Figura 2.4: Funcionamiento TCM

codificación y modulación, ya que es posible (en términos de diagrama de Trellis) que a las transiciones que salen o llegan a un mismo estado se les asigne como salida símbolos de la constelación lo más alejados entre sí posible. De esta manera, se consigue la máxima distancia Euclídea entre símbolos, tanto al salir como al volver del camino correcto en un bucle de error, lo que supone una mejora en la incertidumbre del decisor.

2.3.3. Aplicación

El ingeniero Ungerboeck en sus investigaciones sobre códigos convolucionales decidió aplicar la comprobación de paridad en cada símbolo, constituyendo una novedad frente a lo aplicado hasta el momento que consistía en aplicar la comprobación de paridad después de realizar la modulación al conjunto de bits mapeados.

Esta forma de comprobación de paridad la denominó *Mapping by Set Partitions* (Asignación por Partición de Conjuntos) [21], la cual consiste a grandes rasgos en dividir los símbolos de la constelación en subconjuntos, de forma que la distancia Euclídea entre los símbolos de cada subconjunto sea la mayor posible.

Se entiende por distancia Euclídea la separación existente entre dos puntos en línea recta. Tomando el punto P1 en las coordenadas (x_1, y_1) y el punto P2 en las coordenadas (x_2, y_2) , se define matemáticamente la distancia Euclídea como se muestra en la ecuación 2.4.

$$d = \sqrt{(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2} \quad (2.4)$$

2.3.3.1. Asignación por Partición de Conjuntos

El método de Asignación por Partición de Conjuntos introducido por Ungerboeck supone la base para entender el funcionamiento de una modulación TCM, por tanto, será analizado en detalle. Con la ayuda de la Figura 2.5 se realizará una presentación de los pasos seguidos por este algoritmo. En concreto, la figura muestra la división de

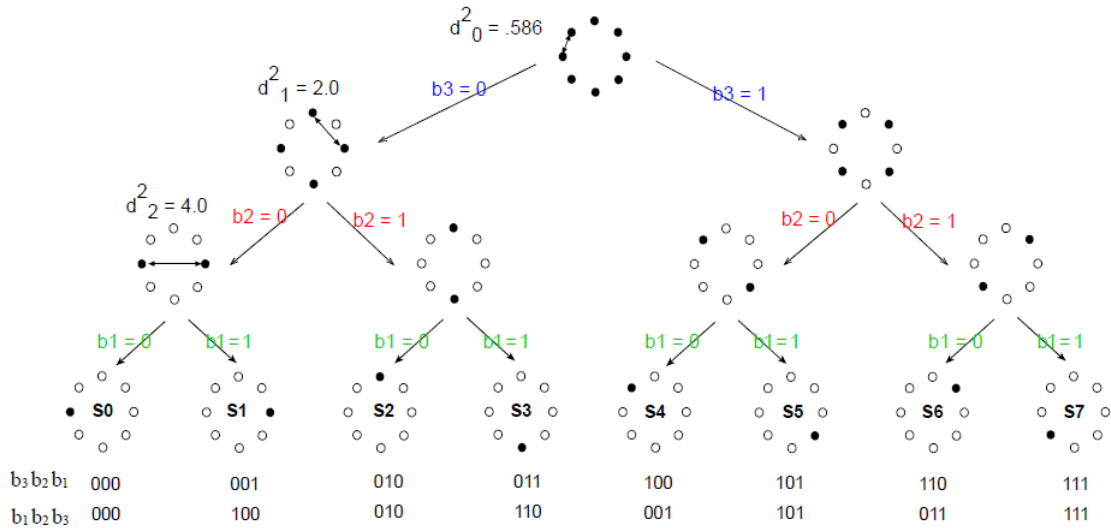


Figura 2.5: Esquema del método *Asignación por particionamiento de conjuntos*[22]

una constelación 8-PSK, aunque el algoritmo seguido podría extrapolarse a cualquier esquema de modulación.

La constelación formada por 8 símbolos se divide b veces hasta que la distancia d_b es mayor o igual a la distancia deseada. Al realizar las divisiones en el espacio de señal, por un lado, se asigna un bit que determinará la posición del subconjunto en el diagrama y por otro aportará el número de bits por el que está compuesto cada símbolo de la constelación. Por ejemplo, si los dos bits de mayor peso de dos subconjuntos coinciden en las primeras posiciones pero no en el último bit, se puede saber que las señales pertenecen al mismo nivel de particionado pero a subconjuntos diferentes.

Ungerboeck explicó detenidamente en una segunda parte, [24], el método óptimo a seguir para realizar la división en subconjuntos de una constelación. Este método tomaba un bloque de m bits de entrada al modulador codificado y lo dividía en dos subbloques de longitudes m_1 y m_2 . Los m_1 bits son procesados por un codificador convolucional obteniendo a su salida n_1 bits. Éstos n_1 bits definirán los 2^{n_1} subconjuntos en que se dividirá la constelación. Los m_2 bits restantes se usan para elegir cada uno de los puntos de la constelación dentro de cada subconjunto definido por n_1 . Por tanto, en cada uno de los 2^{n_1} subconjuntos existirán 2^{m_2} puntos de constelación. Pues bien, Ungerboeck demostró que seleccionando una longitud de m_1+1 bits para el subbloque que será codificado convolucionalmente y una longitud para el subbloque m_2 de 1 bit, la modulación codificada TCM consigue una ganancia entre 3 y 6 dB.

A la vista de la teoría seguida para realizar la división, se puede decir que se trata de un método sistemático susceptible de ser implementado mediante algoritmos

automatizados. Estos algoritmos permiten realizar la búsqueda de la mejor opción de división para minimizar la tasa de error en cada tipo de modulación implementada.

2.3.4. Ventajas

A lo largo de la explicación se han comentado los principales puntos de innovación introducidos por TCM. Son muchas las ventajas que conlleva la implementación de esta técnica de modulación y relativamente pocos los inconvenientes. Entre las principales ventajas de esta técnica se encuentran:

- Consigue mejorar la tasa de error de bit en los enlaces, sin modificar la tasa binaria ni el ancho de banda utilizado. Esto es posible, como se ha explicado, aumentando el número de multiniveles o símbolos de la modulación y manteniendo el ancho del pulso invariante; al no aumentar el ancho del pulso, el ancho de banda se mantiene constante [13].
- Esta técnica se apoya en el incremento de la distancia Euclídea, mejorando de esta forma la detección en el receptor. Esta técnica se propuso junto a una decodificación de máxima verosimilitud con el algoritmo de Viterbi, con el objetivo de facilitar la decisión del decodificador. Al estar basado un TCM en un codificador convolucional trae consigo el uso de decodificación de máxima verosimilitud y es por este motivo el uso preferente de decodificación blanda.
- Se trata de un algoritmo sistemático, por lo que es fácilmente aplicable en sistemas microprogramados, aprovechando de esta forma el potencial de éstos.

Capítulo 3

Contextualización del sistema evaluado dentro del estándar LTE

Con el objetivo de proporcionar una visión general sobre las principales características de las que dispone un sistema 4G y que son aplicables en el modelo bajo estudio, se realizará un breve repaso del estándar LTE.

3.1. Long Term Evolution

Long Term Evolution (LTE, Figura 3.1 [25]) es el estándar desarrollado por el grupo 3GPP y aceptado por la ITU-T como el primer estándar de cuarta generación. Su proceso de estandarización comenzó a finales de 2004 en un seminario celebrado en Toronto, en el que varias empresas del sector presentaron sus visiones sobre la nueva generación de telefonía móvil. El grupo 3GPP comenzó rápidamente a plasmar las nuevas características que debía de contener, presentando así, en junio de 2005, la *Release 8*, la cual contiene la primeras especificaciones del estándar LTE.



Figura 3.1: Logotipo LTE [25]

Entre las características que destacan del estándar se encuentran [5]:

- Baja latencia, entendiendo por ésta el tiempo requerido por un usuario para conectarse a la red. Se encuentra en el orden de los pocos de cientos de milisegundos. Esta baja latencia es conseguida mediante el uso de una señalización optimizada en el establecimiento de la conexión.
- Alto rendimiento: se logran altas tasas binarias, tanto en subida como en bajada.
- Mejora en la eficiencia espectral, reduciendo de esta manera el coste por bit.
- Conexión continua: el estándar soporta conexión con redes ya existentes, como GSM o UMTS. Posee una señalización optimizada para la gestión de movilidad.
- Arquitectura de red simplificada con respecto a los anteriores estándares.
- Bajo consumo en terminales móviles con respecto a su potencial.

Es probable que el mayor punto de ruptura frente a los anteriores estándares de tecnología móvil se encuentre en su tecnología de acceso a la interfaz radioeléctrica. Este nuevo estándar basa su enlace descendente en OFDMA (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Access*), toda una innovación con respecto a los anteriores estándares que basaban su tecnología de acceso en TDMA, FDMA, CDMA o WCDMA. Para el enlace ascendente la tecnología de acceso escogida ha sido SC-FDMA (*Single-Carrier Frequency-Division Multiple Access*) [26].

En toda nueva generación o nuevo estándar de tecnología móvil tiene especial relevancia la tasa binaria que se puede alcanzar. En este caso, en la *Release 8* se alcanzan los 100 Mbps en bajada y 50 Mbps en subida usando un ancho de banda de 20 MHz, que se corresponde con una eficiencia espectral de 5 bps/Hz en bajada y de 2,5 en subida. Todos estos datos se toman bajo la suposición de que el terminal de usuario tiene dos antenas receptoras y una transmisora; este resultado se basa en tecnología MIMO, por lo que se verá este hecho más en profundidad.

Se puede considerar que son dos los avances incluidos en el estándar LTE que le hacen ser considerado una nueva generación: la tecnología multiportadora y la tecnología de múltiples antenas. Se explicará en que consiste cada una de ellas a continuación.

3.1.1. Tecnología multiportadora

A la hora de crear el estándar, desde un principio se quiso incluir la tecnología multiportadora para conseguir múltiples accesos. Tras varias propuestas, el esquema OFDMA se consolidó como el que sería usado para el enlace descendente mientras

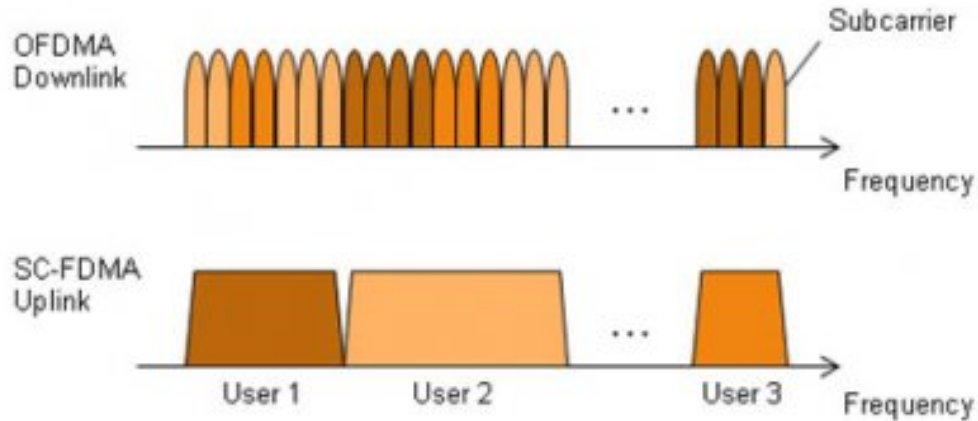


Figura 3.2: Diferencia entre la tecnología de acceso al enlace radioeléctrico en LTE [42]

que para el ascendente se tomaría SC-FDMA. El motivo de tal elección se basó principalmente en la alta eficiencia y robustez frente a desvanecimientos multitrajecto que aporta OFDMA. En el enlace ascendente se renunció al esquema OFDMA debido al complejo diseño de amplificadores para este tipo de señales y que debían implementarse en los terminales de usuario. La diferencia fundamental entre los dos esquemas se puede observar desde el punto de vista espectral en la Figura 3.2 [27].

3.1.1.1. OFDMA

La tecnología OFDMA [28] hace posible que varios usuarios de un sistema compartan el espectro de un mismo canal. El canal se divide en un conjunto de subportadoras que son repartidas entre los distintos usuarios, en función de las necesidades de cada uno. De manera continua existe una adaptación del número de subportadoras dedicadas a cada usuario, en función de la velocidad requerida o de las condiciones del canal, consiguiendo una eficiencia espectral muy buena. Esta adaptación debe ser rápida para evitar las interferencias cocanal y los desvanecimientos.

OFDMA se define como el esquema que permite repartir los recursos tanto en el dominio temporal como en el frecuencial, siendo así una combinación de FDMA y TDMA. Por tanto, este sistema multiportadora se realiza multiplexando la señal original de tasa binaria R en N flujos de datos paralelos (subportadoras), cada uno de ellos con tasa R/N . Al reducir la tasa binaria de transmisión y aumentar la duración en cada subportadora, se consigue reducir la interferencia intersímbolo (ISI). Es posible aumentar la duración de las subportadoras debido a que el esquema asegura la ortogonalidad entre ellas. La ortogonalidad se consigue seleccionando la separación entre las subportadoras de modo que la frecuencia central de cada una de ellas coincida con el cruce en cero de la función $\text{sinc}()$ de las subportadoras adyacentes.

Las subportadoras espaciadas en el dominio de la frecuencia son convertidas en señales en el dominio del tiempo, en el cual se va a realizar la transmisión, gracias a la aplicación de la IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*). En el receptor se revertirá la operación con la aplicación de FFT, que convertirá las señales en el dominio del tiempo al dominio frecuencial, permitiendo la separación de las subportadoras.

Al transmitir las señales en el dominio temporal es necesaria la inclusión de intervalos de guarda entre las subportadoras con el fin de evitar la aparición de ISI y conservar la ortogonalidad. En el esquema OFDMA aplicado en LTE se ha usado dicho intervalo para incluir lo que se conoce como prefijo cíclico (CP, *Cyclic Prefix*). Este prefijo contiene una copia de las muestras del final de cada símbolo lo que aporta además una facilidad añadida a la hora del procesamiento de la señal. La inclusión de esta extensión cíclica y modular cada flujo en una frecuencia diferente proporcionan ortogonalidad entre las subportadoras. El uso de prefijo cíclico también genera inconvenientes, entre ellos se encuentra la pérdida de potencia en la señal al añadir redundancia al mensaje transmitido.

Otro aspecto importante del esquema consiste en que es posible el uso de diferentes esquemas de modulación dentro de la misma trama OFDMA. Cada usuario recibirá la información con una determinada modulación en función de la calidad del canal. Esta característica aportada por OFDMA aporta un gran potencial al estándar LTE [29].

3.1.1.2. SC-FDMA

SC-FDMA, por sus siglas en inglés, *Acceso Múltiple por División de Frecuencia de Portadora Única*, es el esquema usado para el enlace ascendente en LTE. Al igual que OFDMA asigna un recurso a varios usuarios y se caracteriza por usar una modulación de portadora única, multiplexación frecuencial ortogonal y ecualización en el dominio frecuencial [30].

El modelo simulado en este trabajo corresponde al enlace descendente, por lo que esta tecnología de acceso no es de interés aquí, para mayor información consultar [31].

3.1.2. Tecnología de múltiples antenas

El uso de múltiples antenas constituye tecnología MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) y puede ser usada tanto en la transmisión como en la recepción. Su relevancia en el estándar es debido a que ofrece altas tasas binarias.

No obstante, el uso de múltiples antenas puede hacerse con varios fines [32, 5]:

- Diversidad en recepción. Disponer de varias antenas en el receptor es la opción más común. Es usado en el modo de funcionamiento 1 del estándar LTE,

en el que existe una única antena en transmisión y múltiples en recepción. Puede hacer uso del algoritmo *Maximum-Ratio Combining* (MRC) en el que las señales recibidas en las múltiples antenas se promedian para encontrar la información con mayor fiabilidad, con el mínimo número de errores posible. Además de este algoritmo, existe el algoritmo SC (*Selection Combining*) en el que únicamente se tiene en cuenta la señal recibida con mayor SNR. El primero de los algoritmos es preferible cuando existe desvanecimiento plano, mientras que el segundo se prefiere en canales con desvanecimiento selectivo en frecuencia, que son lo habitual en este contexto.

- **Diversidad en transmisión.** Se dispone de varias antenas en el transmisor y por todas ellas se transmite la misma información, constituyendo el modo de funcionamiento 2. Proporciona una mejora en la transmisión y permite contrarrestar el desvanecimiento multitrayecto pero, a cambio no hace mejorar la tasa de datos. Se encuentra en el estándar con 2 ó 4 antenas transmisoras.
- **Conformado de haz (*beamforming*).** Al disponer de varias antenas en transmisión es posible la formación de un *array*, el cual hace posible la concentración de la señal en una única dirección, mejorando así la directividad de la antena y la potencia emitida. Asimismo, pueden aplicarse desplazamientos de fase que hacen que los haces se dirijan en diferentes direcciones cada uno de ellos con distintas señales. Este esquema permite obtener un enlace más robusto frente a perturbaciones, pero al igual que el anterior no mejora la tasa binaria.
- **Multiplexación espacial (*spatial multiplexing*).** Varias antenas en el transmisor envían cada una de ellas flujos distintos de información. Permite incrementar la tasa de datos al poder transmitir cada antena información distinta a un usuario diferente. Posee gran correspondencia con el esquema OFDMA ya que, en lugar de realizar una transmisión con un régimen binario elevado, divide esos datos en múltiples tramas más reducidas que serán moduladas y transmitidas por antenas diferentes. El estándar LTE permite hasta 4 antenas en el enlace descendente mientras que LTE-Advanced permite hasta 8. El modelo utilizado para la simulación se centra en el uso de transmisión espacial para mejorar la tasa binaria.

3.2. LTE-Advanced

El estándar de 4G siguió desarrollándose y de este avance surgió la *Release 9*, una versión actualizada de la ya comentada *Release 8*. En esencia, sigue siendo un estándar LTE que mejora algunos aspectos a su antecesora. No obstante, de los esfuerzos

por alcanzar las especificaciones impuestas por el comité IMT-Advanced para una red de cuarta generación, el grupo 3GPP TSG RAN en 2008 comenzó a establecer las posibles técnicas que se pudieran implementar para conseguir el objetivo. Solo unos meses después apareció la *Release 10* que satisfacía e incluso superaba en algunos aspectos a los impuestos por el comité para la red de cuarta generación. Esta última versión define las características de un nuevo estándar denominado LTE-Advanced (Figura 3.3 [25]) que se postula como una red 4G+.



