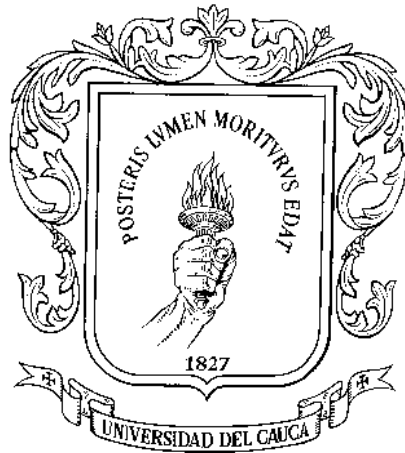


**ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO DE ESQUEMAS MIMO EN LAZO ABIERTO Y LAZO CERRADO
EN LTE**



**Dennis Joel Sabogal Ortega
José Sebastián Mayoral Pazos**

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

**ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO DE ESQUEMAS MIMO EN LAZO ABIERTO Y LAZO CERRADO
EN LTE**



**Dennis Joel Sabogal Ortega
José Sebastián Mayoral Pazos**

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

**Directora:
Ing. Claudia Milena Hernández Bonilla**

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

TABLA DE CONTENIDO

1.	INTRODUCCIÓN.....	1
1.1	MOTIVACIÓN DEL TRABAJO DE GRADO	3
1.2	OBJETIVOS	4
1.2.1	Objetivo General.....	4
1.2.2	Objetivos Específicos	4
1.3	ESTRUCTURA DEL TRABAJO DE GRADO	4
2.	GENERALIDADES	5
2.1	REQUERIMIENTOS DE LTE	5
2.2	ARQUITECTURA DEL SISTEMA LTE.....	5
2.3	INTERFAZ AÉREA DE LTE	8
2.3.1	Visión general de los canales, las capas y los protocolos.....	8
2.3.2	Acceso en el enlace de bajada.....	10
2.3.3	MIMO	12
2.3.4	Transmisión en el enlace de bajada.....	18
2.3.5	Procesamiento de capa física en enlace de bajada	25
3.	ADAPTACIÓN Y APLICACIÓN DE UNA METODOLOGÍA DE MODELADO Y SIMULACIÓN	37
3.1	DEFINICIÓN DEL SISTEMA.....	38
3.2	CONSTRUCCIÓN DE DIAGRAMAS DE BLOQUES	38
3.3	DEFINICIÓN DE ENTRADAS Y SALIDAS DE LOS BLOQUES	43
3.3.1	Transmisor	43
3.3.2	Canal	46
3.3.3	Receptor.....	46
3.4	ANÁLISIS	49
3.5	IMPLEMENTACIÓN	49

3.6 EXPERIMENTACIÓN	51
4. ANÁLISIS DE RESULTADOS.....	52
4.1 ANÁLISIS DEL <i>THROUGHPUT</i>	54
4.1.1 Análisis para un sistema con arreglo de antenas 2x2.....	55
4.1.2 Análisis para un sistema con arreglo de antenas 4x4.....	58
4.2 ANÁLISIS DE LA BER	62
4.2.1 Análisis para un sistema con arreglo de antenas 2x2.....	62
4.2.2 Análisis para un sistema con arreglo de antenas 4x4.....	66
4.3 ANÁLISIS DE LA BLER	69
5. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS	70
5.1 CONCLUSIONES	70
5.1.1 Respecto a la metodología y el software.....	70
5.1.2 Respecto a los resultados de simulación	71
5.2 TRABAJOS FUTUROS.....	72
ANEXO A.....	76
A.1 CONDICIONES DE PROPAGACIÓN MULTITRAYECTO	76
A.1.1 Perfiles de Retardo	76
A.1.2 Espectro Doppler	77
A.1.3 Matrices de correlación del canal MIMO	78
A.2 AWGN.....	80

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Panorámica general de sistemas móviles 3G/4G.....	2
Figura 2.1 Arquitectura del sistema LTE.....	6
Figura 2.2 Capas, subcapas y tipos de canal.....	8
Figura 2.3 Pulso de subportadora y su espectro.....	11
Figura 2.4 Ejemplo del espectro correspondiente a 6 subportadoras OFDM.....	11
Figura 2.5 Inserción del prefijo cíclico.....	12
Figura 2.6 Canal MIMO 2x2.....	13
Figura 2.7 Descomposición SVD.....	15
Figura 2.8 Esquema de una estructura MIMO.....	16
Figura 2.9 Bloque de recursos.....	19
Figura 2.10 Estructura de trama tipo 1.....	19
Figura 2.11 Estructura de trama tipo 2.....	20
Figura 2.12 Reporte de información de estado del canal.....	22
Figura 2.13 Estructura general de la transmisión por múltiples antenas en el enlace de bajada.....	23
Figura 2.14 Visión general del procesamiento de canal de transporte.....	26
Figura 2.15 Visión general del procesamiento de canal físico.....	26
Figura 2.16 Constelaciones de las modulaciones QPSK y 16QAM.....	27
Figura 2.17 Mapeo de palabras de código a capas.....	28
Figura 2.18 MIMO con y sin precodificación.....	29
Figura 2.19 Principio de diversidad de retardo cíclico.....	33
Figura 3.1 Adaptación de una metodología de modelado y simulación para el trabajo de grado.....	38
Figura 3.2 Diagrama de bloques general del enlace de bajada.....	39
Figura 3.3 Diagrama de bloques del esquema en lazo cerrado.....	41
Figura 3.4 Diagrama de bloques del esquema en lazo abierto.....	42
Figura 3.5 Planificador.....	43
Figura 3.6 Generador de bits aleatorios.....	43
Figura 3.7 Codificador de canal.....	43
Figura 3.8 Modulador.....	44
Figura 3.9 Mapeador de capas.....	44
Figura 3.10 Precodificador.....	44
Figura 3.11 Mapeador de elementos de recursos.....	45
Figura 3.12 Generador de señal OFDM.....	45

