Universidad Rey Juan Carlos

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación

Ingeniería de Telecomunicación

Análisis de técnicas de *Link to System* para la evaluación de prestaciones de la interfaz radio en LTE

Proyecto de Fin de Carrera

—Autora: Estefanía Arias Conde —

—Tutor: Francisco Javier Lorca Hernando—

—Co-tutor: Carlos Figuera Pozuelo—

15 de junio de 2012

TÍTULO: *Análisis de técnicas de Link to System para la evaluación de prestaciones de la interfaz radio en LTE.*

AUTOR: *Estefanía Arias Conde*

TUTOR: *Francisco Javier Lorca Hernando*

COTUTOR: *Carlos Figuera Pozuelo*

La defensa del presente Proyecto Fin de Carrera se realizó el día 28 de Junio de 2012; siendo calificada por el siguiente tribunal:

PRESIDENTE:

SECRETARIO:

VOCAL:

Habiendo obtenido la siguiente calificación:

CALIFICACIÓN:

Presidente **Secretario** **Vocal**

A mi primo Antonio, gran parte de mi motivación en la última fase de este proyecto.

A mis padres, por su apoyo incondicional.

"*Hay una fuerza motriz más poderosa que el vapor, la electricidad y la energía atómica: la voluntad.*" Albert Einstein.

Agradecimientos

Quiero agradecer al director del proyecto, Javier Lorca, el haberme brindado la oportunidad de realizar un PFC tan interesante y novedoso. Gracias Javi por haberme enseñado, guiado y ayudado tanto durante la elaboración del proyecto, y en mi pequeña incursión en el mundo laboral.

Cuando Javier me propuso el proyecto, pensé en Carlos como co-tutor pues sabía que iba a ofrecerme todo su apoyo en esta aventura, no me equivoqué. Ha jugado un papel fundamental en cuanto a propuesta de ideas, y sobre todo, en la elaboración de la memoria de este proyecto. Gracias Carlos por ayudarme tanto en esta dura y última fase.

La realización de este proyecto supone el final de una de las etapas más importantes de mi vida. Debo agradecerle a muchas otras personas el logro de haber llegado hasta aquí:

Quiero aprovechar esta oportunidad para agradecerle a mi madre, Amparo, su apoyo, comprensión y paciencia. Gracias mamá por escucharme cada día, cuidarme y enseñarme a ser fuerte. Sin ti no hubiera llegado hasta el final de esta larga travesía.

Quiero agradecerle a mi padre, Enrique, su confianza, y la libertad de decisión que me ha brindado desde pequeña, y que me ha permitido lograr mis objetivos.

También debo darle las gracias a mi enorme familia por animarme y apoyarme en los momentos más duros. En especial, a mis primas Eli y Raquel, ellas han sido para mí un modelo a seguir, y de quienes he aprendido el verdadero significado de la fuerza de voluntad.

No me olvido de darle las gracias a mi otra gran familia, mis amigos de siempre, "Los CQC". Junto a ellos me he convertido en la persona que soy hoy, y he disfrutado de muy buenos momentos. Gracias Cris A, Cris S, Rebeca, Fran, Santi y Aaron por escucharme, intentar entenderme y cuidar de mí. Gracias Angie, Pablo, Juan, Iván y Susana por compartir esas conversaciones *freaks*, intelectuales y musicales, he aprendido mucho de vosotros. Gracias, Jenny, Irene, Patri, Ana, Laura y Visy por formar parte de los mejores momentos. Gracias Alberto y Sergio por sacarme siempre una sonrisa.

Por último, y no por ello menos importante, quiero darle las gracias a mis amigos y compañeros de la universidad. Siento que el resultado de este proyecto, y en general, el hecho de haber llegado hasta aquí, es también gracias a ellos. Sin duda alguna, haberles conocido ha sido una de las mejores cosas que han sucedido en mi vida en los últimos años. Quiero agradecer a Ana, Christian, Dani, Gabi, Jaime, María, Marijose, Mihaela y Mónica, toda la confianza que han depositado en mí, y todo su apoyo. Me gustaría hacer una mención especial a Marijose, la mejor compañera de prácticas del mundo, mi mejor amiga, y confidente en la universidad. Gracias por todo Mari.

Resumen

En el marco de los nuevos sistemas de comunicaciones móviles de cuarta generación (4G) el diseño y planificación de las redes se realiza mediante simuladores en dos niveles. Los simuladores de nivel de enlace caracterizan un único enlace usuario-estación base y simulan tanto el nivel físico como alguna parte del nivel de enlace de cada tecnología. Los simuladores de sistema utilizan los resultados de aquellos para estimar las prestaciones del sistema móvil en un escenario geográfico concreto con multitud de usuarios.

Los sistemas 4G utilizan tecnologías basadas en OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) que permiten enviar múltiples símbolos en diferentes subportadoras. Debido al gran ancho de banda de estos sistemas y al efecto multitrayecto propio de los canales de comunicaciones móviles en entornos urbanos, cada subportadora se ve afectada por el canal de manera distinta y, en consecuencia, los valores de relación señal a ruido (SNR) en cada una de éstas también difiere. Las prestaciones de cada enlace, calculadas mediante los simuladores de nivel de enlace, dependen por tanto de un conjunto de valores de SNR que caracterizan el canal para cada subportadora. Esto complica en gran medida la interfaz entre los simuladores de enlace y los de sistema, de modo que se hace necesaria una técnica que permita comprimir las múltiples medidas de SNR características del enlace en un valor único.

Este proyecto trata de analizar las técnicas *Link to System* (L2S) desarrolladas para la evaluación de prestaciones de la interfaz radio en LTE (*Release* 8), que comprimen la información del perfil de SNR en un único parámetro que puede ser utilizado por el simulador de sistema. En este proyecto se realizan simulaciones de nivel de enlace de LTE para diferentes escenarios, esquemas de modulación y codificación, técnicas de estimación de canal y esquemas multiantena. Sobre los resultados obtenidos se aplica la técnica L2S denominada EESM (*Exponential Effective SNR Mapping*), optimizando el valor del parámetro único de dicho método (β) y ajustando con él las curvas de error frente a SNR. A continuación se han llevado simulaciones de validación de los ajustes realizados y se ha comprobado la sensibilidad de las prestaciones del método frente a pequeñas variaciones del parámetro β.

Los resultados de este proyecto muestran la validez de las técnicas L2S EESM en tanto en cuanto permiten ajustes razonables de las curvas de probabilidad de error, y proporcionan valores de BLER (*block error rate*) precisos en función de la información comprimida del modelo. Esta información puede ser por tanto utilizada de forma fiable por los simuladores de sistema. Finalmente, cabe destacar que las simulaciones realizadas son costosas computacionalmente y que los resultados han demostrado ser muy dependientes del conjunto de datos y del número de realizaciones empleadas, así como del escenario y del esquema de modulación y codificación emplados.

Índice general

Índice de tablas xiv

Índice de figuras xvi

Lista de acrónimos xviii

1. Introducción 1

1.1. Contexto y justificación 1

1.2. Objetivos 4

1.3. Organización del documento 5

2. Fundamentos Teóricos 7

2.1. El canal inalámbrico 7

2.1.1. Multitrayecto 8

2.1.1.1. Desvanecimiento a pequeña escala 8

2.1.1.2. Selectividad en frecuencia e Interferencia inter-simbólica (ISI) 8

2.1.2. Variabilidad temporal 8

2.2. LTE 9

2.2.1. Introducción a LTE 9

2.2.2. Arquitectura del sistema LTE 11

2.2.3. Capa física de LTE 13
2.2.3.1. OFDM 14
2.2.3.2. OFDMA 16
2.2.3.3. SC-FDMA 18
2.2.3.4. HARQ 19
2.2.3.5. AMC 20
2.2.3.6. Bloque de recursos físicos y estructura de tramas 21
2.2.3.7. Señales Físicas 21
2.2.4. Arquitectura multiantena 22
2.2.4.1. Diversidad en recepción: SIMO 23
2.2.4.2. Diversidad en transmisión: MISO 24
2.2.4.3. Múltiples antenas en ambos extremos: MIMO 26
2.2.5. Estimación de canal 27
2.2.5.1. Señales de referencia o señales piloto 27
2.2.5.2. Estimación de canal basada en pilotos 28
2.2.6. Detección de señal de máxima verosimilitud (ML) 30
2.3. Simuladores Link to Sytem 31
2.3.1. Simuladores de nivel de enlace 32
2.3.2. Simuladores de nivel de sistema 33
2.3.3. Mecanismos de compresión 34
2.3.4. Mapeo de la SNR efectiva con EESM 36

3. Metodología **39**

3.1. Fases del proyecto 39
3.2. Materiales 40

3.3. Metodología 41

3.3.1. Simulador de enlace 41

3.3.2. Simulaciones 45

3.3.3. Ajuste de curvas 48

3.4. Validación del modelo 50

3.5. Análisis de sensibilidad 50

4. Resultados **53**

4.1. Análisis del ajuste del modelo EESM para los distintos escenarios 53

4.1.1. Ajuste de la curva de BLER-SNR para SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada 53

4.1.2. Ajuste de la curva de BLER-SNR para SIMO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada 55

4.1.3. Ajuste de la curva de BLER-SNR para MISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada 57

4.1.4. Ajuste de la curva de BLER-SNR para SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada 58

4.1.5. Ajuste de la curva de BLER-SNR para MISO con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada 60

4.1.6. Ajuste de la curva de BLER-SNR para SISO con estimación de canal real y estimación turbo mejorada 62

4.2. Validación del modelo EESM para los distintos escenarios 63

4.2.1. Validación de la curva BLER SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada 63

4.2.2. Validación de la curva BLER SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada para perfil vehicular 64

4.2.3. Validación de las curvas BLER SIMO y MISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada 65

4.2.4. Validación de la curva BLER SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada 66

4.2.5. Validación de la curva BLER MISO con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada 67

4.2.6. Validación de la curva BLER SISO con estimación de canal real y estimación turbo mejorada 68

4.3. Comparativa de resultados 69

4.4. Análisis de sensibilidad del parámetro β 71

4.4.1. Análisis de sensibilidad del parámetro β en el ajuste de curvas SISO con estimación de canal ideal y estimación mejorada 71

4.4.2. Análisis de sensibilidad del parámetro β en el ajuste de curvas SISO con estimación de canal real y estimación mejorada 72

5. Conclusiones y Líneas futuras **75**

5.1. Conclusiones 75

5.2. Líneas Futuras 76

Índice de tablas

3.1. Tabla de CQI escogidos para las simulaciones SISO y SIMO. 47

3.2. Tabla de CQI escogidos para las simulaciones MISO y MIMO. 48

4.1. Resultados del ajuste para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada. 54

4.2. Resultados del ajuste para simulaciones SIMO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada. 56

4.3. Resultados del ajuste para simulaciones MISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada. 57

4.4. Resultados del ajuste para simulaciones SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada. 58

4.5. Resultados del ajuste para simulaciones MISO con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada. 60

4.6. Resultados del ajuste para simulaciones SISO con estimación de canal real y estimación turbo mejorada. 61

4.7. Resultados de la validación para simulaciones SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada. 64

4.8. Resultados de la validación para simulaciones SISO con perfil vehicular y con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada. 65

4.9. Resultados de la validación para simulaciones SIMO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada. 66

4.10. Resultados de la validación para simulaciones MISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada. 66

4.11. Resultados de la validación para simulaciones SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada. 67

4.12. Resultados de la validación para simulaciones MISO con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada. 68

4.13. Resultados de la validación para simulaciones SISO con estimación de canal real y estimación turbo mejorada. 69

Índice de figuras

2.1. Evolución de las tecnologías del 3GPP. 10

2.2. Evolución del tráfico y los ingresos generados. 11

2.3. Arquitectura del sistema LTE. 12

2.4. Esquema de modulación OFDM 14

2.5. Espectro correspondiente a 6 subportadoras OFDM. 15

2.6. Esquema de demodulación OFDM. 16

2.7. Esquema de multiplexación OFDMA. 16

2.8. Esquema de multiplexación SC-FDMA. 19

2.9. Esquema de recepción SC-FDMA. 20

2.10. Bloque de recursos físicos. 21

2.11. Esquema de codificación de Alamouti. 25

2.12. Posicionamiento de señales de referencia en una subtrama de 12 subportadoras. 28

2.13. Esquema de la interfaz L2S. 32

2.14. Esquema del simulador de enlace. 33

2.15. Esquema de los procesos de mapeo y compresión 34

3.1. Menú de selección del simulador de enlace. 42

3.2. Estructura de directorios para las simulaciones. 46

3.3. Esquema del proceso de búsqueda de β y minimización del error. 49

4.1. Curvas SISO para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada 55

4.2. Curvas SIMO para simulaciones SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada 56

4.3. Curvas MISO para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada 59

4.4. Curvas SISO para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada 60

4.5. Curvas MISO para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada 61

4.6. Curvas SISO para simulaciones con estimación de canal real y estimación turbo mejorada 62

4.7. Validación SISO para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada. 63

4.8. Validación SISO para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada para perfil vehicular 64

4.9. Validación SIMO para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada. 65

4.10. Validación MISO para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada. 67

4.11. Validación SISO para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada 68

4.12. Validación MISO para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada. 69

4.13. Validación SISO para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada. 71

4.14. Análisis de sensibilidad del parámetro β en el ajuste de curvas SISO con estimación de canal ideal y estimación mejorada. 72

4.15. Análisis de sensibilidad del parámetro β en el ajuste de curvas SISO con estimación de canal real y estimación mejorada. 73

Lista de acrónimos

ARQ	Automatic Repeat Request
$AWGN$	Additive White Gaussian Noise
$BLER$	Block Error Rate
$CESM$	Capacity Logarithmic Effective SNR Mapping
DFT	Discrete Fourier transform
$E-RAB$	E-UTRAN Radio Access Bearer
$E-UTRAN$	Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network
$EDGE$	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
$EESM$	Exponential Effective SNR Mapping
$EESM$	Exponential Effective SNR Mapping
EPC	Evolved Packet Core
EPS	Evolved Packet System
$EV-DO$	Evolution-Data Optimized
$GERAN$	GSM EDGE Radio Access Network
$GPRS$	General Packet Radio Service
GSM	Global System for Mobile Communications
$HDTV$	High Definition Television
$HSPA$	High Speed Packet Access
$IDFT$	Inverse Discrete Fourier Transform
IMS	IP Multimedia Subsystem
IP	Internet Protocol
$LESM$	Logarithmic Effective SNR Mapping
$LiESM$	Linear Effective SNR Mapping

LS	Least Squares
LTE	Long Term Evolution
MAC	Medium Access Control
MCS	Modulation and Coding Scheme
$MIMO$	Multiple Input Multiple Output
$MISO$	Multiple Input Single Output
ML	Maximum Likelihood
$MMSE$	Minimum Mean Square Error
MRC	Equal Gain Combining
MRC	Maximum Ratio Combining
NAS	Non Access Stratum
$OFDM$	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
$OFDMA$	Orthogonal Frequency-Division Multiple Access
PAR	Peak to Average Ratio
$PDCP$	Packet Data Convergence Protocol
QoS	Quality of Service
RB	Resource Block
RLC	Radio Link Control
RRC	Radio Resource Control
RTT	Round Trip Time
SC	Selection Combining
$SIMO$	Single Input Multiple Output
$SISO$	Single Input Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio
UDP	User Datagram Protocol
UE	User Equipment
$UMTS$	Universal Mobile Telecommunications System
$UTRAN$	UMTS Terrestrial Radio Access Network
$VoIP$	Voice over IP
ZF	Zero Forcing

Capítulo 1

Introducción

Este capítulo presenta una breve introducción al proyecto realizado. En primer lugar, se introduce la situación actual de las comunicaciones móviles en España, y se justifica el desarrollo de este proyecto. A continuación, se plantean los objetivos para la elaboración del mismo. Por último, se explica la organización del resto del documento.

1.1. Contexto y justificación

Long Term Evolution (LTE) es el nombre con el que se denomina a la tecnología de cuarta generación propuesta en la *Release 8* del *Third Generation Partnership Project* (3GPP)[3]. Esta organización está formada por operadores de telecomunicaciones y fabricantes de terminales, equipos de red y sistemas de medida, y se encarga de especificar las características de los sistemas de comunicaciones móviles de segunda generación[24] (GSM/GPRS/EDGE), tercera generación (UMTS/HSPA) y cuarta generación (LTE/LTE-Advanced). El desarrollo de LTE fue motivado por la competencia de otras tecnologías inalámbricas y la ambición de mejorar las comunicaciones móviles frente a los servicios de comunicaciones fijas. Además, influyeron las necesidades de incrementar la capacidad y reducir el coste del tráfico de datos.

Actualmente la tecnología utilizada mayoritariamente para la transmisión de datos de alta velocidad en un entorno móvil es *High Speed Packet Access* (HSPA). LTE mejora el comportamiento de HSPA en términos de capacidad y retardo. La tasa de pico especificada en su diseño inicial fueron 100 Mbps de bajada y 50 Mbps de subida. Para mejorar la experiencia del usuario, LTE mejora también la latencia y el consumo de potencia del terminal.

En un informe de la *Global Mobile Suppliers Association* (GSA) se indica que 301 operadores a nivel mundial están comprometidos con la implementación comercial de redes LTE. Este proyecto se sitúa dentro del marco de la investigación dedicada a los sistemas de comunicaciones móviles de cuarta generación desarrollada por Telefónica I+D para Telefónica España. En marzo de 2012 Telefónica inició en Alemania el plan de despliegue

de telefonía móvil LTE[17]. Este plan de despliegue está programado a nivel europeo y no por países. Durante el 2011 se ofrecieron servicios de datos LTE en zonas rurales alemanas, pero será a partir de julio de 2012 cuando se comercializará el servicio para móviles, tabletas y ordenadores en todo el país. En España, Telefónica ofrece servicios de LTE a clientes empresariales de Madrid y Barcelona[14]. El pasado mes de marzo, en el *Mobile World Congress* (MWC), se comprobaron las ventajas de LTE y se afirmó que esta tecnología no se generalizaría hasta 2015. Concretamente, Telefónica España ha adquirido 2×10 MHz en la banda 800 MHz, que será el soporte del despliegue de la red de cobertura nacional sobre la tecnología LTE[15].

El proceso de despliegue de una red de comunicaciones móviles está dividido en varias fases[32]:

- Diseño y planificación de la red.
- Aprobación técnica.
- Aprobación del proyecto y obtención de permisos.
- Logística.
- Obra civil.
- Instalación de equipos.
- Integración a la red.
- Gestión, mantenimiento y revisión de la instalación.

Para llevar a cabo la primera fase se necesitan herramientas de planificación en cualquier sistema de comunicaciones móviles. Dada la complejidad de las tareas de planificación y dimesionamiento de los sistemas móviles de última generación (3G, pero sobre todo 4G), éstas se llevan a cabo mediante simulaciones en dos niveles, materializándose en el empleo de dos tipos de simuladores que permiten evaluar las prestaciones de las redes móviles de última generación. Por un lado, los simuladores de enlace proporcionan una caracterización de las prestaciones físicas alcanzables en el nivel de acceso radio (lo que en terminología de 3GPP se denomina protocolos del estrato de acceso). Las simulaciones en este ámbito involucran un solo par usuario - estación base, y abarcan el nivel físico (capa 1) y, en ocasiones, los subniveles *Medium Acces Control* (MAC) y *Radio Link Protocol* (RLC) (capa 2). Por otro lado, los simuladores de sistema caracterizan, para un escenario geográfico dado el comportamiento global de un conjunto de celdas, estaciones base y usuarios móviles, cada uno de los cuales es modelado estadísticamente a partir de los resultados de los simuladores de enlace. Dichos resultados establecen un puente entre ambos tipos de simuladores, es decir, los simuladores a nivel de enlace proporcionan resultados que sirven como entradas a los simuladores de sistema.

El departamento de ingeniería radio de cada operadora se encarga de la fase de diseño y planificación de la red. Esto se realiza estableciendo unas normas de ingeniería que permiten el dimensionamiento de la red considerando criterios del fabricante de los

componentes de red, condicionantes económicos y el resultado de simulaciones y pruebas de piloto. Telefónica I+D se encarga de evaluar las prestaciones de las redes móviles LTE mediante los simuladores de enlace y sistema LTE desarrollados internamente, y de informar de los resultados al departamento de ingeniería radio de Telefónica España. Los resultados de estas simulaciones son el número de estaciones, el número de usuarios por sector, la capacidad de celda, la tasa de bit al borde de la celda, etc. Todos estos resultados necesitan previamente de una caracterización precisa de los enlaces a partir de un simulador de enlace. Éste proporcionaría un conjunto de curvas de tasa de bit frente a relación señal a ruido (SNR, del inglés *Signal to Noise Ratio*) en el caso más general y bajo distintas condiciones.

La planificación y el dimensionamiento de sistemas 4G realizados con estos simuladores es compleja debido a la incorporación de técnicas multiportadora, la adaptación al medio y técnicas de acceso múltiple como *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM)[24]. A continuación se detallan estos conceptos.

La incorporación de técnicas multi-antena en todos los modos de operación de LTE añade una dificultad adicional en la planificación y dimensionamiento, porque la efectividad de estas técnicas depende no solamente del valor medio de la SNR, sino también de las características de la matriz de transferencia del canal (rango, número de condición de la matriz, potencia de los modos propios, etc.). Asimismo, la tasa de bit alcanzable depende de la variación en frecuencia de dicha matriz de transferencia. De cara a planificar adecuadamente un escenario empleando *Multiple Input Multiple Output* (MIMO) con multiplexación espacial, es imprescindible contar con herramientas que permitan predecir el comportamiento del sistema conociendo la respuesta en frecuencia detallada para cada uno de los elementos de la matriz de canal.

LTE utiliza un esquema de transmisión adaptativo, mediante el cual se selecciona el formato de modulación y codificación más adecuado en función de las características del canal. Además, cuando en el sistema se encuentran varios usuarios se asignarán los recursos en función de la QoS y SNR percibida por cada uno de ellos.

LTE utiliza la técnica de acceso *Orthogonal Frequency-Division Multiple Access* (OFDMA)[5], basada en OFDM, que permite enviar múltiples símbolos en diferentes subportadoras y multiplexar el tráfico de diferentes usuarios de la misma forma. Esta técnica permite enfrentarse a la selectividad en frecuencia del canal dividiendo el ancho de banda total en sub-bandas, de modo que el canal puede considerarse plano en cada una de ellas y transmitirse de forma independiente y simultánea por ellas. Por otro lado, en los sistemas de banda ancha como LTE, la transmisión se lleva a cabo sobre 20 MHz de ancho de banda y se ve afectada por una fuerte distorsión por interferencia intersimbólica derivada de la propagación multicamino del canal. OFDM permite evitar la transmisión de una única señal de banda ancha mediante la transmisión de un conjunto de señales de banda estrecha ortogonales entre sí, resultando por tanto más robusta frente a la propagación multicamino. Este hecho provoca que cada subportadora se vea afectada por el canal de manera distinta y que en consecuencia, los valores de SNR en cada una de éstas también difieran. Por lo tanto, en recepción se obtienen distintos valores de SNR para cada subportadora según un determinado perfil en frecuencia con una cierta SNR promedio, obteniéndose múltiples valores de SNR a la salida del simulador de enlace. Para poder

llevar a cabo de forma adecuada la planificación del enlace sería necesario disponer de un conjunto (en principio ilimitado) de tablas que relacionaran cada posible perfil de SNR en frecuencia con la probabilidad de error de bloque (BLER, del inglés *Block Error Rate*) para cada posible perfil de SNR, lo que en la práctica es irrealizable.

Con el objetivo de solventar los problemas derivados del uso de estas técnicas, se idean las técnicas de enlace-a-sistema (L2S, del inglés *Link to System*). Éstas proporcionan una solución efectiva, introduciendo un nivel adicional de abstracción entre los simuladores de enlace y sistema que oculte la complejidad de las simulaciones de enlace, mediante un conjunto de funciones y parámetros que permitan evaluar las prestaciones de una forma práctica y sencilla[29]. Es decir, las técnicas L2S funcionan como una interfaz. Ésta viene dada por un modelo de compresión de valores de SNR y una tabla de referencia, obtenida a partir de un canal AWGN con perfil de SNR plano en frecuencia. Dicho de otra forma, se trata de encontrar la SNR del canal AWGN plano que proporcionaría la misma BLER que el canal selectivo en frecuencia. La compresión de los valores de SNR permite transformar el perfil de SNR en frecuencia en un valor único de SNR, a partir del cual el simulador de sistema puede consultar la tabla de referencia y obtener la BLER deseada. Existen varias técnicas dentro del esquema general de modelos L2S. Una de las más utilizadas se denomina *Exponential Effective SNR Mapping* (EESM), y se basa en el ajuste de cierto parámetro β que es dependiente del esquema de modulación y codificación empleado (*Modulation and Coding Scheme*, o MCS). Así pues, para cada esquema MCS existe un valor de β que permite transformar el perfil de SNR en una única SNR efectiva, a partir de la cual se obtiene la BLER consultando la tabla de referencia (que también es dependiente del formato empleado).

El objetivo principal de este proyecto es evaluar la técnica EESM para distintos perfiles de enlace. Las simulaciones se han realizado para 9 MCS distintos considerando esquemas *Single Input Single Output* (SISO), *Single Input Multiple Output* (SIMO) y *Multiple Input Single Output* (MISO), estimación de canal ideal y real, turbo decodificación mejorada y no mejorada y perfiles de canal móvil del tipo *Extended Pedestrian A* y *Extended Vehicular A*. En esta evaluación es necesario ajustar los valores de β asociados a cada perfil de enlace para poder calcular la SNR efectiva en todas las circunstancias posibles y con ello poder disponer de valores de BLER fiables que puedan ser introducidos en los simuladores de sistema.

1.2. Objetivos

Este proyecto tiene por objetivo evaluar las prestaciones de la técnica EESM en diferentes escenarios planteados para la simulación de enlace. El objetivo principal de este proyecto puede descomponerse en los siguientes objetivos específicos:

1. Obtener y analizar los resultados del simulador a nivel de enlace para diferentes perfiles de SNR y diferentes esquemas de transmisión y recepción.
2. Ajustar el modelo de compresión mediante la búsqueda del parámetro β para cada esquema de transmisión.

3. Validar el modelo EESM con resultados de simulaciones independientes de los obtenidos en el ajuste para cada perfil de enlace.

4. Análizar la sensibilidad del parámetro β obtenido mediante la variación de éste en un rango concreto para determinados escenarios.

1.3. Organización del documento

En este documento se presenta un estudio de la evaluación de la técnica L2S para diferentes escenarios a nivel de enlace. A continuación se indica como está organizado el resto del documento:

- Capítulo 2: Fundamentos Teóricos. El segundo capítulo presenta los fundamentos básicos teóricos para la comprensión del proyecto.
- Capítulo 3: Metodología. En este capítulo se explica la planificación llevada a cabo durante la realización del proyecto y el diseño experimental.
- Capítulo 4: Resultados. Este es el capítulo en el cual se analizan los resultados obtenidos en la fase experimental del proyecto.
- Capítulo 5: Conclusiones. En este capítulo se plantean las conclusiones y posibles líneas futuras de trabajo.

Capítulo 2

Fundamentos Teóricos

En este capítulo se describen los conceptos necesarios para la comprensión del resto del documento. En primer lugar se introduce el canal inalámbrico, con el fin de presentar el modelado del mismo y algunos parámetros necesarios para la correcta presentación de las tecnologías implicadas en este PFC. A continuación se describe brevemente la tecnología LTE, haciendo especial énfasis en las técnicas de nivel físico empleadas en el simulador utilizado. Finalmente, se introduce el concepto de L2S, profundizando en los algoritmos utilizados en el proyecto.

2.1. El canal inalámbrico

Cuando una señal de información se transmite a través de un canal inalámbrico, ésta se ve afectada por distintos mecanismos de propagación de forma simultánea. En primer lugar, la señal se ve afectada por el ruido y las interferencias que degradan el canal introduciendo distorsiones. En segundo lugar, la señal se atenúa debido a la distancia, a la presencia de obstáculos que dan lugar a zonas de sombra con bajos niveles de potencia (*shadowing*) y que evitan que la comunicación se realice en línea directa de visión. Esta atenuación se puede caracterizar mediante modelos como el de Okumura-Hata o el COST-231, entre otros[28].

Además, si el canal inalámbrico es móvil (bien porque el transmisor o el receptor se mueven, bien porque el entorno es cambiante) se producen dos fenómenos físicos que dificultan gravemente la recepción de la información. Por un lado, el multitrayecto, que surge cuando en el receptor se obtienen diferentes versiones de la señal procedentes de distintos trayectos. Por otro, la selectividad en frecuencia, que aparece con la variabilidad del canal. A continuación se explican estos fenómenos.