Figura 3.3: Logotipo LTE-Advanced [25]

LTE-Advanced alcanza 1 Gbps como tasa binaria de pico para bajada y hasta 500 Mbps para subida, superando así al estándar LTE de las versiones anteriores. La eficiencia espectral alcanza los 30 bps/Hz para bajada y los 15 bps/Hz para subida. Además de en tasa binaria, supera al anterior estándar en otros aspectos como [37]:

- Ampliación del número de portadoras, permitiendo que un usuario pueda recibir en varias frecuencias simultáneamente gracias al aumento en el ancho de banda de hasta 100 MHz. El ancho de banda se dividirá en hasta 5 portadoras de 20 MHz cada una y no tienen por qué ser contiguas.
- Refuerza la transmisión mediante la técnica MIMO de multiplexación espacial, permitiendo el uso de hasta 8 antenas transmisoras en el enlace descendente, como se ha especificado en el apartado 3.1.2.
- Incorporación de esquemas CoMP (*Coordinated MultiPoint transmission/reception*) para coordinar la transmisión/recepción multipunto entre nodos de la red. Su objetivo es mantener altas tasas binarias en los bordes intercelulares realizando una conexión de un UE con dos o más eNB.
- Incorporación del método ICIC (*Inter Cell Interference Coordination*), el cual permite coordinar la interferencia entre células. Los distintos eNB pueden intercambiar información sobre las subportadoras que van a ocupar con el fin de evitar coincidencias e interferencias entre ellas.

3.3. Arquitectura del sistema LTE

Como se ha comentado en las características principales del estándar, éste dispone de una arquitectura simplificada, esto es, en la anterior generación el núcleo de red tenía una elevada complejidad, lo que incrementaba el tiempo de conexión y procesamiento, aportando grandes tiempos de latencia. En la cuarta generación se incluye una arquitectura única que facilita el procesamiento y reduce los tiempos de latencia, denominada E-UTRAN.

Todo sistema de comunicaciones está formado por un equipo de usuario, una red de acceso y una red troncal, las cuales se analizarán a continuación con el objetivo de ubicar el modelo simulado en el estándar. Además de estas tres, se pueden encontrar pasarelas que permiten la interoperabilidad de LTE con los anteriores estándares de comunicaciones móviles.

Una novedad que introduce la arquitectura LTE, y que se puede observar en la Figura 3.4, es que este estándar ya no tiene conexión con la red de circuitos conmutados, todos los servicios funcionan sobre la red de paquetes basada en IP y denominada EPC.

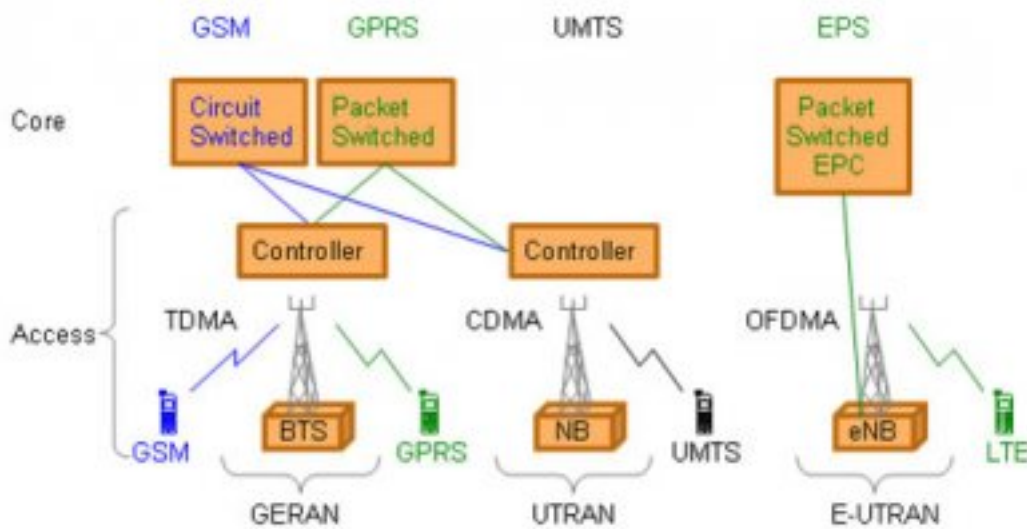


Figura 3.4: Diferencias entre estándares en la arquitectura de red [42]

3.3.1. Equipo de usuario

El equipo de usuario (UE, *User Equipment*) permite al usuario conectarse con la red y acceder a los servicios que ésta proporciona. Se conecta con la red de acceso constituida por el *evolved Node B* mediante la interfaz radio. Está formado por dos elementos: el módulo de suscripción de usuario que corresponde con la tarjeta conocida popularmente como SIM, y el terminal móvil, que es el dispositivo electrónico que permite al usuario acceder a los servicios e interactuar con ellos.

3.3.2. Red de acceso

La red de acceso en LTE es una red evolucionada con respecto a la de los anteriores estándares y se conoce como E-UTRAN (*Evolved Universal Terrestrial Access Network*). Los principales requerimientos para esta nueva red de acceso son la alta eficiencia espectral, los altos regímenes binarios, los cortos tiempos de ida y vuelta, además de proporcionar flexibilidad en la frecuencia y en el ancho de banda.

La red de acceso está formada por el *evolved Node B* (eNB) que es la estación base que se conecta con el equipo de usuario mediante la interfaz X2 y con la red troncal mediante la interfaz S1. Entre las funciones del eNB se encuentra la gestión de recursos radio para dar servicio a los usuarios conectados. De esta función se desprende su relevancia en el estudio del presente trabajo, ya que la capa física del eNB lleva a cabo las funciones de codificación y modulación de la información que se transmite en el enlace descendente.

3.3.3. Red troncal

La red troncal de LTE es una red todo IP, siendo ésta una de las novedades introducidas por la tecnología 4G. Entre sus funciones se encuentran la autenticación de usuarios, la gestión de movilidad o la interconexión con otras redes, entre otras.

Está constituida por el EPC que contiene tres entidades de red y una base de datos principal (HSS, *Home Subscriber Server*), siendo posible su visualización en la Figura 3.5.

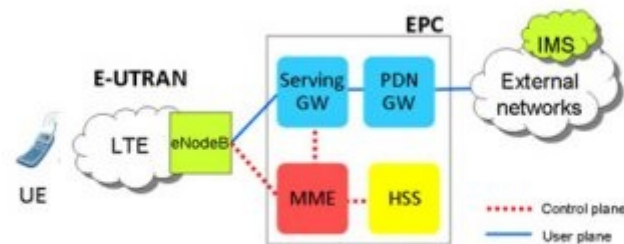


Figura 3.5: Arquitectura de red del sistema LTE [43]

La red TCP/IP divide a la información a transmitir en paquetes que serán enviados al receptor. Por tanto, se trata de una red de conmutación de paquetes que tiene como ventaja la consumición de recursos únicamente cuando se está enviando o recibiendo paquetes, quedando libre en otros momentos para poder ser usada por otros usuarios. Como inconveniente se encuentra la dificultad para manejar datos de tiempo real, como la voz. A costa de aumentar la complejidad se consigue el soporte

de aplicaciones en tiempo real sobre la red de paquetes conmutados. El estándar LTE soporta servicios de voz con la técnica VoIP (*Voice over IP*).

3.4. Capa física

En un sistema de comunicaciones digitales, se establece una serie de capas en las que se dividen las sucesivas transformaciones que sufre cada bit de información, con el objetivo de ser enviado o transportado a otro lugar. Cada capa tiene unas determinadas tareas que realizar dentro del sistema. En cada una de las capas se encuentra un tipo de canal, teniendo así canales lógicos, canales de transporte y canales físicos. En este caso, se centrará la atención en la capa física, también denominada capa 1, que es la responsable de preparar en última instancia la información para ser transmitida a través del canal [34].

La capa física, entre otras funciones, tiene como tareas:

- Detección de errores en el canal de transporte.
- Codificación y/o decodificación.
- Ajuste de la tasa binaria en función de los bits recibidos de la capa de transporte.
- Control de la potencia de los canales físicos.
- Modulación y demodulación.
- Sincronización de tiempo y de frecuencia.
- Procesado de técnicas en MIMO.
- Conformación de haces de antena.

3.4.1. Estructura de trama

Con objeto de entender la organización de los bits de información para su transmisión y servir de apoyo a la hora de entender el modelo de simulación en cuestión, se divide la estructura de la trama en varios apartados, que se corresponden con las distintas transformaciones que sufren los bits en la capa física.

3.4.1.1. Bloque de transporte

En la capa inmediatamente superior a la física se encuentran los canales de transporte que estructuran la información en bloques de transporte (TB, *Transport*

Block). En cada uno de estos bloques se encuentran los bits que se recogen en un intervalo de transporte (TTI, *Transport Time Interval*) de duración 1 ms. En el caso de usar tecnología MIMO, en cada TTI pueden existir dos TBs.

3.4.1.2. Bloque de recurso

La capa más alejada de usuario es la capa física, que contiene los canales físicos. Éstos organizan los bits contenidos en el bloque de transporte (TB) en bloques de recurso (RB, *Resource Block*). Cada bloque de recurso está organizado en el dominio temporal-frecuencial (Figura 3.6). Por este motivo, se analizará la estructura que se encuentra en cada dominio tomando una estructura de trama tipo 1. Este tipo de trama posee una estructura en el dominio temporal basada en el esquema FDD (*Frequency Division Duplex*), en el que las bandas de transmisión son diferentes para cada sentido (ascendente o descendente).

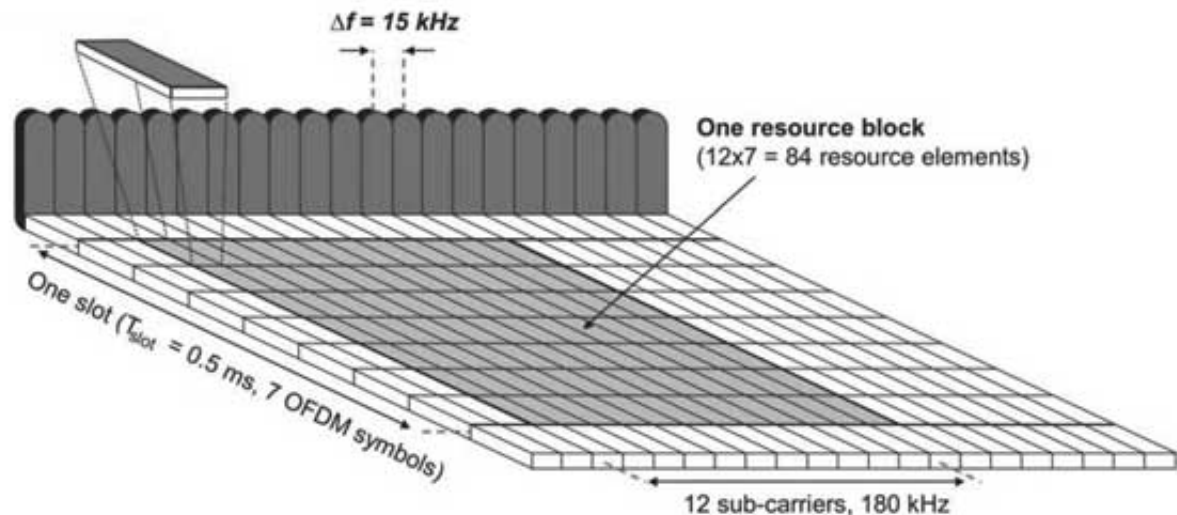


Figura 3.6: Estructura temporal-frecuencial de un bloque de recurso [38]

- La estructura en el dominio temporal de un RB se encuentra dividida en tramas y subtramas (Figura 3.7). La trama tiene un periodo de 10 milisegundos y está dividida en 20 intervalos (*slots*) con una duración de 0,5 ms cada uno de ellos. Cada uno de estos intervalos podrá contener 6 ó 7 símbolos, siendo lo normal 7. La unión de dos intervalos constituye una subtrama de 1 ms de duración y constituye la referencia para el bloque de transporte con duración TTI de 1 ms como se ha visto. Se define una referencia temporal común, $T_s = \frac{1}{15000 \cdot 2048}$ segundos, que servirá para determinar la duración de los símbolos.
- En el dominio frecuencial, un bloque de recurso se divide en 12 subportadoras separadas entre sí 15 kHz, ocupando así un ancho de banda total de 180

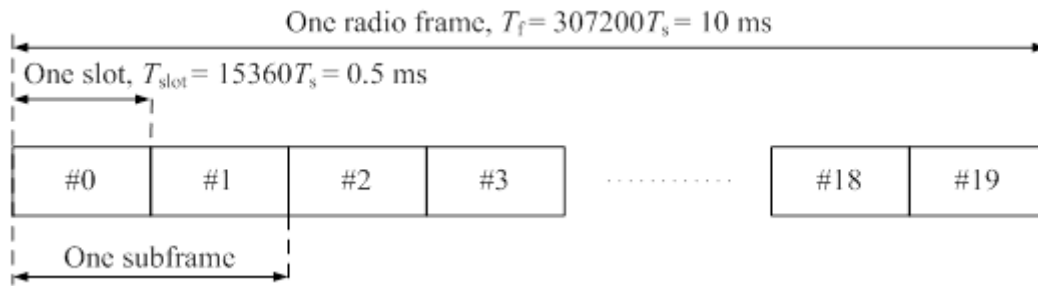


Figura 3.7: Organización de RB en el dominio temporal [35]

kHz. En el canal descendente, estas subportadoras se dividen en dos bloques, dejando la frecuencia central (*DC carrier*) sin usar, ya que en su lugar se insertará la portadora de radiofrecuencia en la modulación final. Si el servicio prestado se trata de MBMS (*Multimedia Broadcast and Multicast Service*), el RB se divide en 24 subportadoras en lugar de 12, con una separación menor de forma que el ancho de banda ocupado permanece invariante.

Es posible la asignación de distinto número de bloques de recurso a cada transmisión, modificando de esta manera el ancho de banda utilizado, una característica novedosa en LTE. No obstante, el ancho de banda de la transmisión dentro del estándar se ha predefinido en unos valores específicos.

3.4.1.3. Recurso elemental

El recurso elemental se denomina elemento de recurso, RE (*Resource Element*). Este elemento está compuesto por una subportadora modulada durante el periodo de símbolo. La modulación dispondrá de tantos niveles como símbolos posea la misma (por ejemplo, 16 niveles en 16QAM). Como se ha explicado, existen dos tipos de slots; el primero compuesto por 7 símbolos y un prefijo cíclico denominado «normal», y un segundo tipo formado por 6 símbolos y un prefijo cíclico «extendido». Cabe resaltar la existencia de un tercer tipo de slot formado por 3 símbolos con prefijo «super-extendido» el cual es usado en transmisiones multidifusión. En este caso se opta por un slot de 7 símbolos con prefijo cíclico «normal». Por tanto, en un bloque de recurso existen 84 ($12 \cdot 7$) elementos de recurso.

Cada uno de los 7 símbolos dispone de un tiempo útil ($2048 \cdot T_s$) con el objetivo de no perder la ortogonalidad entre las subportadoras. A cada uno de ellos se le agrega un prefijo cíclico en el esquema OFDM como se ha explicado anteriormente. El prefijo cíclico para el símbolo 0 tiene una duración de ($160 \cdot T_s$) mientras que los símbolos 1-6 tienen una duración de ($144 \cdot T_s$) como se puede observar en la Figura 3.8.

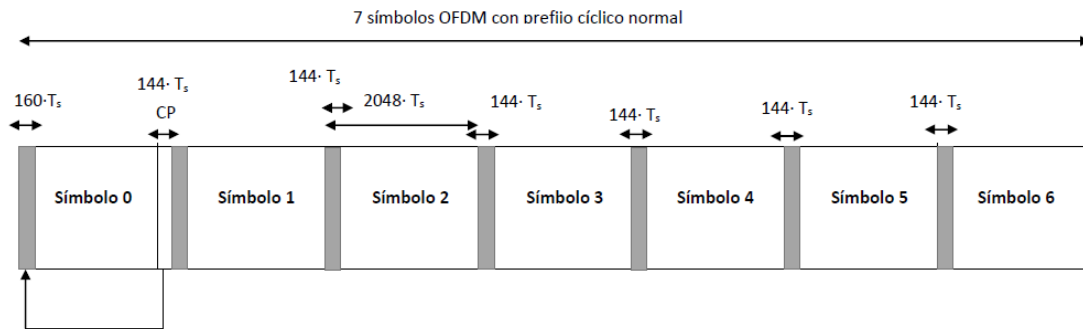


Figura 3.8: División de un intervalo en siete símbolos

3.4.2. Canal PDSCH

PDSCH (*Physical Downlink Shared CHannel*) es un canal de la capa física destinado a la transmisión de información de usuario (SIB, *System Information Blocks*) y en algunos casos información de aviso y difusión a los usuarios. Al ser un canal de la capa física le llega la información del canal de transporte DL-SCH (*DownLink Shared Channel*) en el caso de transmitir información de usuario y del canal PCH (*Paging Channel*) en el caso de información a ser difundida en toda la célula.

Sigue la estructura explicada en el apartado 3.4.1, ocupando los elementos de recurso que no son utilizados por otros canales. Esta asignación se realiza mediante planificación (*scheduling*), que consiste en la selección de cuantos usuarios hay que conectar en cada momento dependiendo de las condiciones del canal.

El estándar LTE introduce la técnica AMC (*Adaptive Modulation and Coding*), que consiste en que el tipo de modulación se escoge en función de las condiciones del canal y de la información a transmitir, mediante una realimentación de las condiciones de los mismos. Esta técnica es aplicada por el *eNB* mediante unas estimaciones de calidad que le llegan procedentes del UE mediante el canal CQI (*Channel Quality Indicator*).

3.4.2.1. Modulación

Cada canal de la capa física dispone de unos tipos preseleccionados de codificadores de canal y moduladores. Centrándonos en el enlace descendente y más concretamente en el canal PDSCH, las modulaciones soportadas en las especificaciones son QPSK, 16QAM y 64QAM, cuyas constelaciones se pueden observar en la Figura 3.9.

A menor número de símbolos en la constelación, mejor será su comportamiento frente al ruido e interferencias pero, por contra, menor será la tasa binaria. Por este motivo se usa la novedosa técnica AMC en función de las condiciones de ruido e interferencia, llegando a un compromiso entre la SNR y la tasa binaria deseada.