Figura 3.13 Canal.....	46
Figura 3.14 Detector OFDM.....	46
Figura 3.15 Desensamblador de recursos.....	47
Figura 3.16 Receptor MIMO.....	47
Figura 3.17 Demapeador de capas.....	48
Figura 3.18 Demodulador.....	48
Figura 3.19 Decodificador de canal.....	48
Figura 3.20 Estimador de canal.....	49
Figura 3.21 Diagrama de flujo de la simulación.....	50
Figura 4.1 SNR vs THROUGHPUT para un sistema 2x2 con BW=10MHz.....	56
Figura 4.2 SNR vs THROUGHPUT para un sistema 2x2 con canal PedA.....	57
Figura 4.3 SNR vs THROUGHPUT para un sistema 4x4 con BW=10MHz.....	59
Figura 4.4 SNR vs THROUGHPUT para un sistema 4x4 con canal PedA.....	60
Figura 4.5 SNR vs THROUGHPUT para un sistema 2x2 con BW=20MHz y un sistema 4x4 con BW=10MHz.....	61
Figura 4.6 SNR vs BER para 2x2 con BW=1,4MHz.....	63
Figura 4.7 SNR vs BER para 2x2 con BW=10MHz.....	64
Figura 4.8 SNR vs BER para 2x2 con BW=20MHz.....	65
Figura 4.9 SNR vs BER para 4x4 con BW=1,4MHz.....	66
Figura 4.10 SNR vs BER para 4x4 con BW=10MHz.....	67
Figura 4.11 SNR vs BER para 4x4 con BW=20MHz.....	68
Figura 4.12 SNR vs BLER para 2x2 con BW=1,4MHz.....	69

LISTA DE TABLAS

Tabla 2.1 CQI.....	22
Tabla 2.2 Comparación general de los reportes periódicos y aperiódicos.....	23
Tabla 2.3 Libro de códigos para la precodificación sobre dos antenas.....	31
Tabla 2.4 Libro de códigos para la precodificación sobre cuatro antenas.....	32
Tabla 2.5 Matrices U y D.....	36
Tabla 4.1 Escenarios de simulación para cada esquema de transmisión.....	52
Tabla 4.2 Parámetros comunes para los escenarios de simulación.....	54
Tabla 4.3 Throughput máximo teórico para los diferentes anchos de banda.....	55
Tabla A.1 Peatonal Extendido A (EPA).....	76
Tabla A.2 Vehicular Extendido A (EVA).....	77
Tabla A.3 Típico Urbano Extendido (ETU).....	77
Tabla A.4 Resumen de perfiles de retardo para cada modelo de canal.....	77
Tabla A.5 Máxima frecuencia Doppler.....	78
Tabla A.6 Valores de Correlación.....	79
Tabla A.7 Matriz de correlación de UE.....	79
Tabla A.8 Matriz de correlación de eNodeB.....	79

LISTA DE ABREVIACIONES Y ACRÓNIMOS

3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i> , Proyecto de Cooperación en Sistemas de Tercera Generación.
3GPP2	<i>3rd Generation Partnership Project 2</i> , Proyecto de Cooperación en Sistemas de Tercera Generación 2.
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i> , Ruido Aditivo Blanco Gaussiano
BCCH	<i>Broadcast Control Channel</i> , Canal de Control de Difusión.
BCH	<i>Broadcast Channel</i> , Canal de Difusión.
BER	<i>Bit Error Rate</i> , Tasa de Error de Bit.
BLER	<i>Block Error Rate</i> , Tasa de Error de Bloque.
CCCH	<i>Common Control Channel</i> , Canal de Control Común.
CCPCH	<i>Common Control Physical Channel</i> , Canal Físico de Control Común.
CDD	<i>Cyclic Delay Diversity</i> , Diversidad de Retardo Cíclico.
CDMA2000	<i>Code Division Multiple Access 2000</i> , Acceso Múltiple por División de Código de Banda Ancha 2000.
CLSM	<i>Closed Loop Spatial Multiplexing</i> , Multiplexación Espacial en Lazo Cerrado
CQI	<i>Channel Quality Indicator</i> , Indicador de Calidad del Canal.
DCCH	<i>Dedicated Control Channel</i> , Canal de Control Dedicado.
DHCP	<i>Dynamic Host Configuration Protocol</i> , Protocolo de Configuración Dinámica de Host.
DL-SCH	<i>Downlink Shared Channel</i> , Canal Compartido de Enlace de Bajada.
DNS	<i>Domain Name Server</i> , Servidores de Nombres de Dominio.
DTCH	<i>Dedicated Traffic Channel</i> , Canal de Trafico Dedicado.

eNodeB	<i>evolved Node B, Nodo B evolucionado.</i>
EPA	<i>Extended Pedestrian A, Peatonal Extendido A.</i>
EPC	<i>Evolved Packet Core, Núcleo de Paquetes Evolucionado.</i>
ETU	<i>Extended Typical Urban, Tipico Urbano Extendido.</i>
E-UTRA	<i>Evolved UTRA, UTRA Evolucionada.</i>
E-UTRAN	<i>Evolved UTRAN, UTRAN Evolucionada.</i>
EVA	<i>Extended Vehicular A, Vehicular Extendido A.</i>
FDD	<i>Frequency Division Duplex, Duplexación por División de Frecuencia.</i>
GERAN	<i>GSM EDGE Radio Access Network, Red de Acceso Radio GSM EDGE.</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications, Sistema Global para las Comunicaciones Móviles.</i>
HSPA	<i>High Speed Packet Access, Acceso de Paquetes de Alta Velocidad</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers, Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos.</i>
IP	<i>Internet Protocol, Protocolo Internet.</i>
ITU	<i>International Telecommunications Union, Unión Internacional de Telecomunicaciones</i>
LTE	<i>Long Term Evolution, Evolución a Largo Término.</i>
MAC	<i>Medium Access Control, Control de Acceso al Medio.</i>
MCCH	<i>Multicast Control Channel, Canal de Control Multicast.</i>
MCH	<i>Multicast Channel, Canal de Multicast.</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output, Múltiples Entradas Múltiples Salidas.</i>
MTCH	<i>Multicast Traffic Channel, Canal de Trafico Multicast.</i>
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access, Acceso Múltiple por División de Frecuencias Ortogonales.</i>

OLSM	<i>Open Loop Spatial Multiplexing</i> , Multiplexación Espacial en Lazo Abierto
PBCH	<i>Physical Broadcast Channel</i> , Canal Físico de Difusión.
PCCH	<i>Paging Control Channel</i> , Canal de Control de Paging.
PCFICH	<i>Physical Control Format Indicator Channel</i> , Canal Físico de Control del Indicador de Formato.
PCH	<i>Paging Channel</i> , Canal de Paging.
PDCCH	<i>Physical Downlink Control Channel</i> , Canal Físico de Control de Enlace de Bajada.
PDCP	<i>Packet Data Convergence Protocol</i> , Protocolo de Convergencia de Paquetes de Datos.
PDSCH	<i>Physical Downlink Shared Channel</i> , Canal Físico Compartido de Enlace de Bajada.
PHICH	<i>Physical HARQ Indicator Channel</i> , Canal Físico de Indicador HARQ.
PMI	<i>Pre-coding Matrix Indicator</i> , Indicador de Matriz de Precodificación.
PRACH	<i>Physical Random Access Channel</i> , Canal Físico de Acceso Aleatorio.
PUCCH	<i>Physical Uplink Control Channel</i> , Canal Físico de Control de Enlace de Subida.
PUSCH	<i>Physical Uplink Shared Channel</i> , Canal Físico Compartido de Enlace de Subida.
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i> , Modulación de amplitud en cuadratura.
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i> , Modulación por Desplazamiento de Fase en Cuadratura.
RACH	<i>Random Access Channel</i> , Canal de Acceso Aleatorio.
RI	<i>Rank Indicator</i> , Indicador de Rango.
RLC	<i>Radio Link Control</i> , Control de Enlace Radio.