2.1.1. Multitrayecto

2.1.1.1. Desvanecimiento a pequeña escala

El desvanecimiento a pequeña escala describe los cambios rápidos de amplitudes, fases y retardos por multitrayecto de una señal en periodos cortos de tiempo. Este desvanecimiento se origina a partir de la interferencia existente entre las distintas versiones de la señal transmitida que llegan al receptor en distintos instantes de tiempo. Estas señales se combinan en recepción dando lugar a una señal que presenta gran variabilidad en amplitud y fase a pequeña escala.

2.1.1.2. Selectividad en frecuencia e Interferencia inter-simbólica (ISI)

La llegada de múltiples versiones de una misma señal con retardos distintos genera selectividad en frecuencia. La caracterización de este comportamiento permite modelar el canal multitrayecto en el dominio de la frecuencia. La dispersión temporal, puede modelarse a partir del parámetro de dispersión de retardo (σ_τ) que se corresponde con la diferencia entre el retardo máximo y mínimo en recepción experimentado por la señal.

La dispersión de retardo da lugar a un comportamiento selectivo en el dominio de la frecuencia. El rango de frecuencias en el que la respuesta del canal se puede considerar plana se conoce como ancho de banda de coherencia (B_c) y es inversamente proporcional a la dispersión de retardo tal y como se muestra a continuación:

$$B_c \approx \frac{1}{\sigma_\tau} \tag{2.1}$$

Si el B_c es menor que el ancho de banda de la señal a transmitir ($Bc \leq Bs$), hay desvanecimiento selectivo en frecuencia. Bajo estas condiciones la respuesta al impulso del canal tiene una valor de σ_τ que es más grande que el período de símbolo, produciéndose, en consecuencia, ISI.

2.1.2. Variabilidad temporal

La variabilidad del canal surge debido al movimiento de los terminales (transmisor o receptor). Esto da lugar a que el canal inalámbrico móvil tenga una respuesta al impulso que varía en el tiempo. Entonces, si el canal tiene una respuesta al impulso variante en el tiempo, la señal en recepción será la señal original convolucionada con la respuesta al impulso del canal en cada instante de tiempo. En frecuencia, esta variabilidad se traduce en un efecto de dispersión denominado efecto Doppler, que consiste en que la señal recibida por cada uno de los multitrayectos sufre un desplazamiento en frecuencia. El máximo de estos desplazamientos se denomina frecuencia Doppler y viene dado por:

$$f_d = \frac{v}{\lambda_c}, \tag{2.2}$$

donde v es la velocidad de desplazamiento y λ_c es la longitud de onda de la señal portadora radio. El grado de selectividad temporal que experimenta un canal inalámbrico se caracteriza a partir del tiempo de coherencia (T_c) y se define como el intervalo de tiempo en el cual las distintas variaciones del canal inalámbrico están muy correladas entre sí. El tiempo de coherencia de un canal es una medida inversamente proporcional con el valor de la frecuencia Doppler. A continuación se muestra la expresión que define el tiempo de coherencia:

$$T_c \approx \frac{1}{f_d} \tag{2.3}$$

Cuanto menor es el T_c mayor será la velocidad con la que varía el canal en el tiempo.

2.2. LTE

En esta sección se explican los requisitos fundamentales establecidos por el 3GPP para LTE y algunos conceptos fundamentales de los sistemas LTE como OFDMA, SC-FDMA, modulación y codificación adaptativa, arquitectura del sistema, tecnología multiantena y técnicas de estimación de canal.

2.2.1. Introducción a LTE

En las últimas décadas el sector de las comunicaciones móviles ha experimentado una rápida evolución tal y como se muestra en la Figura 2.1. La década de los 90 se vio marcada por el incremento de usuarios demandantes de servicios de voz donde predominaba la tecnología de segunda generación del 3GPP (GSM) como estándar a nivel mundial alcanzando una tasa de transmisión de 9,6 Kbps. La extensión de *Global System for Mobile Communications* (GSM) fue *General Packet Radio Service* (GPRS), que introdujo una tasa de transmisión de 114 Kbps. A partir de la anterior se desarrolló la tecnología *Enhanced Data Rates for GSM Evolution* (EDGE) con una tasa de transmisión de 384 Kbps y permitiendo el uso de aplicaciones multimedia. La tercera generación surge a partir de la demanda de servicios de transferencia de datos por parte de los usuarios. Las principales tecnologías de tercera generación son UMTS y cdma2000 (desarrollada ésta por el 3GPP2), ambas ofreciendo una velocidad de 384 Kbps. La necesidad de mayores velocidades ha dado lugar a las tecnologías HSPA del 3GPP y EV-DO del 3GPP2. El acceso móvil de banda ancha es, a día de hoy, una realidad con 1,2 billones de subscripciones en todo el mundo[25]. Actualmente la tecnología más usada para este fin es HSPA que provee de servicios multimedia al usuario, el cual demanda cada vez mayor velocidad y calidad de servicio. HSPA alcanza una tasa de transferencia de datos de bajada de 14,4

Mbps y 5,7 Mbps de subida. Actualmente se está implantando la tecnología LTE, que ofrece tasas que alcanzan los 50 Mbps.

La evolución de la tecnología refleja un mercado en continuo cambio que requiere anticiparse a las necesidades de los usuarios y a las soluciones expuestas por los competidores, en un ámbito sujeto a los cambios en los modelos de negocio[13]. En la Figura 2.2 se representa esquemáticamente la evolución de los últimos años del tráfico cursado en las redes móviles y del coste que genera dicho tráfico. En una primera etapa, el incremento del tráfico de voz suponía un aumento de los ingresos de la operadora, debido a la facturación del establecimiento de llamada y tiempo de ocupación de los recursos del sistema. Posteriormente, cuando el tráfico de datos llegó a ser predominante, los ingresos no crecieron al ritmo del tráfico, debido a la existencia de tarifas planas, por lo que se ha producido un desacoplo entre ambas tendencias. Por otro lado, el coste de operación es proporcional al volumen de tráfico cursado si se ofrece una QoS apropiada, por lo que este aumento del tráfico no acompañado de un aumento similar de ingresos provocaría una disminución de los beneficios de las empresas. De manera que para mantener un cierto beneficio es necesario reducir componentes de la estructura de costes, lo que supone una de las principales motivaciones para el desarrollo de un sistema como LTE[5].

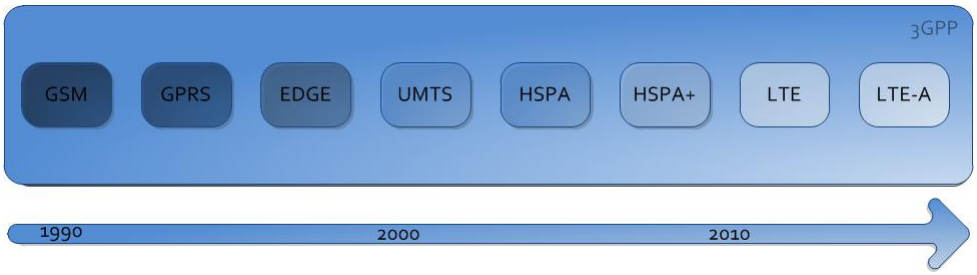

Figura 2.1: Evolución de las tecnologías del 3GPP.

Como se ha comentado en el capítulo anterior, LTE es la tecnología de comunicaciones móviles de cuarta generación correspondiente a la *Release 8* del 3GPP y cumple con los siguientes requisitos establecidas por dicho consorcio[4]:

- Tasas de pico de al menos 100 Mbps en el enlace de bajada y 50 Mbps en el de subida.
- Aumento de la eficiencia espectral.
- Reducción de la latencia en el plano de control y de usuario con 10 ms de *Round Trip Time* (RTT).
- Ancho de banda escalable de hasta 20 MHz (desde por debajo de 5MHz hasta 20 MHz).
- Existencia única de conmutación de paquetes (servicios basados en IP).
- Mejora de la QoS extremo a extremo.
- Rendimiento óptimo para una velocidad del usuario de menos de 24 Km/h, y alto rendiemiento hasta 300 Km/h, manteniendo la conexión con velocidades de hasta 500 Km/h.

El objetivo principal de LTE es el desarrollo de una red basada en servicios IP con una alta tasa de transmisión de datos y baja latencia. Algunos ejemplos de servicios que requieren estas carácteristicas son las comunicaciones de voz sobre IP (VoIP, del inglés *Voice over IP*), juegos en red o servicios de televisión por difusión de alta definición (HDTV, por sus siglas en inglés *High Definition Television*).

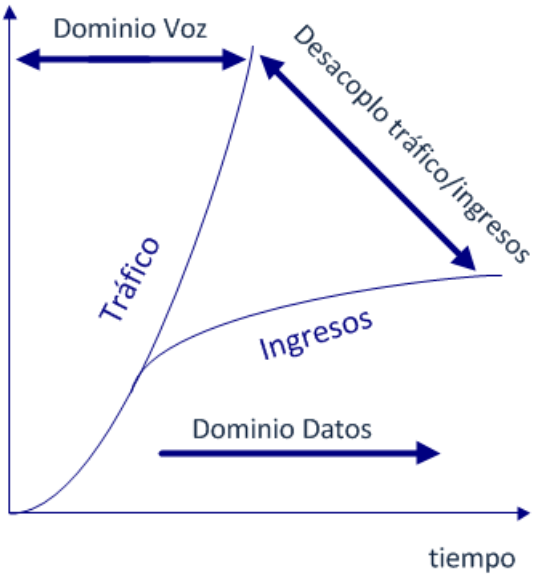

Figura 2.2: Evolución del tráfico y los ingresos generados.

2.2.2. Arquitectura del sistema LTE

La arquitectura de red de LTE se denomina *Evolved Packet System* (EPS). Está formada por la red de acceso *Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network* (E-UTRAN), la red troncal *Evolved Packet Core* (EPC) y el *IP Multimedia Subsystem* (IMS). Estos componentes del sistema LTE funcionan con mecanismos de conmutación de paquetes, sin necesidad de utilizar conmutación de circuitos para funciones en tiempo real. Las redes de acceso y troncal de LTE permiten realizar transferencia de paquetes a nivel IP desde y hacia redes externas.

En función del servicio final que utilice la transferencia de paquetes IP pueden configurarse los parámetros que definen la QoS. La transferencia de paquetes IP entre el usuario y la red externa ofrecido por E-UTRAN se denomina servicio portador, *Evolved Packet System Bearer Service* (EPS *Bearer Service*). De forma equivalente, el servicio de transferencia de paquetes ofrecido por E-UTRAN se denomina *E-UTRAN Radio Access Bearer* (ERAB). En la Figura 2.3 se pueden observar las interfaces más relevantes de un sistema LTE. Entre E-UTRAN y EPC está la interfaz S1, que proporciona a la EPC los mecanismos para gestionar el acceso de los terminales móviles a través de E-UTRAN. Por otro lado, los terminales de usuario se unen a la red de acceso a través de la interfaz radio Uu. Además, la comunicación de la red troncal EPC con redes externas y plataformas IMS se da a través de la interfaz SGi, de modo que los terminales se reconocen en estas redes por su dirección IP[24].

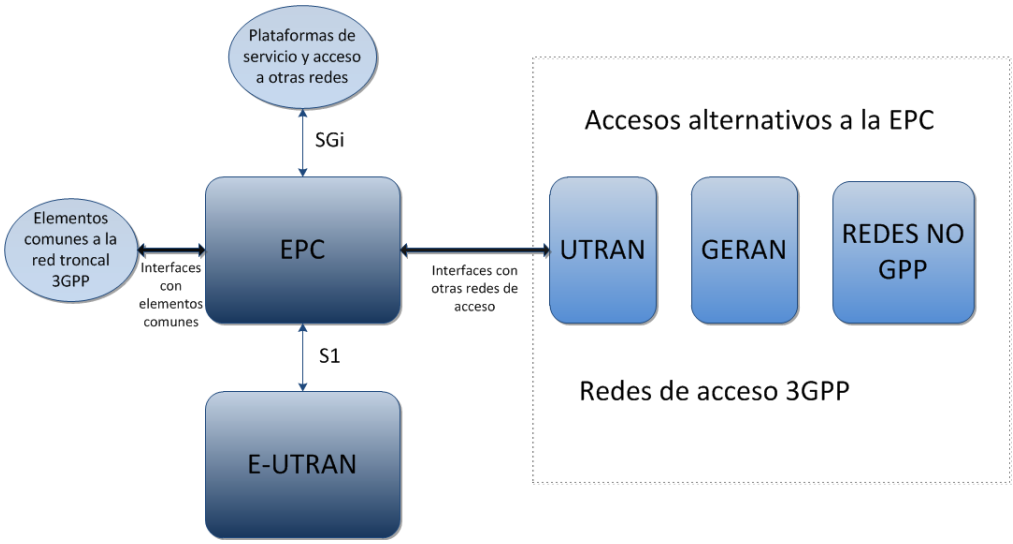

Figura 2.3: Arquitectura del sistema LTE.

Una característica destacable de la arquitectura LTE, específicamente de su red núcleo, es la posibilidad de permitir conexiones de usuario a través de las redes de acceso de 3G y 2G (UTRAN y GERAN) o incluso de otras no pertenecientes al 3GPP. La comunicación con este conjunto de redes alternativas tiene lugar gracias a un conjunto de interfaces que se encuentran en la red troncal de LTE. A continuación se explican las funciones principales de cada uno de los elementos de la arquitectura:

- Red de acceso E-UTRAN: está constituida solamente por las estaciones base (eNB), que proveen de conectividad a los equipos de usuario *User Equipement* (UE) a través de la interfaz Uu. La conexión del eNB con el resto de elementos del sistema LTE se lleva a cabo a través de las interfaces X2 y S1.
- El eNB: cumple con todas las funcionalidades de la red de acceso y almacena la información para que cada equipo de usuario pueda utilizar los servicios de la E-UTRAN. Su función principal es gestionar los recursos radio mediante métodos de control de admisión, de movilidad, asignación dinámica de recursos, control de interferencias, etc.
- La interfaz radio: Existen tres métodos de transferencia de información, estos métodos se explican a continuación:
    - Envío *Broadcast* de señalización de control en el área de cobertura de la celda: los equipos de usuario reconocen la presencia de la estación base, sus requerimientos en cuanto a potencia y el operador al que pertenecen.
    - Envío de paquetes IP entre el eNB y el UE: se denomina servicio portador radio y permite la compresión de cabeceras de cara a no enviar todos los bytes de las cabeceras IP en cada paquete.
    - Señalización entre el UE y el eNB: es necesario para llevar a cabo la conexión de control mediante el protocolo *Radio Resource Control* (RRC) que se utiliza para gestionar los servicios portadores radio entre la estación base y el equipo de usuario.

La transferencia de datos entre la estación base y el eNB se lleva a cabo mediante la utilización de los protocolos *Packet Data Convergence Protocol* (PDCP), *Radio Link Control* (RLC), que implementa el mecanismo *Automatic Repeat Request* (ARQ) para corregir los errores, *Medium Access Control* (MAC) donde se realiza control de errores a través de *Hybrid* ARQ, y *Radio Resource Control* (RRC).

- Interfaz S1: los datos de usuario entre el eNB y el EPC se transfieren utilizando el protocolo *User Datagram Protocol* (UDP) en el plano de usuario de la interfaz S1, denominada S1-U. Por otro lado el plano de control viene dado por la interfaz llamada S1-MME que proporciona una serie de mecanismos de control de comunicación entre el eNB y la MME, entre los que cabe destacar:
  - Establecimiento, modificación y liberación de recursos de servicios portadores en las interfaces explicadas hasta ahora: el E-RAB viene dado por el uso conjunto de un servicio portador radio y otro S1.
  - El mecanismo de traspaso entre estaciones base: cuando no está activa la interfaz X2.
  - El aviso de llamada: es un mecanismo de localización de los equipos de usuarios en modo *idle* (sin conexión con ningún eNB). Si se necesita activar un equipo de usuario, se realiza la petición de llevar a cabo el mecanismo de aviso de llamada a través de esta interfaz.
  - Los mensajes de señalización entre el eNB y la MME, utilizando los protocolos *Non Access Stratum* (NAS).
- Interfaz X2: proporciona un servicio de transferencia de datos de usuario durante el traspaso entre estaciones base que no garantiza el control de errores. Por otro lado, el plano de control de esta interfaz soporta las siguientes funciones:
  - El traspaso entre estaciones base. Se transmite toda la información sobre los servicios portadores del usuario desde el eNB antiguo al nuevo.
  - Difusión del estado de carga del eNB entre eNBs para evitar interferencia entre celdas y equilibrar la carga de tráfico que soporta cada eNB.

2.2.3. Capa física de LTE

Las nuevas tecnologías de nivel físico son fundamentales en LTE ya que son la principal diferencia entre ésta y los anteriores sistemas de comunicaciones móviles. Estas nuevas tecnologías permiten que la utilización de los recursos radio se lleve a cabo de forma más eficiente, incrementando la capacidad del sistema. La capa física de LTE utiliza técnicas de acceso múltiple basadas en OFDM: OFDMA en el enlace descendente y SC-FDMA en el enlace ascendente. El rango de frecuencias de operación de la capa física de LTE va desde los 450MHz hasta los 3,5 GHz. El estándar define 40 bandas de operación en duplexión por división en frecuencia (FDD) o duplexión por división en tiempo (TDD) con separaciones mínimas de 100 KHz.

En la capa física de LTE los esquemas de modulación utilizados en el enlace descendente son QPSK, 16QAM y 64QAM, y solamente QPSK y 16QAM en el ascendente, ya que

la incorporación de la modulación 64QAM en el terminal es opcional. En LTE la elección del tipo de modulación y tasa de codificación se hace a partir de la información del estado del canal que el terminal envía a la estación base. Esto es lo que se denomina modulación y codificación adaptativa. Adicionalmente, LTE implementa la técnica de corrección de errores *Hybrid Automatic Repeat reQuest* (HARQ), mejorando los métodos clásicos ARQ. Finalmente, LTE contempla el uso de MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) con el fin de aumentar la capacidad del sistema. Por ejemplo, la configuración MIMO 2x2 con un ancho de banda de 29 MHz permite alcanzar una velocidad de 150 Mbps en el enlace de descendente y de 75Mbps en el ascendente.

2.2.3.1. OFDM

OFDM es un sistema de transmisión multi-portadora que multiplexa un conjunto de símbolos en un conjunto de subportadoras de forma simultánea.

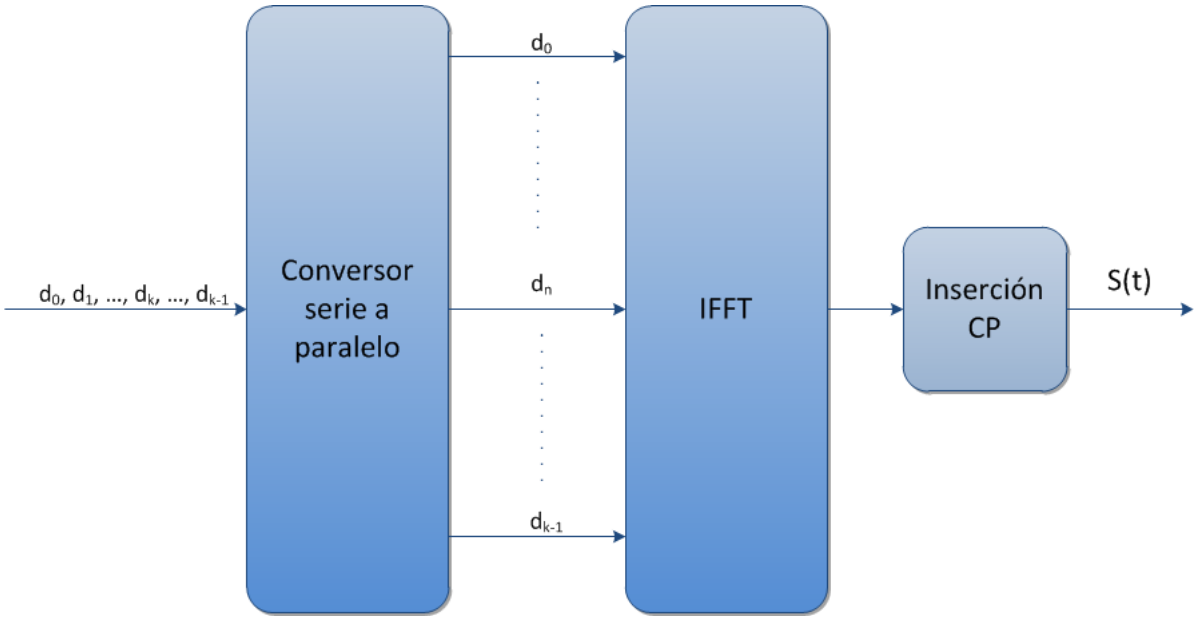

Figura 2.4: Esquema de modulación OFDM.

La principal ventaja del uso de OFDM es la protección frente a la ISI producida por el efecto multitrayecto.

El efecto del multitrayecto en los sistemas de comunicaciones móviles se conoce como interferencia intersimbólica, y consiste en que las réplicas retardadas de un símbolo interfieren con el siguiente símbolo recibido. Con el fin de eliminar completamente la ISI, se añade al comienzo de cada símbolo OFDM un prefijo cíclico[5].

Visto en frecuencia, OFDM permite incrementar la robustez frente al desvanecimiento selectivo en frecuencia. Lo hace dividiendo el ancho de banda el múltiples subportadoras de modo que en cada subportadora se envía una parte de la información. Cada uno de estos subcanales observa un desvanecimiento plano en el canal.

Además, el uso de OFDM genera una alta tasa de transmisión al dividir el flujo de datos en muchos canales paralelos que se transmiten en las distintas subportadoras.

Transmisión OFDM

El proceso de modulación se muestra en la Figura 2.4. En una primera etapa los bits son modulados según una determinada modulación PSK o QAM. Los coeficientes complejos resultantes de esta etapa se introducen en las entradas de una Transformada rápida inversa de Fourier (IFFT, de sus siglas en inglés), cada una de las cuales representa una subportadora. Por último se inserta el prefijo cíclico, que permite combatir la ISI y las posibles interferencias entre portadoras generadas por el multitrayecto. Las subportadoras están separadas la inversa del T_s. En la Figura 2.5 se puede apreciar este detalle así como la ortogonalidad de las subportadoras y la coincidencia del máximo de cada una de éstas con el nulo del resto de subportadoras.

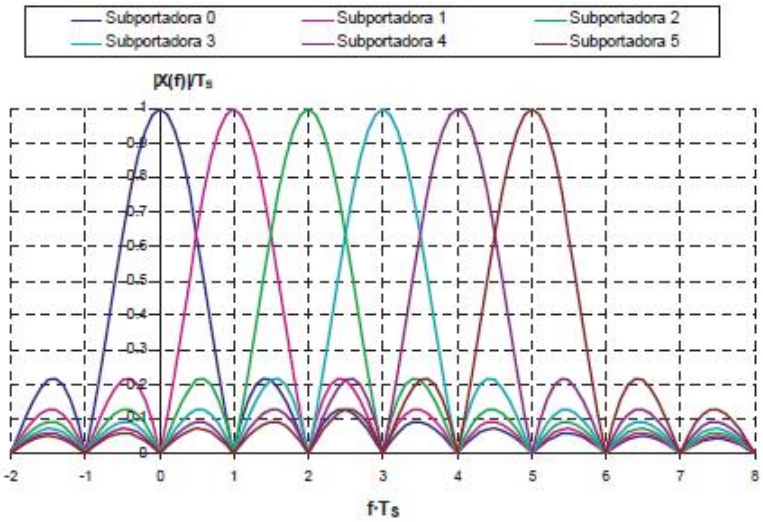

Figura 2.5: Espectro correspondiente a 6 subportadoras OFDM. Extraída de [5].

Prefijo cíclico

En entornos con dispersión de retardo alta, la ISI puede degradar las prestaciones del sistema. Para solventar este problema existe el prefijo cíclico que viene dado por los últimos T_{pc} segundos del símbolo OFDM enviado, colocados al comienzo del mismo. Este método sirve para eliminar la interfrencia intersimbólica siempre y cuando la longitud del prefijo cíclico sea superior a la dispersión del retardo. Por otro lado, el uso del prefijo cíclico asegura la eliminación de la interferencia entre las portadoras y además permite conservar la propiedad de ortogonalidad.

Recepción OFDM

En la Figura 2.6 se muestra el proceso de demodulación. La primera fase consiste en la extracción del prefijo cíclico introducido en el transmisor. A continuación se realiza la conversión serie/paralelo para poder aplicar la transformada discreta de Fourier (DFT,

de sus siglas en inglés) a cada símbolo OFDM y recuperarlo de forma indiviudal en el dominio del tiempo. Después de aplicar la DFT y obtener el símbolo en recepción se pasa la información por un conversor paralelo/serie que ofrece la señal de forma secuencial, tal y como se envió.

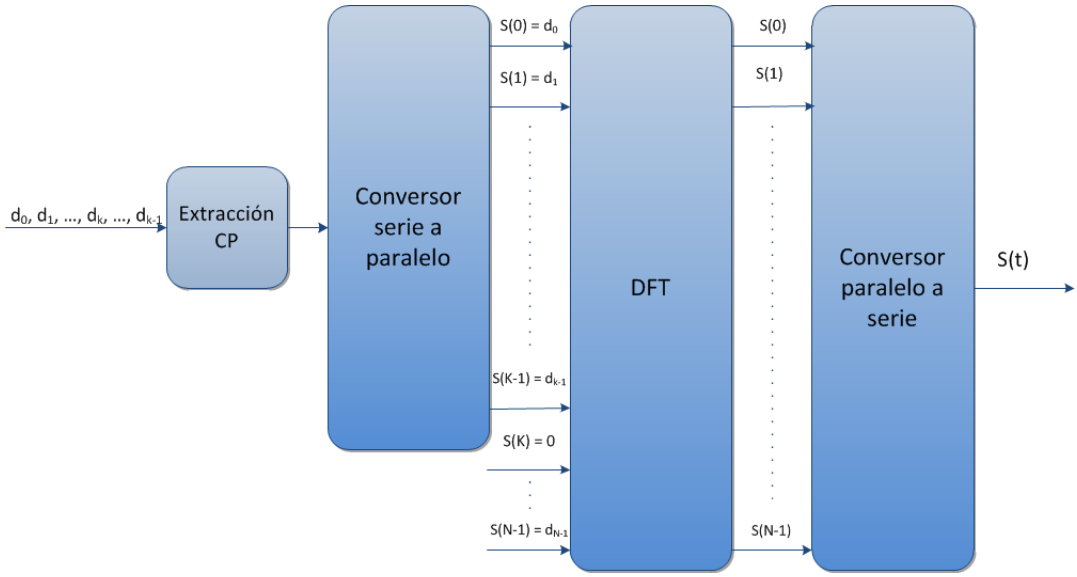

Figura 2.6: Esquema de demodulación OFDM.

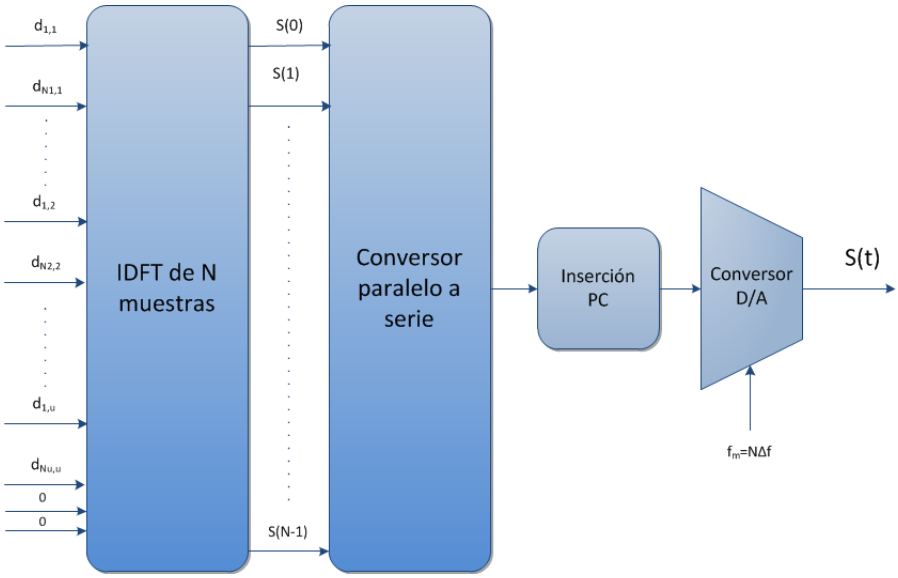

Figura 2.7: Esquema de multiplexación OFDMA.