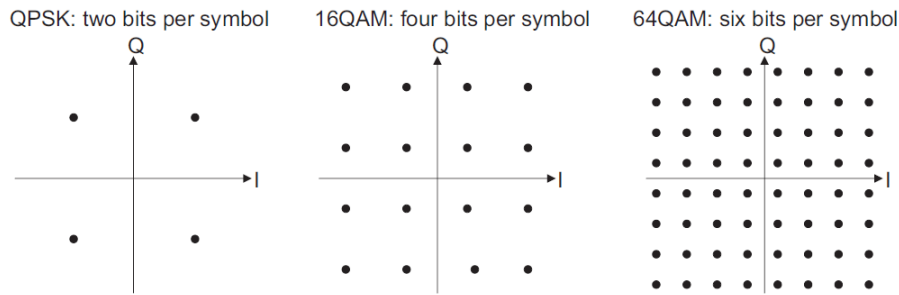


Figura 3.9: Constelaciones de las modulaciones permitidas en LTE [5]

3.4.2.2. Codificación

La codificación empleada en el estándar LTE es un turbocódigo con tasa $1/3$ con HARQ [33, 34]. Se trata de un turbocodificador de tipo *convolucional concatenado en paralelo* (PCCC, *Parallel Concatenated Convolutional Code*) según se especifica en el estándar, tratándose por tanto de un turbocodificador como el estudiado en el Capítulo 2. Está constituido por dos codificadores convolucionales, es sistemático y recursivo, como se puede observar en la Figura 3.10.

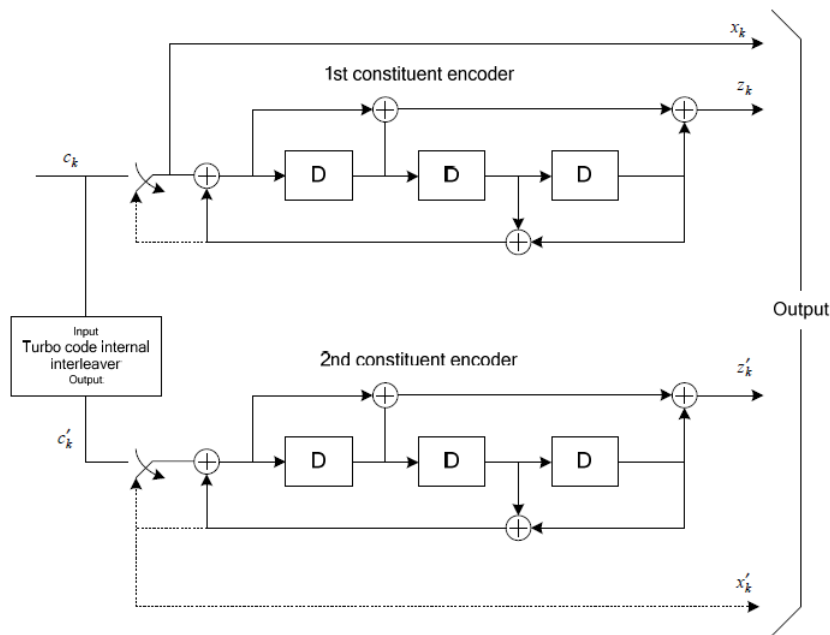


Figura 3.10: Esquema de turbocodificador del estándar LTE [33]

El disponer de corrección de errores HARQ lleva a usar una redundancia incremental que hace que en el primer envío se transmitan los bits originales (los bits sistemáticos) más cierta redundancia. En caso de error, se reenvía la información con menos bits sistemáticos y más bits redundantes, que se procesan combinándolos con el primer envío realizado

La secuencia utilizada por el entreladador viene definida por la fórmula 3.1, cuyos parámetros vienen definidos en las especificaciones en función del número de bits de entrada K .

$$\prod(i) = (f_1 \cdot i + f_2 \cdot i^2) \bmod K \quad (3.1)$$

3.4.2.3. Adaptación de velocidad

En el estándar se detalla que después del turbocodificador se inserta un adaptador de velocidad (*rate matching*) que recoge los tres flujos de salida codificados de tres subbloques de entrelazado. Seguido de éste, se coloca un multiplexor que reúne a los tres flujos en un buffer circular virtual para hacer una selección de bit y una posible eliminación de algún bit redundante, según el esquema de la Figura 3.11.

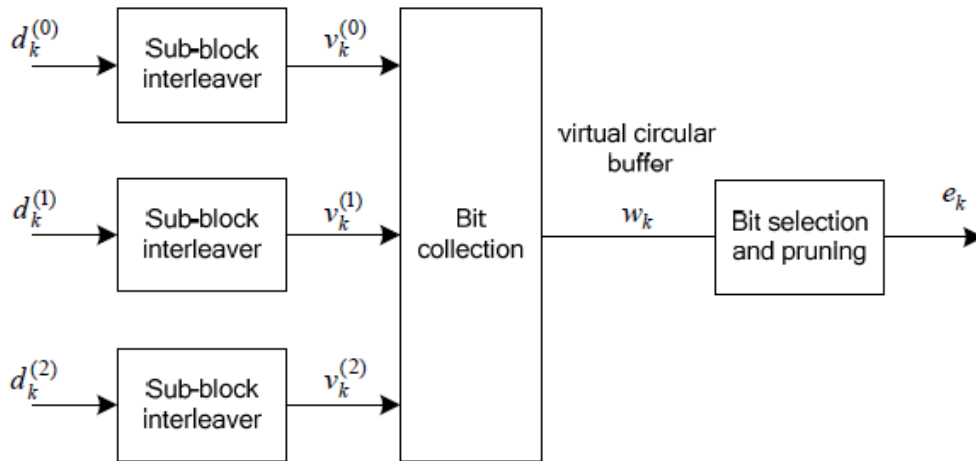


Figura 3.11: Adaptación de velocidad [33]

La eliminación de bits redundantes insertados en la codificación viene determinado por la técnica AMC, ya que en condiciones favorables del canal de comunicaciones, es posible la reducción en la tasa de codificación con el objetivo de aumentar la tasa binaria de transmisión. Aclarar que el estándar LTE realiza una codificación de canal con tasa 1/3 y a través del bloque *bit selection and pruning* (Figura 3.11) es posible reducir la misma.

Capítulo 4

Descripción y caracterización del modelo en Simulink[®]

El modelo usado como base del trabajo se trata del ejemplo que tiene por título *LTE PHY Downlink with Spatial Multiplexing* desarrollado para Simulink[®]. La propiedad del ejemplo pertenece a *The MathWorks*. Se puede encontrar en [35] o con el comando `>>open LTEDownlinkExample` en *Matlab[®] R2014a* y posteriores. Se ha trabajado sobre este modelo para incluir una modulación codificada TCM, constituyendo así un modelo de Simulink[®] que tiene por título *LTEDownlinkExample_TCM*. El aspecto general de éste se encuentra en la Figura 4.1, en ésta se observa que el modulador utilizado es un TCM como el analizado en el presente trabajo. En la Figura 4.2 se observa la parte del modelo correspondiente con la contabilización de errores y la visualización por pantalla de diversas gráficas que se detallarán en los sucesivos apartados.

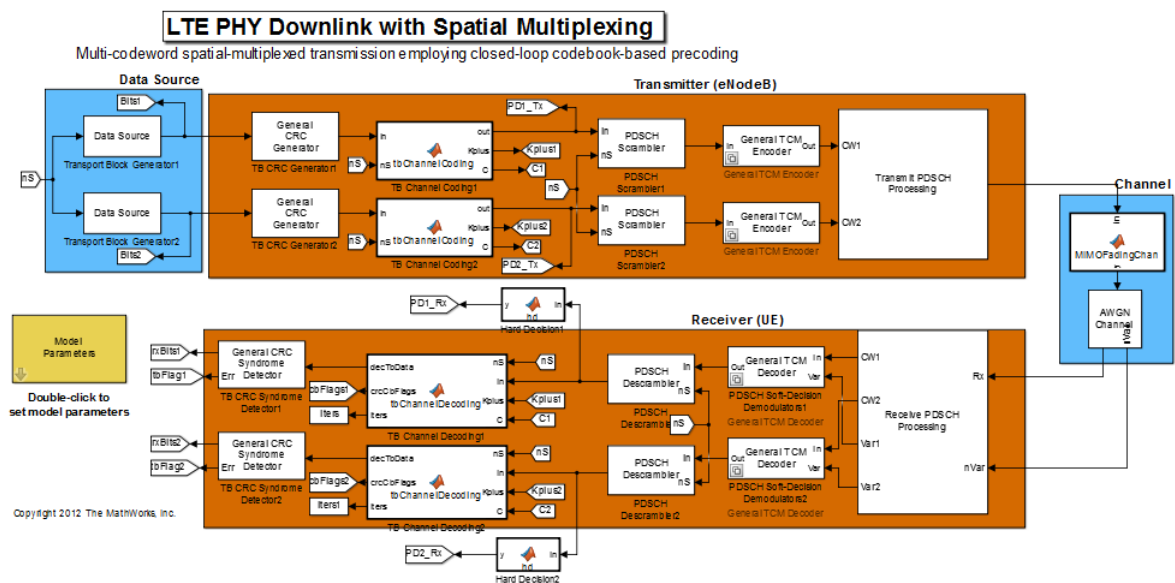


Figura 4.1: Esquema del modelo Simulink[®] completo [35]

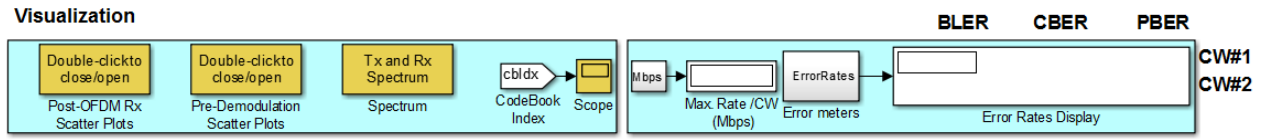


Figura 4.2: Bloque de visualización del modelo [35]

En una primera aproximación se explicará parte por parte el modelo proporcionado por *The Math Works* para ser entendido en profundidad y de esta forma llegar a un segundo apartado donde se describirán los cambios realizados para poder analizar el funcionamiento del modelo con una modulación codificada.

4.1. Descripción del modelo

El modelo tomado de [35], como su nombre indica, representa un sistema de comunicaciones móviles basado en el estándar LTE-Advanced por contener especificaciones descritas en la *Release 10*. Se centra en su capa física, más concretamente en el canal PDSCH, explicado en el Capítulo 3 del presente trabajo. Además, utiliza tecnología de múltiples antenas basada en multiplexación espacial donde existen varias antenas y cada una de ellas transmite información diferente. Esto permite alcanzar velocidades de descarga de pico superiores a 1 Gbps. El esquema de múltiples antenas se ha implementado tanto en el transmisor como en el receptor, con la opción de usar una configuración 2x2 ó 4x4.

Antes de comenzar parte por parte a explicar el modelo en profundidad cabría destacar el uso de colores que los creadores del modelo han tomado con el propósito de destacar los distintos componentes:

- Se encuentran en color azul los bloques que ayudan a modelar la simulación, en este caso la fuente de datos que creará los bits que van a ser transmitidos formando el bloque de transporte y la caracterización del canal de transmisión.
- En naranja se encuentran los bloques de procesamiento del enlace descendente, el *eNB* y el usuario (UE) receptor de la información.
- En azul claro se representan los bloques de visualización y verificación de los resultados arrojados por la simulación.
- En amarillo se visualizan los bloques que pueden ser modificados por el usuario para elegir las distintas opciones que permite el modelo. En este caso en este color se encuentra el menú *Model Parameters* que incluye las distintas opciones que se pueden seleccionar para tomar los datos.

4.1.1. Fuente de datos

La fuente de datos (Figura 4.3) es la encargada de generar el bloque de transporte que contendrá la información a transmitir. La generación de bits se lleva a cabo en la función *lteGenPayload.m*, en la cual, en función de la modulación seleccionada, se emitirá un número determinado de bits. Los bits son generados aleatoriamente mediante la función *randi* de Matlab®.

La longitud del bloque de transporte se encuentra especificada como un valor en el vector *prmLTEDLSCH.TBLenVec*, el cual contiene las diferentes medidas para cada tipo de modulación que se simule, las cuales se observan en el Cuadro 4.1 del apartado 4.2.

Al disponer de dos fuentes de datos paralelas, dos bloques de transporte son generados, constituyendo cada uno de ellos una palabra código que será procesada en los sucesivos bloques del modelo.

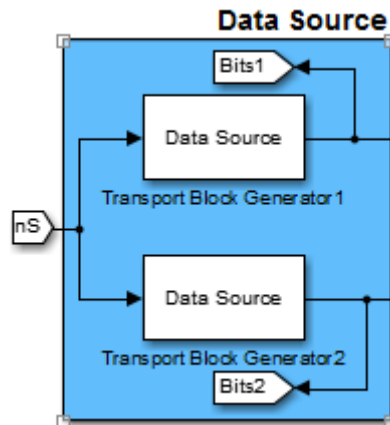


Figura 4.3: Fuente de datos [35]

4.1.2. Transmisor

El transmisor se encuentra representado con un fondo naranja, el cual hace las veces de eNB del modelo. Como ya se ha visto, se denomina nodo B a la estación que se encarga de difundir la información a los usuarios, conocidos en LTE como UE. El transmisor está formado por distintos subbloques, cada uno de ellos realiza una función concreta del canal PDSCH de capa física para modificar los bits de acuerdo al estándar; dichos subbloques se detallan a continuación.

4.1.2.1. Generador CRC

Un código de redundancia cíclica, CRC (*Cyclic Redundancy Check*), se basa a grandes rasgos en un conjunto de redundancia añadida a la información que se está transmitiendo. Estos bits redundantes son obtenidos con un algoritmo cíclico, de ahí su nombre. El fin es que en el receptor se pueda verificar que la información transmitida se ha conservado íntegra tras su paso por el canal. Es muy común hablar de su uso para la detección de errores, no obstante es importante destacar que lo que verifica realmente es si se ha producido algún cambio en los bits y en ese caso se desecha el mensaje.

Su uso está muy extendido por la sencillez de su cálculo y comprobación, además de haber demostrado ser un buen detector frente a los errores producidos en el canal de transmisión. La necesidad del uso de codificación de canal, además de este código redundante, se explica en que este método no se utiliza para la corrección de los errores que pueda detectar.

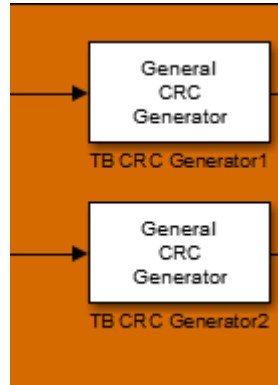


Figura 4.4: Generador CRC [35]

En el modelo bajo estudio (Figura 4.4), se calcula y añade un CRC de 24 bits por cada bloque de transporte generado en la fuente de datos, comprobando en el receptor si los bits se han mantenido íntegros o por el contrario alguno se ha corrompido, sabiendo de este modo que existirá un error.

En el estándar LTE se encuentran CRC de 24 bits y de 16 bits, cada uno de ellos usado en unos tipos de canal u otros. Para los canales de la capa de transporte DL-SCH y PCH, que es el caso bajo estudio, se usa un CRC de 24 bits.

Un aspecto importante que destacar se encuentra en que en el caso en que el tamaño del bloque de transporte supere los 6144 bits se realiza una segmentación del mismo en múltiples bloques denominados *Code Block*. Esto es debido a que el estándar LTE determina que el *interleaver* del turbocodificador puede tener una capacidad máxima de 6144 bits [33]. En función de los parámetros del enlace que se hayan escogido y del tamaño del bloque de transporte, el modelo dividirá el bloque en múltiples subbloques que serán tratados secuencialmente. No son necesarios bits de relleno en esta división en diferentes bloques debido a que el número de bits del bloque de transporte vienen predefinidos por las especificaciones del estándar. En el caso que se realice la segmentación, a cada bloque resultante se le añadirá un CRC de 24 bits, además del que se había añadido al bloque de transporte sin segmentar. Esto permite que en el receptor se realice la decodificación lo más rápido posible sin tener que esperar a que lleguen todos los bits del bloque de transporte original.

4.1.2.2. Codificador de canal

La codificación de canal se ha desarrollado en el Capítulo 2. A grandes rasgos, consiste en añadir una redundancia al bloque de transporte que permitirá en el receptor detectar y corregir errores en su caso. El estándar LTE usa un turbocódigo que se ha insertado con una función de Matlab[®] de nombre *lteTbChannelCoding.m* (Figura 4.5).

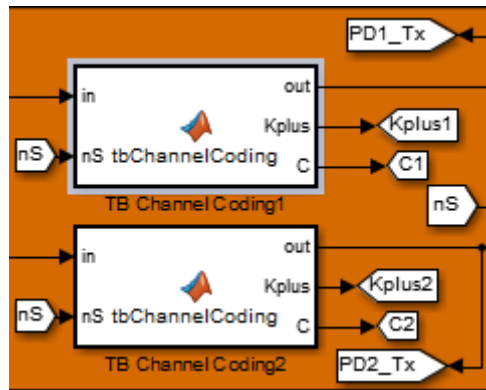


Figura 4.5: Codificador de canal [35]

A continuación se comentan las principales partes de la función que modela la codificación de canal:

- En primer lugar se produce una evaluación del parámetro $prmLTEPDSCH.modType$ mediante una sentencia *switch*. Este parámetro discernirá entre la modulación realizada y será explicado en profundidad en el apartado 4.2. Para las tres modulaciones soportadas por el estándar LTE en su canal PDSCH se tomará la vía *otherwise*.
- Mediante la llamada a funciones propias de Matlab[®] se extrae la estructura Trellis usada para la turbocodificación, así como los índices necesarios para el entrelazador, los cuales se extraen de un fichero de Matlab[®] que contiene las especificaciones del estándar. La función *poly2trellis* convierte una descripción vectorial octal de un código convolucional en una estructura Trellis y tiene la siguiente notación para generar un turbocódigo de tasa 1/3:

$$poly2trellis(4, [13\ 15], 13)$$

- Una vez realizada la turbocodificación, como se ha explicado en el Capítulo 2, los bits pasan por un adaptador de velocidad. En éste se recogen los tres flujos de salida del codificador para ser reunidos a través de un buffer circular. El buffer circular permitirá seleccionar los bits que se transmitirán dentro de una subtrama, eliminando los bits codificados no necesarios en condiciones favorables del canal. En el caso del modelo, la tasa resultante viene determinada por la tasa especificada por el usuario en *Model Parameters*.