SC-FDMA	<i>Single Carrier – Frequency Division Multiple Access</i> , Acceso Múltiple por División de Frecuencias con Portadora Única.
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i> , Relación Señal a Ruido.
SVD	<i>Singular Value Decomposition</i> , Descomposición en Valores Singulares.
TDD	<i>Time Division Duplex</i> , Duplexación por División de Tiempo.
TTI	<i>Transmission Time Interval</i> , Intervalo de tiempo de Transmisión.
UE	<i>User Equipment</i> , Equipo de Usuario.
UL-SCH	<i>Uplink Shared Channel</i> , Canal Compartido de Enlace de Subida.
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications System</i> , Sistema Universal de Telecomunicaciones Móviles.
UTRA	<i>UMTS Terrestrial Radio Access</i> , Acceso Radio Terrestre UMTS.
UTRAN	<i>UMTS Terrestrial Radio Access Network</i> , Red de Acceso Radio Terrestre UMTS.
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i> , Interoperabilidad Mundial para el Acceso por Microondas.
ZF	<i>Zero Forcing</i> , Forzado a Cero.



1. INTRODUCCIÓN

Los sistemas de comunicaciones móviles celulares han tenido una evolución dinámica, a principios de los años 90 el Sistema Global para las Comunicaciones Móviles (GSM, *Global System for Mobile communications*) era el estándar predominante a nivel mundial a principios de esa década. Luego, a comienzos del año 2000, el Proyecto de Cooperación en Sistemas de Tercera Generación (3GPP, *3rd Generation Partnership Project*) desarrolla el Sistema Universal de Telecomunicaciones Móviles (UMTS, *Universal Mobile Telecommunications System*) a partir de GSM, en este nuevo estándar se agregan los primeros servicios de datos a la telefonía celular. Posteriormente, la creciente demanda de servicios de datos generó el desarrollo del estándar de Acceso de Paquetes de Alta Velocidad (HSPA, *High Speed Packet Access*), en donde se mejoró la velocidad y latencia de la transferencia de datos. Para la década de 2010 a 2020, 3GPP pretende cubrir las necesidades tecnológicas con el estándar LTE [1].

Al igual que 3GPP, hay otros grupos u organizaciones que han desarrollado estándares para los sistemas de comunicaciones móviles, estos son el 3GPP2 y el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE, *Institute of Electrical and Electronics Engineers*). En la figura 1.1 se muestra la evolución tecnológica y el paralelismo entre los estándares desarrollados por los diferentes grupos.

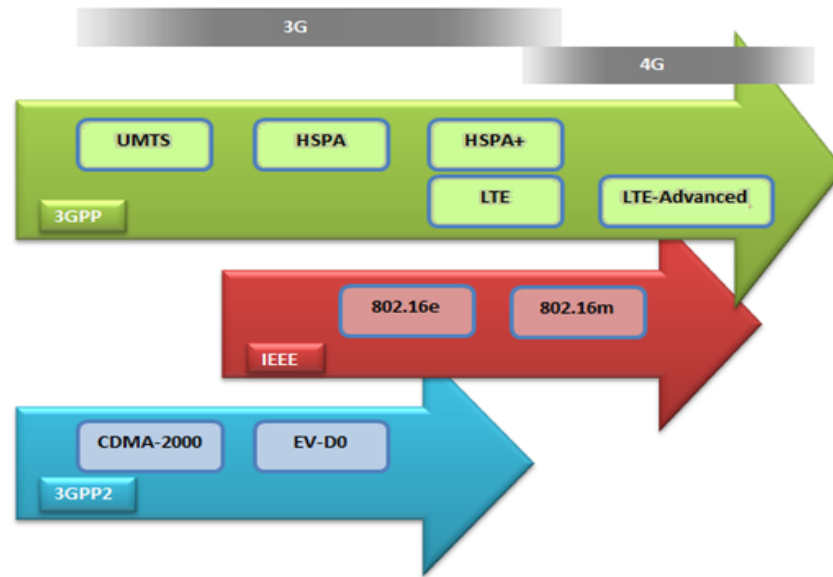


Figura 1.1 Panorámica general de sistemas móviles 3G/4G

Para lograr la ventaja que muestra frente a los demás estándares, LTE, definido en los *Releases 8, 9 y 10* del 3GPP, se apoya en diferentes tecnologías como las técnicas de Acceso Múltiple por División de Frecuencias Ortogonales (OFDMA, *Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) y Acceso Múltiple por División de Frecuencia de Única Portadora (SC-FDMA, *Single Carrier Frequency Division Multiple Access*), la tecnología de antenas de Múltiples Entradas y Múltiples Salidas (MIMO, *Multiple Input Multiple Output*), los mecanismos de autogestión, la canalización flexible, la modulación y codificación adaptativas, además de que todos los servicios están soportados sobre el Protocolo Internet (IP, *Internet Protocol*).

Una característica clave para la implementación de un sistema flexible y eficiente en la explotación de las capacidades tecnológicas asumidas en LTE, es la implementación de una realimentación que contiene información acerca de las condiciones instantáneas del canal radio.