2.2.3.2. OFDMA

La técnica de acceso múltiple OFDMA se utiliza en el enlace descendente de LTE. Surge a partir de la modulación OFDM explicada en la sección anterior, considerando la posibilidad de que los símbolos modulados en las subportadoras puedan pertenecer a usuarios diferentes. De este modo, se pueden acomodar varias transmisiones simultáneas procedentes de distintos flujos de información viajando en subportadoras diferentes tal

y como se muestra en la Figura 2.7, donde U es el número de flujos de información de cada usuario y N_k es el número de símbolos transmitidos para el usuario k-ésimo. De la misma manera, en el receptor de cada usuario bastará con recuperar el contenido de las subportadoras correspondientes a ese usuario para separar su información del resto. Para ello, es necesario disponer de mecanismos de señalización que permitan informar a cada usuario a través de qué subportadora se le envía la información. El conjunto de subportadoras asignado no tiene por qué ser contiguo y se denomina bloque de recursos, (RB, de sus siglas en inglés). De esta manera se pueden generar transmisiones simultáneas que pertenecen a flujos distintos de información.

Los anchos de banda de canal utilizados en LTE son $1, 4$, 3, 5, 10, 15 y 20 MHz. El ancho de banda de subportadora es 15 KHz, siendo posible utilizar 7,5 KHz para servicios de *broadcast* o *multicast*. Las subportadoras se agrupan en grupos de 12, abarcando 180 KHz en frecuencia y 0,5 ms en el tiempo (que se corresponde con 6 o 7 símbolos OFDM). Este bloque constituye la unidad mínima de asignación por usuario, también denominada recurso. Las principales ventajas del uso de OFDMA son:

- Diversidad multiusuario: OFDMA permite que la asignación de subportadoras a los usuarios sea dinámica, pudiéndose cambiar en periodos cortos de tiempo a través de estrategias de planificación. Considerando que el canal radio experimentará desvanecimientos independientes en las distintas subportadoras asignadas a cada usuario, se puede intentar seleccionar para cada subportadora el usuario que perciba el canal con el mejor estado, es decir, el usuario que perciba una mejor SNR. Esta técnica se denomina planificación en el dominio de la frecuencia y permite obtener un grado de diversidad igual al número de usuarios[20], lo que se traduce en una menor probabilidad de error, que genera a su vez una mayor eficiencia espectral.

- Diversidad en frecuencia: un conjunto de subportadoras no contiguas pueden ser asignadas a un mismo usuario, de manera que el canal para cada una de ellas sea independiente. Esto permite implementar técnicas que recojan la diversidad en frecuencia del canal.

- Robustez frente a los efectos de la propagación multicamino: la solución del prefijo cíclico hace más robusto el esquema OFDMA, y permite ecualizar de forma sencilla en el dominio de la frecuencia.

- Flexibilidad en la banda asignada: en función de las necesidades de cada usuario, las tasas de transmisión pueden ajustarse modificando el número de subportadoras por usuario.

- Elevada granularidad en la asignación de recursos: subdividir la banda de frecuencia en múltiples subportadoras de banda estrecha que pueden asignarse de forma dinámica a cada usuario, permite que se tenga una elevada granularidad para asignar más o menos recursos a cada uno. Esta característica es útil para proporcionar servicios con diferentes requisitos de calidad.

- Utilización óptima de la banda asignada: el espacio entre subportadoras es mínimo ya que OFDM no requiere una separación de guarda entre ellas. Al utilizar todo el ancho de banda se consigue aumentar la eficiencia espectral.

El esquema OFDMA también presenta inconvenientes que hay que considerar:

- Elevada *Peak to Average Ratio* (PAR): uno de los inconvenientes de OFDMA es que la potencia instantánea transmitida puede ser muy superior a la potencia media. Esto plantea problemas de linealidad para los amplificadores de potencia limitando su eficiencia y amentando su coste.
- Errores de frecuencia: en OFDMA las portadoras están separadas una frecuencia que equivale a la inversa del periodo de símbolo. Si se produce un desplazamiento de esa frecuencia se perdería la ortogonalidad de las subportadoras provocando interferencia entre ellas. Esos desplazamientos en frecuencia se pueden dar debido a la existencia del efecto Doppler, producido a su vez por la movilidad de los usuarios.

2.2.3.3. SC-FDMA

SC-FDMA es el esquema utilizado en el enlace de subida en LTE. En esencia, SC-FDMA es un esquema OFDMA donde los símbolos son pre-codificados antes de introducirlos en la transformada inversa discreta de Fourier(IDFT, de sus siglas en inglés). Esa codificación es una DFT que abarca solamente los símbolos de un usuario. Con esta técnica los bits de información son mapeados en símbolos complejos y dividos en bloques de datos que se transmiten de forma secuencial en el tiempo, abarcando una sola portadora por usuario. Al igual que en OFDM, tras la IDFT se añade un prefijo cíclico con el objetivo de combatir la interferencia intersimbólica.

En la elección de la modulación de un sistema de comunicaciones es importante considerar cómo varía la potencia instantánea de la señal que se transmite. Si esta variación es elevada, la eficiencia de los amplificadores empleados disminuye. Esta variación se puede caracterizar mediante la PAR. Para modulaciones multi-portadora como OFDM, el PAR aumenta con el número de subportadoras utilizadas. Señales con un valor de PAR elevado requieren amplificadores de potencia muy lineales que permitan evitar la distorsión asociada a la región no lineal. La alta linealidad del amplificador hace que opere por debajo de la potencia de pico, lo que supone una reducción de la eficiencia, entendiendo esta eficiencia como la relación de la potencia transmitida respecto de la consumida.

Obtener una eficiencia elevada es un hecho crítico para disminuir el consumo de potencia del terminal móvil y su coste. Existen métodos para reducir el PAR de la señal OFDMA, pero suponen un incremento de la complejidad computacional o reducción en las prestaciones[1]. Por ello, en LTE OFDMA sólo se utiliza en el enlace descendente, ya que en la estación base no son tan críticos la eficiencia ni el coste de los amplificadores. Sin embargo, en el enlace ascendente se utiliza la técnica de acceso de única portadora SC-FDMA.

El esquema de multiplexación para SC-FDMA se muestra en la Figura 2.8, donde se observa la DFT de dos usuarios precedida por el pre-codificador DFT. Si la DFT y la IDFT se realizaran sobre el mismo número de muestras el resultado sería la señal desplazada en las diferentes subportadoras, es decir una señal con una sola portadora que se comporta

mejor frente al PAR que las señales con más de una portadora. Sin embargo, cuando el número de muestras de la IDFT, N, es menor que el número de subportadoras, K, y el resto de entradas de la IDFT están puestas a 0, el resultado es una señal que continúa siendo de portadora única, y cuyo ancho de banda $B = K\Delta f$ se regula modificando el valor de K, proporcionando flexibilidad en la banda asignada. Por otro lado, seleccionando de forma adecuada las entradas de la IDFT sobre las que se introducen los K símbolos de salida de la IDFT, se puede modificar el rango de frecuencias de salida sobre las que se situará la señal resultante.

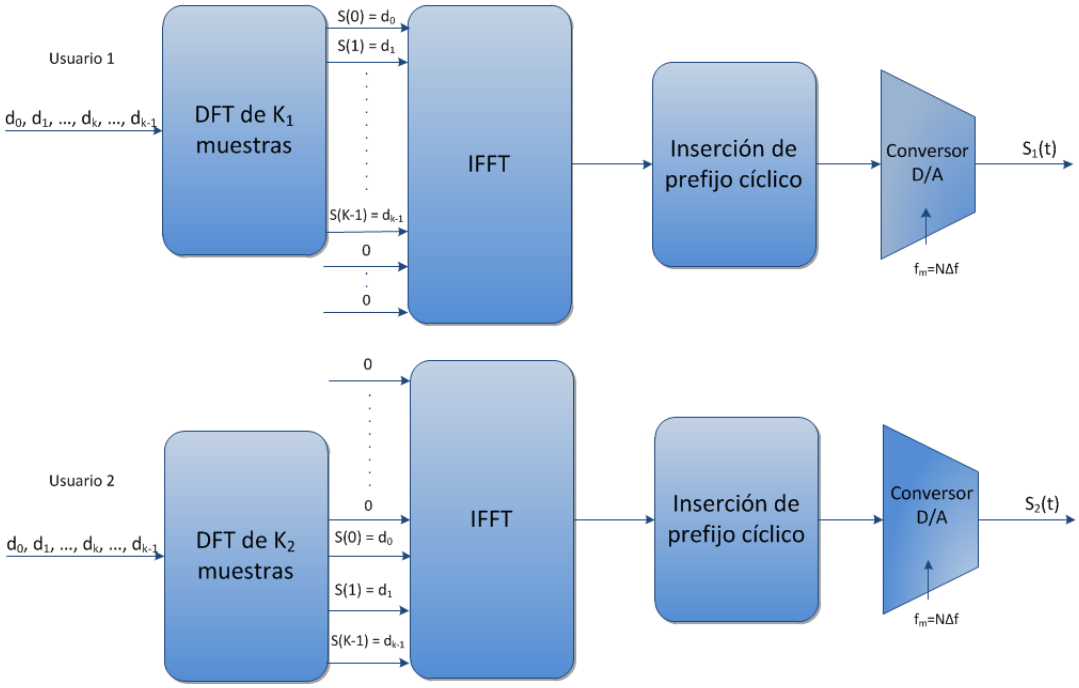

Figura 2.8: Esquema de multiplexación SC-FDMA.

El esquema en recepción se puede observar en la Figura 2.9. Al igual que en OFDM el esquema es el inverso del utilizado para la transmisión. Se realiza la DFT de todas las muestras recibidas descartando posteriormente aquellas de valor 0 y se lleva a cabo la IDFT de las muestras. La ecualización se puede realizar entre la DFT y la IDFT, con el fin de aprovechar las ventajas de OFDM.

La principal ventaja del uso de SC-FDMA en el enlace ascendente es que se consiguen valores de PAR bajos, lo que hace que la técnica SC-FDMA sea adecuada para terminales de usuario ya que supone un menor consumo de energía. Por otro lado, al igual que OFDMA, SC-FDMA también es robusto frente al multitrayecto y la selectividad en frecuencia.

2.2.3.4. HARQ

En LTE se implementan dos mecanismos de retransmisión, por un lado *Automatic Repeat reQuest* (ARQ) y por otro, *Hybrid Repeat reQuest* (HARQ). El primero realiza correcciones por retransmisión utilizando asentimientos para confirmar la recepción del

paquete. Este mecanismo se implementa en la subcapa RLC del nivel 2 utilizando técnicas de detección de errores como los códigos de redundancia cíclica (CRC). Por otro lado, el objetivo del mecanismo HARQ es corregir los errores introducidos por el canal radio y asegurar una transmisión fiable. Este mecanismo se implementa en la capa MAC. En caso de que el paquete no se reciba correctamente, el mecanismo HARQ solicita una retransmisión rápida al UE. En HARQ además de la técnica de detección de errores ya implementada por ARQ, se introduce la corrección de errores hacia delante (FEC, de sus siglas en inglés). En general, se transmite la información varias veces usando diferentes codificaciones. Cuando se recibe un paquete corrupto, el dispositivo lo almacena y luego lo combina con las otras transmisiones recuperando, de este modo, el paquete libre de errores.

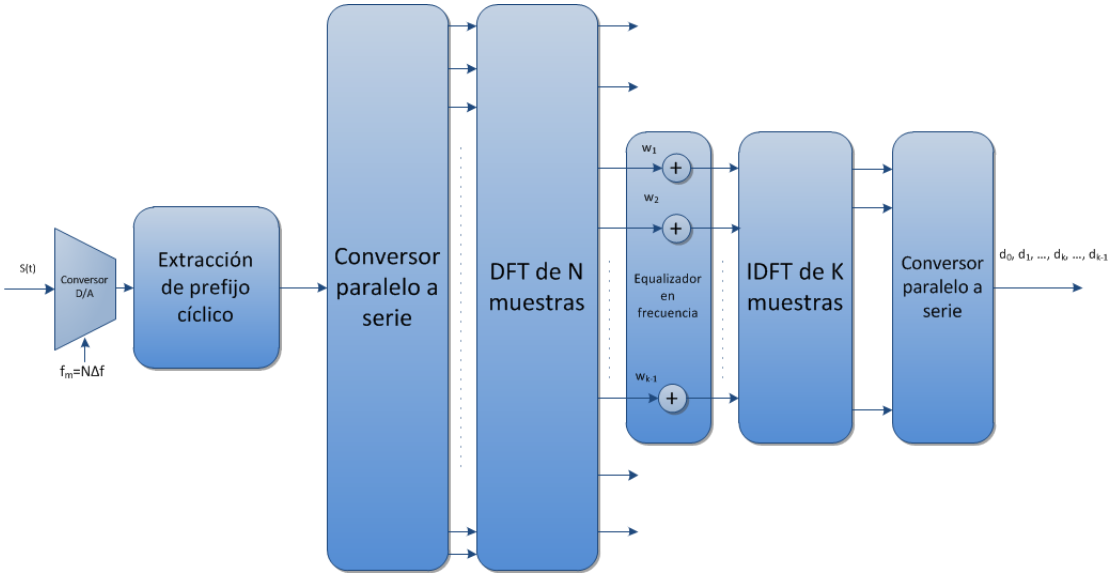

Figura 2.9: Esquema de recepción SC-FDMA.

2.2.3.5. AMC

El objetivo de la modulación y codificación adaptativa (AMC, de sus siglas en inglés) es modificar la modulación y la codificación en función de la calidad del enlace percibida por el usuario. En los sistemas de comunicaciones la calidad de la señal recibida por el usuario depende de varios factores, la distancia entre la estación base deseada y las interferentes, el *shadowing*, desvanecimiento a pequeña escala, etc. Para mejorar la tasa, se modifica la modulación y la tasa de codificación en frecuencia del canal. Si este es bueno (SNR alta) se utilizan modulaciones de orden alto y altas tasas de codificación, obteniéndose una tasa de transmisión alta. Si el canal se degarada y la SNR es tal que se supera una probabilidad de error umbral, se disminuye el orden de la modulación y/o la tasa de codificación de forma que a costa de una menor tasa de bit, se cumpla con el requesito de probabilidad de error. En LTE existen 15 MCS que el eNB puede seleccionar para cada usuario.

2.2.3.6. Bloque de recursos físicos y estructura de tramas

El elemento mínimo de información asignado por el eNB a un terminal es el *Physical Resource Block* (PRB). El eNB puede asignar más de un PRB como el de la Figura 2.10 a un terminal. Ocupa 12 subportadoras (180 KHz). El número de PRB por lo tanto depende del ancho de banda del canal (desde 1,4 MHz hasta 20 MHz). En tiempo, tiene una duración de 0,5 ms correspondiente a un slot. En cada PRB se transmiten 6 o 7 símbolos OFDMA, dependiendo de si el prefijo cíclico es corto o extendido, lo cual a su vez depende de lo grave que sea el efecto del multitrayecto. Las transmisiones están organizadas en tramas de 10 ms de duración, por lo que cada una transporta 20 slots temporales, agrupados de 2 en 2 en 10 subtramas de 1 ms. Existen dos tipos de estructuras de tramas, las de tipo 1, aplicables a FDD y las de tipo 2, aplicables a TDD[5].

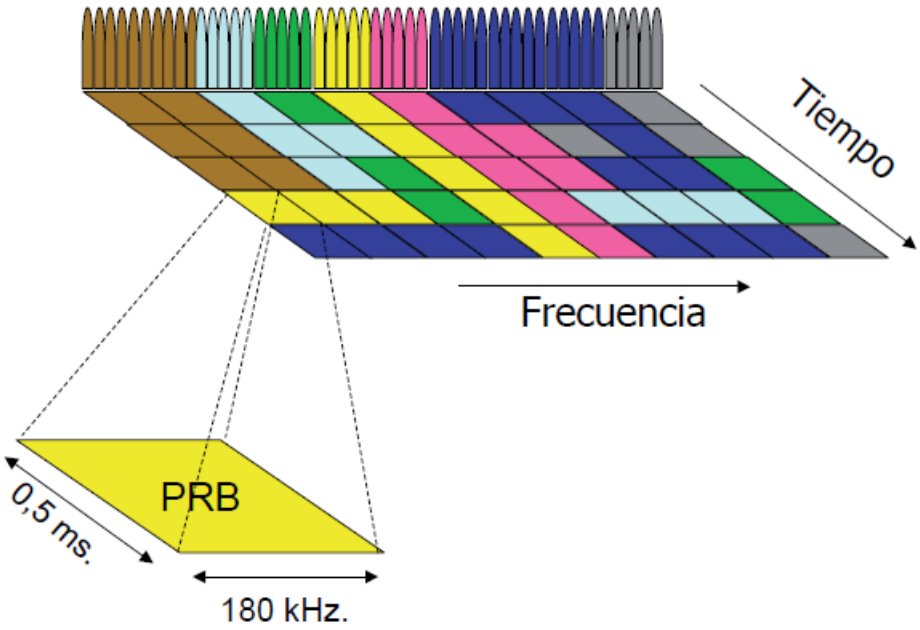

Figura 2.10: Bloque de recursos físicos. Extraída de [5].

2.2.3.7. Señales Físicas

Existe un conjunto de señales físicas de referencia que facilitan la implementación de los mecanismos de demodulación y detección sobre señales OFDMA y SC-FDMA. A continuación se listan estas señales:

- Señales de referencia: se utilizan para obtener medidas de calidad en el enlace descendente, estimar la respuesta impulsional del canal [34], implementar mecanismo para localizar la celda y en la sincronización inicial.

- Señales de sincronización: las señales de sincronización SCH tienen como objetivo facilitar la sincronización temporal a nivel de trama y subtrama. En esta pueden identificarse dos partes:

- *Primary SCH* (P-SCH): posibilita que mediante la correlación entre la señal recibida y una secuencia almacenada en recepción se lleve cabo la sincronización temporal a nivel de subtrama.
- *Secondary SCH* (S-SCH): permite la sincronización a nivel de trama de la misma forma que P-SCH lo hace a nivel de subtrama.

2.2.4. Arquitectura multiantena

La arquitectura de mútliples antenas juega un papel clave en el despliegue de las nueva redes de comunicaciones inalámbricas. Los canales móviles presentan desvanecimientos debidos a los efectos de la propagación multicamino. La consecuencia de dichos desvanecimientos es un aumento de la probabilidad de error media del sistema. Este hecho da lugar a la investigación en técnicas de diversidad que permitan mejorar dicha probabilidad de error. Tradicionalmente, las comunicaciones inalámbricas han utilizado la arquitectura SISO. La incorporación de antenas adicionales en la estación base y/o en el terminal móvil permite aprovechar la diversidad espacial, inherente a la multiplicidad de caminos, para mejorar las prestaciones del sistema en términos de tasa de error o capacidad. En este proyecto nos centramos únicamente en la mejora en tasa de error, denominada ganancia en diversidad.

Los sistemas MIMO convencionales están formados por M antenas transmisoras y N receptoras. En recepción se reciben réplicas de la señal transmitida por cada antena transmisora a través de $M \times N$ canales separados espacialmente. En función de la localización de las antenas en el sistema y del número de ellas pueden configurarse diversos esquemas, que son SIMO, MISO y MIMO. En función de si existe más de una antena en el transmisor o en el receptor la configuración será MISO o SIMO, respectivamente. Si la presencia de múltiples antenas se da en ambos planos, el esquema es MIMO. La arquitectura multiantena dota al sistema de comunicaciones de varias ventajas que se analizan en esta sección.

En cuanto a la prestaciones, el uso de múltiples antenas en transmisión y recepción permite reducir la probabilidad de error y aumentar la velocidad de transmisión y la capacidad sin necesidad de incrementar ni la potencia transmitida ni el ancho de banda utilizado. Las altas tasas de transmisión de los sistemas MIMO dependen de diversos factores que mejoran los esquemas de transmisión o la fiabilidad del enlace. La multiplexación espacial, utiliza múltiples antenas para generar subcanales paralelos por los que transmitir flujos de información independientes. La mejora obtenida se denomina ganancia por multiplexación. Por otro lado, se pueden mejorar las características del canal minimizando la probabilidad de error y mejorando la relación señal a ruido. Entre estos sistemas destacan la codificación espacio temporal que introduce ganancia por diversidad.

La ganancia por diversidad en sistemas MIMO representa la mejora en la SNR, promediada en el tiempo, con respecto a la SNR del mejor canal SISO. El concepto de ganancia por diversidad está unido al concepto de fiabilidad, el cual se analiza mejor desde el análisis de la probabilidad de *outage* del canal (probabilidad de que la SNR se encuentre por debajo de un cierto nivel umbral que haga que el sistema no esté disponible), indicando

así la calidad del rendimiento del canal garantizada con un cierto nivel de probabilidad. Por tanto, la definición de ganancia por diversidad está condicionada por un valor mínimo de referencia de la SNR[16]. En esta sección se analizan los diversos esquemas recogidos en LTE que permiten obtener ganancia en diversidad.

2.2.4.1. Diversidad en recepción: SIMO

La diversidad en el extremo receptor se consigue con la incorporación de varias antenas en el receptor. Asumimos un sistema de comunicaciones que trabaja en un canal con desvanecimiento plano en frecuencia, que usa un transmisor y N antenas receptoras, con un canal dado por:

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & \dots & h_N \end{bmatrix}^T \tag{2.4}$$

donde todos los coeficientes del canal están modelados de forma independiente y están identicamente distribuídos (i.i.d.) con potencia unidad. También se considera que un símbolo transmitido x tienen energía E_x. La señal tras el canal viene dada por la siguiente expresión:

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}x + \mathbf{n} \tag{2.5}$$

donde $\mathbf{y}$ es la señal recibida de dimensión $N \times 1$ y $\mathbf{n}$ es ruido aditivo blanco gaussiano con energía σ_n^2.

Existen diversas técnicas para aprovechar la diversidad espacial, como *Maximum Ratio Combining* (MRC) que es la técnica óptima, *Equal Gain Combining* (ECG) y *Selection Combining* (SC)[10]. Todas ellas combinan linealmente las señales recibidas por cada antena, ponderándolas por un vector de pesos que varía de una técnica a otra.

La técnica MRC consiste en asignar un peso a las señales recibidas por cada antena y combinarlas coherentemente para maximizar la SNR de la señal resultante.

En MRC, los valores de los pesos dependen del canal, concretamente de la fase y amplitud de cada valor de la matriz o vector de canal: cada peso se corresponde con el valor conjugado del coeficiente del canal, por lo que la señal recibida tras el combinador puede expresarse como:

$$\mathbf{r} = \mathbf{w}^H\mathbf{y} = \mathbf{h}^H(\mathbf{h}x + \mathbf{n}) = \|\mathbf{h}\|^2\,\mathbf{x} + \mathbf{h}^H\mathbf{n} \tag{2.6}$$

La SNR en recepción será por lo tanto:

$$\gamma_{MRC} = \sum_{i=1}^{N} \frac{\|h_i\|^2\,E_s}{\sigma_n^2} = \sum_{i=1}^{N} \gamma_i \tag{2.7}$$

El aumento de SNR en recepción permite una disminución de la probabilidad de error.

2.2.4.2. Diversidad en transmisión: MISO

La arquitectura MISO está provista de M antenas transmisoras y una antena receptora. Para poder explotar la diversisad de las antenas es necesario enviar las señales de información pre-codificadas. La transmisión de los mismos símbolos al mismo tiempo por antenas diferentes no provee diversidad en recepción, por ello se requiere la implementación de una fase de pre-codificación. La señal en el sistema de transmisión viene dada por:

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}^T\mathbf{x} + \mathbf{n} \tag{2.8}$$

donde $\mathbf{h}$ es un vector de dimensiones $M \times 1$ y $\mathbf{x}$ un vector de símbolos con la misma dimensión y energía $\frac{E_s}{M}$ y $\mathbf{n}$ ruido AWGN con varianza σ_n^2.

Se pueden considerar dos posibles técnicas de diversidad en MISO en función de si el transmisor tiene conocimiento del estado del canal (CSIT, Channel State information at the transmitter) o no. En el primer caso es posible utilizar la técnica de *beamforming*. Esta técnica asume coeficientes i.i.d con antenas separadas un mínimo de $\lambda/10$ y necesita conocer el estado del canal para calcular unos pesos que se combinan con la señal para mejorar la SNR de la señal en recepción. Por otro lado cuando no hay CSI se pueden utilizar diversas técnicas de codificación, como los *Space-Time Block Codes* (STBC). La codificación de Alamouti es un tipo de STBC que utiliza dos antenas transmisoras y una receptora. A continuación se describen los códigos de Alamouti implementados en el simulador utilizado en este proyecto.

La técnica de Alamouti suele utilizarse en esquemas en los que se dispone de dos antenas transmisoras y una receptora, es decir, en el esquema MISO más sencillo posible, y permite obtener el orden de diversidad máximo posible para esta configuración, que es dos. En la Figura 2.11 se muestra la estructura de un esquema MISO que utiliza la técnica de Alamouti.

Asumamos que en un instante dado se desean transmitir dos símbolos s_1 y s_2 y que el canal $\mathbf{h} = [h_1, h_2]$ permanece constante durante al menos dos tiempos de símbolo. Las señales se transmiten de forma simultánea en un tiempo equivalente al periodo de símbolo. En el primer periodo se transmiten las señales originales (es decir, s_1 por la primera y s_2 por la segunda). Sin embargo, en el siguiente instante se transmiten $-s_2^*$ en la primera antena y s_1^* por la segunda. De este modo se consigue la codificación espacio-temporal. Esta codificación también se puede realizar en espacio y frecuencia donde en lugar de utilizar dos periodos temporales contiguos se usarían dos portadoras adyacentes, pero disminuiría la eficiencia espectral ya que se transmite el mismo símbolo en dos portadoras distintas.

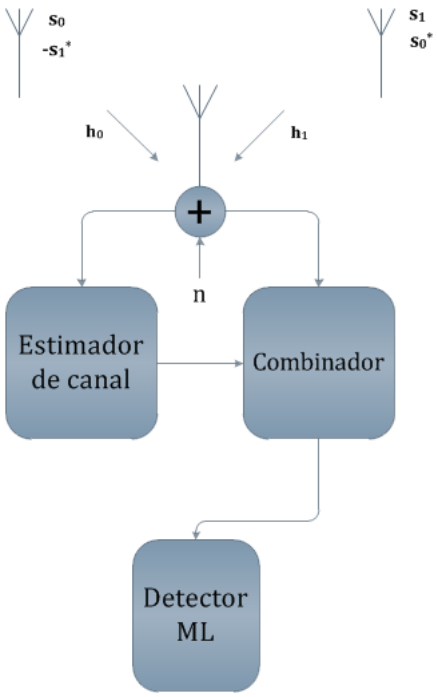

Figura 2.11: Esquema de codificación de Alamouti.

Por lo tanto, en recepción las señales resultantes en ambos tiempos de símbolo son:

$$\begin{aligned} Y_1 &= h_{11} \cdot s_1 + h_{22} \cdot s_2 + n_1 \\ Y_2 &= -h_{12} \cdot s_2^* + h_{21} \cdot s_1^* + n_2 \end{aligned} \tag{2.9}$$

En recepción las señales se combinan de forma adecuada[6]. Después de atravesar el combinador las señales obtenidas son:

$$\widetilde{s_1} = \frac{(|h_1|^2 + |h_2|^2)}{2} s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \tag{2.10}$$

$$\widetilde{s_2} = \frac{(|h_1|^2 + |h_2|^2)}{2} s_2 + h_1^* n_2 + h_2 n_1^* \tag{2.11}$$

Nótese que las señales s_1 y s_2 han sido separadas y que la transmisión de ambas se realiza por un canal equivalente $0,5 \cdot (|h_1|^2 + |h_2|^2)$. Esto implica que para que el canal equivalente se desvanezca tienen que hacerlo tanto h_1 como h_2, por lo que la probabilidad de fuera de servicio disminuye considerablemente, obteniéndose así diversidad de orden 2.

Este esquema ofrece una SNR en recepción tal que:

$$\gamma = \frac{\rho}{2}(|h_1|^2 + |h_2|^2), \tag{2.12}$$

donde $\rho = \frac{E_s}{\sigma_n^2}$.

La introducción de múltiples antenas solo en un extremo del sistema no incrementa la capacidad, para ello es necesario incorporar más de una antena tanto en transmisión como en recepción.

2.2.4.3. Múltiples antenas en ambos extremos: MIMO

En los sistemas punto a punto inalámbricos se mejora la eficiencia espectral con ganacia en multiplexación, la fiabilidad con ganancia en diversidad y la cobertura con ganancia de array. El modelo de MIMO viene dado por la ecuación:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{Hx} + \mathbf{n} \tag{2.13}$$

donde $\mathbf{x}$ es la señal de dimensión $M \times 1$, la matriz de canal es $\mathbf{H}$ y tiene dimensión $N \times M$ y $\mathbf{n}$ el ruido AWGN.