4.1.2.3. Aleatorización

En el bloque «PDSCH Scrambler» (Figura 4.6) se realiza una aleatorización de los bits codificados en el bloque anterior. La aleatorización se lleva a cabo a través de una secuencia de aleatorización a nivel de bit. La secuencia difiere entre

células vecinas con el fin de evitar que sus transmisiones se interfirieran antes de ser decodificadas. Esta secuencia pseudo-aleatoria se genera a partir de una secuencia *Gold* de longitud 32 bits. A partir de ésta, en función de la identidad de célula o del número de palabras código, entre otros, se generan dos polinomios que constituirán la secuencia que será utilizada para aleatorizar los bits. Mediante una operación *or*, los bits de entrada al bloque se aleatorizarán en función de la secuencia generada. Los detalles se pueden encontrar en el estándar [36].

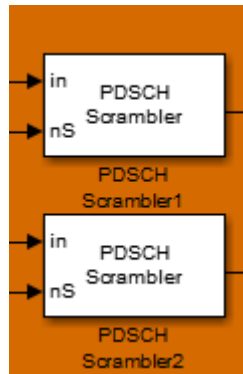


Figura 4.6: Bloque *Scrambler* [35]

el usuario (UE) depende de una célula concreta por lo que tendría la misma secuencia. No obstante, el modelo asigna una secuencia diferente en cada palabra código transmitida.

4.1.2.4. Modulador

El modulador convierte los bits aleatorizados en el bloque anterior en símbolos modulados. El símbolo está formado por varios bits en función de la tasa de la modulación elegida (2 bits por símbolo en QPSK, 4 bits en 16QAM y 6 bits en 64QAM).

En el modelo, la modulación usada va a depender de la selección realizada por el usuario en *Model Parameters* (Figura 4.7). De esta forma tenemos los tres tipos de modulación que puede usar el estándar LTE (QPSK, 16QAM o 64QAM) o en su lugar se colocará el bloque TCM que realiza una modulación codificada. En el estándar se especifica que cada una de las tres modulaciones digitales se usará dependiendo de las condiciones del canal, con una realimentación de la situación enviada a través de canales de control. Esto proporciona robustez y eficacia al estándar, adaptándose en tiempo real a las circunstancias.

La modulación es llevada a cabo por un bloque predefinido por Simulink®.

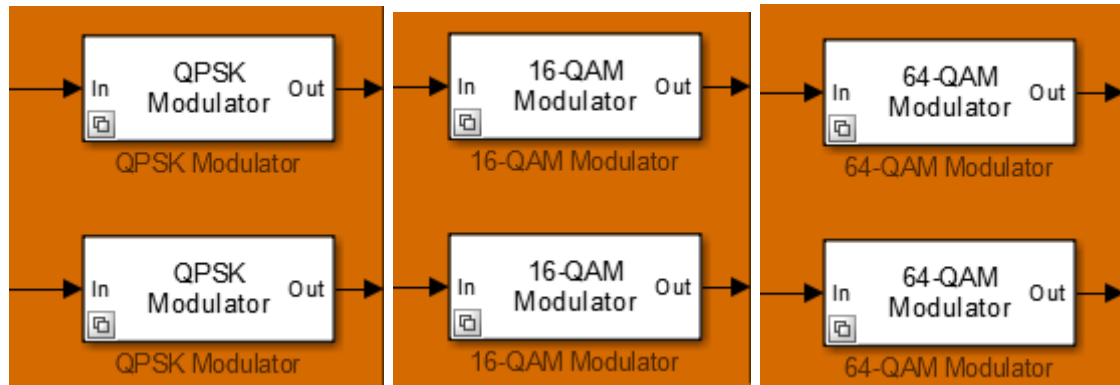


Figura 4.7: Moduladores utilizados [35]

Siguiendo el camino realizado por los bits en su transformación para ser transmitidos, se encuentra después del modulador un bloque de procesamiento para la transmisión (Figura 4.8). La codificación, *scrambling* y modulación se han realizado independientemente para cada palabra código. En este modelo se dispone de dos bloques de transporte, los cuales dan lugar a dos palabras código. En el esquema de multiplexación espacial se permite multiplexar espacialmente hasta dos palabras código, es por esto que en el bloque de procesamiento para la transmisión se realizarán las transformaciones para que estas dos palabras código sean transmitidas en el mismo recurso radio. A continuación, se detallarán los subbloques que forman el procesamiento PDSCH para transmisión (Figura 4.9).

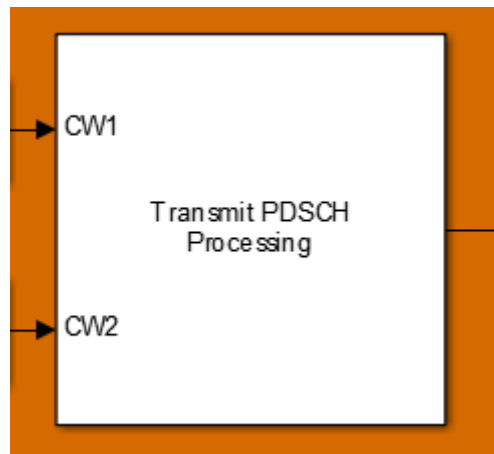


Figura 4.8: Bloque de procesamiento PDSCH [35]

4.1.2.5. Asignador de capas

A grandes rasgos, la función del asignador de capas (*Layer Mapper*) es dividir las dos palabras código entrantes en tantos niveles como antenas disponibles existan para la transmisión (2 ó 4). Por consiguiente, el asignador de capas prepara la

información para ser transmitida mediante múltiples antenas con multiplexación espacial.

La asignación de capas se incluye en el modelo con la función *lteLayerMapper.m* en la que en función del número de palabras código de entrada y del número de antenas disponibles para la transmisión, se realiza la división en capas (*layers*).

4.1.2.6. Precodificador de la multiplexación espacial

Los símbolos de las palabras código que han sido divididas en capas no se encaminan directamente a los puertos de la antena, sino que se realiza una etapa de precodificación. La precodificación consiste en multiplicar la señal dividida en niveles por una matriz denominada W . Esta matriz W de precodificación se obtiene de un *codebook* predefinido en el estándar, el cual dispone de varias matrices W que serán seleccionadas en cada caso dependiendo de cual ofrezca la máxima calidad en el receptor.

Esta selección de la matriz W y la operación de precodificación se llevan a cabo en la función *lteSpatialMuxPrecoder.m*. En función del número de antenas disponibles para la transmisión, del índice *codebook* y del número de niveles (*layers*) se crea una matriz W_n que multiplicará al conjunto de símbolos de las capas creadas en el bloque anterior. El índice *codebook* viene definido por la variable *cbIdx*.

El modelo usa una multiplexación espacial en bucle cerrado, la cual consiste en que el *eNB* decide el modo MIMO y la matriz de precodificación en función de los mensajes que le lleguen del UE. Este último estima regularmente la calidad del canal y obtiene, a partir de ésta, la matriz de precodificación óptima dentro de las predefinidas en el *codebook*.

En *Model Parameters* se permite habilitar o deshabilitar la retroalimentación PMI, la cual es la encargada de enviar la información desde el UE al *eNB*. En caso de habilitarse, el UE enviará al *eNB* mensajes con el valor de *cbIdx* que ha estimado, lo que permitirá una mejor recepción de la información. En el caso contrario, se estaría ante una multiplexación en bucle abierto en la que el UE envía al *eNB* un rango de índices de *codebook*, pero no el índice con el que mejor se produciría la transmisión. Este último caso es usado en situaciones de baja calidad del canal, en la que el envío del índice por parte del UE podría deteriorarse en el canal. No obstante, hay que destacar que el modelo asume una transmisión libre de errores para el índice en el caso de realimentación.

4.1.2.7. Asignador de elementos de recurso

El asignador de elementos de recurso (*Resource Element Mapper*), a grandes rasgos, rellena una cuadrícula denominada *Resource Grid* (rejilla de recursos) y que

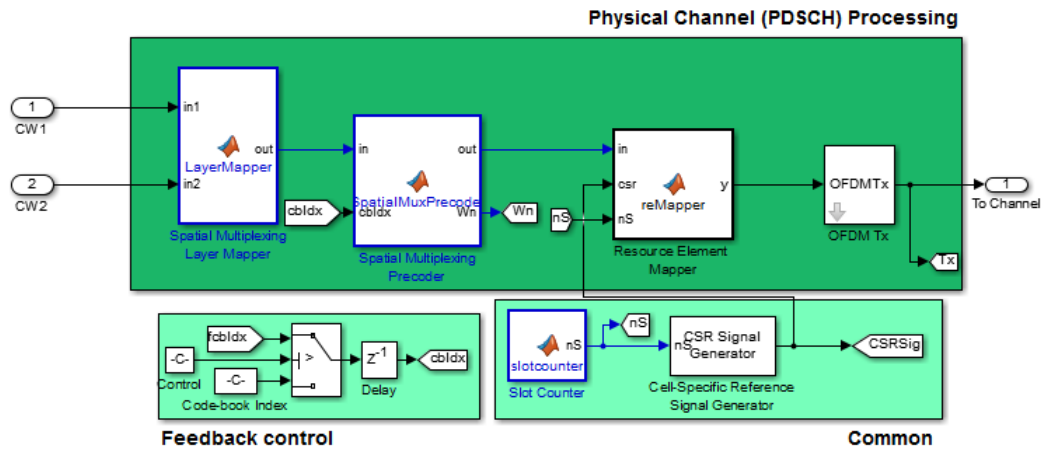


Figura 4.9: Subbloques de procesamiento [35]

forma el bloque de recurso (RB) con los diferentes datos que recibe a su entrada, preparando la información para ser transmitida mediante el esquema OFDMA.

Esta acción se lleva a cabo mediante la función *lteREMapper.m* en la que, en función del número de bloques de recurso existentes, se produce una división de la información de acuerdo a las especificaciones y demás parámetros explicados en el Capítulo 3.

Los valores de la matriz resultante de la precodificación son asignados a los elementos de recurso que se encuentran en los bloques de recurso disponibles para la transmisión. El número de bloques de recurso disponibles es función del ancho de banda del canal seleccionado, en este caso, como se detallará más adelante, se corresponde con un ancho de banda de 10 MHz, por lo que el número de bloques de recurso disponibles es de 50.

Según se especifica en la página del modelo ([35]), el número de símbolos asignado a cada elemento de recurso por subtrama depende de:

- Los elementos de recurso ocupados por las señales CSR usadas para realizar una estimación del canal.
- Elementos de recurso ocupados por otros canales como PSS, SSS o PBCH

No todas estas señales de los diferentes canales son transmitidas en todas las subtramas, por tanto, la carga útil transmitida en cada subtrama varía de unas a otras, asignando de esta manera en cada subtrama un número de símbolos variable a los elementos de recurso.

4.1.2.8. Transmisor OFDM

El transmisor OFDM se encarga de la transmisión de una subtrama de datos por intervalo de tiempo utilizando el esquema OFDMA. Sus cometidos se incluyen en la

función *lteOFDMTx.m*. A grandes rasgos esta función realiza las transformaciones que se detallan a continuación:

- Según el número de bloques de recursos asignados a la transmisión y que depende del ancho de banda seleccionado, se asigna la longitud de bits que dispondrá un intervalo OFDM. En el caso de seleccionar un ancho de banda de 10MHz, el número de bloques de recurso es de 50, por lo que se puede comprobar que la longitud de cada uno de los 7 símbolos que componen un *slot* es de 1024 muestras y los prefijos cíclicos tienen una longitud de 80 muestras para el primer símbolo y de 72 para los seis restantes.
- Lleva a cabo una IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) con un número de puntos que depende del ancho de banda. Para un ancho de 10 MHz el número de puntos de la IFFT será de 1024.
- Una vez transformada la señal al dominio temporal mediante la IFFT, se añade el prefijo cíclico en los tiempos de guarda determinados.

4.1.3. Canal

El canal tiene en cuenta los posibles desvanecimientos y el ruido blanco gaussiano aditivo, como se puede observar en la Figura 4.10.

4.1.3.1. Desvanecimiento de canal

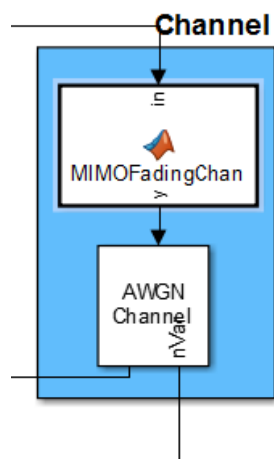


Figura 4.10: Canal del modelo [35]

El desvanecimiento de canal se ha descrito con la función *MIMOFadingChannel.m*, en la que se supone una transmisión de una subtrama de datos en cada intervalo de tiempo. Contiene el código correspondiente para modelar el canal en función del número de antenas seleccionado, así como para modelar el desvanecimiento según se vaya a simular con baja o alta movilidad (EPA o EVA, respectivamente). El perfil de desvanecimiento seleccionado será de baja movilidad ya que se está ante un multiplexado espacial en bucle cerrado, en el que se

supone una alta tasa binaria y una baja movilidad.

Mediante la llamada a funciones predefinidas (*comm.LTEMIMOChannel* y *comm.MIMOChannel*) se generan muestras para los distintos enlaces con baja correlación.

4.1.3.2. Canal AWGN

El ruido blanco gaussiano aditivo es añadido a los bits de información mediante un bloque AWGN de Simulink®. Además de insertar muestras de ruido blanco a la información, proporciona una señal con la varianza de ruido, que será utilizada en el proceso de recepción.

La potencia de las muestras de ruido blanco añadidas a la señal depende del parámetro SNR (relación señal a ruido) introducido por el usuario en *Model Parameters*. A fin de enlazar el valor de SNR introducido por el usuario en *Model Parameters* con el valor que toma el canal AWGN, se usa la variable *snrdB* en este último.

4.1.4. Receptor

El receptor se encuentra coloreado en naranja según el código de colores explicado (Figura 4.1). Se corresponde con el equipo de usuario (UE), que en este caso es el destinatario de la información. En éste, se realiza el proceso inverso respecto al transmisor (*eNB*). Si en el transmisor se realiza un *scrambling*, una codificación, una modulación,... en el receptor se revertirá la función, deshaciendo el proceso.

No tiene especial relevancia volver a explicar módulo a módulo el esquema, por lo que se detallarán los aspectos más destacables:

- Decisor duro (*hard decision*): se sitúa a continuación del módulo *PDSCH Descrambler*. Este módulo toma una decisión dura en el proceso de decodificación y convierte los bits a formato unipolar. El tipo de codificación usada en el estándar lleva a usar una decisión blanda en el receptor, por lo que la presencia de este decisor duro en el modelo se debe a determinadas pruebas que pueden ser simuladas en el modelo en cuestión. En este caso, se toman las muestras recibidas antes de ser decodificadas en el decodificador de canal para realizar una decisión dura y de este modo proporcionar una estimación de la tasa de bits erróneos (PBER). En el presente trabajo no ha sido tomada en cuenta esta tasa de error de bits.
- La decodificación de canal se produce en la función *lteTbChannelDecoding.m* para las tres modulaciones soportadas por el estándar. En el caso de TCM, como es lógico, la decodificación se realiza en el bloque *TCM Decoder*. Pues bien, centrandó la atención en la función de decodificación de canal, se observa como se hace una distinción entre si se está ante un TCM o no, con el fin de que si se trata de este último, el decodificador haga un *bypass*. La función contiene el código correspondiente a la implementación de la decodificación basándose en el estándar LTE.

- La comprobación del código CRC se produce con un bloque de Simulink® en el que se comprueba si ha existido una alteración en los bits tras su paso por el canal, y en su caso desecha el mensaje. En este punto los posibles errores del canal han podido ser corregidos en el decodificador de canal.

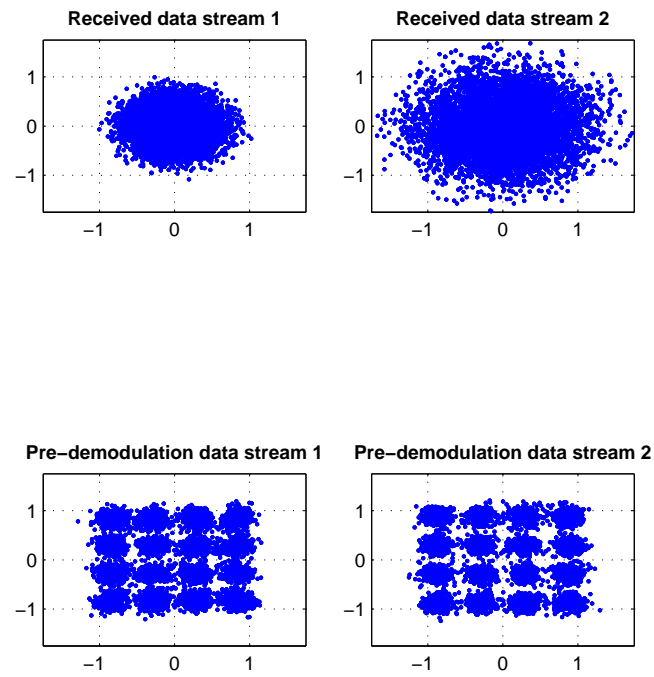
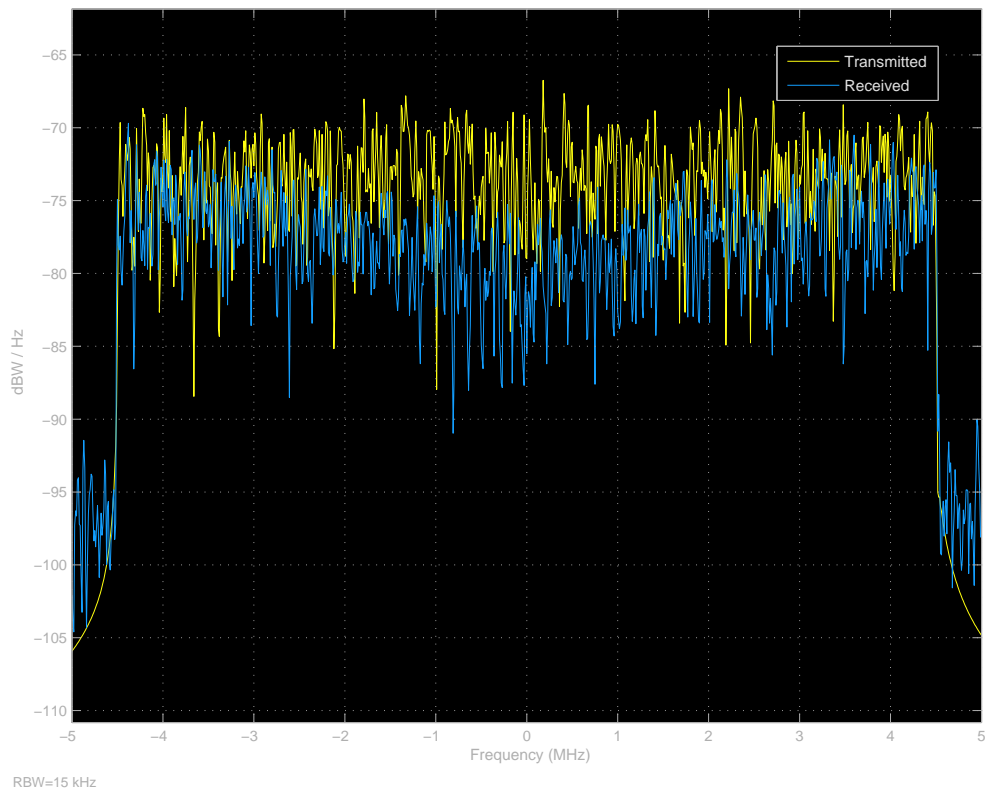
4.1.5. Visualización y cálculo de errores

En la Figura 4.2 se puede observar el aspecto que tiene el bloque destinado a la visualización y al cálculo de errores del sistema simulado. Se dividirá la explicación en dos apartados; en el primero se hablará sobre la parte dedicada a mostrar diferentes tipos de gráficas y la segunda a calcular la tasa de bits erróneos, así como la tasa binaria alcanzada.