La realimentación se constituye de reportes que el Equipo de Usuario (UE, *User Equipment*) hace al Nodo B evolucionado (eNodeB, *evolved Node B*); los reportes contienen: el Indicador de Calidad de Canal (CQI, *Channel Quality Indicator*), el Indicador de Rango (RI, *Rank Indicator*) y el Indicador de Matriz de Precodificación (PMI, *Precoding Matrix Indicator*). Cada indicador es utilizado según lo requiera el eNodeB para adaptar el procesamiento de los datos de usuario para la transmisión por el canal, de tal forma que el desempeño sea máximo bajo las condiciones dadas en algún instante. De esta manera,



el CQI indica la modulación y tasa de codificación requeridas bajo las condiciones del canal que aseguran la integridad de los datos transmitidos, y los indicadores RI y PMI que representan el rango de transmisión y la matriz de precodificación respectivamente, son utilizados para el procesamiento MIMO, referido al mapeo de datos de usuario a las diferentes antenas de transmisión.

MIMO, una tecnología que brinda diferentes tipos de ganancia a partir del uso de la diversidad espacial, el *beamforming* o la multiplexación espacial, es utilizada por LTE bajo nueve modos de transmisión que aprovechan estos diferentes tipos de ganancia y definen los indicadores relevantes en el procesamiento MIMO. Así, por ejemplo, el denominado esquema de transmisión MIMO en lazo abierto, correspondiente al modo de transmisión 3, utiliza la multiplexación espacial y solo requiere del indicador RI para adaptar el procesamiento MIMO a las condiciones del canal en algún instante de tiempo. Por otro lado, el esquema MIMO en lazo cerrado, correspondiente al modo de transmisión 4, utiliza la multiplexación espacial y requiere del RI y el PMI para adaptar el procesamiento MIMO.

En este documento se realiza un estudio de las características y funcionamiento de un sistema MIMO en lazo abierto y lazo cerrado en LTE con la intención de analizar su desempeño con base en el *Throughput*, la Tasa de Error de Bit (BER, *Bit Error Rate*) y la Tasa de Error de Bloque (BLER, *Block Error Rate*).

1.1 MOTIVACIÓN DEL TRABAJO DE GRADO

El incremento en el número de usuarios, las demandas de recursos de los nuevos servicios de comunicaciones móviles celulares y las condiciones del ambiente en el cual se desarrollan las comunicaciones, hace necesario el uso de nuevas tecnologías que puedan soportar los requerimientos actuales. MIMO es una de estas tecnologías, por lo tanto se deben analizar sus características y modos de trabajo para determinar de qué forma puede contribuir en el desempeño de las comunicaciones móviles celulares. De acuerdo a lo anterior, es necesario realizar un estudio sobre el desempeño a nivel físico de los esquemas MIMO en lazo abierto y lazo cerrado en LTE.

Este trabajo de grado contribuirá en el conocimiento de nuevas tecnologías de telecomunicaciones, aportará en la formación de los nuevos ingenieros y generará otros posibles temas de trabajo de grado en el Departamento de Telecomunicaciones de la Universidad del Cauca.



1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo General

Analizar el desempeño a nivel físico de los esquemas MIMO en lazo abierto y en lazo cerrado en LTE.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Aplicar y adaptar una metodología para el modelado del sistema de comunicación que emplee los esquemas MIMO en lazo abierto y en lazo cerrado en LTE con multiplexación espacial.
- Evaluar el desempeño a nivel físico de los esquemas MIMO en lazo abierto y en lazo cerrado en LTE con un canal de Ruido Aditivo Blanco Gaussiano (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*).

1.3 ESTRUCTURA DEL TRABAJO DE GRADO

Este trabajo de grado se organiza de la siguiente forma:

El capítulo 2 contiene las generalidades teóricas alrededor del funcionamiento de LTE con MIMO y algunos aspectos importantes que ayudan a abordar el tema del trabajo. Es así como este capítulo se compone de temas como la arquitectura de LTE, su interfaz radio incluyendo la estructura de los recursos y el procesamiento físico de los datos condicionado por el estado del canal, y en general, el funcionamiento de MIMO en LTE.

En el capítulo 3 se muestra la adaptación y aplicación de una metodología de modelado y simulación. Contiene aspectos como la definición del sistema, la construcción de diagramas de bloques, la definición de entradas y salidas de los bloques, la implementación, y la experimentación.

En el capítulo 4 se presentan los resultados de los diferentes escenarios de simulación y su respectivo análisis.

El capítulo 5 contiene las conclusiones del trabajo de grado y líneas de estudio que se podrían abordar en el futuro.



2. GENERALIDADES

2.1 REQUERIMIENTOS DE LTE

En 2004, 3GPP inicia un taller de trabajo para desarrollar la interfaz radio de LTE. En este primer trabajo, que culminó en Junio del 2005, se definieron los requerimientos u objetivos de diseño. Estos se detallan en las especificaciones de 3GPP indicadas en [2] y [3], y se pueden resumir de la siguiente manera:

- Reducción de los retrasos en términos de establecimiento de la conexión y latencia de transmisión.
- Aumento de las tasas de datos de usuario (hasta 100Mbps en el enlace de bajada y 50Mbps en el enlace de subida).
- Aumento de la velocidad de bits en el borde de la celda para la uniformidad en la prestación del servicio.
- Reducción del costo por bit, lo que implica mayor eficiencia espectral.
- Mayor flexibilidad del uso del espectro en las bandas nuevas y preexistentes.
- Arquitectura de red simplificada.
- Plena movilidad, incluso entre diferentes tecnologías de acceso radio.
- Consumo de energía razonable en el terminal de usuario.

2.2 ARQUITECTURA DEL SISTEMA LTE

En la Figura 2.1 se ilustra de forma simplificada la arquitectura completa del sistema LTE. La Red Evolucionada de Acceso Radio Terrestre UMTS (E-UTRAN, *Evolved - UMTS Terrestrial Radio Access Network*) y el Núcleo de Paquetes Evolucionado (EPC, *Evolved Packet Core*) proporcionan de forma conjunta servicios de transferencia de paquetes IP entre equipos de usuario y otras redes como Internet. También se muestran algunas de



las interfaces entre los diferentes elementos de la red. La interfaz entre E-UTRAN y EPC se denomina S1 y proporciona a la EPC los mecanismos para gestionar el acceso de los terminales móviles a través de E-UTRAN. La interfaz entre los eNodeB se denomina X2, y la interfaz radio entre los equipos de usuario y E-UTRAN se denomina E-UTRAN Uu. Por otro lado, las plataformas de servicios como el Subsistema de Multimedia IP (IMS, *IP Multimedia Subsystem*) y la conexión a redes de paquetes externas IP se llevan a cabo mediante la interfaz SGi de la EPC.