La capacidad del canal MIMO con CSIT debe ser igual o mayor que la capacidad en el caso en el que no se tiene CSIT. Siendo M=N=L, la expresión para este segundo caso viene dada por:

$$C_{MIMO} = L \cdot log\left(1 + \frac{E_s}{\sigma_n^2}\right) \tag{2.14}$$

Esta estructura puede utilizarse para ganar diversidad o capacidad. La ganancia en multiplexación espacial consiste en la transmisión de flujos de información independientes por las diferentes antenas de forma simultánea. Cuando tenemos CSIT se puede precodificar la señal antes de transmitirla y conformarla tras recibirla con el fin de generar una serie de canales paralelos. A través de estos canales paralelos se pueden transmitir de forma simultánea estos flujos de información. El número máximo de canales paralelos que se pueden conformar es el mínimo entre N y M. La ganancia en diversidad se consigue combinando coherentemente la señal en el transmisor o en el receptor, de este modo se consigue un aumento de la SNR media recibida. Esta ganancia también se conoce como ganancia por conformación de haz (*beamforming*) y necesita conocer el estado instantáneo del canal (CSI) en el extremo correspondiente para poder calcular y asignar los pesos a cada antena, de modo que pueda mejorarse la SNR. Por otro lado, también es posible obtener ganancia de diversidad en el transmisor, sin conocer el estado del canal, codificando las señales transmitidas de una manera adecuada mediante STC. Existe una extensión de la técnica de Alamouti que permite llevarlo a cabo para esquemas con múltiples antenas en transmisión y recepción, en la subportadora n:

2.2.5. Estimación de canal

En un sistema OFDM como LTE el transmisor modula la secuencia de bits en símbolos PSK o QAM. Seguidamente implementa la IFDT sobre los símbolos para convertirlos en señales en el dominio temporal. Por último, estas señales son enviadas por el canal inalámbrico sufriendo los efectos del canal y siendo distorsionadas. Para recuperar la información transmitida es necesario estimar el efecto del canal sobre los símbolos y compensar la repercusión de dicho efecto en recepción. La ortogonalidad de OFDM permite que cada subportadora sea considerada como un canal independiente, de modo que en recepción la señal puede expresarse como el producto de la señal transmitida y la respuesta del canal en frecuencia en esa subportadora. A continuación se indica la expresión de la señal obtenida en recepción:

$$Y(f_n) = H(f_n) \cdot X(f_n) \tag{2.15}$$

donde f_n es la frecuencia de la subportadora, $X(f_n)$ es la señal transmitida en esa subportadora y $H(f_n)$ es la respuesta del canal independiente en la frecuencia.

En general, el canal puede ser estimado mediante la transmisión de señales piloto conocidas en transmisión y recepción, empleando diversas técnicas para estimar el valor del canal en la subportadora donde se transmitió el piloto. Para el resto de subportadoras se utilizan métodos de interpolación. Existen múltiples métodos para estimar el canal[34], que se eligen en función de distintos aspectos, como la complejidad computacional o las variaciones temporales del canal.

2.2.5.1. Señales de referencia o señales piloto

Las señales de referencia o piloto se sitúan en una portadora determinada de un símbolo OFDM concreto y se insertan cada 6 subportadoras. En cada PRB se insertan un mínimo de dos señales de referencia, denominadas primarias. En función de las condiciones del canal se puede colocar un segundo grupo de señales de referencia denominadas señales de referencia secundarias, situadas en el quinto símbolo del slot de tiempo. La separación temporal de los símbolos de referencia depende de la máxima frecuencia Doppler (f_d) del canal que el sistema puede soportar, estando ésta relacionada con la máxima velocidad a la que se pueden mover los terminales. Se tiene que el tiempo de coherencia del canal (es decir el tiempo en el que el canal no varía) es aproximadamente $T_c = 1/fd$. Considerando el criterio de Nyquist, para reconstruir la respuesta al impulso a partir de los símbolos de referencia será necesario ubicar al menos 2 símbolos por T_c. En LTE la frecuencia Doppler máxima es de aproximadamente 950 Hz con una velocidad máxima de 500 Km/h y una frecuencia de operación de 2 GHz, por consiguiente $T_c \approx 1ms$. Por lo tanto la separación mínima entre símbolos de referencia debe ser 0,5 ms. Es por esto por lo que al menos hay que ubicar un símbolo de referencia en cada slot, tal como se plantea para los símbolos de referencia primarios. Lo habitual es utilizar símbolos de referencia secundarios puesto que ofrece mayor precisión para estimar el canal. Esta opción permite ubicar 4 símbolos de refrencia en cada T_c. En la Figura 2.12 se muestra un ejemplo de como se distribuyen las señales de referencia en una subtrama de 12 subportadoras.

En frecuencia, el sistema ubica un símbolo de referencia cada seis subportadoras. Esta separación se origina por el multitrayecto del canal móvil. En entornos urbanos, el valor de la dispersión temporal del canal, σ_τ, es del orden de $1\mu s$. Considerando esta información, la banda de coherencia del canal puede estimarse en $B_c \approx 1/10\sigma_\tau$, es decir, del orden de 100 KHz. Por lo tanto, para poder estimar el canal mediante interpolación a partir de las señales de referencia, es necesario que la separación de dichos símbolos sea menor que B_c. En el sistema LTE la separación frecuencial entre símbolos de referencia es 6 subportadoras, es decir, 90 KHz. Considerando símbolos primarios y secundarios, la separación entre subportadoras que ubican símbolos de referencia es de sólo tres subportadoras, es decir 45 KHz. Al igual que en el análisis temporal, la presencia de símbolos de referencia secundarios aumenta la precisión en la estimación del canal.

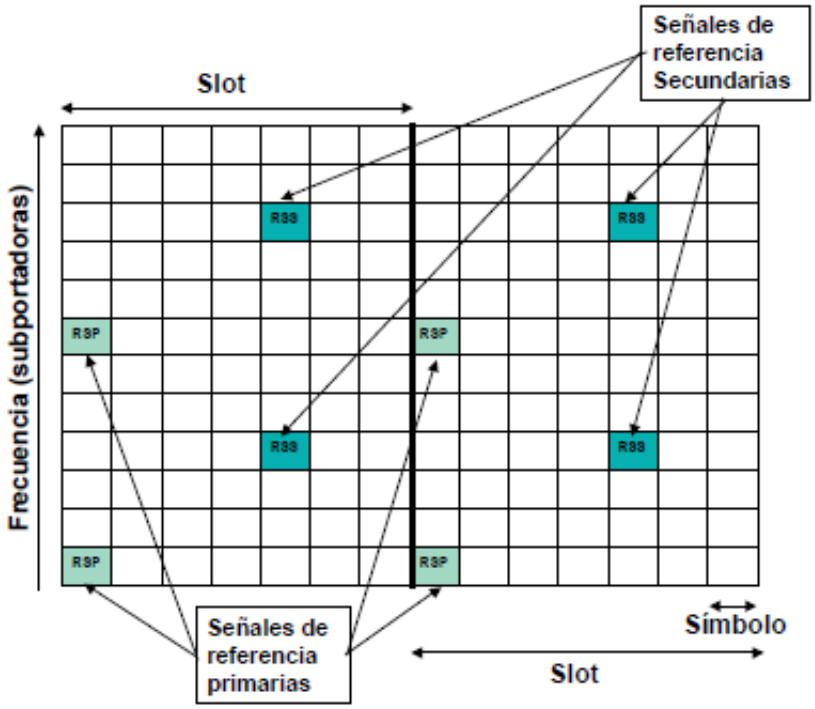

Figura 2.12: Posicionamiento de señales de referencia en una subtrama de 12 subportadoras. Figura extraída de [5].

2.2.5.2. Estimación de canal basada en pilotos

A partir de los pilotos dispuestos según se ha descrito en el apartado anterior es posible estimar el valor del canal en la portadora donde se insertó el piloto. El simulador utilizado en este proyecto implementa el método de estimación *least-square* (LS), por lo que en esta subsección se va describir dicho método. Se asume que todas las subportadoras son ortogonales, por lo que la matriz de canal para N subportadoras se representa por la siguiente matriz diagonal:

$$H = \begin{bmatrix} H[0] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H[1] & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & H[N-1] \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

donde $H[k]$ es la amplitud del canal en frecuencia en la k-ésima subpotadora, con media 0 y varianza σ_x^2, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$. Cada uno de los símbolos tienen una amplitud $X[k]$. Por lo tanto, la señal en recepción viene dada por:

$$Y = \begin{bmatrix} Y[0] \\ Y[1] \\ \vdots \\ Y[N-1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H[0] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H[1] & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & H[N-1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X[0] \\ X[1] \\ \vdots \\ X[N-1] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z[0] \\ Z[1] \\ \vdots \\ Z[N-1] \end{bmatrix} \tag{2.17}$$

donde H es la matriz de canal, X el vector correspondiente a la señal transmitida y Z es el vector de ruido con media 0 y varianza σ_z^2.

El método LS estima la matriz de canal $\hat{H}$ minimizando la siguiente función de coste:

$$J(\hat{H}) = \left\| Y - \hat{H}X \right\|^2 \tag{2.18}$$

Derivando esta función respecto de $\hat{H}$ e igualando a 0 se obtiene:

$$\hat{H}_{LS}[k] = \frac{Y[k]}{X[k]}, \qquad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \tag{2.19}$$

El error cuadrático medio, MSE_{LS} de la estimación de la matriz de canal viene dado por:

$$MSE_{LS} = \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} \tag{2.20}$$

El método de estimación de canal LS es el utilizado más frecuentemente por su simplicidad. Sin embargo, presenta el inconveniente de estar sujeto al incremento de la potencia de ruido. En la ecuación (2.20) se observa que el MSE es inversamente proporcional a la SNR $\frac{\sigma_x^2}{\sigma_z^2}$. Por lo tanto, si aumenta la potencia de ruido, la SNR disminuirá y el MSE aumentará, lo que denota un empeoramiento de la estimación del canal.

Como se ha explicado en el apartado anterior, es posible estimar el canal a partir del envío de pilotos. Existe un compromiso entre la precisión de la estimación (mayor cuantos más pilotos) y la pérdida de capacidad (que también crece con el número de pilotos).

Una vez analizado el método propuesto para la estimación del canal en cada subportadora con piloto, se expone el método de interpolación utilizado en el simulador de enlace. Este método se plantea sobre un único símbolo OFDM, realizando la interpolación en el dominio de la frecuencia. Existen varios métodos de interpolación, los más utilizados son la interpolación lineal, la interpolación polinómica y la interpolación cúbica. Al elegir un método de interpolación concreto se asume que la respuesta en frecuencia del canal a estimar sigue un comportamiento del mismo tipo, es decir, si utilizamos interpolación lineal entre señales piloto, se asume que el canal varía de la misma forma entre ellas. El error al estimar será mayor cuanto menos se aproxime el método de interpolación utilizado al perfil del canal. El proceso de interpolación se realiza a partir de las estimaciones del canal calculadas para las subportadoras que portan señales piloto. Las estimaciones en las subportadoras pueden expresarse como $\widehat{H}(n)$ con $n = iN_f$ e $i = 0, 1, \ldots N_{p-1}$, donde N_p es el número de subportadoras con señales piloto y N_f es la separación entre subportadoras con señales piloto, expresado en número de subportadoras. El vector de las estimaciones que contienen piloto se puede definir de forma sencilla como $\widehat{H}_p(i) = \widehat{H}(n = iN_f)$ con $i = 0, 1, \ldots N_{p-1}$. El índice i indica el número de subportadora con piloto. Para las demás subportadoras el índice frecuencial n se puede expresar como $n = iN_f + l$, donde $i = 0, 1 \ldots N_{p-1}$ y $l = 0, 1 \ldots N_{f-1}$. El método de interpolación utilizado en el simulador de enlace es el de interpolación lineal, cuya estimación de canal viene dada por la siguiente expresión:

$$\widehat{H}(iN_f + l) = (\widehat{H}_p(i+1) - \widehat{H}_p(i))\frac{l}{N_f} + \widehat{H}_p(i), \quad con\ l = 0, 1, \ldots, N_f \quad e\ \ i = 0, 1, \ldots, N_{p-1} \tag{2.21}$$

Este tipo de interpolación es suficiente para estimar el canal en OFDMA ya que el canal visto por cada subportadora es plano y este tipo de interpolación permite seguir las variaciones del canal en frecuencia con suficiente precisión.

2.2.6. Detección de señal de máxima verosimilitud (ML)

El simulador utilizado en este proyecto implementa los tres métodos posibles de detección, ML, *Zero Forcing* (ZF) y *Minimum Mean Square Error* (MMSE). Sin embargo, tal y como se explica en esta sección, debido al tipo de esquemas de transmisión multi-antena utilizados en las simulaciones (sólo SISO, SIMO y MISO), los métodos ZF y MMSE son equivalentes al ML.

La detección ML calcula la distancia euclídea entre el vector con las señales recibidas y el producto de todos los vectores de señal posibles transmitidos y encuentra la distancia mínima. Si C y N_T denotan una constelación de señales y un número de antenas transmisoras o receptoras respectivamente, la señal detectada viene dada por:

$$\hat{x}_{ML} = argmin_{x \in C^{N_T}} \|y - Hx\|^2 \tag{2.22}$$

donde $\|y - Hx\|^2$ se corresponde con la medida ML. La complejidad de ML crece con el orden del número de antenas. Existen otros métodos de detección de menor complejidad y coste computacional, sin embargo ML ofrece resultados óptimos.

En sistemas 4G cuando no hay multiplexación espacial la detección ML es óptima y son equivalentes los detectores ZF, MMSE y ML. La razón es que al no existir interferencia entre palabras código (por haber sólo una palabra código) es posible una detección óptima gracias a OFDM, que permite decodificar cada subportadora de manera independiente. Cuando hay multiplexación espacial sí se pueden distinguir los tres casos. El óptimo siempre es ML (pero muy complejo en la práctica), seguido de MMSE (el más usado) y por último ZF.

2.3. Simuladores Link to Sytem

L2S da nombre a la interfaz existente entre los simuladoras a nivel de enlace y los simuladores a nivel de sistema. Los simuladores a nivel de sistema utilizan como entrada los resultados simplificados que proporcionan a su salida los simuladores de enlace. Sin embargo, en los simuladores de enlace de cuarta generación, como son los de LTE, los resultados obtenidos son multidimensionales, lo que complica la interfaz. No obstante, existen modelos matemáticos aplicables entre ambos simuladores que permiten comprimir esta información.

La utilización de la interfaz L2S es una alternativa a procesar la información en cada enlace, lo cual sería demasiado costoso computacionalmente. En la literatura existen dos tipos de interfaces L2S, la interfaz *Average-value* y la *Actual-value*[12][23]. La resolución de la primera es baja ya que para desvanecimientos a pequeña escala del canal, el modelado se realiza tomando valores medios en un intervalo de tiempo mayor al tiempo de coherencia. La segunda interfaz citada posee una resolución mayor ya que para realizar el modelado de los efectos del canal con desvanecimientos a pequeña escala toma valores instantáneos. Esta interfaz es útil para sistemas en los que se informa al transmisor del estado del canal, es decir, sistemas en lazo cerrado que necesitan conocer con exactitud dicho estado del canal para adaptar las condiciones del envío de información. Las interfaces comentadas son útiles cuando los canales experimentan desvanecimiento plano o utilizan una sola portadora. Los sistemas de cuarta generación implementan la tecnología OFDMA que permiten transmistir diferentes símbolos en distintas portadoras. Esto da lugar a que el canal existente sea multiestado, es decir, que los efectos del canal afectan de forma diferente a cada portadora. Considerando esto, las interfaces mencionadas no son válidas ya que son utilizadas para canales de un solo estado. Existen soluciones alternativas, estudiadas en este proyecto, que permiten calcular un valor característico a partir de los valores medidos en cada portadora[26].

La elaboración de la interfaz L2S puede dividirse en tres fases:

1. Asignación de recursos a los usuarios de la red. El planificador determina los recursos que van a ser asignados a los usuarios así como la potencia de transmisión. También se determina el estado del canal.

2. Compresión del número de recursos, ya que éste puede ser muy elevado. La entrada a esta fase es a lo que se le da el nombre de interfaz L2S.

3. Mapeo para obtener las tasas de error de bloque correspondientes. El objetivo de ese proceso es generar tablas de consulta de modo que se pueda utilizar como interfaz entre los simuladores de enlace y sistema.

En la Figura 2.13 se puede observar la estructura de la interfaz L2S con las fases mencionadas.

2.3.1. Simuladores de nivel de enlace

Un simulador de enlace es una aproximación software de un esquema sencillo compuesto por los elementos principales de un sistema de comunicaciones móviles como son el transmisor, el canal y el receptor. Habitualmente sólo se simulan las capas física y de enlace. A este nivel se caracterizan el transmisor, el receptor y las prestaciones del enlace. El simulador de nivel de enlace reproduce el tratamiento de la información a bajo nivel, es decir, se simulan todos los bloques que actúan sobre la información a transmitir. Estos simuladores tienen en cuenta la estructura de las antenas (SISO, SIMO,MISO,MIMO), el esquema de modulación y codificación, detectores utilizados en recepción, etc.

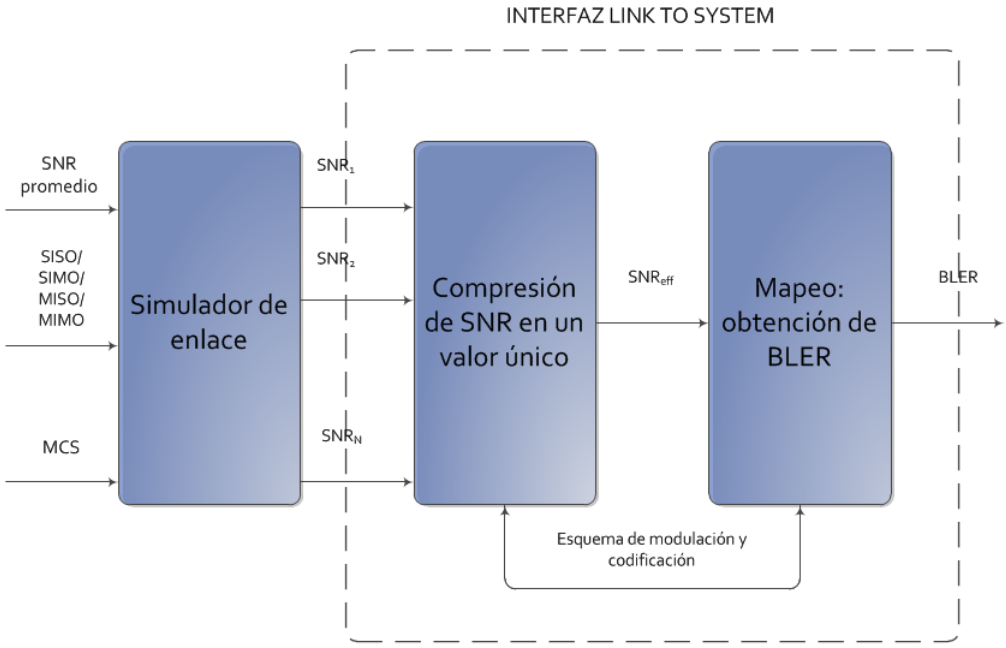

Figura 2.13: Esquema de la interfaz L2S.

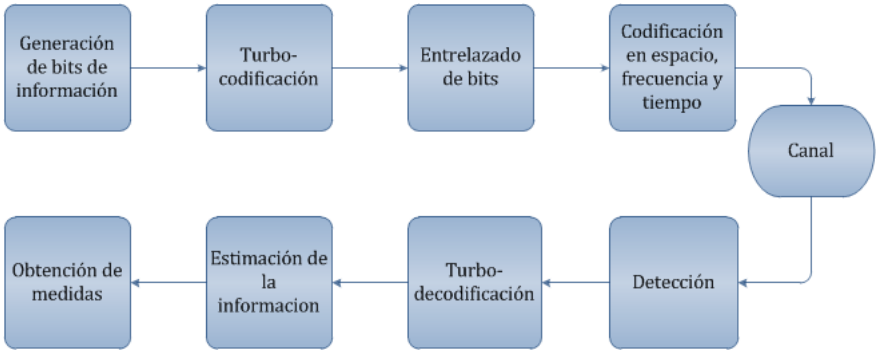

Figura 2.14: Esquema del simulador de enlace.

Un esquema del simulador a nivel de enlace se muestra en la Figura 2.14. En primer lugar, se lleva a cabo la codificación de los bits de información a transmitir añadiendo bits de redundancia. Seguidamente, se aplica el entrelazado de bits aleatorio que permite proteger la información de los errores de ráfaga que afectan a bits consecutivos. Con el entrelazado, ese tipo de errores de ráfaga se distribuyen uniformemente facilitando la corrección de errores. Tras esto y si se están utilizando técnicas de transmisión multi-antena se emplean métodos de codificación en espacio, frecuencia y tiempo para atenuar los efectos del desvaneciemiento, incrementar la capacidad, reducir el efecto de las interferencias y conseguir que se mejore la SNR en recepción. Después de pasar por este proceso la información es enviada por el canal donde sufre modificaciones por desvaneciemientos, dispersión frecuencial e interferencia intersimbólica. El proceso llevado a cabo en recepción es similar al de transmisión, sin embargo, el objetivo es obtener la información original, por ello, el proceso es el inverso. Tras la recepción se calculan la SNR, la tasa de bits neta (*throughput*), correspondiente a la información en recepción y la tasa de error de bit (BER) o de bloque (BLER). Es esta información la utilizada para construir la curva BLER/BER versus SNR o tasa de bit versus SNR que puede utilizarse como entrada en los simuladores de sistema. Por lo tanto, es la combinación de los simuladores de enlace y de sistema la que permite analizar el rendimiento y comportamiento de las redes móviles[8].

2.3.2. Simuladores de nivel de sistema

Un simulador de sistema simula un escenario real en el que existen multiples enlaces en diferentes celdas. Cada uno de esos enlaces se modela mediante un simulador de enlace como el descrito en el apartado anterior. A este tipo de simuladores también se les denomina planificadores y son fundamentales para analizar el rendimiento de los sistemas celulares y optimizarlos. Se encargan de reproducir comportamientos de alto nivel, que podrían corresponderse con situaciones reales. Para poder llevar a cabo las simulaciones de este tipo es necesario conocer resultados obtenidos del simulador de nivel de enlace, como la tasa de bit, la SNR y la BER o la BLER. Existen herramientas extendidas comercialmente como Atoll[19] y Opnet Modeler[31], que permiten llevar a cabo este tipo de planificaciones para distintos sistemas de comunicaciones móviles como GSM, UMTS y LTE.

2.3.3. Mecanismos de compresión

La interfaz L2S viene dada por un conjunto de tablas de referencia que contienen los valores pertenecientes a curvas BLER-SNR bajo condiciones AWGN. Considerando que la función de transferencia del canal sufre pocas variaciones durante la transmisión de un bloque la curva BLER-SNR para un MCS concreto puede aproximarse por una curva de referencia correspondiente a la curva de BLER-SNR de un canal AWGN. Cada una de estas tablas se genera a partir de un perfil de enlace que representa un escenario.

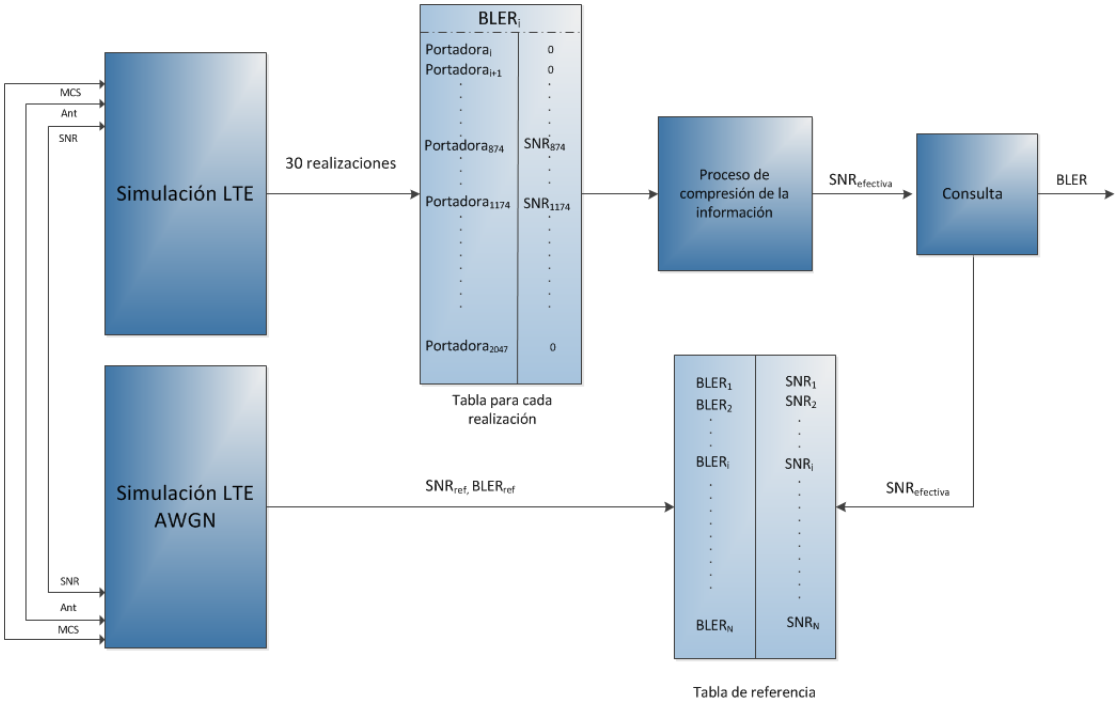

Figura 2.15: Esquema de los procesos de mapeo y compresión

El principal inconveniente que presentan los sistemas de banda ancha en un entorno con múltiples trayectos, es que cada subportadora OFDM se ve afectada por la atenuación de forma diferente, por lo que se considera que la transmisión se lleva a cabo por un canal de múltiples estados, que da lugar a medidas de SNR y tasa de bit diferentes en cada subportadora. Tal y como se puede observar en la Figura 2.15 la simulación de un escenario se define principalmente a partir de un MCS, una arquitectura de antenas y una SNR promedio, que sirven como parámetros de entrada al simulador. Este escenario se corresponde con un enlace y se lleva a cabo mediante la simulación de varias realizaciones independientes del canal[22]. Cada una de las realizaciones ofrece la BLER para ese enlace y las medidas de SNR en cada subportadora. La segunda etapa de la Figura 2.15 se corresponde con esta fase. Como se ha explicado anteriormente, es necesario obtener un valor único de SNR con el cual caracterizar el enlace, de modo que dicha información pueda utilizarse en el simulador de sistema. Para poder obtener ese valor único se lleva a cabo la fase de compresión de la información, en la cual se implementan una serie de modelos matemáticos denominados *Effective SNR Mapping* (ESM)[30]. Para un canal como este con N medidas de SNR $\gamma_1, \gamma_2, \ldots, \gamma_N$ por cada realización, el modelo ESM ofrece un valor único de SNR, denominado SNR efectiva, γ_{ef}, que se calcula como [29][33]:

$$\gamma_e f = \alpha_1 \cdot I^{-1}\left[\sum_{k=1}^{N} I\left(\frac{\gamma_k}{\alpha_2}\right) p_k\right] \tag{2.23}$$

donde N representa el número de portadoras disponibles en el nodo móvil, p_k es la probabilidad de la portadora $k - ésima$ en la que se mide una SNR, γ_k. Los coeficientes α_1 y α_2 son los parámetros de ajuste que permiten adaptar el modelo a la curva de referencia. Dado un conjunto de medidas bajo condiciones de canal multi-estado, los parámetros α_1 y α_2 permiten ajustar las medidas de BLER experimental a la curva de BLER AWGN. Conocidos α_1 y α_2 la curva de referencia puede utilizarse para obtener una estimación de la BLER bajo esas condiciones, ya que conocidos estos valores se puede proceder al cálculo de la SNR efectiva y consultar la BLER correspondiente en la tabla de referencia tal y como se muestra en la última fase de la Figura 2.15. Los métodos ESM permiten comprimir todas las medidas de SNR en un solo valor. Los valores de α_1 y α_2 son específicos para un escenario concreto, y deben ser obtenidos mediante el entrenamiento del modelo utilizando los resultados de las realizaciones en cada escenario simulado. La función $I()$ representa la medida de información, $I^{-1}()$ representa la inversa de dicha medida[21]. Existen diferentes métodos ESM en función de la medida de información utilizada. Algunos de estos modelos[8] se listan a continuación:

- *Capacity* ESM(CESM): en este modelo la medida de información está basada en la medida de capacidad:

$$I_{CESM}(\gamma_k) = log_2\left(1 + \frac{\gamma_k}{\beta}\right) \tag{2.24}$$

- *Linear ESM* (LiESM): este método utiliza la medida de información más sencilla posible, la función $I()$ es la medida de la γ_n correspondiente a la portadora k-ésima.

$$I_{LiESM}(\gamma_k) = \gamma_k \tag{2.25}$$

- *Logarithmic* ESM(LESM): la medida de información considerada en este método es simplemente el logaritmo en base 10 de la SNR de la portadora enésima.

$$I_{LESM}(\gamma_k) = log_{10}(\gamma_k) \tag{2.26}$$

- *Exponential* ESM(EESM): en este caso la medida de información $I()$ se deriva del límite de Chernoff[18].

$$I_{EESM}(\gamma_k) = 1 - exp(\gamma_k) \tag{2.27}$$

En la siguiente sección se explica el proceso de mapeo mediante la utilización del modelo de compresión EESM.