4.1.5.1. Visualización

En el recuadro izquierdo se encuentran tres cajas en amarillo, cada una de las cuales representa una ventana en la que se muestran distintos parámetros. A saber:

1. *Post-OFDM Rx Scatter Plots*: representación de la constelación de la señal recibida en la antena receptora después de ser procesada en el receptor OFDM. Las muestras son tomadas por la etiqueta *RxSig2*, la cual se encuentra dentro del bloque de procesamiento de recepción, justo después de la obtención OFDM y justo antes del receptor MIMO. La ventana contiene dos constelaciones, cada una de ellas correspondiente a una palabra código, con título tras la simulación: *Received data stream 1*; *Received data stream 2* como se observa en la parte superior de la Figura 4.11.
1. *Pre-Demodulation Scatter Plots*: representación de la señal recibida en la antena receptora después de ser procesada tanto en el receptor OFDM como en el receptor MIMO. Las muestras se toman en la etiqueta *RxSig* situada justo después del receptor MIMO. Las gráficas de la ventana llevan por título: *Pre-demodulation data stream 1*; *Pre-demodulation data stream 2*, correspondiendo con las dos palabras código existentes en el modelo y que se pueden observar en la parte inferior de la Figura 4.11.
2. *Spectrum*: representa en la misma gráfica dos señales, las dos representan el espectro de la señal, en un color la enviada y en el otro la recibida, entendiendo por señal al último símbolo OFDM de una subtrama. En el espectro de la señal recibida se pone de manifiesto el efecto del desvanecimiento de canal sufrido por la señal como se observa en la Figura 4.12.

Figura 4.11: *Scatter Plots 16QAM*Figura 4.12: *Spectrum 16QAM*

Además de estos tres bloques se encuentra un cuarto en el módulo de visualización. Este cuarto bloque (*CodeBook Index*) representa la variación sufrida en el índice *codebook* cuando la realimentación PMI está habilitada. Conviene recordar que es el UE el que a través de estimaciones en el canal determina qué índice de los predefinidos va a producir una mejor calidad en recepción. Este índice es enviado al *eNB* con el objetivo de que seleccione la matriz W_n que usa en la precodificación.

Una vez concluida la simulación aparece una gráfica tridimensional en la que se representa el número de iteraciones de decodificación que han sido necesarias para obtener el bloque de transporte a lo largo del tiempo de simulación.

4.1.5.2. Cálculo de errores

El cálculo de la tasa de error de bit en el modelo se realiza mediante el cálculo del número de errores producidos respecto al número de bits enviados. Dependiendo del punto en el que se toman las muestras, se tiene:

- PBER: Mide la tasa de bits erróneos respecto a los bits PDSCH de la palabra código. Las etiquetas usadas para tomar los valores son *PD1_Tx* y *PD1_Rx* en la primera palabra código y *PD2_TX* y *PD2_Rx* en la segunda palabra código. Toma los valores después de la codificación de canal y antes de la decodificación usando un decisor duro.
- BLER: indica la tasa de error por bloque de transporte a través de las etiquetas *cbFlags1* y *tbFlag1* para la palabra código 1 y *cbFlags2* y *tbFlag2* para la palabra código 2. La etiqueta *cbFlags* se sitúa después de la decodificación de canal y *tbFlag* después del detector CRC. De este modo es capaz de contabilizar cuantos bloques han sido desechados en el detector CRC.
- CBER: Mide la tasa de error respecto a los bits de datos de cada palabra código mediante las etiquetas *Bits1* y *rxBits1* para la palabra código 1 y *Bits2*, *rxBits2* para la palabra código 2. Se sitúan antes del generador CRC y después del detector CRC.

En este bloque, se observa en el margen izquierdo la representación de la máxima tasa binaria por palabra código que ha tenido lugar en la simulación. Esta tasa es calculada a partir de la etiqueta *Bits1*, la cual toma muestras a la salida del generador del bloque de transporte. Las muestras son tomadas antes de que sufran ningún cambio, por lo que la tasa se mantiene constante para todos los valores de SNR.

4.1.6. Parámetros del modelo

Se ha referenciado la existencia de un bloque denominado *Model Parameters*, el cual se encuentra a la izquierda de la Figura 4.1. Con un doble click se obtiene un menú (Figura 4.13) en el que el usuario puede elegir determinados parámetros que permitirán realizar la simulación del modelo.

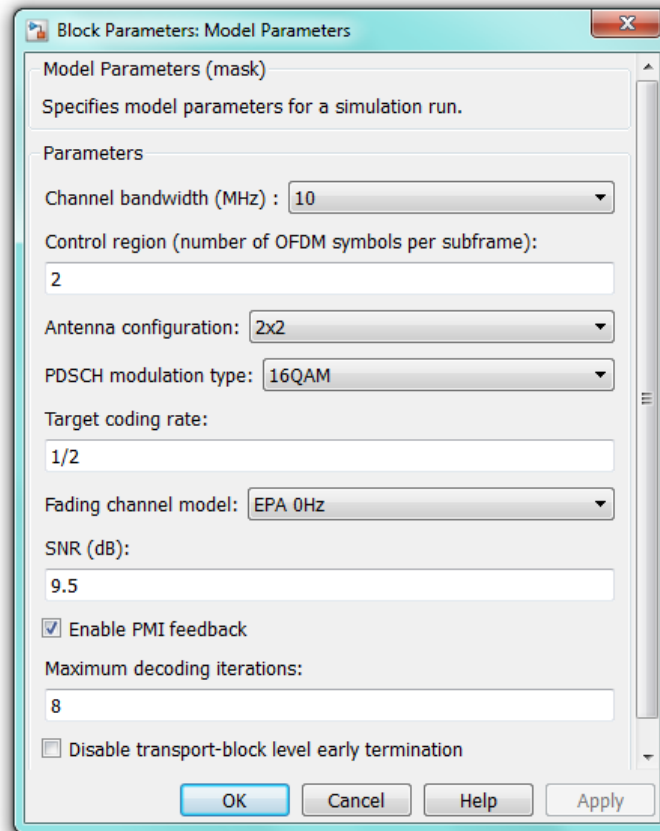


Figura 4.13: Ventana para selección de parámetros del modelo [35]

A destacar de la Figura 4.13:

- Ancho de banda: es posible la elección de un ancho de banda entre los predefinidos por el estándar.
- Número de símbolos OFDM por subtrama.
- Configuración de antena: se puede seleccionar una configuración 2x2 ó 4x4.
- Modulación del canal PDSCH: es posible seleccionar entre las tres modulaciones soportadas por el estándar (QPSK, 16QAM o 64QAM). Se especificará en el siguiente apartado la inclusión en este submenú de la modulación codificada (TCM).

- **Tasa de codificación:** representa la tasa final del codificador de canal una vez se ha realizado la codificación y el *puncturing*. Como se ha comentado, la tasa de codificación en el estándar LTE es de 1/3. A través del *puncturing* es posible la eliminación de bits codificados con el fin de disminuir la tasa binaria a costa de aumentar la tasa de codificación. Por tanto, el valor incluido en este menú representa la tasa de codificación de canal final conseguida. Desde tasa 1/3 que genera el turbocodificador, se consigue una tasa de 1/2 a costa del descarte de bits producido por el *puncturing*.
- **Modelo de desvanecimiento de canal:** es posible la selección de entre algunos modelos para caracterizar el desvanecimiento en el canal, según se quiera simular con alta o baja movilidad del UE.
- **SNR:** se introduce el valor en dB de la relación señal a ruido con la que se quiere realizar la simulación. Está relacionado con el parámetro *snrdb* del canal AWGN.
- **Habilitación o deshabilitación de la realimentación PMI.** En multiplexación espacial con bucle cerrado, que es el caso del modelo, debe estar habilitada.
- **Número máximo de iteraciones en la decodificación:** se puede seleccionar el número máximo de iteraciones que se permiten realizar al turbocodificador en la decodificación de canal.

4.2. Caracterización del modelo para modulación codificada

Para realizar la prueba de la utilización de una modulación codificada en el estándar, se ha partido del modelo proporcionado por Matlab[®] explicado en el punto 4.1. A partir de él, modificando determinados bloques, se ha realizado la simulación con la modulación codificada. Los cambios realizados se incluyen en el modelo que tiene por título *LTEDownlinkExample_TCM*. En el primer apartado se detallarán las modificaciones realizadas sobre el fichero original y en el segundo se detallarán los valores con los que se han obtenido los datos que permiten la comparación en el funcionamiento con distintos moduladores.

4.2.1. Modificaciones

Siguiendo el orden de la explicación del modelo se detallan los bloques que han necesitado ser modificados:

- En primer lugar, para poder realizar una modulación codificada, ha sido necesario modificar el número de bits de la fuente de datos. Ésta genera un bloque de transporte con una medida de diferente longitud según la modulación seleccionada. En el Cuadro 4.1 se observan el número de muestras para cada tipo de modulación. Es importante destacar que el modelo únicamente funciona si a la salida del modulador existen 6600 muestras, por lo que seleccionando el valor correcto del número de muestras, así como la tasa de codificación, se consigue poner en marcha el modelo.

Tipo de modulación	Longitud de la trama
QPSK	6200
16-QAM	12960
64-QAM	19848
TCM	13176

Cuadro 4.1: Longitud del bloque de transporte en cada modulación

- Un segundo bloque que ha necesitado modificación es el codificador de canal. Es necesaria su deshabilitación ya que la codificación se realizará en el mismo bloque que el modulador. Para deshabilitarlo en el caso de elegir un modulador codificado hay que poner el parámetro $prmLTEPDSCH.modType=4$. Al poner este parámetro con este valor, los bits de entrada al bloque codificador, pasarán sin ser codificados a la salida.
- Otra parte importante del modelo que ha sido necesario modificar es la del modulador. En el lugar donde se sitúan los moduladores que soporta el estándar, se ha insertado un modulador codificado mediante un bloque *General TCM Encoder* de Matlab[®] (Figura 4.14). Este bloque, según especifica el software,

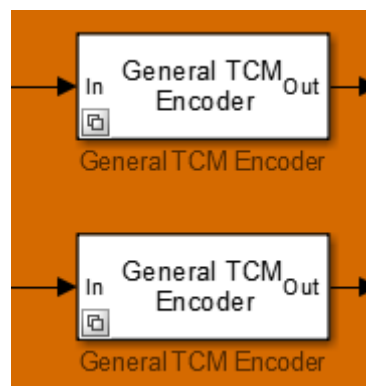


Figura 4.14: Bloque TCM [35]

está formado por un codificador convolucional que asigna cada uno de los bits codificados al espacio de señal. Como parámetros que hay que dar al bloque

TCM se encuentran la estructura Trellis que modela al codificador convolucional, la constelación en la que se mapearán los distintos símbolos modulados y el modo de operación.

El codificador convolucional usado se ha introducido mediante la función de Matlab[®] *poly2trellis*, la cual se especifica en la ecuación 4.1.

$$\text{poly2trellis}([1\ 3], [1\ 0\ 0; 0\ 5\ 2]) \quad (4.1)$$

Este codificador es de tipo sistemático sin realimentación, con tasa 2/3. En la Figura 4.15 se muestra el esquema del mismo.

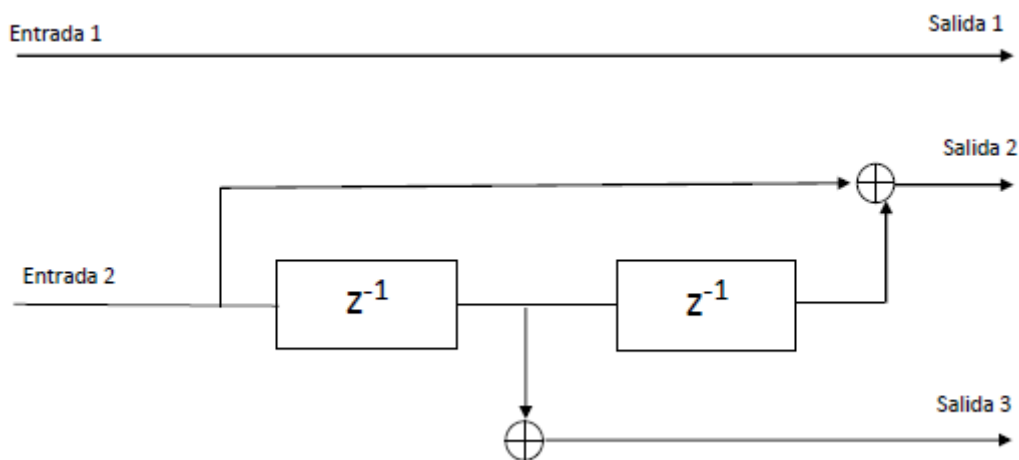


Figura 4.15: Codificador convolucional usado en TCM

El esquema de modulación que se ha escogido se trata de 8PSK. Al disponer el codificador de una tasa 2/3, son necesarios 8 símbolos en el espacio de señal ($2^3 = 8$). Tratándose de un TCM, el cual dispone de un codificador de canal y un modulador, es necesario un espacio de señal con mayor número de símbolos que en el caso de no disponer de codificador. En este último caso, si al bloque modulador entraran 2 bits, se necesitaría una constelación con 4 símbolos.

El modo de operación que se ha seleccionado ha sido *Truncated* [46]. Este modo de funcionamiento del codificador consiste en que los estados del mismo se restablecen a nivel cero al comienzo de cada trama. Esto hace que cada trama sea tratada independientemente por el codificador al igual que sucede en el modo de operación *Terminate trellis by appending bits*. En este último, se usan bits extra para establecer los estados a cero al final de cada trama y no al comienzo como en el modo de operación seleccionado.

- Las tres modificaciones comentadas se encuentran en el lado transmisor, correspondiente al *eNB*. En el receptor, correspondiente al UE, se han realizado

modificaciones análogas en los bloques necesarios. El demodulador, ha sido sustituido por un decodificador TCM, que hace las funciones de decodificador de canal y demodulador. Así mismo, el codificador de canal que disponía el modelo se desactiva, ya que en este caso ya ha sido realizada la decodificación en el bloque TCM.

4.2.2. Valores

Los parámetros escogidos en el menú *Model Parameters* que son comunes a todas las simulaciones realizadas para la comprobación de resultados se especifican a continuación:

- Ancho de banda de 10 MHz.
- Número de símbolos OFDM por subtrama: 2.
- Configuración de antenas 2x2, ya que normalmente las medidas en un sistema de comunicación con esquema MIMO se realizan con el mínimo número de antenas posible en transmisión y recepción.
- Modelo de desvanecimiento de canal EPA 0Hz: se trata de un modelo que simula una movilidad baja del usuario móvil.
- Se activa la realimentación PMI por lo que el índice *codebook* (*cbIdx*) viene definido por las condiciones que detecte el receptor. El modelo buscará el índice que permita una mejor calidad.
- El número máximo de iteraciones en la decodificación se ha situado en 8.
- Se activa la terminación anticipada del bloque de transporte, lo que se corresponde con no marcar la opción en el menú.

A la hora de realizar las simulaciones se ha tenido en cuenta la tasa de error de bit CBER, ya que la tasa de codificación debe tener en cuenta al CRC añadido. Recordando, CBER tomaba las muestras justo antes de realizar el algoritmo cíclico CRC y justo después de su comprobación en el receptor (tras el bloque *General CRC Syndrome Detector*).

Capítulo 5

Resultados

Una vez realizada la simulación del modelo explicado en el Capítulo 4, se procede a mostrar los resultados que arroja dicha simulación. Se obtiene la tasa de error de bit (BER, *Bit Error Rate*) a partir de la introducción de una determinada SNR. Es usual la representación de BER respecto a E_b/N_0 , por este motivo, en un primer apartado se explicará el proceso seguido para la conversión de SNR en E_b/N_0 . En un segundo apartado se mostrarán gráficamente los resultados de la simulación, obteniendo la relación de la tasa de error con respecto a E_b/N_0 . Para concluir, se mostrarán en un tercer apartado otros resultados obtenidos tras las simulaciones.

5.1. Conversión de datos

Una gráfica en la que se representa la variación de la tasa de error de bit (BER) en función de la relación E_b/N_0 , es un buen indicativo para conocer el rendimiento de un sistema de comunicaciones. Debido a que el modelo sobre el que se ha trabajado calcula la tasa de error en función de la relación señal a ruido (SNR) del canal, es necesaria la conversión de este parámetro en la relación E_b/N_0 .

E_b/N_0 especifica la relación de energía por bit en función de la densidad espectral de potencia de ruido. Por tanto, la diferencia principal existente entre los dos parámetros es que E_b/N_0 mide la SNR por bit.