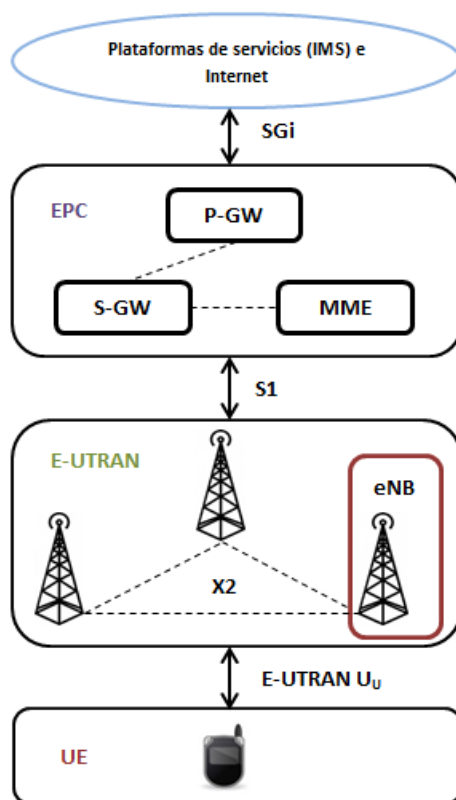


Figura 2.1 Arquitectura del sistema LTE

En LTE se considera la opción de acceder por medio de otras redes de acceso como la Red de Acceso Radio Terrestre UMTS (UTRAN, *UMTS Terrestrial Radio Access Network*), la Red de Acceso Radio GSM EDGE (GERAN, *GSM EDGE Radio Access Network*) y otras redes no 3GPP como el Acceso Múltiple por división de Código 2000 (CDMA2000, *Code Division Multiple Access 2000*), la red de Interoperabilidad Mundial para el Acceso por Microondas (WiMAX, *Worldwide Interoperability for Microwave Access*) y 802.11.



La interconexión entre los diferentes equipos LTE se denomina red de transporte, y se implementa mediante una red IP convencional. Por lo tanto, la red LTE integra elementos propios de las redes IP como enrutadores, servidores de Protocolo de Configuración Dinámica de Host (DHCP, *Dynamic Host Configuration Protocol*) para la configuración automática de las direcciones IP de los equipos de la red LTE y Servidores de Nombres de Dominio (DNS, *Domain Name Server*) para asociar los nombres de los equipos con sus direcciones IP [1].

La arquitectura general de LTE está conformada por tres partes principales en las que están contenidas las funcionalidades de la red total. Estas tres partes son:

Equipo de Usuario (UE): es el dispositivo que permite al usuario acceder a los servicios que presta la red. Por lo general, este es un dispositivo inteligente.

Red de Acceso E-UTRAN: es la que permite la transmisión radio con los usuarios de tal forma que estos se puedan comunicar. Es la responsable de la gestión de recursos radio, el manejo de portadoras y en general, el envío seguro y optimizado a través de la interfaz radio. Está conformada por estaciones base eNodeB.

Red troncal EPC: se encarga del acceso a la red celular, la gestión de la movilidad de los usuarios, la gestión de las sesiones de datos o circuitos que transportan la información de los usuarios y los mecanismos de interconexión con otras redes. La red troncal está formada por equipos que albergan funciones de conmutación de circuitos, encaminamiento de paquetes y bases de datos.

2.3 INTERFAZ AÉREA DE LTE

2.3.1 Visión general de los canales, las capas y los protocolos

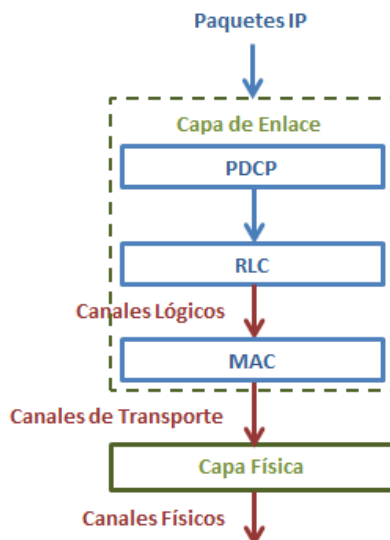


Figura 2.2 Capas, subcapas y tipos de canales

El envío de paquetes IP entre el eNodeB y un UE a través de la interfaz radio se sustenta en una torre de protocolos formada por una capa de enlace y una capa física como se muestra en la figura 2.2. La capa de enlace se divide en tres diferentes subcapas que se encargan de un conjunto de funciones en concreto [4]. A continuación se describen las principales características de las capas y subcapas.

- **Packet Data Convergence Protocol (PDCP):** Es el protocolo encargado del tráfico de paquetes IP destinados a los servicios de usuario. Se encarga de la compresión de cabeceras IP y de cifrar la información y así garantizar confidencialidad e integridad. La cabecera que la capa PDCP contiene básicamente un número que identifica a cada paquete IP con el fin de garantizar un orden. Cada servicio portador tiene una entidad PDCP asociada.
- **Radio Link Control (RLC):** Permite enviar los paquetes PDCP de forma fiable entre el eNodeB y el UE. Soporta mecanismos de detección de errores ARQ, concatenación, segmentación y re-ensamblado.
- **Medium Access Control (MAC):** Se encarga de controlar el acceso al canal radio. Para ello, la capa MAC soporta funciones de planificación dinámica entre equipos de usuario atendiendo a prioridades e información sobre el canal de comunicación.



- **Capa Física:** Es la encargada de realizar la transmisión por el canal de comunicación. Soporta funciones de codificación de canal, modulación y procesamiento asociado a las técnicas de múltiples antenas.

Canales:

Hay tres tipos de canales en LTE:

- **Canales Lógicos:** Son utilizados en la interfaz entre la subcapa RLC y la subcapa MAC. Estos canales están definidos por el tipo de información que transportan, y se dividen en canales de control y canales de tráfico. En total hay siete canales lógicos de control y dos canales lógicos de tráfico.
 - El Canal de Tráfico Dedicado (DTCH, *Dedicated Traffic Channel*).
 - El Canal de Tráfico Multicast (MTCH, *Multicast Traffic Channel*).
 - El Canal de Control de Difusión (BCCH, *Broadcast Control Channel*).
 - El Canal de Control de Paging (PCCH, *Paging Control Channel*).
 - El Canal de Control Común (CCCH, *Common Control Channel*).
 - El Canal de Control Dedicado (DCCH, *Dedicated Control Channel*).
 - El Canal de Control Multicast (MCCH, *Multicast Control Channel*).
- **Canales de Transporte:** Definen la interfaz entre la subcapa MAC y la capa física. Hay seis canales de transporte a los cuales se mapean los siete canales lógicos después de pasar por la subcapa MAC, estos son:
 - El Canal de Difusión (BCH, *Broadcast Channel*).
 - El Canal Compartido de Enlace de Bajada (DL-SCH, *Downlink Shared Channel*).
 - El Canal de Paging (PCH, *Paging Channel*).
 - El Canal de Multicast (MCH, *Multicast Channel*).
 - El Canal Compartido de Enlace de Subida (UL-SCH, *Uplink Shared Channel*).
 - El Canal de Acceso Aleatorio (RACH, *Random Access Channel*).
- **Canales Físicos:** Son los canales que finalmente transportan los mensajes de usuario y de control. Estos definen las características físicas de la transmisión, constituyendo de esta manera la interfaz entre el eNodeB y el UE. En total hay nueve canales físicos definidos:



- El Canal Físico de Control de Enlace de Bajada (PDCCH, *Physical Downlink Control Channel*).
- El Canal Físico Compartido de Enlace de Bajada (PDSCH, *Physical Downlink Shared Channel*).
- El Canal Físico de Control Común (CCPCH, *Common Control Physical Channel*).
- El Canal Físico de Control del Indicador de Formato (PCFICH, *Physical Control Format Indicator Channel*).
- El Canal Físico de Indicador HARQ (PHICH, *Physical HARQ Indicator Channel*).
- El Canal Físico de Difusión (PBCH, *Physical Broadcast Channel*).
- El Canal Físico Compartido de Enlace de Subida (PUSCH, *Physical Uplink Shared Channel*).
- El Canal Físico de Control de Enlace de Subida (PUCCH, *Physical Uplink Control Channel*).
- El Canal Físico de Acceso Aleatorio (PRACH, *Physical Random Access Channel*).

Entre los canales físicos, el PDSCH es el relevante en este trabajo de grado, pues es el encargado de transportar la carga útil de los usuarios. Este canal no dedicado utiliza la Modulación por Desplazamiento de Fase en Cuadratura (QPSK, *Quadrature Phase Shift Keying*), las Modulaciones de Amplitud en Cuadratura (QAM, *Quadrature Amplitude Modulation*) 16QAM y 64QAM; la tecnología de múltiples antenas MIMO y OFDMA como técnica de acceso múltiple.

2.3.2 Acceso en el enlace de bajada

Sobre la base de una transmisión OFDM, el empleo de la técnica de acceso múltiple OFDMA proporciona un alto grado de flexibilidad al permitir la asignación dinámica de diferentes subportadoras a los diferentes usuarios, tal como se presenta a continuación.

2.3.2.1 OFDM

La característica fundamental de la técnica OFDM es el empleo de un conjunto de subportadoras que tienen la propiedad de ser ortogonales; sobre este grupo de subportadoras se multiplexa un conjunto de símbolos que pueden provenir del alfabeto

de alguna modulación como QPSK, 16-QAM o 64-QAM. En la figura 2.3 se muestra la forma del pulso de una subportadora y su respectivo espectro.

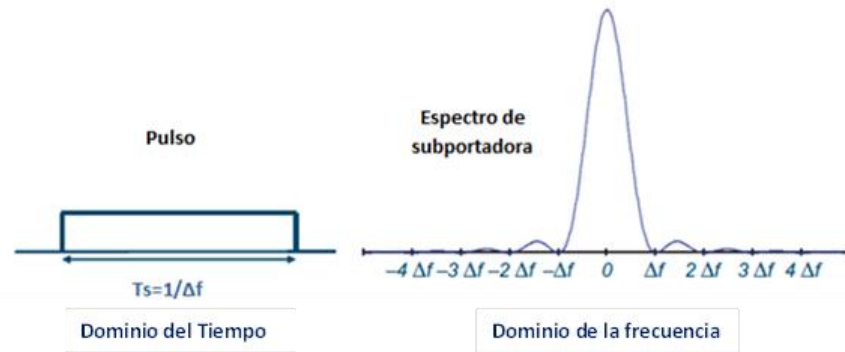


Figura 2.3 Pulso de subportadora y su espectro.

En la figura 2.4 se muestra un conjunto de 6 subportadoras OFDM en el dominio de la frecuencia. Se observa que en donde cada subportadora tiene su pico, las demás subportadoras tienen un nulo, por lo tanto no existe interferencia entre ellas. También se observa que las subportadoras tienen la misma amplitud, como lo es en el caso de las modulaciones de amplitud constante como BPSK y QPSK [5].

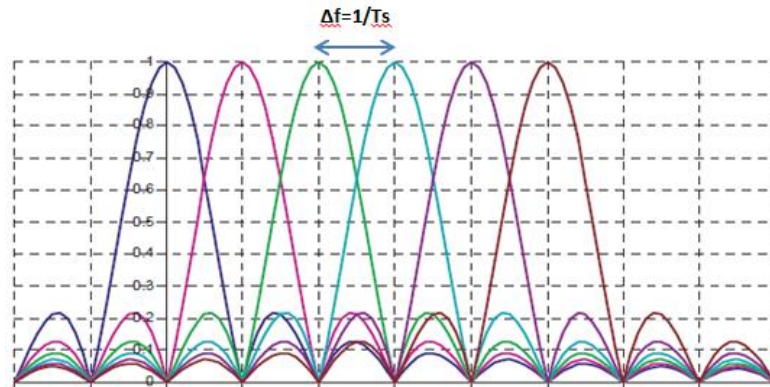


Figura 2.4 Ejemplo del espectro correspondiente a 6 subportadoras OFDM.

2.3.2.2 Prefijo cíclico

La propagación de señales por el canal de radio se ve afectada por efectos físicos como la refracción o la difracción, esto ocasiona que lleguen varias réplicas de la señal original al receptor, cada una con una trayectoria diferente y por lo tanto, en un instante de tiempo distinto, con diferente amplitud y diferente fase.

Con objeto de combatir estos efectos negativos de la propagación multirrayecto, OFDM emplea el prefijo cíclico que consiste en alargar la transmisión de cada símbolo OFDM hasta una duración total de $T_p + T_s$ a base de repetir, al principio del símbolo, la señal que se envía durante los últimos T_p segundos del símbolo. El prefijo cíclico permite que el símbolo OFDM no se vea afectado por la dispersión en el tiempo siempre y cuando el lapso de la dispersión no exceda el valor de T_p [6].