2.3.4. Mapeo de la SNR efectiva con EESM

El EESM utiliza una medida de información exponencial y un parámetro de ajuste α_1=α_2=β. Este modelo se deriva del límite de Chernoff para probilidades de error de bit en modulaciones *Binary Phase Shift Keying* (BPSK), y se generaliza para modulaciones de mayor orden. Se puede encontrar la derivación del modelo EESM en la literatura[18]. La expresión genérica de este modelo se indica a continuación:

$$\gamma_{ef} = -\beta ln\left(\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} e^{\frac{-\gamma_k}{\beta}}\right) \tag{2.28}$$

Como se ha citado en la sección anterior, la información que recibe el simulador de sistema del simulador de enlace queda sintetizada en un conjunto de tablas de consulta para cada MCS. Esta curva de referencia se obtiene mediante la simulación de la cadena de transmisión bajo condiciones AWGN. En este proyecto se ha simulado el enlace descendente, en el cual sólo se consideran 15 CQI especificados por LTE y que se corresponden con distintos esquemas de modulación y codificación.

A continuación se describe el proceso seguido para obtener el valor de β para cada escenario:

- La primera etapa consiste en obtener las curvas de referencia para perfiles de canal AWGN para diferentes valores de SNR media.
- La segunda fase consiste en simular múltiples resultados del canal multitrayecto para los distintos valores de SNR promedio usados en la primera etapa, obteniéndose una medida de SNR para cada subportadora y realización del canal $\gamma_1^i, \gamma_2^i, \ldots, \gamma_N^i$. Además, para cada una de estas realizaciones del canal multitrayecto, en las que la función de transferencia permanece constante, se obtiene la $BLER_i$ de ese enlace.
- Seguidamente se aplica el modelo EESM que permite obtener el valor de SNR efectiva por cada realización. La expresión del modelo se expresa en función de β, y viene dada por la ecuación (2.29).

$$\gamma_{ef}^i = -\beta ln\left(\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} e^{\frac{-\gamma_k^i}{\beta}}\right) \tag{2.29}$$

- Por último, se calcula el valor de β a partir de la minimización de una función de error, tal y como se indica a continuación:

$$\beta = argmin\left\{\sum_{i=1}^{M}\left(log_{10}BLER_i - log_{10}BLER_{AWGN}(\gamma_{ef}^i)\right)^2\right\} \tag{2.30}$$

  donde M es el número de realizaciones de la simulación, $BLER_{AWGN}(\gamma_{eff}^i)$ es la curva de BLER de referencia para un canal en condiciones AWGN y $BLER_i$ es la

BLER obtenida en la simulación de la realización i. Es decir, para obtener β se minimiza el error logarítmico y cuadrático resultante de la diferencia entre la BLER de cada realización y la estimada dadas para ese valor de β, la SNR efectiva en esa realización y la curva AWGN[11].

El proceso de mapeo se corresponde con la última fase representada en la Figura 2.15. Una vez conocido el parámetro β para un determinado escenario, puede calcularse la SNR efectiva (γ_{ef}) y consultar el valor de BLER equivalente en la tabla de referencia correspondiente a ese escenario.

Teniendo en cuenta todas las consideraciones mencionadas en las subsecciones anteriores, el objetivo del proceso de mapeo de las medidas de BLER y SNR obtenidas en el simulador de enlace puede resumirse en la siguiente equivalencia[27][9]:

$$BLER_i \approx BLER_{AWGN}(\gamma_{ef}^i) \tag{2.31}$$

Esta expresión representa la consulta en la tabla de referencia bajo condiciones AWGN de la BLER estimada, dado el valor de γ_{ef}^i para un β y un escenario concreto. Después de haber obtenido los valores de SNR por subportadora en la simulación de una realización del canal, esos valores se utilizan como entrada al modelo EESM junto con un valor de β. El modelo ofrece como resultado una SNR efectiva que caracteriza el enlace y que puede consultarse en la tabla de referencia para obtener la BLER correspondiente a ese enlace.

Capítulo 3

Metodología

En este capítulo se explican las fases del proyecto, el diseño experimental y la descripción del simulador utilizado.

3.1. Fases del proyecto

A continuación se explican las fases en las que se ha desarrollado este PFC, con el fin de clarificar las tareas y proporcionar una estimación del trabajo realizado y de la duración de cada fase.

En primer lugar se ha situado el proyecto en un marco teórico y temporal, esto ha requerido la lectura de un proyecto europeo llamado WINNER[8] y diversos artículos publicados[29][30][27][22][9] sobre L2S. En cuanto al marco teórico, engloba fundamentalmente el estudio de los tipos de simuladores y los distintos modelos matemáticos de compresión de información, tal y como se detalla en el Capítulo 2. La duración de esta fase ha sido aproximadamente de 90 horas.

Adicionalmente, se ha procedido a recopilar información sobre los fundamentos básicos de L2S y LTE. Se han utilizado libros y artículos[34][5][24][7] relacionados de cara a mejorar el entendimiento teórico y plantear los objetivos del proyecto. En esta fase se ha profundizado sobre el entendimiento y conocimiento sobre L2S y conceptos relacionados. Por otro lado, se han estudiado las tecnologías clave de LTE como OFDMA, SC-FDMA, codificación y modulación adaptativa, HARQ, etc. Esta documentación ha sido proporcionada por Telefónica I+D, la biblioteca de la Universidad Rey Juan Carlos (URJC) y a través de la cuenta para estudiantes del IEEE ofrecida por esta última entidad. Esta fase se ha llevado a cabo en un total de 120 horas.

Para poder llevar a cabo el proyecto que aquí se presenta ha sido necesario reunir una serie de material *software* y *hardware*, como el entorno de programación, el simulador de enlace y las máquinas necesarias para llevar a cabo las simulaciones. Esta fase ha tenido una duración de 16 horas aproximadamente.

Una vez adquiridos los conocimientos teóricos y haber recopilado todo el material necesario para desarrollar el proyecto se ha procedido a modificar y adaptar el simulador para poder elegir y modificar los perfiles del enlace simulado. Por otro lado, se ha realizado el diseño del método de almacenamiento de los resultados obtenidos. Todo ello se ha realizado en 150 horas.

Seguidamente, se han realizado 54 simulaciones de ajuste y validación para los distintos escenarios propuestos en el proyecto. Para las simulaciones de ajuste las CPU han ejecutado durante 478 horas. Por otro lado, para realizar las simulaciones de validación, las CPU se han utilizado durante 382 horas. De forma independiente y en paralelo se han llevado a cabo las simulaciones para construir las tablas de referencia. Estas ejecuciones se han realizado durante 648 horas.

Una vez obtenidos los resultados, se ha recopilado la información de las simulaciones de prueba para realizar el ajuste del modelo para cada escenario. A continuación, se ha realizado la validación del modelo para cada caso planteado. Con esta información se ha procedido al análisis de los resultados de prueba y validación mediante la representación gráfica y recopilación de resultados numéricos de valores de β y del error del ajuste para cada escenario. Esta etapa se ha realizado en un total de 378 horas.

Por último, se ha realizado un análisis de la sensibilidad paramétrica de los valores de β para los escenarios que han presentado mejores resultados en el ajuste y validación del modelo. Esta etapa ha durado 20 horas.

3.2. Materiales

Para afrontar el proyecto se han necesitado diversas herramientas software y hardware:

- Simulador de enlace LTE de Telefónica I+D desarrollado en C++.
- Microsoft Visual Studio 6.0.
- Matlab 10.0 se ha utilizado para realizar el script en el que se ha implementado la compresión de la información mediante el modelo matemático EESM.
- 20 CPU distribuidas en una máquina física de 8 CPU y 3 máquinas virtuales con 4 CPU cada una. La máquina física dispone del sistema operativo Microsoft Windows Server 2008, las CPU son de marca Xeon. Las virtuales utilizan el sistema operativo Windows 7 de 64 bits. En estas máquinas se han realizado las simulaciones para el ajuste del modelo y las simulaciones para su validación.
- Dos ordenadores personales uno con 2 CPU y otro con 4 CPU. Estas máquinas utilizan CPU de marca Xeon y Windows XP de 32 bits.

La instalación y preparación de las máquinas se ha realizado por el departamento técnico de Telefónica I+D (EPG). Por otro lado, el software requerido ha sido proporcionado por el director del proyecto.

3.3. Metodología

En esta sección se describen las fases correspondientes a la etapa práctica del proyecto, que involucra la realización de las distintas simulaciones así como el análisis de los resultados obtenidos.

3.3.1. Simulador de enlace

Para la elaboración de este proyecto se ha utilizado el simulador de enlace desarrollado por el área *Mobile Broadband* de la dirección de Tecnología de Telefónica I+D. El simulador ha sido desarrollado en Microsoft Visual C++ empleando las librerías MFC proporcionadas por Microsoft para desarrollar en Windows. Cabe destacar que toda la implementación es propia y no se han comprado librerías específicas para LTE. El desarrollo del simulador estuvo sujeto a las especificaciones de la *Release 8* del 3GPP. Este simulador de enlace carece de interfaz con la que pueda interactuar el usuario, por lo que se ha decidido desarrollar una clase en C++ que muestre en un terminal ciertos parámetros a elegir. En el simulador se ha habilitado un menú que permite configurar distintos perfiles de enlace correspondientes a ciertos CQI. Las características configurables son la tecnología multiantena, la SNR promedio, el ecualizador/detector utilizado en recepción, la modulación y el tamaño de bloque. A continuación se listan las distintas opciones seleccionables como parámetros de entrada al simulador:

- Esquema de transmisión: se puede elegir entre SISO, SIMO (1×2), MISO (2×1) y MIMO (2×2).
- SNR promedio: es el valor de SNR a la entrada del simulador, es decir, el valor medio de la SNR que experimentarían las subportadoras si dejáramos pasar un tiempo largo en un canal real. En este proyecto para las simulaciones tomamos instantáneas de canal, vemos "fotos" fijas del perfil de SNR en frecuencia, pero si se dejara correr el tiempo con una velocidad distinta de cero se vería que las subportadoras a la larga tienden a un valor medio de SNR igual a la SNR promedio. Para CQI con modulaciones de menor orden las SNR promedio para una probabilidad de error dada serán menores, por lo que los valores de SNR promedio crecen con el orden de la modulación, y en consecuencia con el CQI. Este valor de SNR no se puede definir a priori por lo que la elección de la SNR promedio correcta se elije de forma un tanto aleatoria, teniendo las siguientes consideraciones para cambiar de valor:
    1. Si el valor de BLER para una SNR promedio dada resulta 1 en las 30 realizaciones ha de incrementarse el valor.
    2. Si el valor de BLER para la SNR promedio introducida es distinto de 1 se puede decrementar el valor.
- Ecualización/Detección: se da a elegir entre ZF y MMSE, tal y como se ha explicado en el Capítulo 2, ambos detectores coinciden para todas las estructuras de transmisión salvo para MIMO.

- Tamaño de bloque: varía en función del esquema de transmisión y de la modulación y tasa de codificación. Los tamaños para los esquemas SISO y SIMO coinciden, de la misma manera lo hacen los de MISO y MIMO.

Al inicio del proyecto no se contempló la necesidad de variar parámetros como el perfil de canal o el tipo de estimación de canal, por lo que en el panel de selección solo se muestran algunas opciones. Para definir la estimación de canal o el valor de la amplitud de los *taps* es necesario alterar los valores establecidos por defecto, que en este caso son estimación ideal y valores de los *taps* correspondientes al modelo Extended Pedestrian A. Algo parecido sucede con el tipo de turbo decodificación utilizada; sin embargo, para realizar esta modificación ha sido necesario modificar el código del simulador. Para definir de forma correcta los perfiles requeridos es necesario consultar las Tablas 3.1 y 3.2 ya que una elección aleatoria de los parámetros supondría una caracterización del escenario sin correspondencia con ningún CQI.

En la Figura 3.1 se observa la apariencia del terminal de selección de parámetros de entrada. Por otro lado, parámetros como el perfil del canal o el tipo de decodificación turbo se han modificado directamente en el código. Además, el código del simulador se ha cambiado de modo que en lugar de una sola realización del canal se lleven a cabo 30 realizaciones independientes para cada SNR de entrada, que varían en pasos de 0,5 dB a partir del valor de SNR promedio introducido como entrada al simulador. Por otro lado, se ha modificado el código para poder almacenar los datos de una forma concreta, explicada más adelante en esta sección.

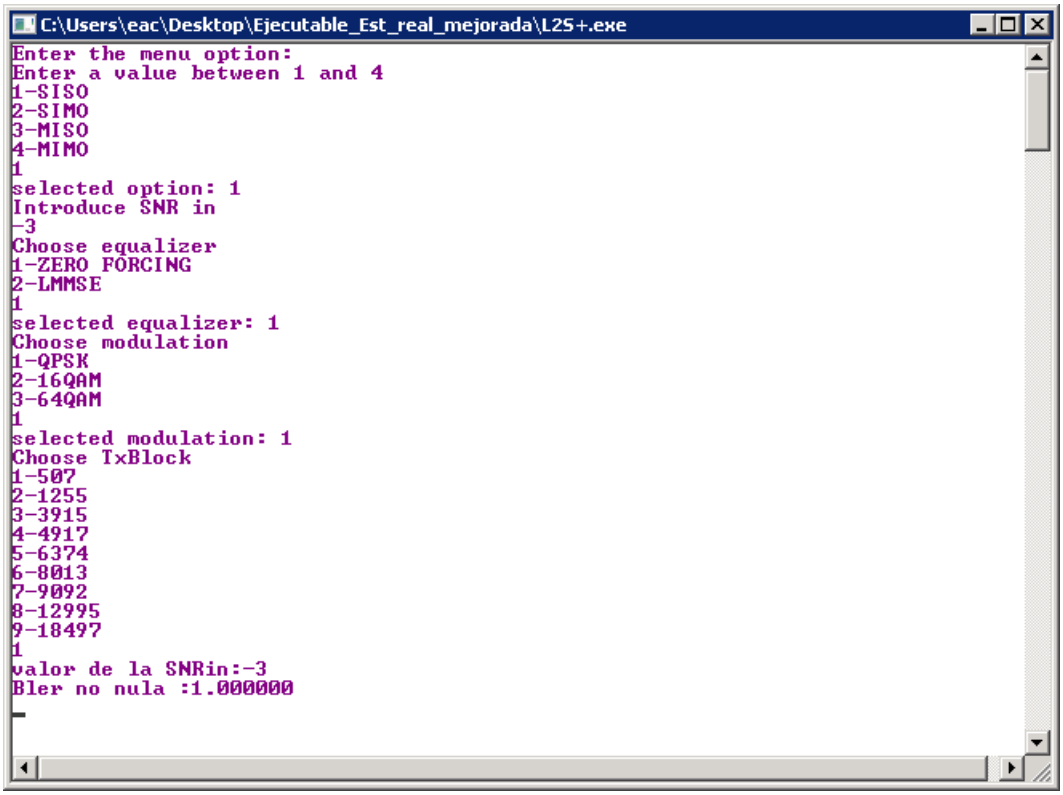

Figura 3.1: Menú de selección del simulador de enlace.

La herramienta simula un solo usuario en modo FDD con un ancho de banda total de hasta 20MHz y un número de subportadoras ajustable a cualquiera de los posibles anchos de banda efectivos definidos en la *Release 8*. Para la realización de las simulaciones de este proyecto se ha considerado un ancho de banda de 5MHz en el enlace descendente, que se corresponde con 300 subportadoras. Se puede seleccionar la modulación utilizada de entre las tres posibilidades existentes para los canales de datos: QPSK, 16 QAM y 64 QAM. Se simula el canal radioeléctrico con desvanecimientos, efectos de retardo y reflexiones siempre presentes en un sistema de comunicaciones celular donde los diferentes perfiles retardo-potencia (PDP) son configurables. En cuanto a la arquitectura de antenas, este simulador permite esquemas de hasta MIMO 4×4, siendo esta la máxima combinación posible contemplada en el estándar 3GPP para la *Release 8*.

El simulador de enlace puede dividirse en tres partes básicas: el transmisor, el modelo de canal y el receptor. El receptor y el transmisor están unidos a través del canal radioeléctrico, por el cual se transmiten los datos de usuario y los canales físicos de señalización y control. En estas simulaciones se considera que la información de control está libre de errores, y contiene el formato de modulación y codificación empleado así como los parámetros asociados a la asignación de recursos. En transmisión se modelan los esquemas SISO, SIMO, MISO y MIMO para el enlace descendente. A continuación se desglosan los casos posibles que se contemplan en el simulador de enlace:

- 1×1: se corresponde con la arquitectura SISO (una antena en transmisión y una en recepción).
- 1×2, 1×4: es una arquitectura SIMO (una antena transmisora y varias receptoras) que ofrece diversidad en recepción y permite aplicar combinación MRC.
- 2×1, 4×1: se trata de una arquitectura MISO (varias antenas en transmisión y una recepción). Se obtiene diversidad en transmisión mediante el uso de la técnica de Alamouti en frecuencia (SFBC).
- 2×2, 2×4, 4×2, 4×4: se trata de una arquitectura MIMO (múltiples antenas en recepción y transmisión) permite la combinación de ambas diversidades (SFBC y MRC).
- MIMO en lazo abierto (sin pre-codificación): 2×2, 2×4, 4×4. MIMO en lazo cerrado sólo sería posible si se hubiera implementado la capa MAC.

Para este proyecto se han utilizado los tres primeros modos de transmisión, SISO 1×1, y SIMO y MISO en sus configuraciones 1×2 y 2×1 respectivamente. Cabe destacar que las antenas de transmisión y recepción en los modos SIMO y MISO están completamente incorreladas. El canal radioeléctrico sigue una distribución Rayleigh. Este canal no es estático, varía tanto en el tiempo como en frecuencia y se puede caracterizar mediante un espectro Doppler de tipo Jakes. Esta forma de espectro se obtiene cuando se asume que en recepción las antenas son omnidireccionales en azimut y la distribución de los ángulos de llegada es uniforme.

En cuanto a la estimación de canal, se contemplan dos posibilidades: por un lado estimación de canal ideal, y por otro estimación de canal real. El simulador permite analizar

las imperfecciones introducidas por estimaciones reales. Puede estimarse la respuesta en frecuencia del canal de dos formas diferentes:

- Estimación ideal: supone el conocimiento de la respuesta al impulso del canal en frecuencia.
- Estimación real: se lleva a cabo por interpolación lineal de las señales de referencia teniendo en cuenta los errores debidos al ruido y a las imprecisiones en las estimaciones.

Tal y como se explica en el Capítulo 2, la estimación de canal es posible llevarla a cabo gracias a las señales de referencia introducidas, que consisten en una secuencia pseudoaleatoria que permite obtener el identificador de celda y a su vez estimar el canal radioeléctrico. La estimación de canal ideal se lleva a cabo por interpolación perfecta del canal idealmente aplicado en transmisión. Sin embargo, la estimación real de canal emplea interpolación lineal y estimación por mínimos cuadrados, explicada en la Subsección 2.2.5.

Los modelos de canal contemplados son los definidos por el 3GPP[2]:

- *Extended Pedestrian A model* (EPA).
- *Extended Vehicular A model* (EVA).
- *Extended Typical Urban model* (ETU).

El decodificador turbo tiene una estructura compleja que permite obtener una estimación de los bits transmitidos mediante un proceso iterativo. La estructura interna consta de dos decodificadores convolucionales conectados entre sí a través de un entrelazador/desentrelazador, mediante el cual es posible aplicar un proceso de decodificación denominado Log-MAP, que intenta maximizar las probabilidades a posteriori de cada uno de los bits. Cada decodificador convolucional utiliza los bits de entrada conjuntamente con una estimación sobre la decodificación realizada por el otro decodificador, en un proceso iterativo que permite ir refinando la estimación de los bits originales transmitidos. En cada iteración la estimación obtenida es más cercana al resultado correcto, y tras un total de ocho iteraciones el decodificador entrega los valores estimados de los bits transmitidos. Cualquier error de bit que el decodificador no sea capaz de corregir conduce a un valor de BLER mayor que cero.

Las entradas al decodificador se denominan Log-Likelihood Ratio (LLR), y se corresponden con el cociente logarítmico de las probabilidades a posteriori de que un determinado bit en transmisión fuera “1” y “ 0”, respectivamente. El cálculo de los valores de LLR necesita de una estimación de la media y varianza de la variable aleatoria que representa a la señal recibida, obtenida a partir de la subportadora OFDM de la cual procede. Dichos valores de media y varianza son complejos de calcular, y por ello una simplificación consiste en aplicar un valor promedio de media y varianza para todos los bits de cada palabra código, que se aplicará por igual en el cálculo de los LLR. Esto se

ha denominado "estimación turbo no mejorada". El cálculo exacto para cada bit se ha denominado "estimación turbo mejorada" y conduce a mejores resultados en términos de tasas de error a costa de una mayor carga computacional.

3.3.2. Simulaciones

La fase inicial del desarrollo experimental ha consistido en pruebas en las que se ha pretendido comprobar el correcto comportamiento del simulador.

1. Análisis del perfil en frecuencia del canal: con esta prueba se pretendía comprobar la aleatoriedad de las realizaciones del canal. Se realizó una simulación con un perfil concreto de canal y se comprobó que fuera selectivo en frecuencia y que en cada realización el módulo del canal en frecuencia era diferente.

2. Experimento con simulaciones: consistió en el lanzamiento de simulaciones considerando un ancho de banda de 20 MHz. El perfil lanzado estaba definido por un esquema de transmisión SISO, estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada. Se observó que con ese ancho de banda las simulaciones tenían una duración de 15 días para cada CQI, lo cual extendía la duración de este PFC a unos 3 años, por lo que se optó por reducir el ancho de banda para acortar el tiempo de simulación.

3. Cambio en la condición de parada: cada realización se corresponde con 10000 subtramas, alcanzar ese número de subtramas suponía la parada del simulador. Una vez terminada la simulación, la BLER para un escenario, un determinado CQI, y una determinada SNR se calcula como el número de bloques erróneos transmitidos partido del número de bloques erróneos recibidos. De cara a acelerar el proceso de simulación se introdujeron dos condiciones de parada nuevas. La primera condición introducida consistió en dar la opción al simulador de parar cuando se alcanzasen 400 bloques erróneos. La tercera condición de parada ha consistido en considerar que, dada una SNR promedio, si todas las BLER de cada una de las realizaciones son 0, para el resto de realizaciones para cada SNR también lo serán, por lo que no se sigue variando ese valor de SNR y se acaba la simulación.

Tras tomar las decisiones explicadas en este apartado se han realizado las simulaciones con las que se ha llevado a cabo el desarrollo de este proyecto. Cada simulación se ha ejecutado en una CPU. De cara a plantear estas simulaciones se han seleccionado distintos CQI, que proveen de información al eNB sobre los parámetros que han de adaptarse en el enlace y que puede sostener el UE. Para lanzar las simulaciones se han escogido los CQI 1, 3, 6, 7, 8, 9, 10, 12 y 15. Se han realizado dos tandas de simulaciones. La primera tanda se utiliza en el ajuste de cada modelo para cada escenario, y la segunda para la validación de dichos modelos. Las características de estos CQI seleccionados para realizar las simulaciones de este proyecto se pueden consultar en las Tablas 3.1 y 3.2[24]. Los seis perfiles simulados para cada CQI se indican a continuación:

- SISO, SIMO y MISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada.

- SISO y MISO con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada.
- SISO con estimación de canal real y estimación turbo mejorada.

De forma adicional y de cara a la validación del modelo SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada, se ha simulado este esquema para el modelo de canal EVA.

En paralelo, para cada uno de los CQI se han lanzado las simulaciones correspondientes a las curvas AWGN de referencia.

Una vez realizadas todas las simulaciones, se han recopilado los datos almacenados en los directorios correspondientes. La estructura de almacenamiento es de un directorio principal que define el esquema de transmisión utilizado, el tipo de estimación de canal y el tipo de estimación turbo que son comunes a cada simulación. Esta caracterización define un escenario. Ese directorio principal contiene varios subdirectorios que almacenan los resultados de las simulaciones para una SNR promedio dada. Cada simulación está formada por 30 realizaciones de canal llevadas a cabo por el simulador para cada SNR promedio. Cada una de esas realizaciones se recogen en un fichero de texto que se compone de una fila donde consta la BLER para esa realización, el resto de filas están separadas en dos columnas donde se indican la frecuencia de cada subportadora y la SNR medida en cada subportadora. En la Figura 3.2 se muestra un esquema de la estructura de directorios.

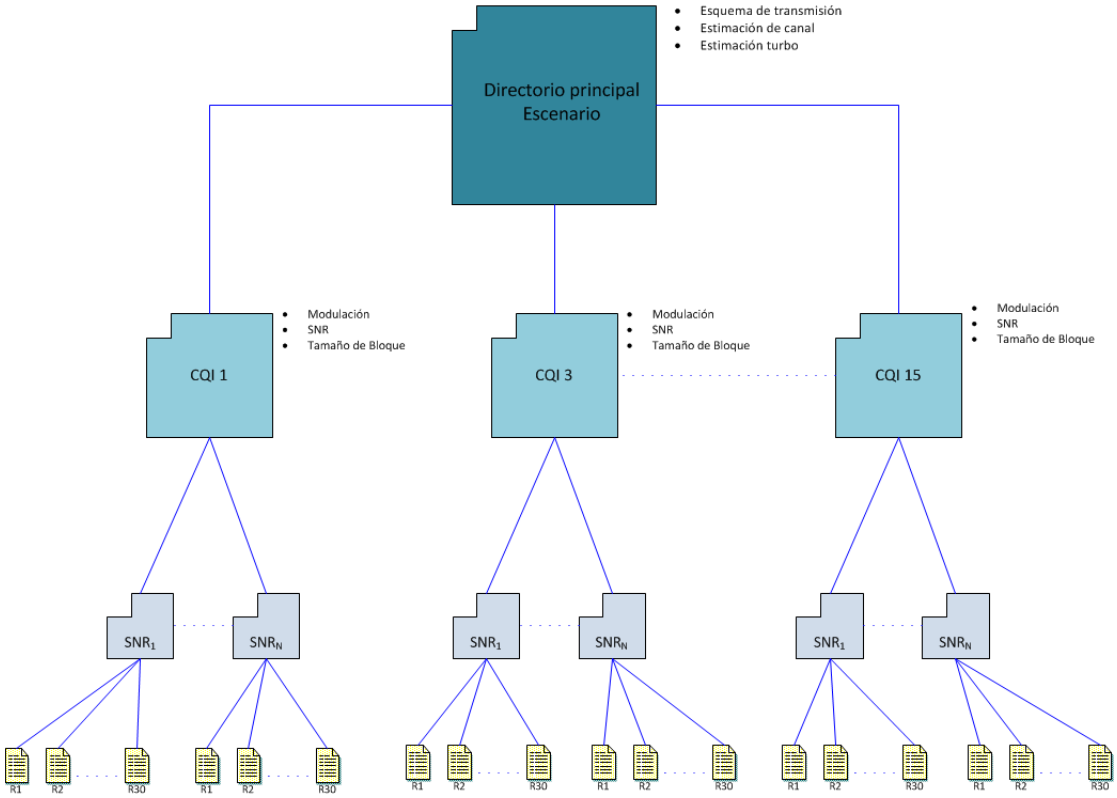

Figura 3.2: Estructura de directorios para las simulaciones.

La recopilación de la información para las tablas AWGN se realiza de manera más sencilla ya que solo es necesario generar un fichero para cada CQI de cada escenario. Se almacena la información en una tabla de Microsoft Excel que después es convertida en fichero de texto para acceder de manera sencilla a los datos mediante Matlab.

Con las simulaciones obtenidas se ha realizado el ajuste del modelo EESM explicado en la Sección 2.3. Para aplicar el modelo sobre los datos recopilados para cada escenario se ha realizado una función en Matlab que representa la función de error a minimizar. Se compone de las siguientes partes:

1. Preprocesado de la información: consiste en disponer los datos de tal manera que puedan ser utilizados por las funciones del script. Principalmente se separa la BLER de las SNR de cada subportadora en cada fichero junto con los datos de la realización del canal de cada simulación y se almacenan en forma matricial. Para las tablas de referencia AWGN también se convierten los datos de cada fichero de cada CQI a forma matricial.

2. Compresión de la información: se trata de comprimir los valores de las SNR obtenidas para cada CQI de un escenario en un solo valor. Para ellos se aplica el modelo EESM que ofrece como resultado la SNR efectiva.