A la hora de realizar la conversión, es necesario tener en cuenta los bits añadidos en el proceso de tratamiento de la señal por su paso por el canal PDSCH. Por este motivo, por un lado se tiene la tasa Rc , la cual indica la cantidad de bits que han sido añadidos al bloque de transporte por el CRC y por la codificación de canal. Esta tasa se muestra en la fórmula 5.1.

$$R_c = \frac{\textit{longitud vector Data Source}}{\textit{longitud vector entrada modulador}} = \frac{\textit{prmLTEDLSCH.TBLenVec}}{\textit{longitud vector entrada modulador}} \quad (5.1)$$

Otra relación de bits a tener en cuenta se trata de la eficiencia de la modulación (k), la cual se especifica en la ecuación 5.2.

$$k = \frac{\textit{longitud vector entrada modulador}}{\textit{longitud vector salida modulador}} \quad (5.2)$$

En el proceso de preparación de los símbolos modulados para ser transmitidos mediante tecnología de múltiples antenas con el esquema OFDM, se añaden muestras redundantes en los tiempos de guarda, lo que constituye el prefijo cíclico. Estas muestras deben ser tenidas en cuenta en la conversión ya que suponen un gasto de energía que no transporta información. Definiendo los siguientes parámetros como:

- N_{total} : es el número de muestras total dedicado a transmitir la trama OFDM, incluyendo las muestras del prefijo cíclico.
- N_{CP} : es el número de muestras que componen el prefijo cíclico.
- $N_{útil}$: es el número de muestras total utilizado para transmitir la información de usuario o pilotos. En función de las dos anteriores definiciones,

$$N_{útil} = N_{total} - N_{CP}$$

El número de muestras que componen cada uno de los parámetros definidos se puede observar en el modelo de Simulink[®], concretamente en la función *lteOFDMTx*, la cual modela el bloque *OFDMTx*. Esta función añade el prefijo cíclico en los intervalos de guarda siguiendo las especificaciones del estándar. En éste, se detalla la medida del prefijo cíclico añadido a cada uno de los 7 símbolos OFDM dependiendo del ancho de banda utilizado. En este caso, se ha usado un ancho de banda de 10 MHz, por consiguiente, el primer símbolo dispone de una longitud de prefijo cíclico de:

$$CP_{símbolo 0} = 80 \textit{ muestras}$$

Los restantes 6 símbolos de la trama tienen una longitud de:

$$CP_{símbolos restantes} = 72 \textit{ muestras}$$

Además, el número de muestras de cada uno de los siete símbolos incluyendo el prefijo cíclico es de:

$$l_{\text{símbolo}} = 1024 \text{ muestras}$$

De esta forma, el balance entre el número total de muestras en el canal y el número total de las mismas dedicadas a transmitir señales útiles se muestra en la ecuación 5.3.

$$\frac{N_{\text{total}}}{N_{\text{útil}}} = \frac{1024 + 80}{1024} \cdot \frac{1}{7} + \frac{1024 + 72}{1024} \cdot \frac{6}{7} \quad (5.3)$$

Recogiendo las distintas relaciones en una única ecuación, se observa en 5.4 la fórmula a seguir para la conversión de los datos en unidades naturales [45, 47].

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{\frac{N_{\text{total}}}{N_{\text{útil}}} \cdot SNR}{R_c \cdot k} \quad (5.4)$$

5.2. Gráficas

A continuación se mostrarán diversas gráficas obtenidas mediante la simulación del modelo explicado, con la conversión de datos (SNR a E_b/N_0) ya realizada.

En la Figura 5.1 se representa la relación entre la tasa de error de bit y E_b/N_0 para la palabra código 1, mientras que en la Figura 5.2 se muestra la misma relación para la palabra código 2. Estas dos gráficas comparan la tasa de error para los tres esquemas de modulación soportados por el estándar.

Insertando la modulación codificada al modelo, se ha obtenido la relación mostrada en la Figura 5.3 para la palabra código 1 y la Figura 5.4 para la palabra código 2.

En las Figuras 5.5 y 5.6 se representan los valores obtenidos para los tres tipos de modulación soportados por el estándar, así como para la modulación codificada TCM, para las palabras código 1 y 2, respectivamente.

Se representa en las Figuras 5.7 y 5.8 la tasa de error de bit para cada una de las palabras código del modelo. En cada una de ellas se comparan las modulaciones QPSK y 16QAM con la modulación codificada TCM, ya que, como se comprobará, serán estos dos tipos de moduladores los que permiten evaluar el comportamiento del sistema con respecto a la aplicación del modulador TCM.

Por último, se representa en la Figura 5.9 la tasa de error para las dos palabras código TCM. Como se ha podido comprobar, los valores no son idénticos en ambas palabras código, por lo que para demostrar este hecho, se elige una modulación de las 4 comprobadas que ponga de relieve el efecto.

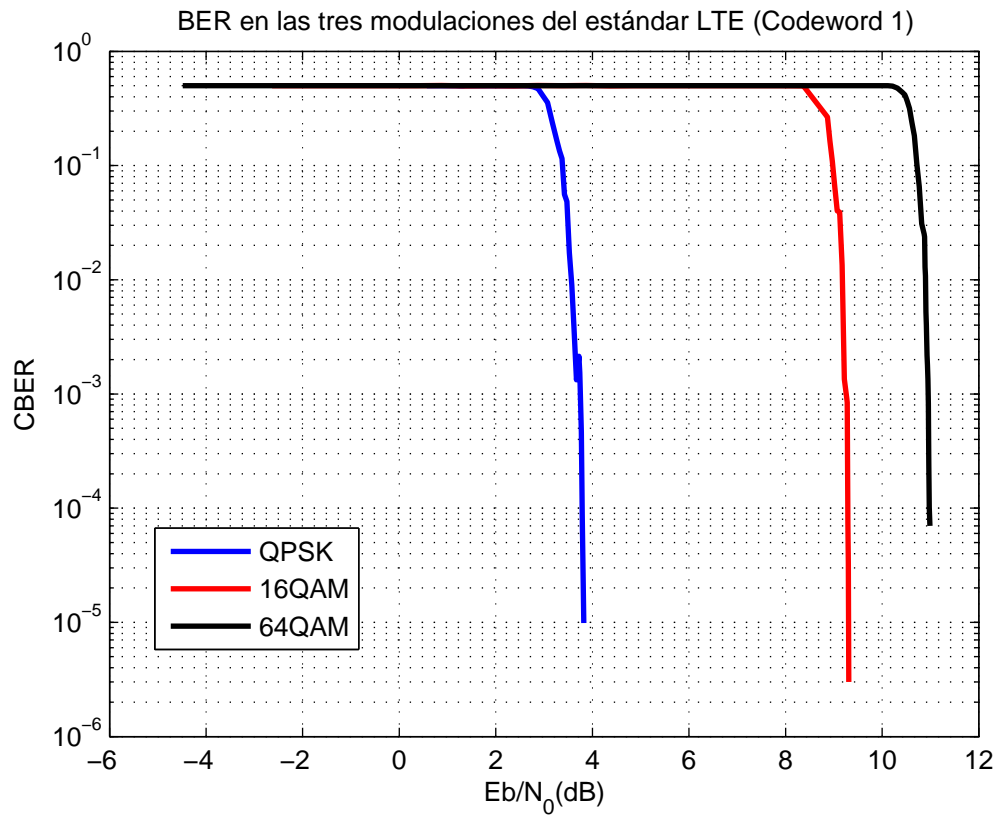


Figura 5.1: BER de las modulaciones soportadas por el estándar (Palabra código 1)

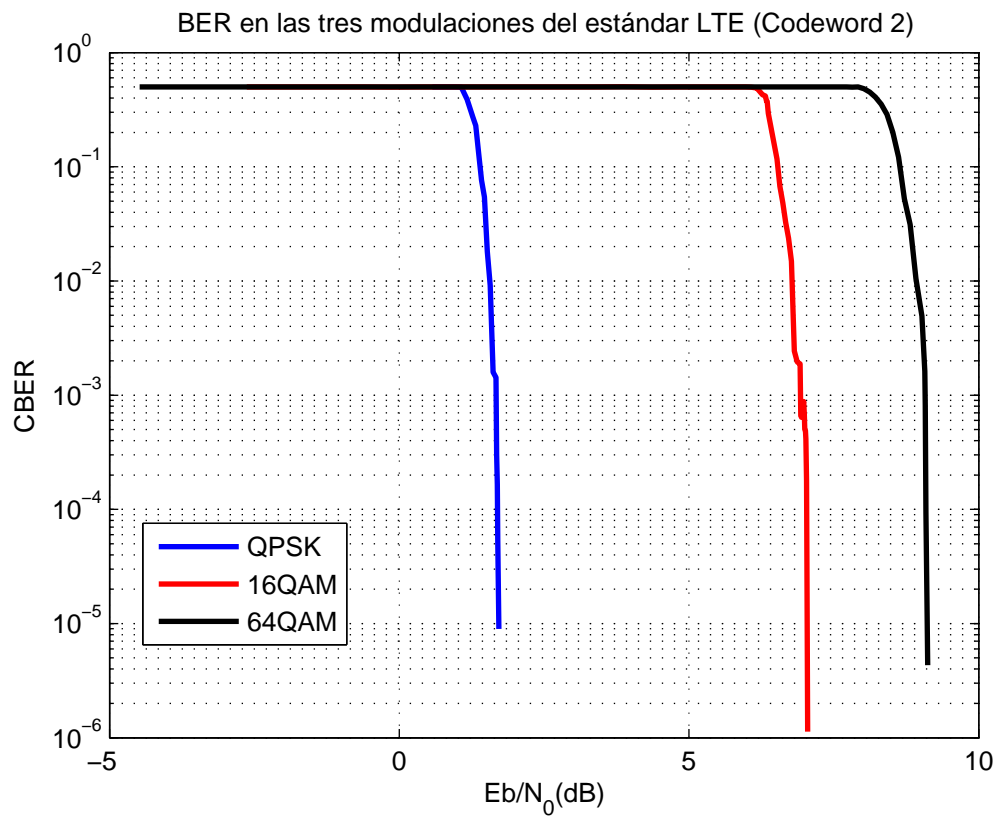


Figura 5.2: BER de las modulaciones soportadas por el estándar (Palabra código 2)

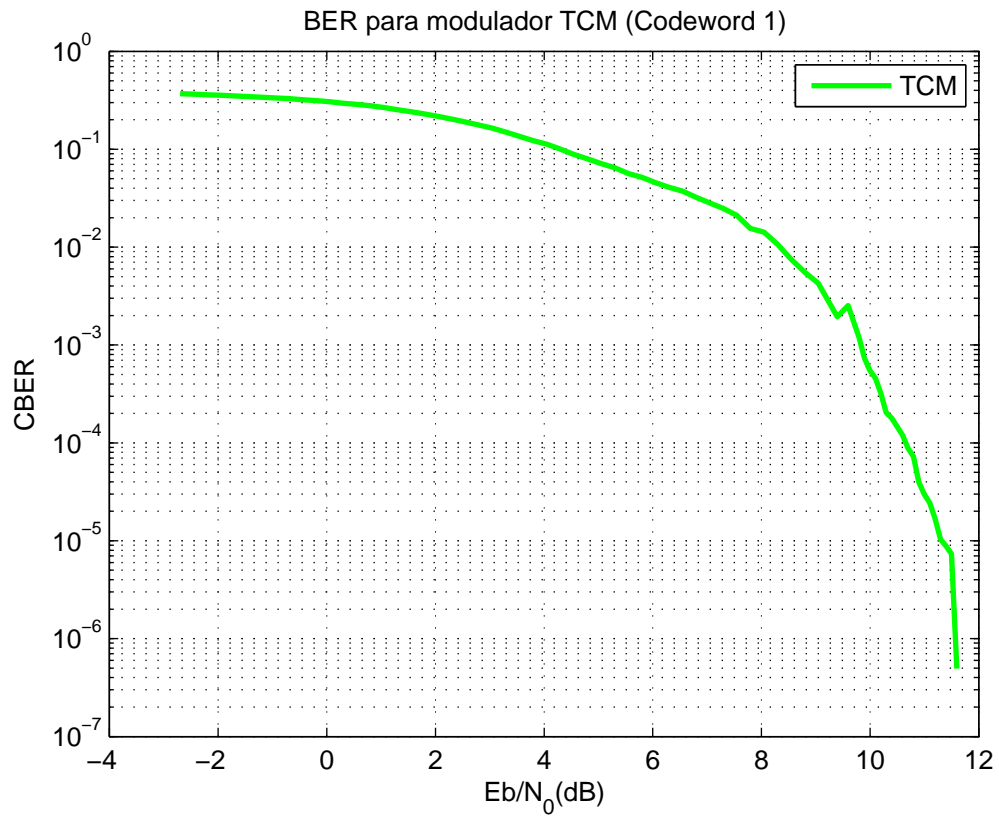


Figura 5.3: BER para modulação codificada TCM (Palavra código 1)

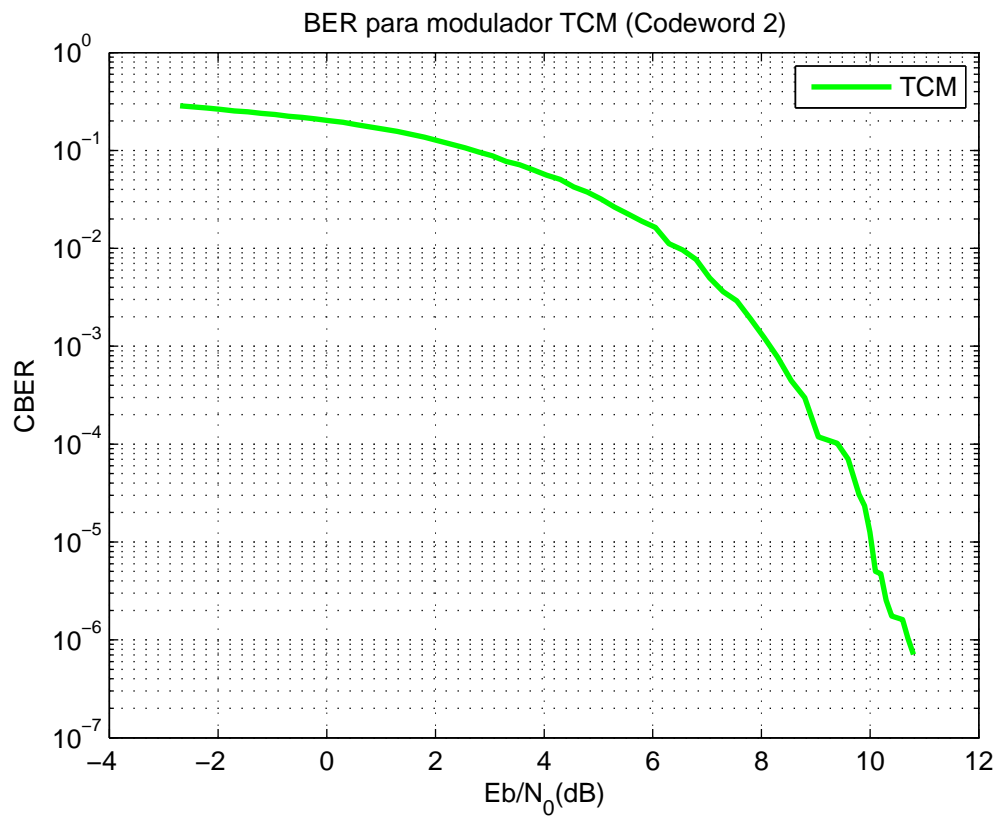


Figura 5.4: BER para modulação codificada TCM (Palavra código 2)

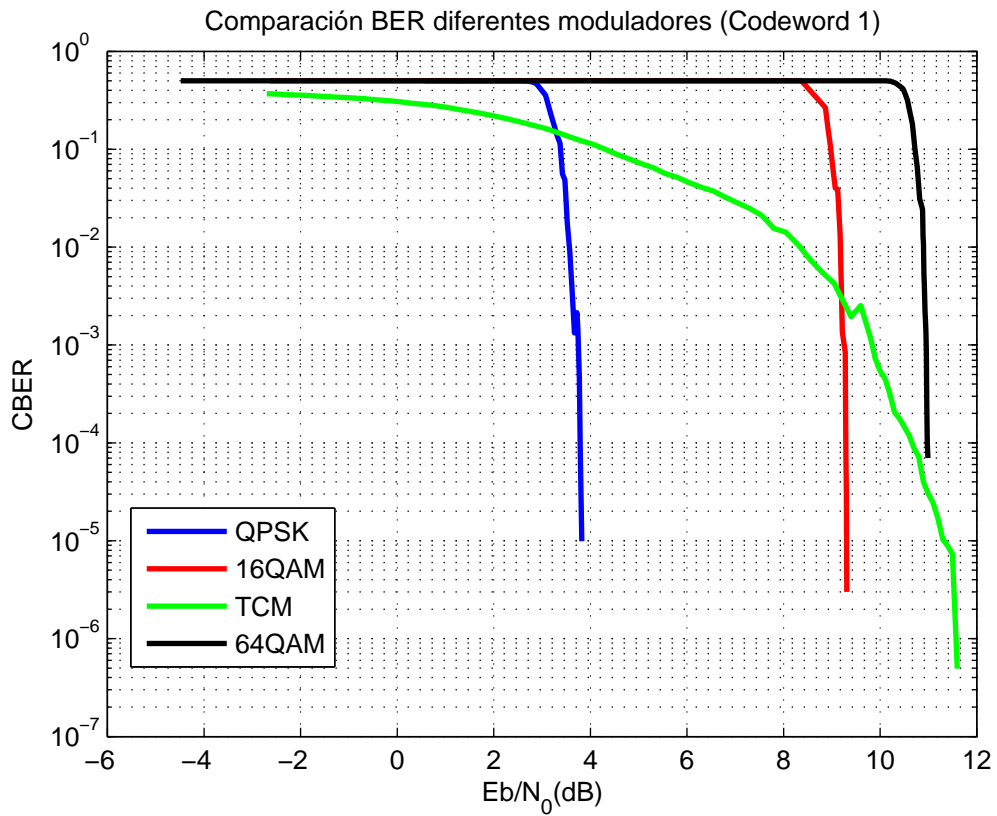


Figura 5.5: BER para todas las modulaciones simuladas (Palabra código 1)