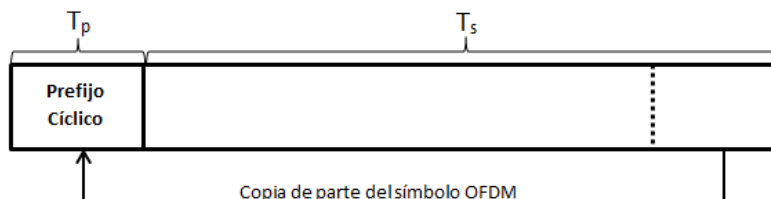


Figura 2.5 Inserción del Prefijo Cíclico

2.3.2.3 OFDMA como técnica de acceso múltiple en el enlace descendente de LTE

La técnica de acceso múltiple OFDMA surge a partir del uso de la técnica de modulación OFDM al considerar que los símbolos modulados en las subportadoras pertenecen a diferentes usuarios de la red LTE. Así, los diferentes flujos de datos pertenecientes a diferentes usuarios se pueden transmitir sobre la interfaz radio de una forma simultánea. Las subportadoras asignadas a los datos de un mismo usuario pueden ser contiguas o no.

OFDMA se presenta entonces, como una técnica flexible frente a la asignación dinámica de recursos, por ejemplo, se pueden asignar a los usuarios con mejores condiciones de canal (mejor percepción de Relación Señal a Ruido (SNR, *Signal to Noise Ratio*)), las subportadoras menos afectadas por desvanecimientos selectivos en frecuencia, de esta manera, se logra un mejor uso de la banda disponible logrando una mayor velocidad, esto se traduce en eficiencia espectral [1].

2.3.3 MIMO

La tecnología MIMO se refiere a la utilización de varias señales que viajan simultáneamente por un mismo canal radio aprovechando la propagación multicarroyecto para aumentar la eficiencia espectral del sistema de comunicaciones. Esto lo hace a través de la utilización de diversidad de antenas en transmisión y recepción, distintas técnicas como la diversidad de transmisión y la multiplexación espacial, y complejos algoritmos de procesamiento digital de señales en ambos extremos del enlace [7].

2.3.3.1 Formulación de la estructura MIMO

En un enlace radio simple, en donde se tiene una antena en transmisión y otra en recepción, se puede expresar la relación existente entre lo que se transmite y lo que se recibe de acuerdo a la ecuación (2.1):

$$y = h \cdot s, \quad (2.1)$$

donde y representa la señal en la salida de la antena receptora, s es la señal en la entrada de la antena transmisora y h es la función de transferencia compleja del canal de comunicación.

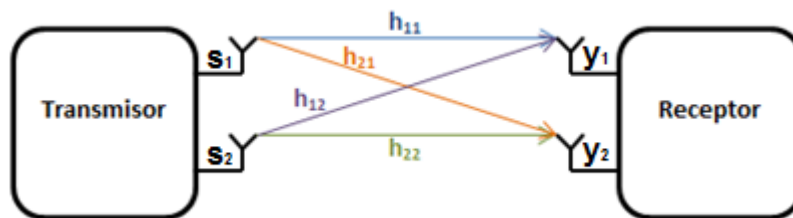


Figura 2.6 Canal MIMO 2x2 [8].

En un sistema de múltiples antenas no es posible una caracterización mediante una fórmula sencilla como (2.1), puesto que por cada antena en transmisión y recepción se forma un canal diferente y es necesaria una caracterización mediante un juego de tantas ecuaciones como parejas de antenas haya. De esta manera, para el caso de MIMO 2x2 mostrado en la figura 2.6 se tienen las ecuaciones (2.2) y (2.3):

$$y_1 = h_{11} \cdot s_1 + h_{12} \cdot s_2, \quad (2.2)$$

$$y_2 = h_{21} \cdot s_1 + h_{22} \cdot s_2, \quad (2.3)$$

donde s_i y y_j son las tensiones en las antenas transmisoras y receptoras i y j respectivamente, y h_{ji} es la función compleja de transferencia entre la antena transmisora i y la antena receptora j .

La forma matricial se define con la ecuación (2.4):

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}; \quad (2.4)$$



$$Y = H.S \quad (2.5)$$

S y Y de la ecuación (2.5) son los vectores de las tensiones de entrada y salida, y H es la matriz de transferencia del canal.

Para representar de una manera más completa el sistema, es necesario incluir el efecto del ruido a la entrada de los receptores. Luego, la expresión es dada por las ecuaciones (2.6) y (2.7).

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}; \quad (2.6)$$

$$Y = H.S + [n] \quad (2.7)$$

Para un sistema MIMO con M antenas en transmisión y N antenas en recepción, se tiene una matriz de transferencia del canal representada por la ecuación (2.8).

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Para una potencia de señal transmitida en cada antena de valor P/M, donde P es la potencia total transmitida y M es el número de antenas en transmisión resulta la ecuación (2.9).

$$Y = \sqrt{\frac{P}{M}} H.S + [n] \quad (2.9)$$

Con el fin de visualizar cómo una estructura MIMO puede proporcionar $L = \min(M, N)$ caminos paralelos de propagación y el correspondiente multiplexado espacial, se hace uso de la Descomposición en Valores Singulares (SVD, *Singular Value Decomposition*) de la matriz de propagación H, del modo que se muestra en la ecuación (2.10):

$$H = U\Sigma V^H \quad (2.10)$$

El superíndice H denota que la matriz correspondiente está transpuesta y conjugada. Las matrices U y V son matrices de dimensión $N \times r$ y $M \times r$, respectivamente, y satisfacen la ecuación (2.11).

$$U^H U = V^H V = I_r \quad (2.11)$$



Donde I_r es la matriz identidad de dimensión $r \times r$. Σ es una matriz diagonal que presenta los valores $\{\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_r\}$ en la diagonal principal y cero en el resto de posiciones, siendo σ_i ($i=1, \dots, r$) los valores singulares de la matriz H .

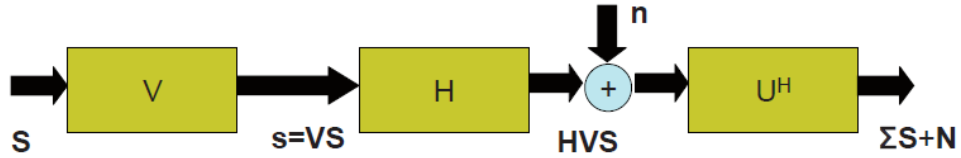


Figura 2.7 Descomposición SVD.