3. Mapeo de la SNR efectiva: este valor se consulta en la tabla de referencia para obtener su BLER asociada.

4. Cálculo del error: se obtiene el error logarítmico cuadrático a partir de la BLER calculada en el paso previo y la BLER simulada para cada realización, este valor se expresa en función de β de modo que se buscará el valor de beta que minimice el error.

Después de definir la función a minimizar para ajustar el modelo EESM, se realiza la búsqueda del parámetro β mediante la utilización de la función *fminbnd* de Matlab. Un análisis más detallado de esta función se realiza en la Subsección 3.3.3.

CQI	Modulación	Tasa de codificación	Tamaño de bloque
1	QPSK	0,0762	507
3	QPSK	0,1885	1255
6	QPSK	0,5879	3915
7	16QAM	0,3691	4917
8	16QAM	0,4785	6374
9	16QAM	0,6016	8013
10	64QAM	0,4551	9092
12	64QAM	0,6504	12995
15	64QAM	0,9258	18497

Tabla 3.1: Tabla de CQI escogidos para las simulaciones SISO y SIMO.

Los modelos obtenidos tras el ajuste se han evaluado y comparado. En el Capítulo 4 se estudian los resultados obtenidos.

CQI	Modulación	Tasa de codificación	Tamaño de bloque
1	QPSK	0,0762	486
3	QPSK	0,1885	1203
6	QPSK	0,5879	3753
7	16QAM	0,3691	4713
8	16QAM	0,4785	6110
9	16QAM	0,6016	7681
10	64QAM	0,4551	8716
12	64QAM	0,6504	12456
15	64QAM	0,9258	17731

Tabla 3.2: Tabla de CQI escogidos para las simulaciones MISO y MIMO.

3.3.3. Ajuste de curvas

Para llevar a cabo el ajuste del modelo EESM es necesario tener cierta información a priori. Esa información necesaria se corresponde con las simulaciones de nivel de enlace comentadas en el apartado anterior y las curvas de SNR frente a BLER que se obtienen realizando simulaciones de canal AWGN para los diferentes esquemas MCS. Los pares de valores BLER-SNR conforman la tabla de consulta de la SNR efectiva. Los valores de la BLER deben encontrarse en la región de operación, es decir, los valores no deben ni "0" ni "1". En este caso hemos considerado valores de BLER de hasta "0.99" y por encima de "0.001". Los valores fuera de ese rango se descartan de forma interna en la función de error implementada en Matlab. Del mismo modo, la consulta de BLER a través de la SNR efectiva utilizando la tabla se lleva a cabo por interpolación lineal.

Como se ha indicado en el Capítulo 2, el cálculo de la BLER en la interfaz L2S mediante el modelo EESM requiere el conocimiento de un parámetro β que varía en función del esquema de codificación utilizado. Para hallar ese valor es necesario aplicar métodos de ajuste sobre la función del modelo EESM que nos permite calcular la γ_{ef} con la cual se realiza el proceso de mapeo para obtener la BLER. Para obtener el valor del parámetro se ha optado por la minimización de la función objetivo dada por el error logarítmico, cuadrático y absoluto en cada subportadora y para cada realización. El error logarítmico permite ajustar el parámetro β con una precisión que es independiente de la magnitud de la BLER, ya esté cerca de 1 o cerca de 0,001, es decir, un error de 0,1 para una BLER de 0,2 pesa igual que un error de 0,01 para una BLER de 0,02. El cuadrado se aplica para eliminar el signo. Al representarlo en una gráfica con ejes semilogarítmicos, el error logarítmico se muestra como un intervalo de igual amplitud independientemente de su situación en la gráfica. Para la realización r, el error del ajuste utilizando el parámetro β, es:

$$\Delta e_{log}(\beta)_{s,r} = (log(BLER_{s,r}(\beta)) - log(BLER_{AWGN,s,r}))^2 \tag{3.1}$$

Por lo tanto, el valor óptimo de β ha de cumplir:

$$\hat{\beta} = \underset{\beta}{\text{argmín}} \sum_{s=1}^{N_s} \sum_{r=1}^{N_r} \Delta e_{log}(\beta)_{s,r}, \tag{3.2}$$

donde N_r representa el número de realizaciones para cada simulación (en nuestros experimentos $N_r = 30$) y N_s el número de simulaciones realizadas para cada escenario y CQI, que se corresponden con el número de SNR promedio barridas (que variará según las condiciones de parada descritas más arriba).

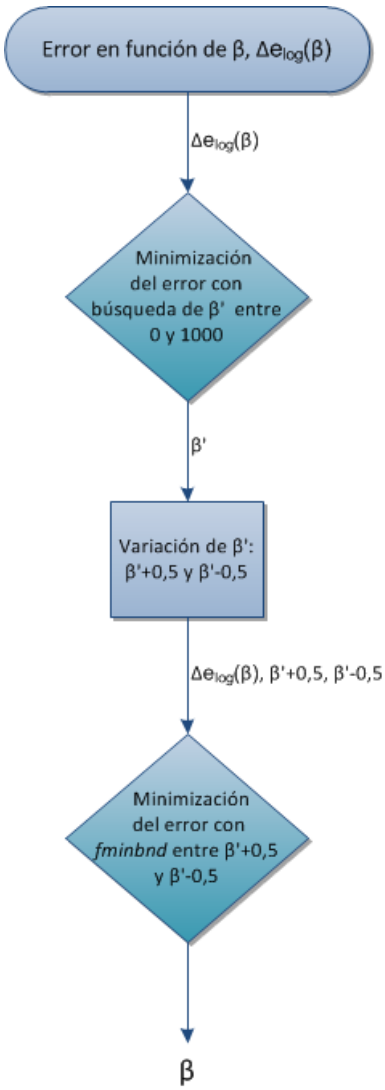

Figura 3.3: Esquema del proceso de búsqueda de β y minimización del error.

La minimización del error se lleva a cabo mediante dos métodos de búsqueda local. Tal y como se indica en la Figura 3.3, en primer lugar se hace una búsqueda en un rango amplio de posibles valores de β. El primer método se lleva a cabo por una función que hace una búsqueda simple de un valor de β que minimice el error. El segundo método se efectúa posteriormente realizando una búsqueda local más fina mediante el algoritmo *Golden-section search* considerando como límites valores entorno al obtenido por el método anterior.

El algoritmo *Golden-section search* tiene como objetivo determinar el mínimo o máximo en una función unimodal. El procedimiento consiste en elegir 3 puntos que formen el intervalo (a, b, c) de tal modo que cumplan $a < b < c$ y que evaluados en la función sean $f(b) < f(a)$ y $f(b) < f(c)$. Si la función es unimodal tiene un mínimo en el intervalo (a, c). Tras escoger los tres puntos se elige un punto x existente en el intervalo (a, b) o en el intervalo (b, c). Suele seleccionarse aquel intervalo que abarque mayor rango, en este caso se supone que el intervalo (a, b) es mayor. A continuación se evalúa la función en el punto x escogido, si $f(b) < f(x)$ se forma un nuevo conjunto (a, b, x), si por el contrario $f(b) > f(x)$ el nuevo intervalo es (b, x, c). Se itera y en todos los casos el nuevo punto x escogido será aquel que cumpla que la función evaluada en él resulte el valor mínimo calculado hasta ese momento. La condición de parada es alcanzar una tolerancia conocida a priori entre los valores extremos del intervalo.

Para seleccionar el valor de x se tiene en cuenta un cociente denominado *Golden ratio*, en español llamado número áureo. Dos cantidades se encuentran en proporción áurea si el cociente de la suma de las dos cantidades entre la cantidad mayor es igual al cociente entre la cantidad mayor y la menor. Este número viene dado por el valor $\phi = 1,618033$. No obstante, en el algoritmo *Golden section search* se considera el número áureo conjugado, cuyo valor es $\Phi = 0,618033$.

Partiendo de los extremos del intervalo conocidos a y b los valores posibles que puede tomar x, x_1 y x_2 se determinaran calculando $x_1 = b - \Phi(b - a)$ y $x_2 = a + \Phi(b - a)$.

3.4. Validación del modelo

Para llevar a cabo el proceso de validación ha sido necesario obtener conjuntos de simulaciones definidas por el mismo escenario que las realizadas en la fase de prueba y ajuste del modelo e independientes de esas primeras simulaciones. Cabe destacar que el número de simulaciones realizadas para cada caso es más limitado ya que basta con obtener un conjunto de valores de BLER representativos de cada perfil para llevar a cabo el análisis del modelo. El principal objetivo de esta fase es observar la bondad de la generalización del modelo, es decir, si el modelo se ajusta bien para un conjunto de valores BLER-SNR nuevos e incorrelados con los valores utilizados para ajustar el modelo. Todos los escenarios se han validado para los mismos perfiles de canal con los que se han ajustado, concretamente *Extended Pedestrian A* (EPA). Por otro lado, solamente el esquema SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada ha sido también validado para el perfil de canal *Extended Vehicular A* (EVA).

3.5. Análisis de sensibilidad

El análisis de sensibilidad se realiza sobre el parámetro beta con el objetivo de conocer cómo afectan las variaciones de beta al ajuste de las curvas. Los casos analizados han sido por un lado el escenario SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada,

y por otro, el escenario SISO con estimación de canal real y estimación turbo mejorada. Los valores de beta se han variado desde un $-30\,\%$ de su valor hasta un $+30\,\%$. Con estos valores se han repetido los ajustes y calculado el error. Para comprender cómo de sensible es el error frente a variaciones de β se ha representado para ambos casos el error relativo (error con el valor de β utilizado partido del error con el valor de β óptimo) frente a los valores de β relativos (β utilizado partido de β óptimo).

Capítulo 4

Resultados

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos en la fase de ajuste y validación del modelo EESM para L2S, y el análisis de sensibilidad paramétrica. En la primera sección se presentan los resultados gráficos y numéricos obtenidos en el ajuste del modelo EESM para los distintos escenarios planteados en este proyecto y en la segunda sección se realiza un análisis sobre la validación de los modelos obtenidos. A continuación se realiza una comparativa de los resultados obtenidos. Por último, se realiza el análisis de la sensibilidad del parámetro β de los dos casos que ofrecen mejores resultados para evaluar el error en el ajuste para pequeñas desviaciones de β.

4.1. Análisis del ajuste del modelo EESM para los distintos escenarios

En esta sección se realiza un análisis del ajuste del modelo EESM para los diferentes escenarios planteados.

4.1.1. Ajuste de la curva de BLER-SNR para SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada

Las primeras simulaciones realizadas se corresponden a un escenario con un esquema de transmisión SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada para los nueve CQI descritos en la Sección 3.2.2, por lo que se han realizado simulaciones para los nueve casos. El objetivo de cada una de estas simulaciones es utilizar esos datos para llevar a cabo el ajuste del modelo para cada uno de los escenarios. Se ha utilizado estimación turbo no mejorada ya que era la que estaba previamente implementada en el simulador. El ajuste se realiza para cada curva, es decir, para cada CQI. Este proceso ofrece como resultado un parámetro β a partir del cual se calcula el valor de SNR efectiva y se puede consultar la BLER en la tabla de referencia. Estos valores de β y el error

asociado pueden consultarse en la Tabla 4.1. El error ha sido calculado tal y como se describe en la Sección 3.3.3. Estos resultados se han utilizado para representar las curvas y analizar el ajuste para cada caso.

CQI	Modulación	Tasa de codificación	Tamaño de bloque	β	**Error**
1	QPSK	0,07617	507	**0,0891**	**0,1890**
3	QPSK	0,18848	1255	**0,2335**	**0,1691**
6	QPSK	0,58789	3915	**0,6998**	**0,2217**
7	16QAM	0,36914	4917	**1,1450**	**0,2488**
8	16QAM	0,47852	6374	**2,0087**	**0,1441**
9	16QAM	0,60156	8013	**3,1345**	**0,5158**
10	64QAM	0,45508	9092	**4,9945**	**0,1288**
12	64QAM	0,65039	12995	**15,4644**	**0,1157**
15	64QAM	0,92578	18497	**94,2007**	**0,1790**

Tabla 4.1: Resultados del ajuste para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada.

En la Figura 4.1 se muestran las curvas correspondientes a este escenario representadas en una rango de valores de SNR efectiva desde -15 a 25 dB en el eje de abscisas y en un rango desde 0,001 a 1 de BLER en el de ordenadas. Como se ha comentado anteriormente, las curvas que aquí se representan se corresponden con los CQI listados en la Tabla 3.1. Las curvas continuas, en azul, se corresponden con las curvas BLER-SNR, en canal AWGN, cuyos datos se han utilizado como tabla de referencia para realizar el ajuste del modelo. Por otro lado, los valores de BLER y SNR efectiva obtenidos en el ajuste para cada CQI se representan mediante símbolos. El esquema más robusto se corresponde con el CQI 1 con modulación QPSK y tasa de codificación 0,07617, y el menos robusto se corresponde con el último CQI representado, el CQI 15, que está definido por una modulación 64QAM y una tasa de codificación 0,92578. Nótese, en esta y en las restantes simulaciones, que el número de puntos representados varía de una curva a otra, siendo menor para CQI altos. Esto es así ya que en CQI elevados el número de simulaciones que proporciona una BLER válida (ni 0 ni 1) son escasas debido a la rápida transición que se produce en una determinada SNR.

Los resultados representados en la 4.1 muestran un ajuste muy bueno de las curvas. Comparando el error para las diferentes curvas se observa que no existe una tendencia clara del mismo frente a la secuencia de valores de CQI. Esto es debido a que la calidad del ajuste se ve afectado por diferentes efectos.

En primer lugar, el ajuste será mejor cuanto mayor sea la SNR debido a una menor variabilidad respecto al ruido y a un mejor comportamiento de la estimación turbo no mejorada, lo cual justifica que los dos mejores ajustes se den para CQI altos (el 10 y el 12). En segundo lugar, la calidad del ajuste depende en gran medida del número de muestras de BLER-SNR válidas que se utilizan para minimizar el error. Dicho número a su vez depende tanto del perfil de la curva BLER-SNR (para las curvas más abruptas es más difícil que una simulación genere un punto en la zona intermedia de BLER) como de la aleatoriedad de la simulación, que impide ajustar a priori el número de puntos obtenidos para un tiempo de simulación razonable y que genera muestras diferentes en cada realización. Este efecto se pone de manifiesto en los CQI 9 y 15, para los que se obtiene un error de ajuste alto

debido a que las simulaciones han generado pocas muestras de entrenamiento válidas. En el caso del CQI 9 la SNR es intermedia y la escasez de puntos produce un ajuste peor. En el caso del CQI 15 la alta SNR compensa parcialmente la escasez de muestras. También se explica de esta forma el caso del CQI 1, que presenta un ajuste muy bueno debido a que la curva de BLER en este caso es la más suave de todas.

Finalmente, en tercer lugar, el modelo EESM utilizado es menos preciso para modulaciones de mayor orden [22]. Este efecto se superpone con los anteriores y es consistente con la idea de que, cuanto más vertical es la curva de BLER, más difícil resulta el ajuste. Como resultado de la combinación de todos los efectos, los CQI intermedios (en especial el 6, 7 y 9) se ven afectados por una estimación turbo mediocre, una curva de BLER abrupta, y una modulación de orden relativamente alto, lo cual justifica los mayores errores de ajuste.

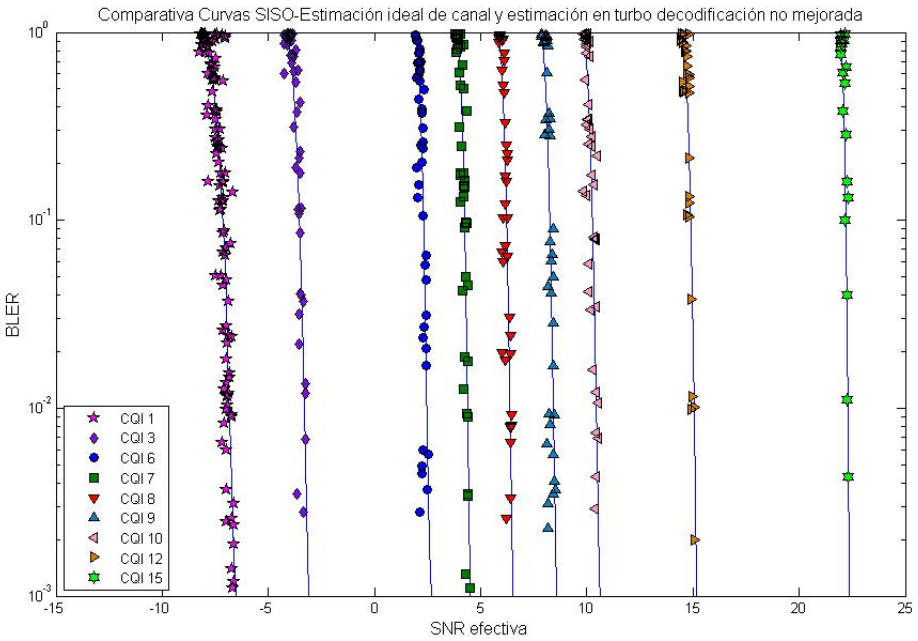

Figura 4.1: Curvas SISO para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada.

4.1.2. Ajuste de la curva de BLER-SNR para SIMO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada

En segundo lugar, se han llevado a cabo las simulaciones correspondientes a un esquema SIMO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada. Al igual que en el caso anterior, estas simulaciones se han utilizado para realizar el ajuste del modelo con respecto de la curva de referencia. De la misma manera, se han realizado simulaciones y seguidamente los ajustes para los 9 CQI planteados en el capítulo anterior. Los valores de β y error obtenidos en el proceso de ajuste del modelo EESM se pueden contemplar en la Tabla 4.2.

Para este escenario, las curvas correspondientes también se presentan en un rango de valores de SNR efectiva desde -15 a 25 dB en el eje de abscisas y en un rango desde 0.001 a 1 de BLER en el de ordenadas. Tomando como referencia la curva SISO, el caso SIMO, que presenta diversidad de recepción, consigue ganar 3 dB en recepción porque se tiene en total el doble de potencia recibida para una misma potencia transmitida. Por ello las curvas están 3 dB a la izquierda con respecto a las del escenario SISO planteado en la sección anterior.

CQI	Modulación	Tasa de codificación	Tamaño de bloque	β	**Error**
1	QPSK	0,07617	507	**0,0021**	**2,3474**
3	QPSK	0,18848	1255	**0,0004**	**3,3700**
6	QPSK	0,58789	3915	**0,0182**	**2,4259**
7	16QAM	0,36914	4917	**0,0641**	**2,4937**
8	16QAM	0,47852	6374	**0,0332**	**1,4015**
9	16QAM	0,60156	8013	**0,0050**	**2,4937**
10	64QAM	0,45508	9092	**0,0145**	**1,0971**
12	64QAM	0,65039	12995	**0,0967**	**2,2128**
15	64QAM	0,92578	18497	**2,9192**	**1,1445**

Tabla 4.2: Resultados del ajuste para simulaciones SIMO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada.

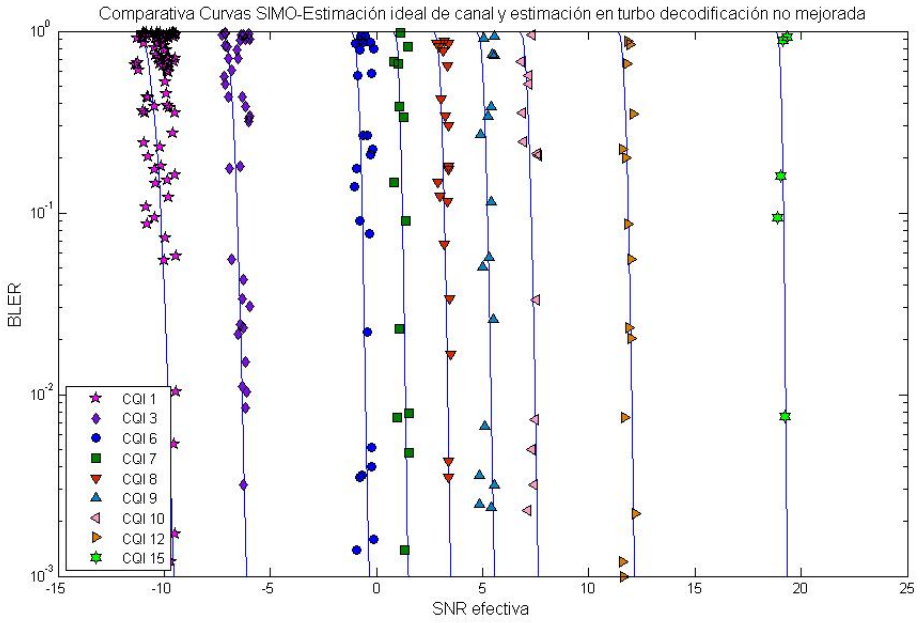

Figura 4.2: Curvas SIMO para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada.

En la Figura 4.2 se puede observar la representación gráfica del ajuste del modelo L2S empleado. Se observa en general un error mayor que en el caso SISO, debido fundamentalmente a que las curvas BLER son más abruptas y han obtenido menos muestras válidas para el ajuste. Al igual que en el caso de SISO los primeros CQI presentan mayor

error que el resto tal y como se indica en la Tabla 4.2. De nuevo, este error presente en modulaciones robustas se debe al error introducido por la estimación turbo utilizada para simular este escenario. A partir del CQI 5 no hay una clara tendencia, los CQI 8, 10, 12 y 15 muestran un ajuste mejor que los primeros, debido a la menor repercusión en modulaciones de mayor orden del efecto negativo que introduce la estimación turbo. Sin embargo, se puede observar en la gráfica y confirmar en la tabla de resultados como los valores de BLER-SNR para el CQI 9 (con $\beta = 0{,}005$ y error=2,4937) se muestran más dispersos en torno a la curva de referencia por lo que existe un error mayor que en el resto de CQI. Este CQI, a parte de verse afectado por la inexactitud del modelo, no presenta un buen ajuste debido a la insuficiencia de valores BLER-SNR para obtener un valor de β que permita ajustar bien el modelo.

4.1.3. Ajuste de la curva de BLER-SNR para MISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada

En esta ocasión las simulaciones realizadas se corresponden con un escenario que tiene un perfil definido por un esquema de transmisión MISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada. Estas simulaciones se llevan a cabo para 9 CQI, en este caso los CQI correspondientes para el esquema MISO son distintos a los utilizados en SISO y SIMO. En esta ocasión se pueden consultar estos CQI en la Tabla 3.2. Teniendo en cuenta la modulación y tamaño de bloque de estos CQI se realizan las simulaciones que permiten ajustar el modelo mediante la búsqueda del valor de β que minimice la función de error. El valor de β para cada uno de estos CQI se puede consultar en la Tabla 4.3.

CQI	Modulación	Tasa de codificación	Tamaño de bloque	β	**Error**
1	QPSK	0,0762	486	**0,0040**	**1,4512**
3	QPSK	0,1885	1203	**0,0241**	**1,2977**
6	QPSK	0,5879	3753	**0,0025**	**1,4602**
7	16QAM	0,3691	4713	**0,0258**	**2,9346**
8	16QAM	0,4785	6110	**0,0071**	**1,3029**
9	16QAM	0,6016	7681	**0,1389**	**1,1339**
10	64QAM	0,4551	8716	**0,4538**	**0,5553**
12	64QAM	0,6504	12456	**0,1000**	**1,0545**
15	64QAM	0,9258	17731	**0,7459**	**2,4330**

Tabla 4.3: Resultados del ajuste para simulaciones MISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada.

Las curvas se han representado en la Figura 4.3 para ejes con las mismas dimensiones que en los casos anteriores de cara a realizar un análisis comparativo más sencillo. Se puede observar que las curvas AWGN SISO y MISO son similares, con una diferencia entre ambas de $0{,}01 - 0{,}4$ dB de SNR para una misma BLER. Sin embargo, las curvas SIMO están en torno a los 3dB por debajo de MISO y SISO para un mismo valor de BLER. Además, la diversidad de transmisión que ofrece el esquema MISO también consigue ganar 3 dB, porque en recepción se tienen dos réplicas de la misma señal codificadas por Alamouti; sin embargo, para una misma potencia transmitida la señal se debe repartir entre las 2 antenas de transmisión, y cada una recibirá la mitad (3 dB menos). Así, 3 dB de ganancia

en recepción se compensan con los 3 dB de pérdida en transmisión, y el resultado es como en SISO (hay una pequeña diferencia pero se debe a inexactitudes en la decodificación de Alamouti). Así, SISO y MISO tienen el mismo comportamiento mientras SIMO gana 3 dB (considérese que en cada simulación estamos asumiendo un canal fijo).

En estas curvas no se observa un patrón de evolución del error en el ajuste. Casi todos los CQI presentan un error similar, excepto los CQI 7 (con $\beta = 0{,}0258$ y $error = 2{,}9346$) y 15 (con $\beta = 0{,}7459$ y $error = 2{,}4330$). Se puede observar en las gráficas como la curva correspondiente al CQI 7 tiene una región de valores BLER-SNR que no ha podido ajustarse con las simulaciones realizadas ya que ese tramo de la curva cae abruptamente. Tal y como se ha explicado para el caso SISO la probabilidad de que la SNR efectiva caiga en el estrecho intervalo de valores de SNR útiles es muy pequeña por lo que hay pocos puntos útiles que sirven para hacer el ajuste. Lo mismo sucede en el ajuste del modelo para el CQI 15 donde en las simulaciones solamente se han obtenido cuatro valores de SNR efectiva al realizar el ajuste.

4.1.4. Ajuste de la curva de BLER-SNR para SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada

Las simulaciones con perfil SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada se han llevado a cabo porque representan el esquema con mayor grado de idealidad. Esta característica permite que pueda realizarse una comparativa del ajuste del modelo con los casos en los que el canal no es ideal y/o la estimación turbo es no mejorada. Los CQI para este perfil SISO coinciden con los utilizados en el esquema SISO planteado anteriormente. Los resultados obtenidos para el ajuste se recogen en la Tabla 4.4, y se representan en la Figura 4.4.

CQI	Modulación	Tasa de codificación	Tamaño de bloque	β	**Error**
1	QPSK	0,0762	507	**5,9023**	**0,0467**
3	QPSK	0,1885	1255	**2,1381**	**0,1844**
6	QPSK	0,5879	3915	**1,5088**	**0,1509**
7	16QAM	0,3691	4917	**3,5074**	**0,2353**
8	16QAM	0,4785	6374	**3,8599**	**0,1791**
9	16QAM	0,6016	8013	**7,6631**	**0,3181**
10	64QAM	0,4551	9092	**10,8812**	**0,1929**
12	64QAM	0,6504	12995	**24,7348**	**0,0601**
15	64QAM	0,9258	18497	**30,9962**	**0,0371**

Tabla 4.4: Resultados del ajuste para simulaciones SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada.

Al igual que en los casos anteriores la representación de la SNR se realiza en un eje que abarca desde -15 dB a 25 dB y la BLER desde 0,001 a 1. Las curvas AWGN de referencia utilizada para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación no mejorada son aproximadamente iguales a las obtenidas con el mismo tipo de estimación de canal y estimadores mejorados. Sólo para los dos últimos CQI se observa diferencia, el penúltimo CQI para el caso con estimación mejorada muestra una curva de BLER 1 dB por debajo

de la curva con estimación no mejorada. Para el último CQI sucede de forma opuesta, la curva con estimación mejorada está 1 dB por encima que el caso en el cual se utiliza estimación no mejorada.

Como se puede observar en la Figura 4.4, el ajuste obtenido es bastante bueno, cubriendo un amplio rango de valores BLER-SNR. Se puede corroborar en la Tabla 4.4 que el error en el ajuste para cada uno de los casos es pequeño debido a la menor variabilidad de las simulaciones producidas por la estimación de canal ideal y la estimación mejorada. El error de ajuste más significativo es el que ofrece el ajuste de la curva correspondiente al CQI 9. Esta curva tiene una pendiente muy vertical por lo que la probabilidad de que la SNR efectiva caiga en el estrecho intervalo de valores de SNR útiles es pequeña. Además, en este caso influye el empeoramiento del modelo EESM para los CQI con modulación de mayor orden. En esta figura se puede observar la repercursión de la mejora de la estimación turbo. Al contrario que en las curvas anteriores, el ajuste para el caso correspondiente al CQI 1 (con $\beta = 5{,}9023$ y $error = 0{,}0467$) es muy bueno y el error entre los valores de BLER estimados y los correspondientes a la curva AWGN es inapreciable en la representación gráfica. Los CQI 12 (con $\beta = 24{,}7348$ y $error = 0{,}0601$) y 15 (con $\beta = 30{,}9962$ y $error = 0{,}0371$) presentan también buenos resultados de error de ajuste. Tal y como se puede observar en la Figua 4.4, existen suficientes puntos como para realizar un buen ajuste. En este escenario, el único error introducido viene dado por el modelo EESM, que resulta menos exacto conforme aumenta el orden de la modulación.