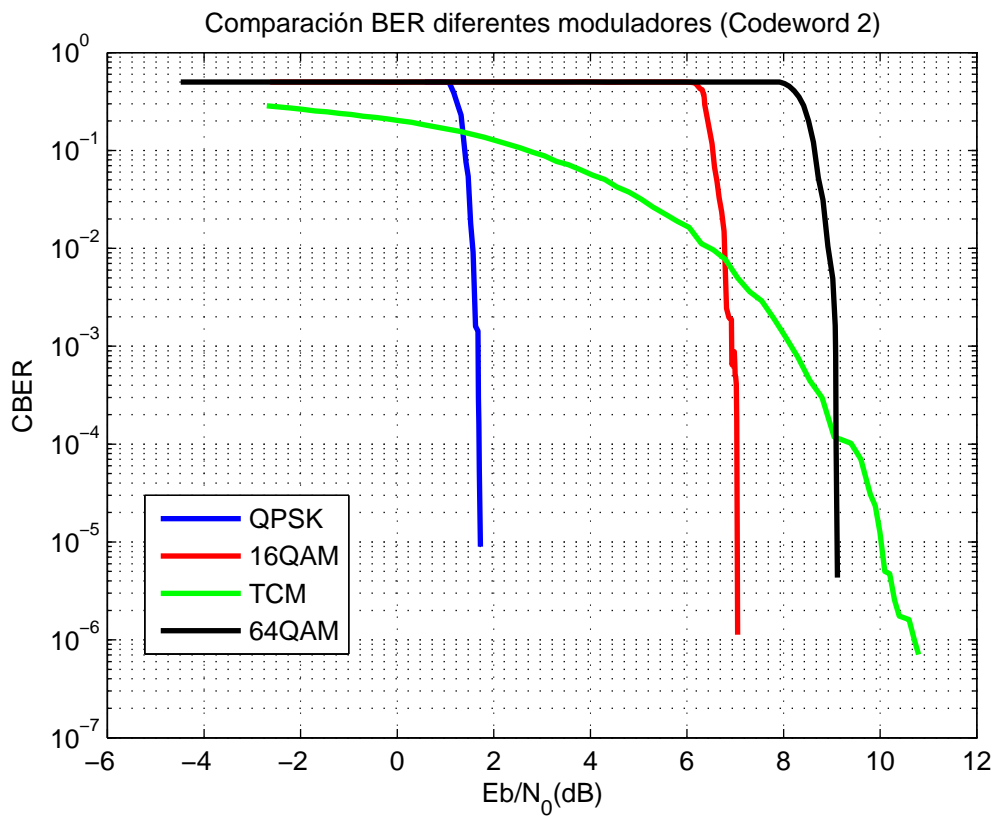


Figura 5.6: BER para todas las modulaciones simuladas (Palabra código 2)

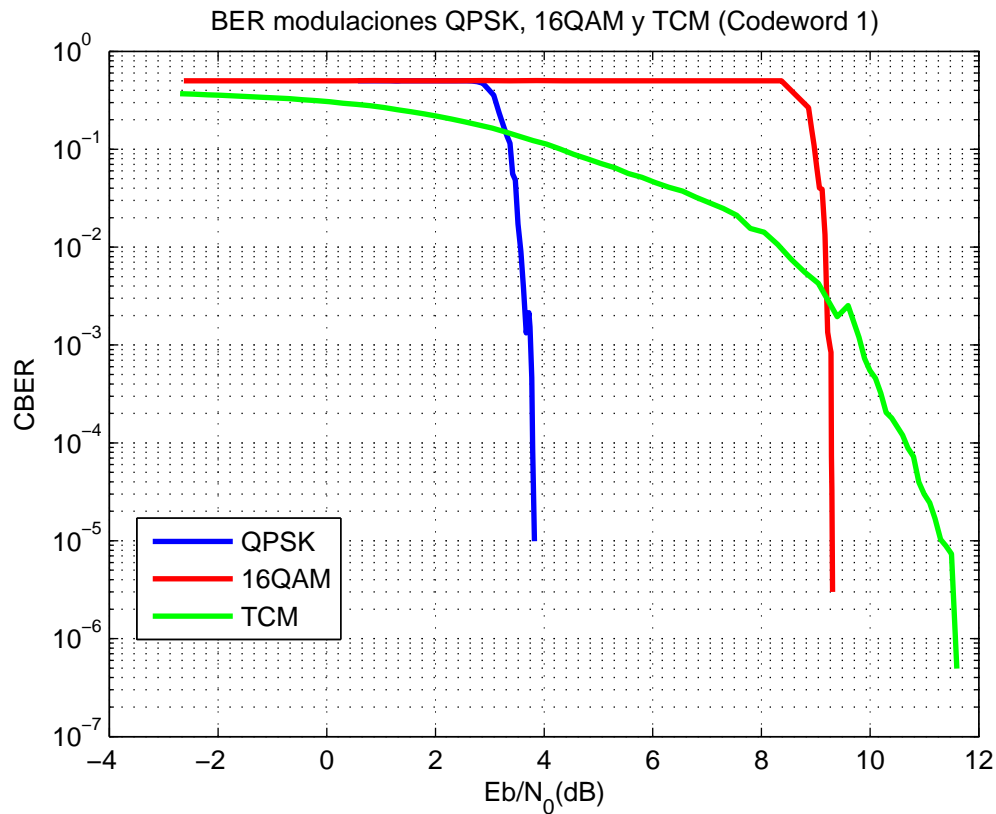


Figura 5.7: BER para modulaciones QPSK, 16QAM y TCM (Palabra código 1)

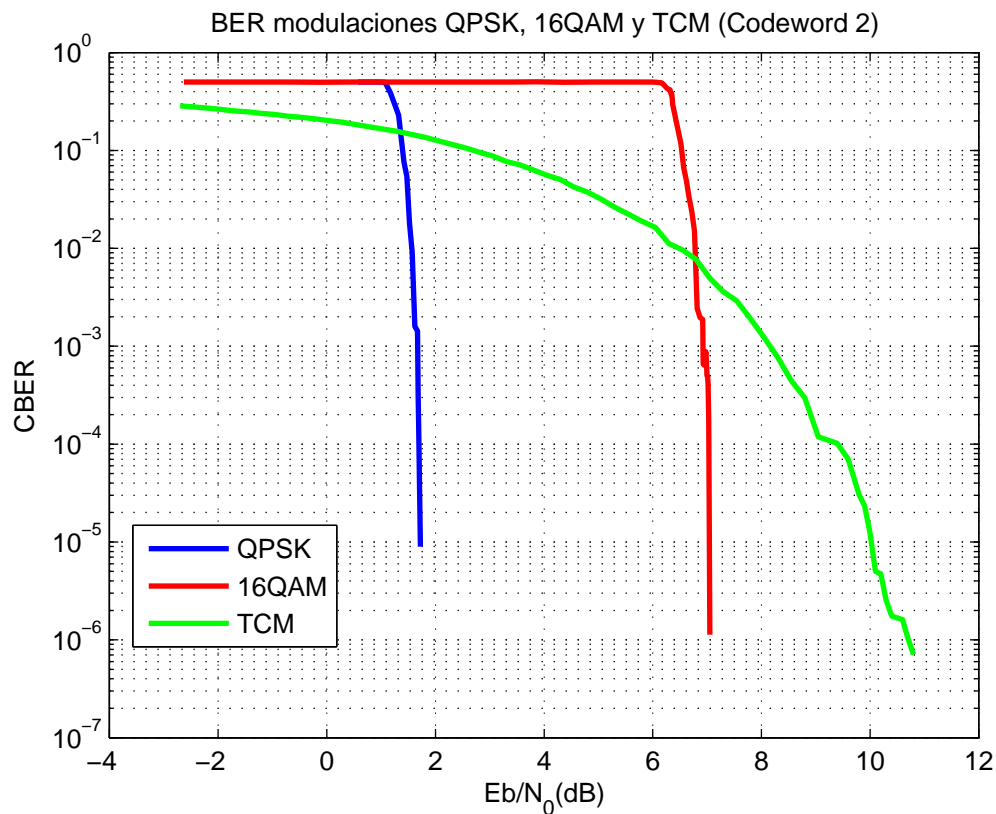


Figura 5.8: BER para modulaciones QPSK, 16QAM y TCM (Palabra código 2)

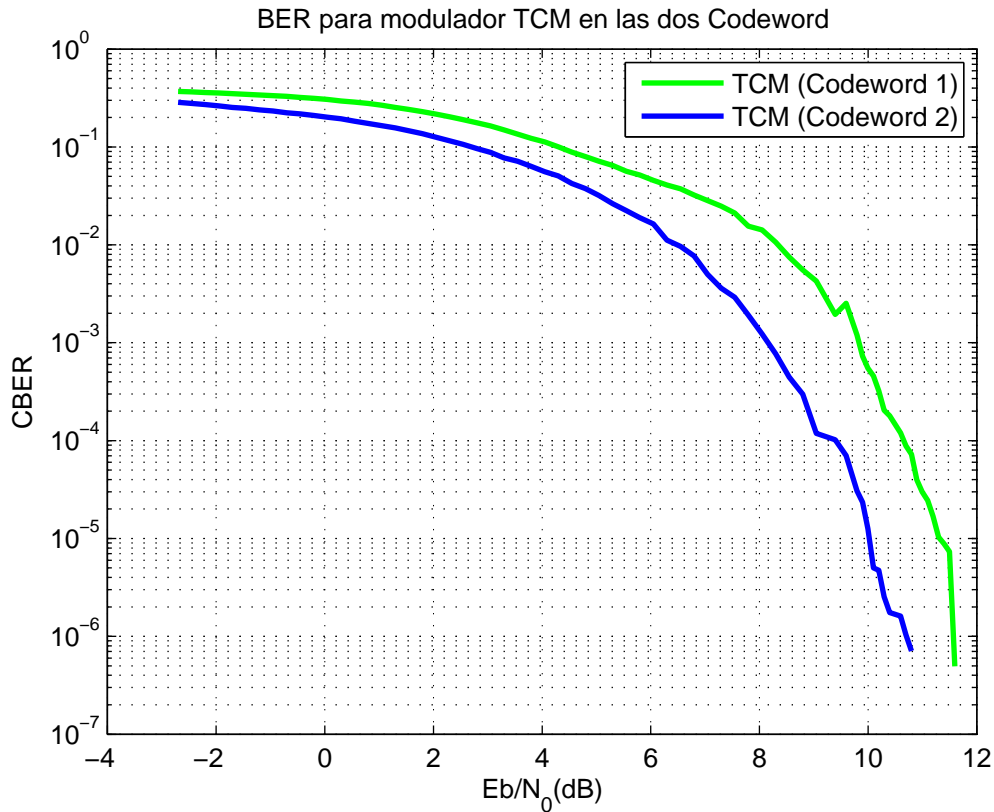


Figura 5.9: BER para TCM en las dos palabras código

5.3. Otros parámetros

Tanto a la hora de realizar los cálculos para la conversión de datos, como a la hora de realizar las simulaciones para obtener las gráficas del apartado anterior, han entrado en juego otros parámetros respecto de los representados que conviene destacar.

Por un lado, se representa en el Cuadro 5.1 los diferentes valores que han sido tenidos en cuenta para realizar la conversión de datos. Así, el número de muestras de entrada y salida del modulator han sido tomadas de la simulación del modelo; mientras que las constantes k y Rc han sido calculadas según las relaciones especificadas en el apartado 5.1.

	Longitud entrada modulator	Longitud salida modulator	k	Rc
QPSK	13200	6600	2	0.469697
16QAM	26400	6600	4	0.490909
64QAM	39600	6600	6	0.501212
TCM	13200	6600	2	0.998182

Cuadro 5.1: Valor de los parámetros usados en la conversión de datos

De la observación de la eficiencia de la modulación (k) del Cuadro 5.1 se des-

prende una información relevante. Este parámetro representa el número de bits por símbolo de la constelación. Para la modulación QPSK y TCM el número de bits por símbolo es el mismo. En el Capítulo 2, se ha definido un TCM como aquel codificador-modulador que mantiene constante el número de bits por símbolo y el efecto de la codificación se manifiesta en el aumento del número de símbolos. En el caso de QPSK, se dispone de 4 símbolos en la constelación, mientras que en el TCM implementado se han usado 8 símbolos. Por lo tanto, entre estas dos modulaciones, se ha producido una duplicación en el número de símbolos, manteniendo constante el número de bits de cada uno de ellos. Esta característica lleva a realizar una comparación entre ellos basada en su eficiencia de modulación.

Tipos de modulaciones	QPSK	16QAM	64QAM	TCM
Máxima tasa binaria (Mbps)	6.2	12.96	19.668	13.0656

Cuadro 5.2: Máximas tasas binarias alcanzadas por *codeword*

Otro aspecto importante obtenido tras la simulación del modelo es la tasa binaria máxima alcanzada por palabra código en cada tipo de modulación simulado. Los resultados de las simulaciones se pueden observar en el Cuadro 5.2. Se puede comprobar como la tasa binaria es similar para 16QAM y TCM, es decir, la modulación TCM consigue una tasa ligeramente mayor a 16QAM. Es este motivo el que lleva a realizar una comparación de 16QAM con TCM.

Capítulo 6

Evaluación de los resultados

Se han mostrado en el Capítulo 5 los resultados obtenidos tras la simulación del modelo analizado en el presente trabajo. Con el fin de explicar y comprender estos resultados se realizará un repaso de ellos. De este modo, se partirá de una idea clara para establecer las distintas conclusiones en el Capítulo 7.

6.1. Tasa de error de bit

En un sistema de comunicaciones, la representación de la tasa de error de bit (BER) da información de la calidad de la señal recibida. Es usual establecer que si el sistema alcanza en su capa física una tasa de error de bit del orden de 10^{-6} , éste dispondrá de un funcionamiento adecuado. Es por esto que se tomará este valor como punto de comparación entre las distintas gráficas mostradas.

Otro aspecto importante que destacar en la representación de la tasa de error, es que las dos palabras código del modelo no alcanzan el mismo valor para la misma E_b/N_0 . Es decir, para la palabra código 2 la disminución en la tasa de error se produce en valores de E_b/N_0 menores. Por tanto, se está ante un modelo con mejor calidad en la palabra código 2.

6.1.1. Modulaciones del estándar

Al comparar en una misma gráfica la tasa de error de bit para las tres modulaciones soportadas por el estándar LTE (Figuras 5.1 y 5.2), se observa que dependiendo de la modulación, la tasa de error alcanza la «waterfall region» del turbocódigo para un valor de E_b/N_0 diferente. Al disponer la modulación de un número menor de símbolos en su constelación, la caída de BER se produce a valores menores de E_b/N_0 . Esto es debido a que al disponer de menor número de símbolos, la distancia Euclídea entre ellos es mayor, con la consiguiente facilidad aportada al decisor a la hora de discernir la posición de los símbolos recibidos. El hecho de disminuir el número de

	QPSK	16QAM	64QAM
<i>Codeword 1</i>	3.84	9.31	10.99
<i>Codeword 2</i>	1.75	7.05	9.12

Cuadro 6.1: Valores de E_b/N_0 donde se alcanza una BER del orden de 10^{-6} para las tres modulaciones del estándar LTE

símbolos aporta esta mejora en el receptor, pero, por contra, como se observa en el Cuadro 5.2, la tasa binaria alcanzada es menor.

Además, a la vista de estas gráficas, es fácil comprobar por su forma el uso de turbocodificación en el estándar. Este tipo de codificación de canal produce un rápido descenso en la BER y es este uno de los motivos que ha llevado a usar este tipo de codificación en un sistema 4G.

Se explica el uso de modulación adaptativa (AMC) en el estándar debido a que si las condiciones del canal son favorables, la tasa E_b/N_0 tendrá un valor elevado, por lo que al usar una modulación con mayor número de símbolos, es posible la transmisión de un mayor número de bits por segundo. De las gráficas se desprende que ante valores de E_b/N_0 elevados, la elección de una modulación 64QAM lleva a una tasa binaria de transmisión elevada y una tasa de error aceptable. En condiciones de baja E_b/N_0 , se prefiere el uso de modulación QPSK por disponer de una mínima tasa de error aunque también, una menor tasa binaria. Entre estas dos modulaciones se encuentra 16QAM, usada en circunstancias intermedias con respecto a las anteriores.

Con el objetivo de aportar un valor de E_b/N_0 desde el que se puede dar por bueno el uso de una determinada modulación, se muestran en el Cuadro 6.1 los distintos valores de E_b/N_0 a los que se alcanza una BER del orden de 10^{-6} .

6.1.2. Modulación TCM

Centrando la atención en las Figuras 5.3 y 5.4, correspondientes a las palabras código 1 y 2, respectivamente, se intuye la diferencia principal con respecto a las gráficas anteriores. Esta diferencia se encuentra en la forma seguida por la traza a la hora de descender su valor de BER. Una modulación codificada TCM incluye un codificador convolucional, el cual produce un descenso en la tasa de error con respecto a E_b/N_0 menos pronunciada que en el caso de un turbocodificador.

El valor de E_b/N_0 en el cual se considera un buen funcionamiento del sistema se observa en el Cuadro 6.2 para cada palabra código del modelo.

6.1.3. Comparación de todas las modulaciones

En las Figuras 5.5 y 5.6 se representan los tres tipos de modulación soportados por el estándar en cuestión, así como la modulación codificada insertada, para cada

	TCM
<i>Codeword 1</i>	11.52
<i>Codeword 2</i>	10.4

Cuadro 6.2: Valores de E_b/N_0 donde se alcanza una BER del orden de 10^{-6} para modulador TCM

palabra código. En éstas, se observa claramente el aspecto comentado anteriormente de la forma en el descenso de BER en función del tipo de codificador. Así, TCM dispone de un descenso menos pronunciado que los otros tres tipos de modulación por disponer de un codificador convolucional.

Se comprueba como la traza del modulador TCM decrece lentamente según aumenta el valor de E_b/N_0 , mientras que en las otras tres modulaciones la BER se mantiene constante hasta que alcanzan la «waterfall region» del turbocódigo donde sufre un brusco descenso. Se observa como la BER conseguida por el modulador codificado tiene un menor valor para determinados valores de E_b/N_0 con respecto a las modulaciones definidas en el estándar. Por ejemplo, para valores de E_b/N_0 comprendidos entre la «waterfall region» de la modulación QPSK y de la modulación 16QAM, TCM alcanza valores de BER menores que 16QAM, por lo que podría tenerse en cuenta este tipo de modulación codificada para este rango de valores. Además, hay que tener en cuenta que la tasa binaria alcanzada por TCM es ligeramente superior a 16QAM por lo que se estaría ante una situación de tasa de transmisión bastante similar y en determinadas zonas de E_b/N_0 se obtendría una menor tasa de error.