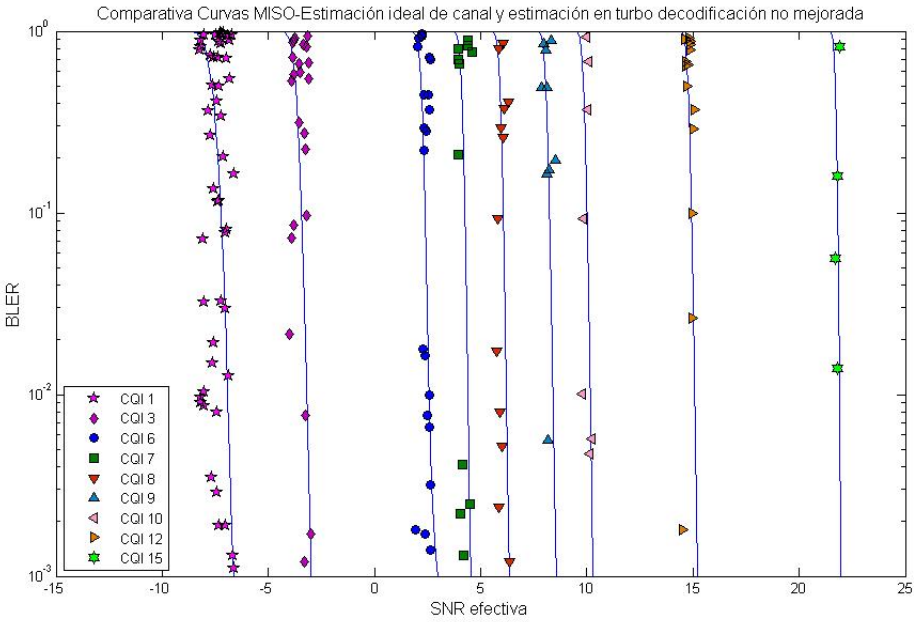

Figura 4.3: Curvas MISO para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada.

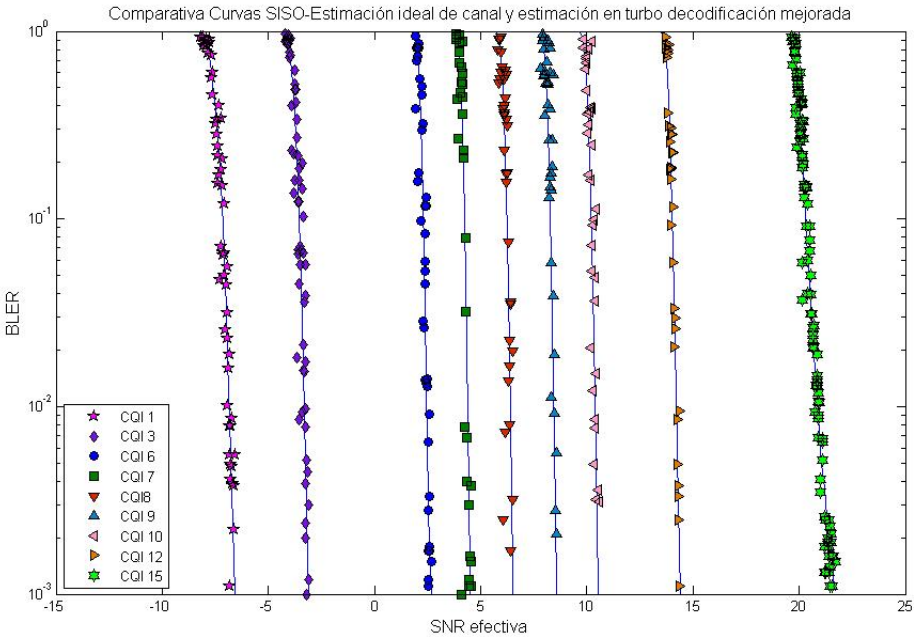

Figura 4.4: Curvas SISO para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada.

4.1.5. Ajuste de la curva de BLER-SNR para MISO con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada

La realización de estas simulaciones siguen la misma motivación que el caso anterior. La simulación de este perfil puede compararse directamente con el caso MISO con estimación turbo no mejorada. Los CQI para estas curvas MISO coinciden con los utilizados en el esquema MISO planteado anteriormente. Los resultados obtenidos para el ajuste se recogen en la Tabla 4.5, y se representan en la Figura 4.5.

CQI	Modulación	Tasa de codificación	Tamaño de bloque	β	**Error**
1	QPSK	0,0762	486	**0,0058**	**0,6401**
3	QPSK	0,1885	1203	**0,0755**	**0,6705**
6	QPSK	0,5879	3753	**0,0069**	**2,1250**
7	16QAM	0,3691	4713	**0,0217**	**1,7288**
8	16QAM	0,4785	6110	**0,0500**	**1,7236**
9	16QAM	0,6016	7681	**0,0100**	**4,0929**
10	64QAM	0,4551	8716	**0,3008**	**0,2333**
12	64QAM	0,6504	12456	**0,7155**	**0,6465**
15	64QAM	0,9258	17731	**0,1955**	**1,2415**

Tabla 4.5: Resultados del ajuste para simulaciones MISO con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada.

La representación de la curva BLER-SNR muestra los resultados en ejes con los mismos rangos de SNR y BLER que en los casos anteriores. Las curvas AWGN son similares, se aprecian diferencias para los dos últimos CQI donde para un mismo valor de BLER las

curva con estimación turbo mejorada ofrecen valores de SNR más bajos, en torno a 1 dB por debajo para los CQI 12 y 15.

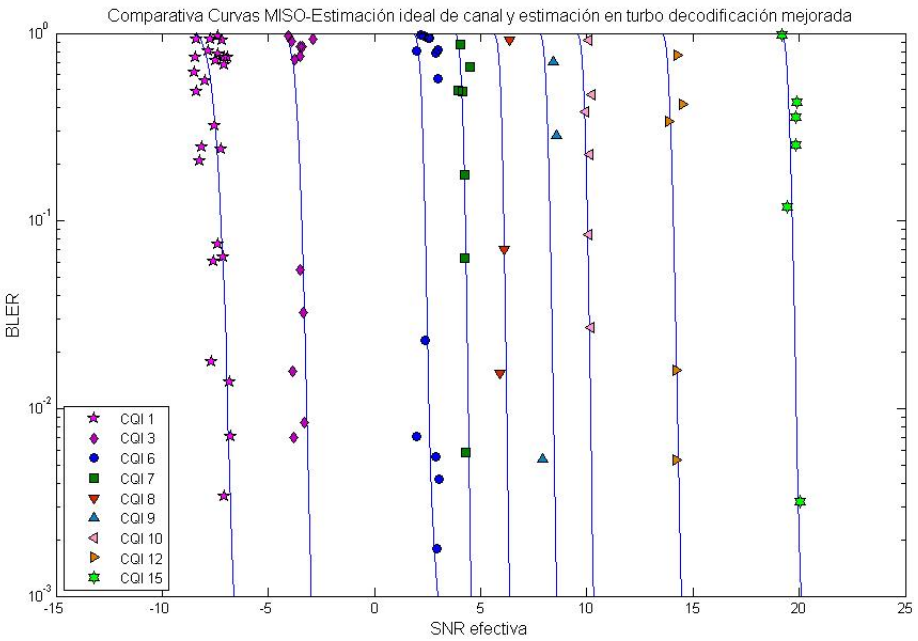

Figura 4.5: Curvas MISO para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada.

Se puede observar en la representación de las curvas que se ha conseguido ajustar muy pocos puntos, debido a que las curvas de BLER son muy verticales. En general, los errores obtenidos son menores que en el caso MISO con estimación no mejorada. Los CQI 6 (con $\beta = 0{,}0069$ y $error = 2{,}1250$) y 9 ($\beta = 0{,}0100$ y $error = 4{,}0929$) presentan un error elevado considerando la mejora de la estimación turbo. Esto es debido a que la cantidad de valores obtenidos en la simulación son insuficientes para realizar un buen ajuste de curvas con pendiente tan pronunciada.

CQI	Modulación	Tasa de codificación	Tamaño de bloque	β	**Error**
1	QPSK	0,0762	507	**0,1288**	**1,5470**
3	QPSK	0,1885	1255	**0,2746**	**0,6864**
6	QPSK	0,5879	3915	**0,3141**	**1,3784**
7	16QAM	0,3691	4917	**1,9236**	**0,9644**
8	16QAM	0,4785	6374	**5,1259**	**0,7462**
9	16QAM	0,6016	8013	**5,0538**	**0,4206**
10	64QAM	0,4551	9092	**7,5314**	**0,6476**
12	64QAM	0,6504	12995	**13,7805**	**0,9010**
15	64QAM	0,9258	18497	**12,6223**	**1,0460**

Tabla 4.6: Resultados del ajuste para simulaciones SISO con estimación de canal real y estimación turbo mejorada.

4.1.6. Ajuste de la curva de BLER-SNR para SISO con estimación de canal real y estimación turbo mejorada

Estas simulaciones están motivadas por el hecho de que los estudios de este tipo suelen realizarse para escenarios ideales. En esta ocasión, se ha decido introducir estimación de canal real en el escenario a simular, con el objetivo de realizar una comparativa con los casos planteados en las secciones anteriores. Los resultados obtenidos en el ajuste se recogen en la Tabla 4.6 y en la Figura 4.6.

La representación de las curvas se realiza en ejes de las mismas dimensiones que en los casos anteriores. Las curvas de referencia AWGN utilizadas para realizar estos ajustes en el caso SISO con estimación de canal ideal están 1 dB por debajo de las curvas obtenidas para estimación de canal real.

Tal y como se observa en la Figura 4.6, la estimación de canal real introduce mucha variabilidad en los resultados de las simulaciones, que se refleja en el ajuste del modelo. A pesar de esto, el error promedio obtenido en cada caso es bastante bajo, tal y como queda recogido en la tabla de resultados.

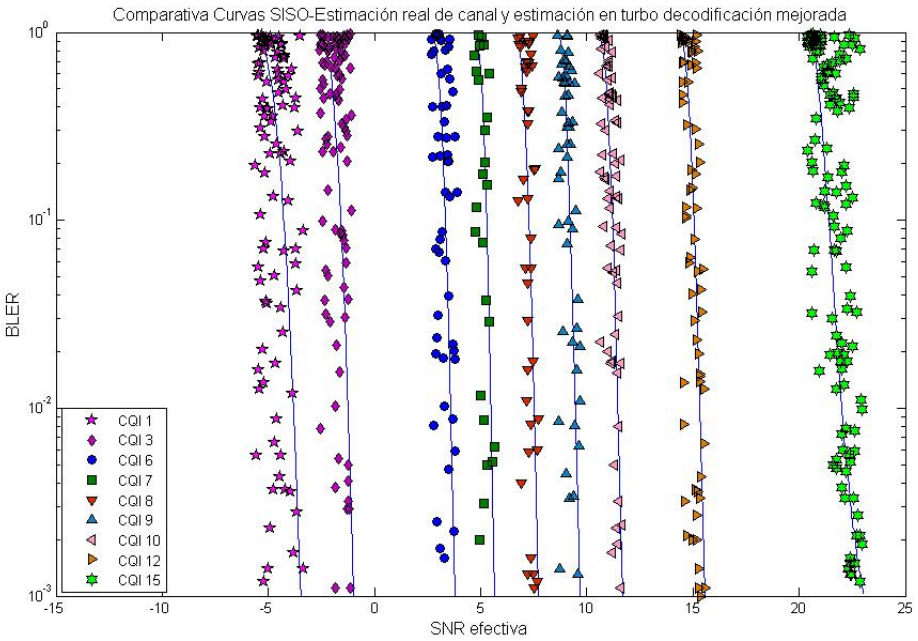

Figura 4.6: Curvas SISO para simulaciones con estimación de canal real y estimación turbo mejorada.

4.2. Validación del modelo EESM para los distintos escenarios

En esta sección se validan los resultados del ajuste. Para ello se utiliza el valor del coeficiente β calculado en cada escenario para realizar el ajuste sobre un nuevo conjunto de datos de validación, obtenido mediante nuevas simulaciones independientes.

4.2.1. Validación de la curva BLER SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada

Comparando los resultados de ajuste y validación en las Figuras 4.4 y 4.7, se puede observar que el ajuste obtenido con el conjunto de simulaciones de validación es bastante bueno y se aproxima a los resultados obtenidos con el conjunto de entrenamiento. Los resultados numéricos muestran como en general el error obtenido en el ajuste con el conjunto de validación con el parámetro β obtenido previamente es mayor que para el conjunto de simulaciones de prueba, pero sigue siendo bajo. Los CQI 1 y 12 muestran un error menor en el ajuste, esto se debe a que las simulaciones para realizar el ajuste son insuficientes para obtener un β óptimo, de modo que al evaluarlo con el conjunto de validación, es posible obtener un error menor porque no hemos sobreajustado el valor de β al conjunto de entrenamiento. Por otro lado, este resultado y los de las siguientes secciones sugieren que el ajuste del parámetro β es muy dependiente del conjunto de entrenamiento utilizado.

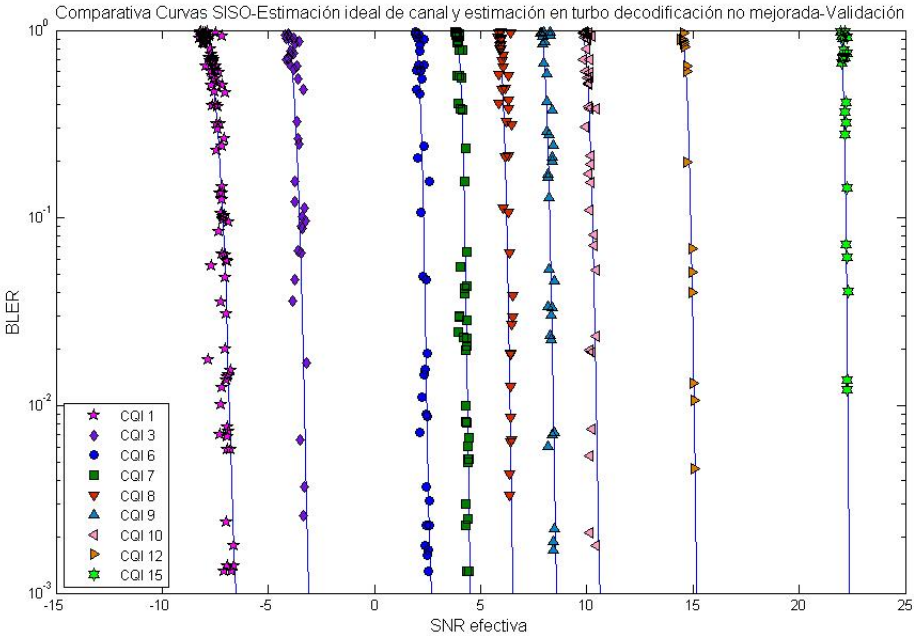

Figura 4.7: Validación SISO para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada.

CQI	Modulación	Tasa de codificación	Tamaño de bloque	β	**Error**
1	QPSK	0,0762	507	**0,0891**	**0,1184**
3	QPSK	0,1885	1255	**0,2335**	**0,3730**
6	QPSK	0,5879	3915	**0,6998**	**0,4392**
7	16QAM	0,3691	4917	**1,1450**	**0,3937**
8	16QAM	0,4785	6374	**2,0087**	**0,5648**
9	16QAM	0,6016	8013	**3,1345**	**0,4552**
10	64QAM	0,4551	9092	**4,9945**	**0,4328**
12	64QAM	0,6504	12995	**15,4644**	**0,0316**
15	64QAM	0,9258	18497	**94,2007**	**0,4458**

Tabla 4.7: Resultados de la validación para simulaciones SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada.

4.2.2. Validación de la curva BLER SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada para perfil vehicular

La representación de las curvas en la Figura 4.8 para un conjunto de validaciones obtenidas con un perfil de comunicaciones vehicular con la β obtenida en el proceso de ajuste es notablemente peor que para un perfil pedestrian. El mal ajuste de estas curvas se puede verificar observando los resultados numéricos recogidos en la Tabla 4.8. El error de la curva SISO en el caso vehicular, es en la mayoría de los casos hasta una unidad de error mayor que en el caso de la curva para simulaciones con perfil pedestrian. Por lo tanto, la β obtenida en el proceso de ajuste es menos fiable para perfiles vehicular.

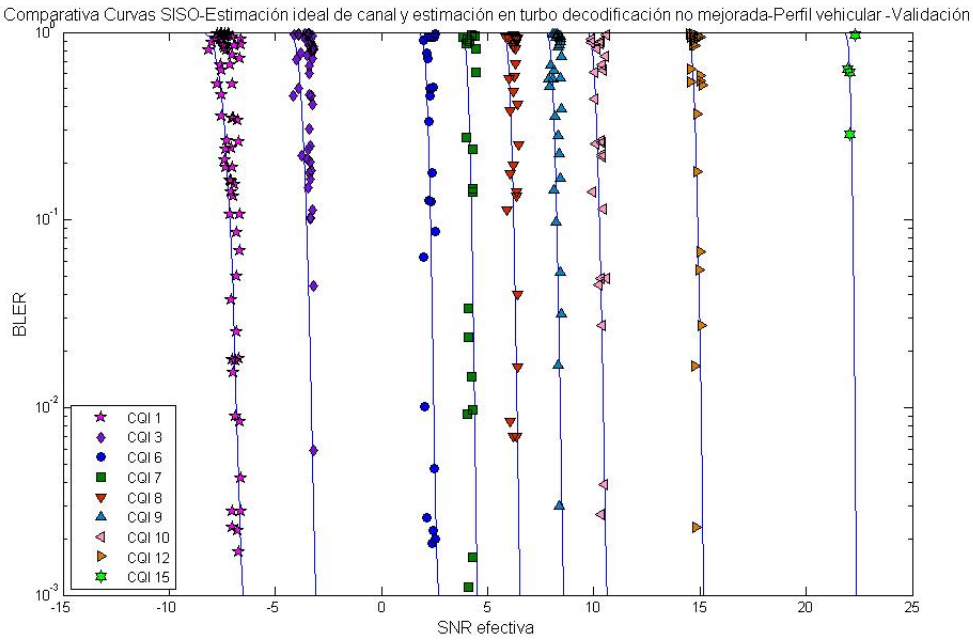

Figura 4.8: Validación SISO para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada para perfil vehicular.

CQI	Modulación	Tasa de codificación	Tamaño de bloque	β	**Error**
1	QPSK	0,0762	507	**0,0891**	**0,7241**
3	QPSK	0,1885	1255	**0,2335**	**1,6132**
6	QPSK	0,5879	3915	**0,6998**	**1,5410**
7	16QAM	0,3691	4917	**1,1450**	**1,8540**
8	16QAM	0,4785	6374	**2,0087**	**1,2429**
9	16QAM	0,6016	8013	**3,1345**	**1,5121**
10	64QAM	0,4551	9092	**4,9945**	**1,2013**
12	64QAM	0,6504	12995	**15,4644**	**1,2590**
15	64QAM	0,9258	18497	**94,2007**	**1,1235**

Tabla 4.8: Resultados de la validación para simulaciones SISO con perfil vehicular y con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada.

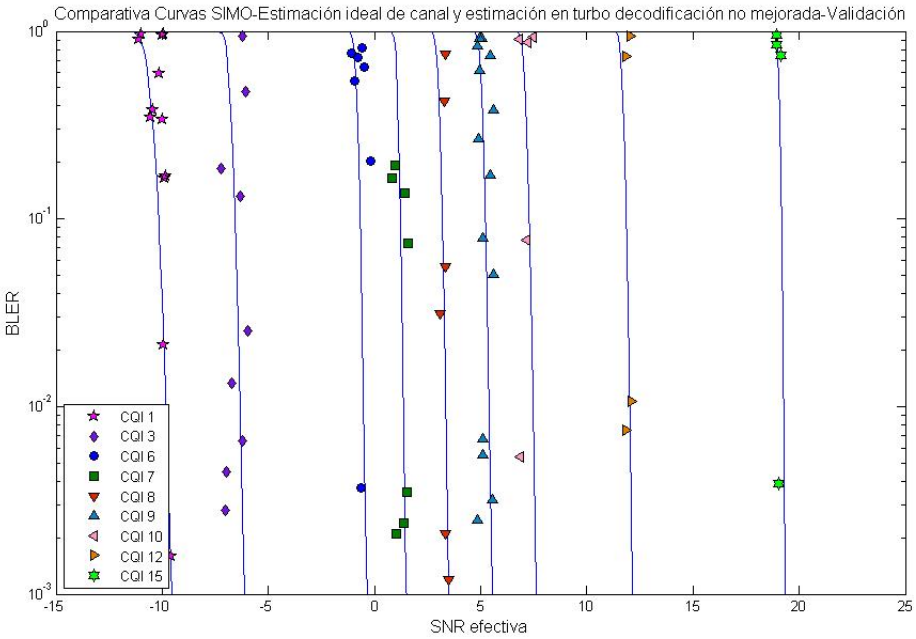

Figura 4.9: Validación SIMO para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada.

4.2.3. Validación de las curvas BLER SIMO y MISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada

En las Figuras 4.9 y 4.10 se observan los resultados de validación para los casos SIMO y MISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada. En la validación de este modelo con simulaciones independientes, se puede corroborar que el conjunto de simulaciones obtenidos para llevar a cabo el ajuste no tiene suficientes valores de BLER como para obtener un valor de β fiable. Este hecho es difícil de observar en la representación de las gráficas. Las Tablas 4.9 y 4.10 correspondientes al ajuste de estas curvas para el conjunto de validación, muestran que en la mayoría de los casos el error es mucho mayor que el obtenido para el conjunto de prueba representado en las Figuras 4.2 y 4.3. Sin embargo, para ciertos CQI el error respecto de la curva de referencia es menor

para el caso de validación que en el de prueba. Esto se debe a que β es muy dependiente de los resultados obtenidos, y puede coincidir que ajuste mejor con el conjunto de validación.

CQI	Modulación	Tasa de codificación	Tamaño de bloque	β	**Error**
1	QPSK	0,0762	507	**0,0021**	**0,9951**
3	QPSK	0,1885	1255	**0,0004**	**4,1765**
6	QPSK	0,5879	3915	**0,0182**	**1,4277**
7	16QAM	0,3691	4917	**0,0641**	**2,2390**
8	16QAM	0,4785	6374	**0,0332**	**0,8258**
9	16QAM	0,6016	8013	**0,0050**	**2,6433**
10	64QAM	0,4551	9092	**0,0145**	**3,3816**
12	64QAM	0,6504	12995	**0,0967**	**0,9017**
15	64QAM	0,9258	18497	**2,9192**	**0,9685**

Tabla 4.9: Resultados de la validación para simulaciones SIMO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada.

CQI	Modulación	Tasa de codificación	Tamaño de bloque	β	**Error**
1	QPSK	0,0762	486	**0,0040**	**2,1231**
3	QPSK	0,1885	1203	**0,0241**	**2,9912**
6	QPSK	0,5879	3753	**0,0025**	**1,7682**
7	16QAM	0,3691	4713	**0,0258**	**1,2344**
8	16QAM	0,4785	6110	**0,0071**	**4,0432**
9	16QAM	0,6016	7681	**0,1389**	**1,1552**
10	64QAM	0,4551	8716	**0,4538**	**0,2161**
12	64QAM	0,6504	12456	**0,1000**	**1,7052**
15	64QAM	0,9258	17731	**0,7459**	**0,6037**

Tabla 4.10: Resultados de la validación para simulaciones MISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada.

4.2.4. Validación de la curva BLER SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada

En la Figura 4.11 se muestran las curvas de validación para el escenario SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada. El ajuste de estas curvas de BLER con el conjunto de validación es bastante bueno y la representación de estas curvas es similar a la representación obtenida con el conjunto de ajuste. La Tabla 4.11 recoge los resultados de la validación, y muestra que el error obtenido en el ajuste de las curvas de validación es mayor en la mayoría de los casos que en las curvas correspondientes al conjunto de simulaciones de prueba. El ajuste de la curva para el conjunto de validación del segundo CQI, sin embargo, muestra un error menor que el que muestra el ajuste de la misma curva.

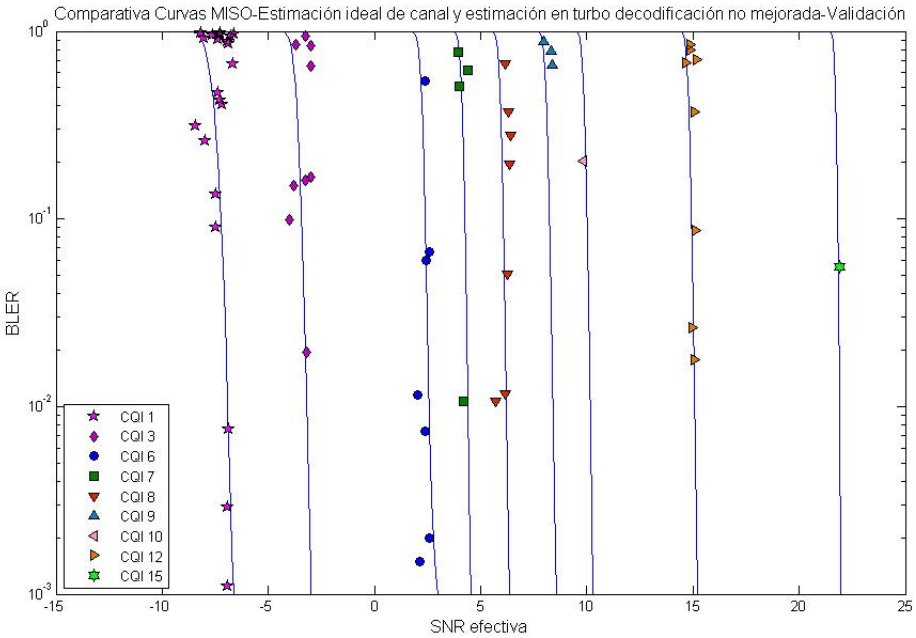

Figura 4.10: Validación MISO para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada.

CQI	Modulación	Tasa de codificación	Tamaño de bloque	β	**Error**
1	QPSK	0,0762	507	**5,9023**	**0,0500**
3	QPSK	0,1885	1255	**2,1381**	**0,1604**
6	QPSK	0,5879	3915	**1,5088**	**0,1727**
7	16QAM	0,3691	4917	**3,5074**	**0,3970**
8	16QAM	0,4785	6374	**3,8599**	**0,2162**
9	16QAM	0,6016	8013	**7,6631**	**0,7240**
10	64QAM	0,4551	9092	**10,8812**	**0,6052**
12	64QAM	0,6504	12995	**24,7348**	**0,4405**
15	64QAM	0,9258	18497	**30,9962**	**0,0426**

Tabla 4.11: Resultados de la validación para simulaciones SISO con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada.

4.2.5. Validación de la curva BLER MISO con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada

Con este conjunto de validación, el ajuste no es demasiado bueno con respecto a los resultados obtenidos en el ajuste. En los resultados de validación para los CQI 7, 8, 12 y 15 se puede observar que el error que presenta el modelo respecto a la curva AWGN es menor para el conjunto de validación que para el caso original de ajuste. Esta información indica que probablemente el conjunto de simulaciones utilizadas para realizar el ajuste no es suficiente para encontrar un valor de β que nos dé un modelo mejor ajustado a la curva de referencia.

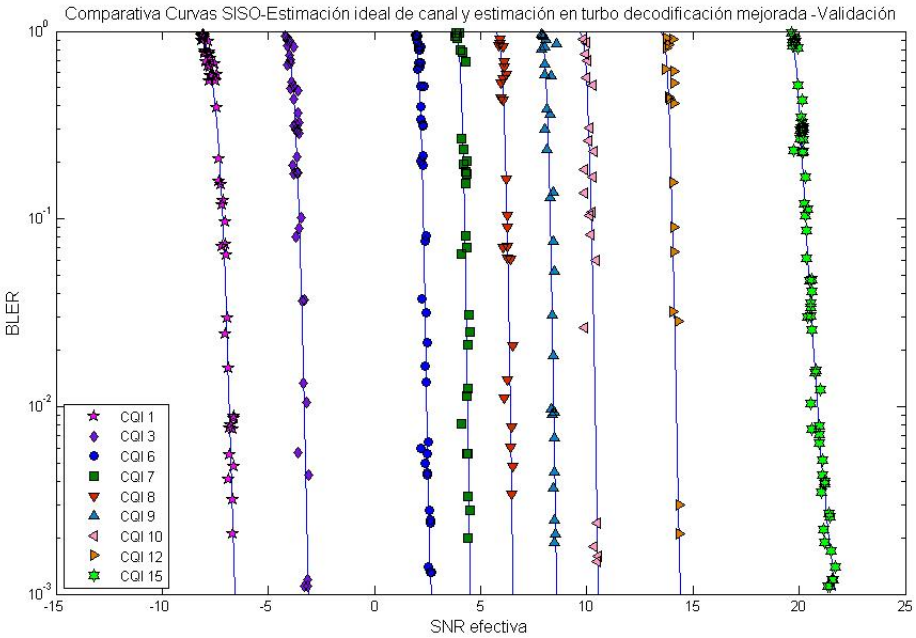

Figura 4.11: Validación SISO para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada.

CQI	Modulación	Tasa de codificación	Tamaño de bloque	β	**Error**
1	QPSK	0,0762	486	**0,0058**	**2,0162**
3	QPSK	0,1885	1203	**0,0755**	**2,1100**
6	QPSK	0,5879	3753	**0,0069**	**2,3812**
7	16QAM	0,3691	4713	**0,0217**	**0,5319**
8	16QAM	0,4785	6110	**0,0500**	**1,4470**
9	16QAM	0,6016	7681	**0,0100**	**6,9707**
10	64QAM	0,4551	8716	**0,3008**	**3,3340**
12	64QAM	0,6504	12456	**0,7155**	**0,1881**
15	64QAM	0,9258	17731	**0,1955**	**0,3950**

Tabla 4.12: Resultados de la validación para simulaciones MISO con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada.

4.2.6. Validación de la curva BLER SISO con estimación de canal real y estimación turbo mejorada

La comparativa para estas curvas (Figuras 4.6 y 4.13) es similar a la anterior. La representación de ambas gráficas es similar, apreciándose el error en los valores de BLER Vs SNR debido a los efectos introducidos por la estimación de canal real. Los resultados numéricos muestran con exactitud el error obtenido en el ajuste de las curvas de validación. Se verifica que es mayor que el obtenido en el ajuste de las curvas de simulaciones de prueba.

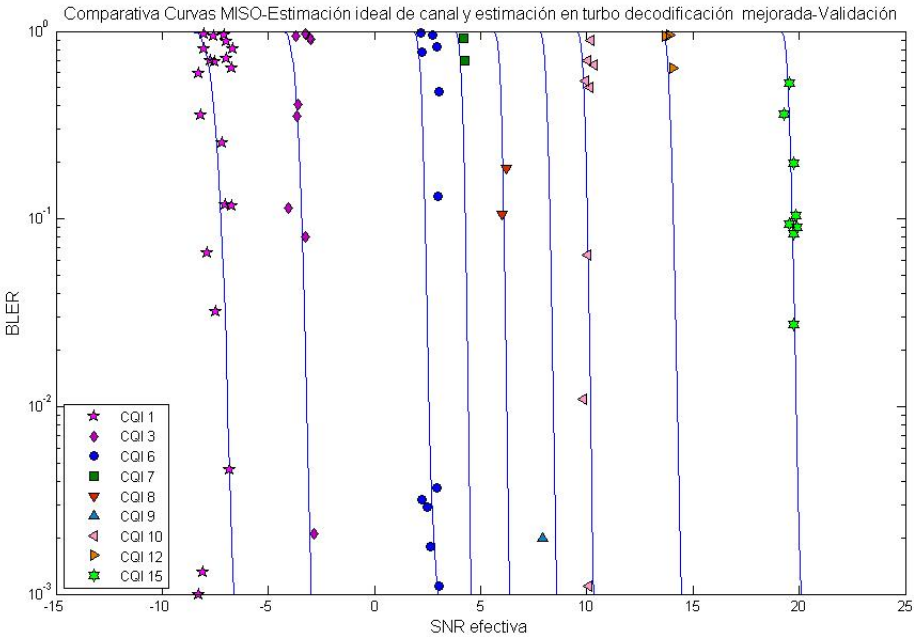

Figura 4.12: Validación MISO para simulaciones con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada.

CQI	Modulación	Tasa de codificación	Tamaño de bloque	β	**Error**
1	QPSK	0,0762	507	**0,1288**	**1,9191**
3	QPSK	0,1885	1255	**0,2746**	**1,2113**
6	QPSK	0,5879	3915	**0,3141**	**2,6784**
7	16QAM	0,3691	4917	**1,9236**	**1,4880**
8	16QAM	0,4785	6374	**5,1259**	**1,0857**
9	16QAM	0,6016	8013	**5,0538**	**0,8995**
10	64QAM	0,4551	9092	**7,5314**	**0,7431**
12	64QAM	0,6504	12995	**13,7805**	**1,0154**
15	64QAM	0,9258	18497	**12,6223**	**1,1649**

Tabla 4.13: Resultados de la validación para simulaciones SISO con estimación de canal real y estimación turbo mejorada.

4.3. Comparativa de resultados

La realización de las simulaciones se ha llevado a cabo con el objetivo de poder ser comparadas entre sí y obtener conclusiones sobre el ajuste mediante el modelo EESM. A continuación se realiza una comparativa de las gráficas obtenidas. Comparando las curvas para los casos SISO, SIMO y MISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada, se puede observar que el mejor ajuste obtenido se corresponde con el caso de la modulación SISO. Esto se debe a la verticalidad de las curvas: la curva de SISO es mucho menos pronunciada que en los otros casos y la búsqueda del parámetro β para realizar el ajuste del modelo es más sencilla. Para las otras gráficas el ajuste es más complicado debido a que es necesario un número muy elevado de simulaciones para obtener resultados que nos permitan encontrar la mejor β posible que ajuste el modelo a

esas curvas tan verticales. En consecuencia, la validación de los modelos sobre conjuntos de simulaciones independientes de los mismos escenarios, ofrece mejores resultados para el caso SISO que para los otros dos casos. El modelo obtenido para el caso SISO generaliza mucho mejor que el de los otros dos casos, ofreciendo valores de error de similares a los obtenidos en el proceso de ajuste. Sin embargo, la validación del modelo SISO obtenido sobre un escenario similar pero con perfil de canal EVA no ofrece tan buenos resultados. En cuanto a los casos SIMO y MISO, las curvas SIMO están situadas en un rango de SNR con valores menores que los valores donde se sitúan las curvas MISO, por ello el error respecto a la curvas de referencia para las curvas SIMO ajustadas de los primeros CQI dan lugar a un error mayor que el ajuste de las curvas MISO para esos mismos CQI. El modelo para estos dos casos llega ofrecer errores de BLER entorno a 4 para algunos CQI como el CQI 3(con $\beta = 0,0004$ y $error = 4,1765$) en SIMO y el CQI 8 (con $\beta = 0,0071$ y $error = 4,0432$). Por otro lado, en las gráficas de validación para esos dos escenarios se pueden observar curvas para las que se han obtenido muy pocos valores, en consecuencia, el error es bajo ya que los pocos puntos que se ajustan lo han hecho bien, es lo que sucede por ejemplo con el CQI 15 en ambos escenarios.

Realizando una comparativa de las curvas SISO, entre las que siguen el escenario con estimación de canal ideal y estimación turbo mejorada, y las que siguen el escenario con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada, las primeras presentan un error respecto a las curvas de referencia un orden menor que el error que presentan las segundas. La mejora introducida en la estimación turbo no se aprecia en los CQI intermedios ya que el ajuste se sigue viendo afectado por la creciente inexactitud del modelo EESM con el orden de las modulaciones. En cuanto a los conjuntos de validación, ambos modelos generalizan bien ante conjuntos de valores independientes a los obtenidos en el ajuste.

Comparando los resultados obtenidos en el ajuste para los escenarios SISO con estimación de canal ideal y estimación de canal real, ambos con estimación turbo no mejorada, se puede observar que para el primer caso el ajuste es mucho mejor que en el segundo caso donde a pesar de haber obtenido suficientes simulaciones para ajustar de forma adecuada las curvas, los resultados no son óptimos debido al error introducido por la estimación de canal real. En cuanto a la validación, el modelo para el caso con estimación de canal ideal generaliza mucho mejor que el caso que utiliza estimación de canal real, esto puede observarse tanto en la representación gráfica de ambas curvas como en los resultados numéricos presentados en las tablas anteriores.

Analizando las curvas para los escenarios MISO con estimación de canal ideal y estimación turbo no mejorada por un lado, y con estimación turbo mejorada por otro, como cabe esperar en los CQI más bajos el error introducido por la estimación turbo no mejorada desaparece al utilizar estimación turbo mejorada. En los CQI intermedios para el caso que utiliza estimación turbo mejorada se observa un incremento del error respecto a los CQI más bajos debido al peor ajuste del modelo EESM para modulaciones más altas. En los tres últimos CQI no se observa un aumento del error con respecto a la estimación turbo mejorada. En este caso el error es menor y no se aprecia el empeoramiento debido al ajuste del modelo EESM como en los CQI intermedios. Para estos tres CQI el error es mayor para las curvas con estimación turbo no mejorada ya que no solo influye este tipo de estimación en el error presentado, sino también el error introducido por utilización del modelo EESM para modulaciones de mayor orden. En cuanto a la validación, ninguno de

los dos modelos generaliza bien, tal y como se observa en las tablas de resultados. Para ambos casos los errores presentados, en general, son mayores que en el caso del ajuste del modelo.

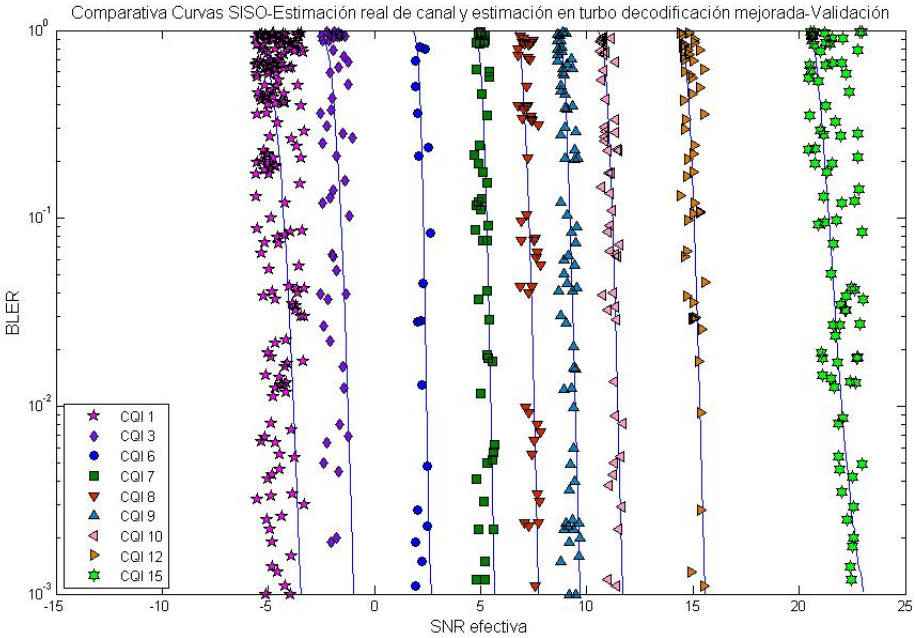

Figura 4.13: Validación SISO para simulaciones con estimación de canal real y estimación turbo mejorada.

4.4. Análisis de sensibilidad del parámetro β

En este apartado se evalúa la sensibilidad de β. Este análisis consiste en obtener variaciones porcentuales de β y observar cómo varía el error en el ajuste. En esta ocasión se han utilizado 13 valores de β distintos (desde 0,7 a 1,3), variando su valor desde un $-30\,\%$ a un $30\,\%$. Este análisis se centra en los casos en los que se han realizado simulaciones SISO con estimación de canal ideal y estimación de canal real, ambos casos con estimación mejorada. Las gráficas que se analizan en los siguientes apartados muestran la desviación relativa del error (error obtenido para un valor de β dividido por el error obtenido para el β óptimo) frente a la desviación relativa de β (valor de β dividido por el valor de β óptimo).

4.4.1. Análisis de sensibilidad del parámetro β en el ajuste de curvas SISO con estimación de canal ideal y estimación mejorada

La Figura 4.14 muestra la desviación relativa del error frente a la desviación relativa de β. Obviamente todas las curvas pasan por el punto $(1, 1)$ que se corresponde al valor

del error relativo con el β óptimo. Se observa que el error no es excesivamente sensible ante variaciones del valor de β para la mayoría de los CQI (oscila entre $2,69$ y $0,44$). Sin embargo, los casos correspondientes a los CQI 6 y 15 muestran valores de error que superan el rango de valores mencionado. El CQI 6 alcanza un error de $7,71$ para un valor de β relativo $1,25$. Por otro lado, el CQI 15 ofrece un error máximo de $10,59$ para un valor de β relativo $0,7$. Esto indica en ambos casos que el error para ese valor de β difiere significativamente del obtenido en el proceso de ajuste. Es decir, la sensibilidad del error respecto a β es elevada para estos CQI. Otros CQI como el 9, el 12 y el 7 muestran errores relativos por debajo de la unidad, lo que indica que el error obtenido en el nuevo ajuste de la curva con el nuevo valor de β es mejor que con el valor original. El valor de β depende mucho del conjunto de entrenamiento utilizado por lo que el β óptimo para un conjunto no lo es para otro.

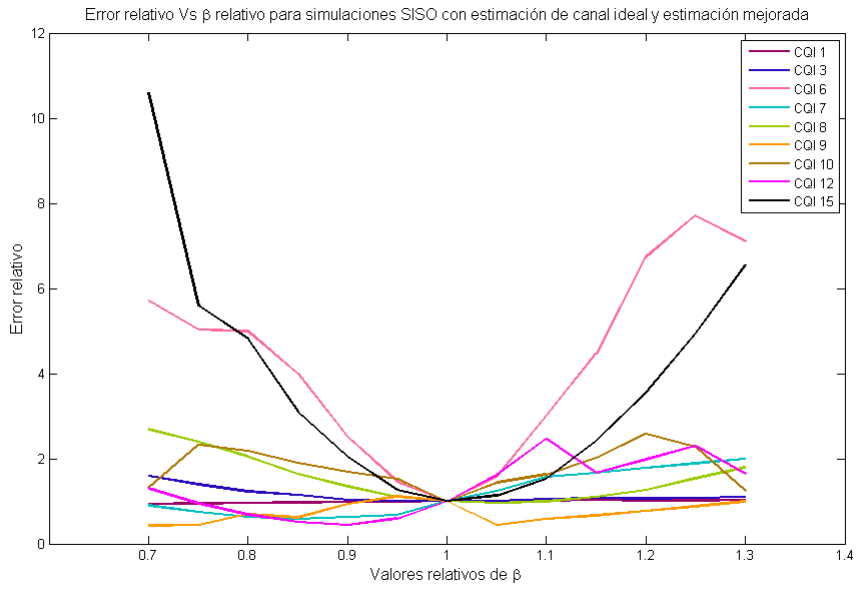

Figura 4.14: Análisis de sensibilidad del parámetro β en el ajuste de curvas SISO con estimación de canal ideal y estimación mejorada.

4.4.2. Análisis de sensibilidad del parámetro β en el ajuste de curvas SISO con estimación de canal real y estimación mejorada

En la Figura 4.15 se muestran unas curvas más acotadas que en el caso de estimación ideal de canal. El error máximo es $1,70$ para una β relativa de $0,85$ para el ajuste correspondiente al CQI 9. El mínimo se da para el CQI 6, es $0,51$ para un valor de β relativo de $1,3$. Al contrario que en el caso con estimación ideal de canal el CQI 15 con estimación real es bastante estable ya que los valores de error relativos están en torno a 1 para todos los valores de β relativos posibles, esto indica que los ajustes obtenidos con los nuevos parámetro de β son similares al ajuste realizado en la fase de entrenamiento, y que por lo tanto el error, no es sensible a variaciones de β. Este caso muestra mínimos en las curvas

por debajo de 1, es decir, se obtienen ajustes mejores para uno de los nuevos valores de β. De nuevo, esto refleja que es necesario un mayor número de simulaciones para encontrar un valor de β óptimo que permita realizar un buen ajuste del modelo EESM respecto a la curva de referencia.

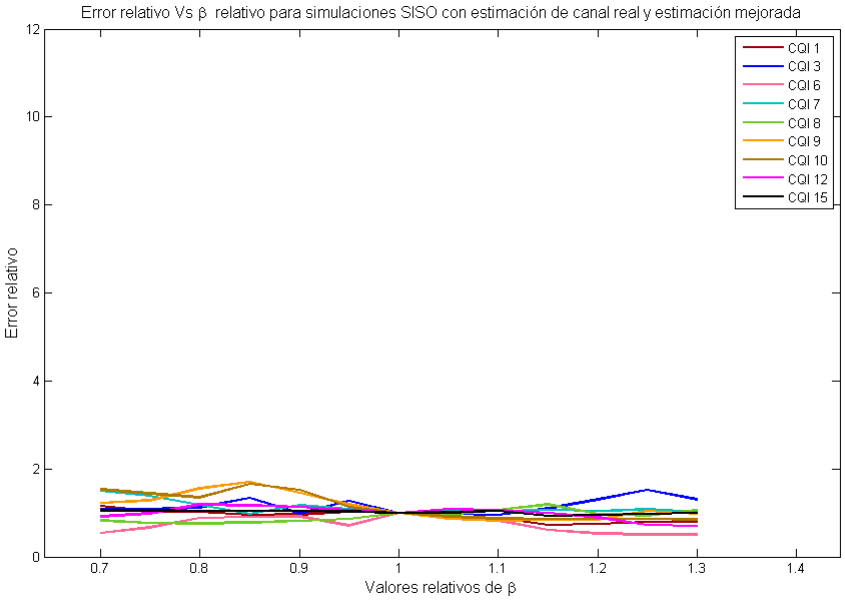

Figura 4.15: Análisis de sensibilidad del parámetro β en el ajuste de curvas SISO con estimación de canal real y estimación mejorada.

Capítulo 5

Conclusiones y Líneas futuras

5.1. Conclusiones

Este proyecto se sitúa dentro del marco de la investigación dedicada a los sistemas de comunicaciones móviles de cuarta generación desarrollada por Telefónica I+D para Telefónica España. De forma general, en este proyecto se han analizado las prestaciones del modelo EESM para la interfaz L2S. El objetivo principal ha sido caracterizar y analizar la interfaz L2S para diferentes escenarios definidos a nivel de enlace. Para ello se han implementado y analizado las fases de compresión de la información y mapeo necesarias para la elaboración de dicha interfaz. Para ajustar, evaluar y validar el comportamiento de la interfaz se han realizado simulaciones de ajuste y validación según los escenarios descritos en la Sección 3.3.2. Después de llevar a cabo el trabajo experimental se ha procedido al análisis de resultados del cual se han podido extraer diversas conclusiones:

En primer lugar, hay que destacar que el ajuste con un único parámetro es difícil, y su calidad depende mucho de la suavidad con la que disminuye la curva BLER. Si la curva BLER cae en muy pocos dB, existen pocos resultados de BLER válidos y el ajuste es complicado. Si la curva BLER es más suave, el ajuste mejora. Por tanto, aquellos CQI cuya BLER cae de forma abrupta requieren un mayor número de simulaciones que otros.

Por otro lado, la calidad del ajuste de las curvas se ve claramente influenciada por la variabilidad de los resultados de BLER de las simulaciones para cada escenario. En los casos en los que el ruido es menor, la estimación de canal es ideal, y se usa una estimación mejorada para el decodificador turbo, se obtienen, no solamente mejores resultados de BLER, sino mejores resultados en el ajuste. Esto es debido a que según aumenta la aleatoriedad en los parámetros de la simulación (por ejemplo más ruido o mayor error en la estimación de canal) los resultados de BLER varían más de una realización a otra, porque dependen de un mayor número de variables aleatorias. En las gráficas presentadas en estos casos se observa una mayor dispersión de los puntos de BLER-SNReff (comparar por ejemplo las Figuras 4.4 y 4.6). En estos casos, por tanto, sería necesario aumentar el número de simulaciones con el fin de poder obtener un ajuste promedio adecuado. En la validación se ha observado que los resultados obtenidos para cada escenario son

muy distintos, aunque en las mayoría de las simulaciones se observa que el ajuste de β generaliza moderadamente bien. En general, cuando el ajuste inicial no ha sido muy bueno, el error en validación se asemeja mucho al del entrenamiento, e incluso lo puede mejorar. Esto es debido a que cuando el ajuste de la curva es muy bueno, se puede decir que el parámetro β está sobreajustado al conjunto de entrenamiento, reduciendo la capacidad de generalización del modelo.

Por otro lado, la disparidad de resultados parece indicar que el valor de β y el error del ajuste son muy dependientes del conjunto de SNR generadas (el conjunto de entrenamiento), por lo que sería necesario contar con un mayor número de simulaciones (y el consiguiente tiempo de computación) para poder extraer conclusiones más precisas de los métodos EESM.

5.2. Líneas Futuras

Uno de los problemas principaless de cara a obtener un resultado óptimo en el ajuste del modelo EESM es la insuficiencia de valores en aquellos escenarios donde la pendiente de la curva de BLER cae muy abruptamente. De cara a solucionar este problema se plantean dos técnicas: por un lado, la técnica de muestreo enfatizado, por otro, la normalización del canal.

- El muestreo "enfatizado" (del inglés *Importance Sampling*) es uno de los métodos secuenciales de Montecarlo más conocidos. Esta técnica se utiliza para estimar la esperanza de una función después de haber obtenido una serie de muestras o para obtener una estimación de la distribución de probabilidad. Para solventar el problema que aquí se plantea, esta técnica permite compensar el número de veces que aparece una muestra por el número de veces que debería aparecer. De este modo se podrían obtener estimaciones de β menos dependientes del conjunto de entrenamiento.
- La normalización del canal consiste en mantener el mismo perfil en frecuencia del canal variando su magnitud absoluta, de forma que la SNR efectiva caiga siempre dentro del intervalo útil. Esto no cambia la estadística del canal de entrada (si es Pedestrian, Vehicular,etc.), sólo se aplicaría una constante de normalización al canal que evitaría tener que desecharla a posteriori si la SNR se sale del intervalo útil.

El modelo EESM realiza un ajuste que permite generalizar bien. Sin embargo, existen modelos de compresión más complejos que los analizados en la Sección 2.3.3 que introducen mejoras. El modelo *Mutual Information based exponential SNR Mapping* (MIESM) es uno de ellos y también se estudia en la literatura. Sin embargo, es menos utilizado en la práctica por su complejidad.

Los resultados del ajuste podrían mejorarse implementando un algoritmo de búsqueda global, en lugar de un algoritmo de búsqueda local como el utilizado en este proyecto.

La obtención de muchas más simulaciones mejoraría los resultados notablemente. El simulador utilizado requiere de mucho tiempo para ofrecer resultados de cada escenario,

por lo que para realizar más simulaciones se requerirían máquinas más potentes y más CPU trabajando en paralelo.

Generalmente, los estudios realizados sobre la caracterización de la interfaz L2S se realizan a partir de escenarios ideales. Por ello, un aspecto interesante a tratar es la simulación de escenarios en los que se implemente estimación de canal real, ya que de cara a la planificación de redes ofrece unos resultados más realistas. Por otro lado, también resulta interesante el estudio de las prestaciones de L2S para otros escenarios que consideren, el enlace de subida, MIMO con multiplexación espacial, etc.

Bibliografía

[1] 3GPP. *3GPP TR 25.913, Requirements for evolved UTRA and evolved UTRAN.* 3GPP, 2006.

[2] 3GPP. *3GPP TS 36.521-1 V0.2.0.* 3GPP, 2008.

[3] 3GPP. *3GPP TS 21.101 V8.4.0.* 3GPP, 2012.

[4] 3GPP. *LTE Technical Specification*, 2012.

[5] Ramón Agusti, Francisco Bernard, Fernando Casadevall, Ramon Ferrús, Jordi Pérez-Romero, y Oriol Sallent. *LTE: Nuevas tendencias en comunicaciones móviles.* Fundación Vodafone España, 2010.

[6] Siavash M. Alamouti. *A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications.* IEEE, 1998.

[7] Dhananjay Gore Arogyaswami Paulraj, Rohit Nabar. *Introduction to Space-Time Wireless Communications.* Cambridge University Press, 2003.

[8] Daniel S. Baum, Hassan El-Sallabi, Tommi Jämsä, Juha Meinilä, Pekka Kyösti, Xiongwen Zhao, Daniela Laselva, Jukka-Pekka Nuutinen, Lassi Hentilä, Pertti Vainikainen, Jarmo Kivinen, Lasse Vuokko, Per Zetterberg, Mats Bengtsson, Kai Yu, Niklas Jaldén, Terhi Rautiainen, Kimmo Kalliola, Marko Milojevic, Christian Schneider, y Jan Hansen. *Winner Final Report on Link Level and System Level Channel Models*, volume 26. Information Society Technologies, 2005.

[9] Yufei W. Blankenship, Philippe J. Sartori, Brian K. Classon, Vip Desai, y Kevin L. Baum. *Link Error Prediction Methods for Multicarrier Systems.* IEEE, 2004.

[10] H. Bolcskei, D. Gesbert, C. Papadias, y A. van der Veen. *Space-Time Wireless Systems.* Cambridge University Press, 2006.

[11] Karsten Brueninghaus, David Astdlyt, Thomas Silzert, Samuli Visuri, Angeliki Alexiou, Stephan Karger, y Gholam-Ali Seraji. *Link Performance Models for System Level Simulations of Broadband Radio Access Systems*, volume 15. IEEE, 2005.

[12] Francisco Rodrigo Porto Cavalcanti y Sören Andersson. *Optimizing Wireless Communication Systems.* Springer, 2011.

[13] Dialogic Corporation. *LTE: A New Competitive Paradigm for Mobile Broadband.* Dialogic white paper, 2009.

[14] Dirección de Comunicación Corporativa de Telefónica España. *Telefónica comienza a prestar servicios LTE a sus grandes clientes de Madrid y Barcelona.* Sala de prensa de Telefónica España, 2011.

[15] Dirección de Comunicación Corporativa de Telefónica España. *Telefónica España consigue 70 MHz en la subasta de espectro con una inversión de 668 millones de euros.* Sala de prensa de Telefónica España, 2011.

[16] S. N. Diggavi, N. Al-Dhahir, A. Stamoulis, y A.R. Calderbank. *Great Expectations: The Value of Spatial Diversity in Wireless Networks.* 2004.

[17] Agencia EFE. *Telefónica inicia el despliegue europeo en ciudades de banda ancha móvil LTE.* Expansión, 2012.

[18] Ericsson. *System-level evaluation of OFDM: further considerations.* TSG-RAN WG1 35, 2003.

[19] FORSK. *Atoll,Radio Planning Optimisation Software*, 3.1 edition, 2011.

[20] Andrea Goldsmith. *Wireless Communications.* Cambridge University Press, 2005.

[21] Zakaria Hanzaz y Dieter Schotten. *Performance evaluation of Link to system interface for Long Term Evolution system.* IEEE, 2011.

[22] Xin He, Kai Niu, Zhiqiang He, y Jiaru Lin. *Link Layer Abstraction in MIMO-OFDM System.* IEEE, 2007.

[23] Seppo Hämäläinen, Harri Holma2, y Kari Sipilä2. *Advanced WCDMA radio network simulator.* IEEE, 1999.

[24] Harri Holma y Antti Toskala. *LTE for UMTS OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access.* John Wiley Sons Ltd, 2009.

[25] International Telecommunication Union (ITU). *The World in 2011: ICT Facts and Figures.* ITU, 2008.

[26] Moisio Martti y Oborina Alexandra. *Comparison of Effective SINR Mapping with Traditional AVI Approach for Modeling Packet Error Rate in Multi-state Channel*, volume 3. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2006.

[27] Moisio Martti y Oborina Alexandra. *Speed up of effective sinr mapping calculations for system level simulations*, volume 3. 2007.

[28] Andreas. F. Molisch. *Wireless Communications.* John Wiley and Sons, 2005.

[29] Joan Olmos, Albert Serra, Silvia Ruiz, Mario García-Lozano, y David Gonzalez. *Exponential Effective SIR Link Performance Model for LTE Downlink*, volume 3. 2009.

[30] Ricardo B. Santos, Walter C. Freitas, Elvis M. G. Stancanelli, y Francisco Rodrigo P. Cavalcanti. *Link-to-System Level Interface Solutions in Multistate Channels for 3GPP LTE Wireless System*, volume 42. Simposio brasileiro de telecomunicaÇoes, 2007.

[31] OPNET Technologies. *Network RD Solutions*, 2011.

[32] Josep Maria Esquius Toledano y Antoni Liria Righetti. *Estudio del despliegue de red UMTS en infraestructuras compartidas*. Revistas y congresos UPC, 2003.

[33] Esa Tuomaala y Haiming Wang. *Effective SINR approach of link to system mapping in OFDM/multi-carrier mobile network*. Number 1. IEEE Mobility Conference, 2005.

[34] Won Young Yang Yong Soo Cho, Jaekwon Kim y Chung G. Kang. *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. John Wiley Sons Ltd, 2009.