Otra zona de funcionamiento en la que el modulador codificado aportaría una mejora en el estándar apreciable se encuentra en los valores de E_b/N_0 menores a la «waterfall region» de QPSK. Como se puede comprobar la BER obtenida por TCM es menor que QPSK hasta llegar al descenso pronunciado de esta última. A esta menor tasa de error hay que añadir que TCM alcanza tasas binarias superiores a QPSK ya que TCM dispone de un modulador 8PSK.

El descenso de la tasa de error progresiva de TCM hace que para valores elevados de E_b/N_0 , 64QAM disponga de un mejor comportamiento ya que transmite a tasas superiores con una menor tasa de error.

6.1.4. Modulaciones equivalentes

Recordando lo explicado en el Capítulo 5, fijando la atención en la eficiencia de la modulación, una modulación codificada TCM es comparable a una modulación QPSK del estándar. Esto se explica a que la eficiencia de ambas coincide en valor, suponiendo que cada símbolo de la constelación esté formado por el mismo número de bits. Además, el modulador TCM dispone de 8 símbolos, el doble que la modulación

QPSK, que dispone de 4. Son estas dos premisas las explicadas en el Capítulo 2 en el desarrollo de un TCM.

Si el parámetro que lleva a la comparación es la máxima tasa binaria alcanzada por la palabra código, se puede establecer relación entre TCM y la modulación del estándar 16QAM.

Por estos dos motivos, se representa en las Figuras 5.7 y 5.8, la tasa de error de bit para cada palabra código de las modulaciones QPSK, 16QAM y la modulación codificada TCM.

Como se ha explicado en el anterior apartado, comparando la modulación QPSK con TCM se observa que para valores de E_b/N_0 menores a la «waterfall region» del turbocódigo de QPSK, TCM alcanza una menor tasa de error y además dispone de una tasa binaria de aproximadamente el doble de valor. Esta zona, por tanto, constituye una mejora del estándar al aplicar un modulador codificado ya que disminuye la tasa de error y se obtiene una mayor tasa binaria. Sin embargo, una vez alcanzada la «waterfall region», el brusco descenso de la BER en QPSK hacen que ésta aporte una mejor calidad en el sistema para esa E_b/N_0 .

Al realizar una comparación de la modulación codificada y la modulación 16QAM y partiendo de la base de que ambas consiguen tasas binarias similares, se comprueba como sucede un comportamiento similar al explicado en QPSK. Este comportamiento se basa en que para valores de E_b/N_0 por debajo de la «waterfall region» de 16QAM, TCM alcanza valores de BER menores. Es por tanto esa zona un lugar donde TCM aporta mejoras ya que mantiene la tasa binaria y mejora la tasa de error. Como sucede en QPSK, a partir del brusco descenso de 16QAM, el uso de TCM no aporta mejoras en el funcionamiento del sistema.

A la vista de estos comportamientos, se puede adelantar que se justificaría el uso de TCM en el estándar para determinados valores de E_b/N_0 donde mejorarían en parte el funcionamiento de éste.

6.1.5. Diferencias entre palabras código de la misma modulación

En la Figura 5.9 se representa en una misma gráfica la tasa de error de bit para las dos palabras código de una misma modulación. Se ha escogido la modulación TCM, aunque para el resto de modulaciones se produce el mismo efecto. Se comprueba como la palabra código 2 alcanza valores menores de BER en tasas de E_b/N_0 iguales. Este hecho radica en el esquema de multiplexación espacial usado en el modelo. Al ser las dos palabras código multiplexadas espacialmente para ser transmitidas por el canal MIMO, la palabra código 2 sufre un menor desvanecimiento que la 1.

6.2. Tasa binaria máxima

En el Cuadro 5.2 del Capítulo 5 se han observado los distintos valores de tasas binarias en función de la modulación seleccionada. Aunque ya se ha relacionado este parámetro con la tasa de bit erróneos en el apartado 6.1, se especificará que una mayor tasa de transmisión de bits es conseguida cuanto mayor es el número de símbolos de la constelación. Al disponer de un mayor número de símbolos, el número de bits de entrada es mayor, por lo que es posible la transmisión de un mayor número de bits por símbolo.

Centrando la atención en una modulación codificada TCM en comparación con la modulación del estándar 16QAM, se comprueba como la tasa binaria máxima es ligeramente superior en el caso de un TCM.

Capítulo 7

Conclusiones

Como objetivo de este trabajo, se encontraba el realizar una primera aproximación en la inserción de un modulador codificado en el estándar LTE. Se ha escogido un modulador codificado basado en un TCM, ya que es éste el que primero fue definido y arrojó en su momento mejoras destacables en su aplicación a distintos sistemas de comunicación.

Llevando a cabo un estudio pormenorizado del modelo tomado como base, el cual simula un sistema LTE en su capa física de enlace descendente, se ha incorporado un esquema de modulación codificado basado en TCM, con el fin de comparar si la introducción de éste último al sistema podría conferirle algún valor añadido.

Realizando la simulación del modelo para varios valores de SNR y anotando el resultado de la tasa de bits erróneos, así como de la máxima tasa binaria, se han obtenido los parámetros que caracterizan la calidad en el funcionamiento de un sistema de comunicaciones. Por un lado, se ha representado la tasa de bits erróneos en función de E_b/N_0 , realizando una conversión desde el valor SNR a éste último. Esta representación aporta una medida de los bits que no son corregidos en el decodificador de canal, en función de la relación de energía de bit-densidad espectral de potencia de ruido. A menor tasa de BER, menor habrá sido el número de bits que no ha sido posible corregir. A menor tasa de E_b/N_0 , mayor es el ruido introducido por el canal en la información transmitida, lo que da lugar a una mayor cantidad de bits erróneos.

Por otro lado, la máxima tasa binaria alcanzada en la simulación por palabra código aporta información de la cantidad de bits que pueden ser transmitidos por segundo. Este es un parámetro importante en un sistema de comunicaciones móviles ya que cada vez se demanda una mayor cantidad de información en el tiempo más breve posible.

Como se ha observado en los anteriores capítulos, estos dos parámetros comentados (BER y máxima tasa binaria) tienen comportamientos deseados opuestos. Es

decir, si la tasa binaria de transmisión es elevada, se produce un mayor número de bits erróneos debido a que existe un mayor número de símbolos en la constelación de la señal y por consiguiente existe una menor distancia entre ellos. Desde otro punto de vista, si la tasa de bits erróneos es reducida, la tasa binaria de transmisión también es reducida. Lo deseable es que la tasa de bits erróneos sea lo menor posible y que la tasa binaria de transmisión sea lo más alta posible. Han sido estos parámetros, como se ha visto, los que han llevado a establecer una comparación en la calidad del sistema en función del uso de un esquema de modulación u otro.

Tras la observación de los resultados obtenidos con las simulaciones del modelo en el caso de mantener la codificación de canal y modulación definida en el estándar, en comparación con los arrojados en el caso de emplear una modulación codificada basada en un TCM, se desprenden varias conclusiones sobre la inclusión al estándar 4G este tipo de modulación codificada, las cuales se irán desgranando a continuación.

Al observar la gráfica de la tasa de error de bit usando un TCM, en comparación con las tres modulaciones soportadas por el estándar LTE y el cuadro con las tasas binarias máximas alcanzadas por cada esquema de modulación, es posible establecer una serie de conclusiones para cada una de las tres modulaciones definidas en el estándar.

En el caso de fijar la atención en la traza de QPSK en comparación con TCM, se observa que para valores de E_b/N_0 menores a la «waterfall region» de QPSK, TCM alcanza una tasa de error menor y además dispone de una mayor tasa binaria. Esta zona de funcionamiento proporciona una mejora en la calidad del sistema ya que se consiguen mayores tasas de transmisión y una menor tasa de error de bit. A partir de esa zona, el brusco descenso en la BER que sufre QPSK, hacen que aunque TCM disponga de mayor tasa binaria, aporte una mejor calidad el uso de QPSK.

Comparando 16QAM con TCM se obtiene un comportamiento similar al seguido por QPSK, ya que para determinados valores de E_b/N_0 TCM proporciona menor BER y la tasa binaria de ambas es similar. Es en esa zona donde TCM proporciona un mejor comportamiento ya que la tasa de error es menor y se mantiene la tasa binaria alcanzada, incluso ligeramente se supera.

Con respecto a 64QAM, cabe destacar que la mayor tasa binaria de esta no permite una mejora en el comportamiento destacable con la inclusión de TCM ya que aunque para determinados valores mejore la tasa de error, la tasa binaria es menor. De todo esto se extrae la conclusión de que con una configuración adecuada, las zonas donde la BER de TCM es inferior a la BER alcanzada por QPSK y 16QAM suponen zonas de mejora en el funcionamiento del sistema.

Para terminar, haciendo un breve repaso de la evaluación realizada dentro del enlace descendente de un sistema LTE, conviene destacar el esfuerzo por encontrar alternativas para lograr un mejor funcionamiento en los actuales estándares y que

pueden ser, en su caso, aplicadas o desestimadas para posteriores estándares. Tras la inclusión en un sistema 4G de un modulador codificado, basado en las mejoras que ha supuesto su introducción en otros sistemas, se deduce que aunque no mejora sustancialmente lo previsto en el estándar, abre la puerta para considerar nuevas posibilidades tras un proceso de optimización.

7.1. Futuras líneas de trabajo

1. El presente trabajo ha incluido como modulación codificada un TCM. Se ha realizado una primera aproximación dentro del estándar LTE, aplicando al codificador convolucional del TCM una tasa $2/3$ y formando así un esquema de modulación 8PSK. La tasa y esquema del codificador requiere de una optimización para comprobar si, en ese caso, los resultados mejoran.
2. Por otro lado, se podría incorporar una modulación codificada basada en un TTCM, el cual dispone de un turbocodificador, coincidiendo de esta manera en la codificación de canal usada por el estándar LTE.
3. Otra posible línea de trabajo podría estar basada en la realización de pruebas comparativas en los mismos sistemas en los que se basa el presente trabajo, pero en distintos canales y condiciones de funcionamiento, con el fin de comprobar los diferentes comportamientos.

Bibliografía

- [1] H.Azevedo, P. Sánchez Martínez, “2013 Spain Digital Future in Focus”, <http://www.comscore.com/es1/Insights/Presentations-and-Whitepapers/2013/2013-Spain-Digital-Future-in-Focus>
[Última consulta: 10 de febrero de 2015]
- [2] Barry M. Leiner, Vinton G.Cerf, “Breve historia de internet”, <http://www.internetsociety.org/es/breve-historia-de-internet>
[Última consulta: 10 de febrero de 2015]
- [3] Wikipedia, “Telefonía móvil en España”, http://es.wikipedia.org/wiki/Telefonía_móvil_en_España
[Última consulta: 10 de febrero de 2015]
- [4] Wikipedia, “5G”, <http://en.wikipedia.org/wiki/5G>
[Última consulta: 10 de febrero de 2015]
- [5] Stefania Sesia, Isaam Toufik, Matthew Baker, “LTE The UMTS Long Term Evolution: from theory to practice”, Wiley, 2011
- [6] 3GPP, www.3gpp.org
[Última consulta: 10 de febrero de 2015]
- [7] Wikipedia, “Full-duplex”, [http://en.wikipedia.org/wiki/Duplex_\(telecommunications\)#Full-duplex](http://en.wikipedia.org/wiki/Duplex_(telecommunications)#Full-duplex)
[Última consulta: 10 de febrero de 2015]
- [8] Wikipedia, “Telefonía móvil 4G”, http://es.wikipedia.org/wiki/Telefonía_móvil_4G
[Última consulta: 10 de febrero de 2015]
- [9] “LTE Tutorial”, www.tutorialspoint.com/lte/index.htm
[Última consulta: 10 de febrero de 2015]
- [10] LTE y LTE-Advanced, www.xataka.com/otros/lte-y-lte-advanced-cual-de-ellos-es-realmente-4g
[Última consulta: 10 de febrero de 2015]

- [11] Simon Haykin, Michel Moher, "Communication Systems", John Wiley & Sons, Inc.
- [12] A.Artés Rodríguez, F.Pérez González, «Comunicaciones digitales», Pearson Educación S.A., Madrid, 2007
- [13] Leon W. Couch, «Sistemas de comunicación digitales y analógicos». Pearson Educación, México, 2008
- [14] L. Hanzo, S.X. Ng, T. Keller, W.T. Webb, "Quadrature Amplitude Modulation: From Basics to Adaptive Trellis-Coded, Turbo-Equalised and Space-Time Coded OFDM, CDMA and MC-CDMA Systems"
- [15] Claude E. Shannon (Bell Telephone Laboratories), «Communication in the Presence of Noise,» IRE National Convention, New York, March 1947
- [16] Jorge Castiñeira Moreira, Patrick Guy Farrel, "Essentials of Error-Control Coding", Wiley, July 2006
- [17] Wicker, Stephen B., "Error control systems for digital communication and storage", Prentice-Hall, 1995
- [18] Chris Heegard, Sthephen B. Wicker, "Turbo coding", Springer Science & Business Media
- [19] Wikipedia, "Trellis modulation", http://en.wikipedia.org/wiki/Trellis_modulation
[Última consulta: 10 de febrero de 2015]
- [20] G.Ungerboeck, «Channel coding with multilevel/phase signals,» IEEE Trans. Informat. Theory, vol. IT-25, no. 5, pp.55-67, Jan 1981.
- [21] H. F. Balderas Serrato, "La modulación Codificada Entramada (TCM) en los nuevos estándares de comunicación", TESIS (Instituto Politécnico Nacional), México, D.F. 2008
- [22] "Trellis Coded Modulation Tutorial", www.complextoreal.com
[Última consulta: 10 de febrero de 2015]
- [23] G. Ungerboeck, "Trellis-coded modulation with redundant signal sets. Part I: State of the art", IEEE commun. Mag., Vol 25, pp. 12-22 Feb.1978.
- [24] G. Ungerboeck, "Trellis-coded modulation with redundant signal sets. Part II: Introduction", IEEE commun. Mag., Vol 25, pp. 12-22 Feb.1978.

- [25] “Guidance for use of the LTE logo”, <http://www.3gpp.org/IMG/pdf/lte-and-lte-advanced-logo-guidelines.pdf>
[Última consulta: 10 de febrero de 2015]
- [26] “Capítulo 2: LTE o la Cuarta Generación (4G de Comunicaciones Móviles”, <http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11983/fichero/Capítulo+2+-+LTE.pdf>
[Última consulta: 11 de enero de 2015]
- [27] Harri Holma, Antti Toskala, “LTE for UMTS - OFDMA and SC-FDMA Based Radio Acces”, 2009
- [28] Wikipedia, “OFDMA”, http://es.wikipedia.org/wiki/Orthogonal_Frecuency_Division_Multiple_Access
[Última consulta: 10 de febrero de 2015]
- [29] S.Srikanth,V.Kumaran, C. Manikandan, “Orthogonal Frequency Division Multiple Acces: is it the multiple access system of the future?”, AU-KBC Center
- [30] Wikipedia, “SC-FDMA”, http://en.wikipedia.org/wiki/Single-carrier_FDMA
[Última consulta: 10 de febrero de 2015]
- [31] Hyung G. Myung, David J. Goodman, "Single Carrier FDMA. A new air interface for Long Term Evolution", A John Wiley and Sons, Ltd, Publication 2008.
- [32] Zarrinkoub, Houman, “Understanding LTE with MATLAB: from mathematical foundation to simulation, performance evaluation and implementation”, USA
- [33] LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding (3GPP TS 36.212 version 11.5.0 Release 11), www.3gpp.org
- [34] Seminario LTE, “Tema: Capa Física y Planificación en LTE”, EUIT de Telecomunicación (UPM)
- [35] Math Works, “LTE PHY Downlink with Spatial Multiplexing” <http://es.mathworks.com/help/comm/examples/lte-phy-downlink-with-spatial-multiplexing.html>
[Última consulta: 10 de febrero de 2015]
- [36] Section 6.3.1 of 3GPP TS 36.211 v10.0.0., www.3gpp.org

- [37] “Estudio sobre los requisitos técnicos que permitan caracterizar la cobertura con tecnología LTE necesaria para proporcionar determinados servicios de datos”, <http://www.minetur.gob.es/telecomunicaciones/banda-ancha/cobertura/Otros%20documentos%20interes/Estudio-requisitos-tecnicos-coberturaLTE.pdf>
[Última consulta: 10 de febrero de 2015]
- [38] “LTE OFDM Technology”, http://www.tutorialspoint.com/lte/lte_ofdm_technology.htm
[Última consulta: 10 de febrero de 2015]
- [39] Wikipedia, “HARQ”, http://en.wikipedia.org/wiki/Hybrid_automatic_repeat_request
[Última consulta: 10 de febrero de 2015]
- [40] Imagen, <http://commons.wikimedia.org/wiki/File:MobileBitRate-logScale.svg>)
[Última consulta: 10 de febrero de 2015]
- [41] <http://www.3gpp.org/technologies/keywords-acronyms/97-lte-advanced>
[Última consulta: 4 de marzo de 2015]
- [42] Imagen, <http://www.3gpp.org/technologies/keywords-acronyms/98-lte>
[Última consulta: 4 de marzo de 2015]
- [43] Imagen, <http://www.3gpp.org/technologies/keywords-acronyms/100-the-evolved-packet-core>
[Última consulta: 4 de marzo de 2015]
- [44] John H. Gass, Jr., Peter J. Curry, and Christopher J. Langford, “An Application of Turbo Trellis-Coded Modulation to Tactical Communications”, ITT Industries Aerospace/Communications Division
- [45] Math Works, “AWGN Channel”, <http://es.mathworks.com/help/comm/ug/awgn-channel.html>
[Última consulta: 3 de marzo de 2015]
- [46] Math Works, “General TCM Encoder”, <http://es.mathworks.com/help/comm/ref/generaltcmencoder.html>
[Última consulta: 3 de marzo de 2015]

- [47] Math Works, “Calculation of Eb/N0 in OFDMA”, <http://www.mathworks.com/matlabcentral/answers/12278-calculation-of-eb-n0-in-ofdma>
[Última consulta: 10 de marzo de 2015]