El rango r de la matriz H es el número de caminos paralelos desacoplados de propagación que se pueden utilizar, cumpliéndose que $r \leq L = \min(M, N)$. Al valor de r también se le conoce como ganancia de multiplexado. S representa el vector de entradas de señales de usuario. Los bloques caracterizados por las matrices V y U^H , representan los procesos de precodificación y decodificación que se realizan en el procesamiento de canal físico que se hace a los datos para la transmisión. Siguiendo el proceso que se muestra en la figura 2.7, se tiene la ecuación (2.12).

$$Y = \sqrt{\frac{P}{M}} (U^H H V) S + U^H [n] \tag{2.12}$$

Reemplazando H por su descomposición $U \Sigma V^H$ se obtiene la ecuación (2.13) y luego la ecuación (2.14):

$$Y = \sqrt{\frac{P}{M}} (U^H U \Sigma V^H V) S + U^H [n]; \tag{2.13}$$

$$Y = \sqrt{\frac{P}{M}} \Sigma S + N \tag{2.14}$$

$N=U^H[n]$ es un vector columna de r filas correspondiente al ruido resultante. Así, a la salida de la operación de decodificación que determina el operador U^H , se tienen r canales paralelos desacoplados de la forma que se muestra en la ecuación (2.15):



$$y_i = \sqrt{\frac{P}{M}} \sigma_i s_i + N_i; \quad (i = 1, 2, \dots, r) \quad (2.15)$$

De esta manera, se puede asumir que MIMO transporta las r señales a transmitir desde el extremo emisor al extremo receptor por r canales paralelos desacoplados con ganancia $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_r$ respectivamente.

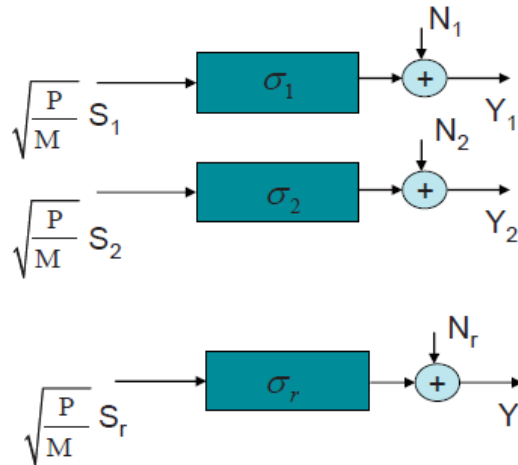


Figura 2.8 Esquema de una estructura MIMO

Entonces se cumple que $r \leq L = \min(M, N)$, siendo L el número máximo de canales paralelos desacoplados que se pueden obtener del canal. Es posible que r sea igual a 1, esto quiere decir que el canal no permite la existencia de más de un canal paralelo desacoplado como en el caso de un enlace radio simple en donde hay una sola antena en transmisión y en recepción.

2.3.3.2 Capacidad de MIMO con canal conocido en el transmisor

Si se conoce el canal, y la matriz H , se puede recurrir a la descomposición SVD de dicha matriz y así obtener las matrices U y V . En este caso, la capacidad sería la suma de las capacidades de los r canales desacoplados.

La capacidad C basada en el teorema de Shannon-Hartley de un canal con un ancho de banda limitado a B y relación señal a ruido Υ está dada por la ecuación (2.16):

$$C = B \log_2(1 + \Upsilon) \quad (2.16)$$



Luego, la sumatoria de las capacidades de los r canales desacoplados se presenta en la ecuación (2.17):

$$C = B \sum_{i=1}^r \text{Log}_2 \left(1 + \frac{P}{M} \frac{\sigma_i^2}{BN_0} E[|s_i|^2] \right), \quad (2.17)$$

donde $E []$ indica valor esperado, siendo

$$\frac{P E[|s_i|^2]}{M}$$

el valor cuadrático medio de la potencia asociado al subcanal i -ésimo.

Ya que H es conocido, los valores de σ_i también lo serán. Por lo tanto, es posible encontrar un valor óptimo de $E[|s_i|^2]$ y de esta forma, la potencia de señal que maximiza la capacidad del canal [1].

La capacidad de un canal MIMO es aleatoria en la medida que lo es el canal de propagación representado por H .

2.3.3.3 Capacidad de MIMO con canal desconocido en el transmisor

Si la matriz de propagación H no se conoce, las matrices U y V también serán desconocidas, y no será posible un procesamiento a las señales de entrada según la descomposición SVD. En este caso la capacidad de MIMO para una H genérica está dada por la ecuación (2.18):

$$C = B \sum_{i=1}^r \text{Log}_2 \left(1 + \frac{Y}{M} \sigma_i^2 \right), \quad (2.18)$$

donde σ_i coincide con los valores singulares de la matriz H . La capacidad de un sistema MIMO sin información de canal en el transmisor se comporta como la capacidad de r canales en paralelo cada uno con una ganancia de canal σ_i^2 y potencia transmitida igual a la total dividida por M . En particular, el valor óptimo de la capacidad se logra cuando la matriz de propagación es ortogonal y la capacidad de la estructura MIMO es M veces la capacidad de un enlace SISO [1].



2.3.3.4 Técnicas de transmisión MIMO

Los mecanismos de transmisión con múltiples antenas se pueden emplear con diferentes propósitos, los cuales se basan en tres características fundamentales:

- **Ganancia de diversidad espacial:** Utiliza la diversidad espacial que proveen las antenas múltiples para mejorar la SNR y el desempeño de la comunicación inalámbrica frente al desvanecimiento multitrayecto.
- **Ganancia de potencia (Beamforming):** Busca concentrar la energía electromagnética irradiada en una o más direcciones espaciales. Su objetivo es incrementar el valor medio de la potencia recibida en el sistema con MIMO (respecto a la potencia recibida en un sistema SISO).
- **Ganancia de multiplexación espacial:** Consiste en transmitir varias cadenas de bits de información (destinados a un mismo usuario) a través de trayectos espaciales independientes, los cuales se obtienen a partir de un procesamiento de señales tanto en transmisión como en recepción. Su objetivo final es maximizar la tasa de transferencia de datos.

2.3.4 Transmisión en el enlace de bajada

2.3.4.1 Bloque de recursos

Un bloque de recursos es la mínima unidad de información que el eNodeB puede asignar a un usuario, ocupa 180 KHz de banda equivalente a 12 subportadoras espaciadas 15KHz entre ellas, y en él se transmiten 6 o 7 símbolos OFDMA, dependiendo de la longitud de prefijo cíclico utilizada. La duración de un bloque de recursos es igual a 0,5 ms [4].

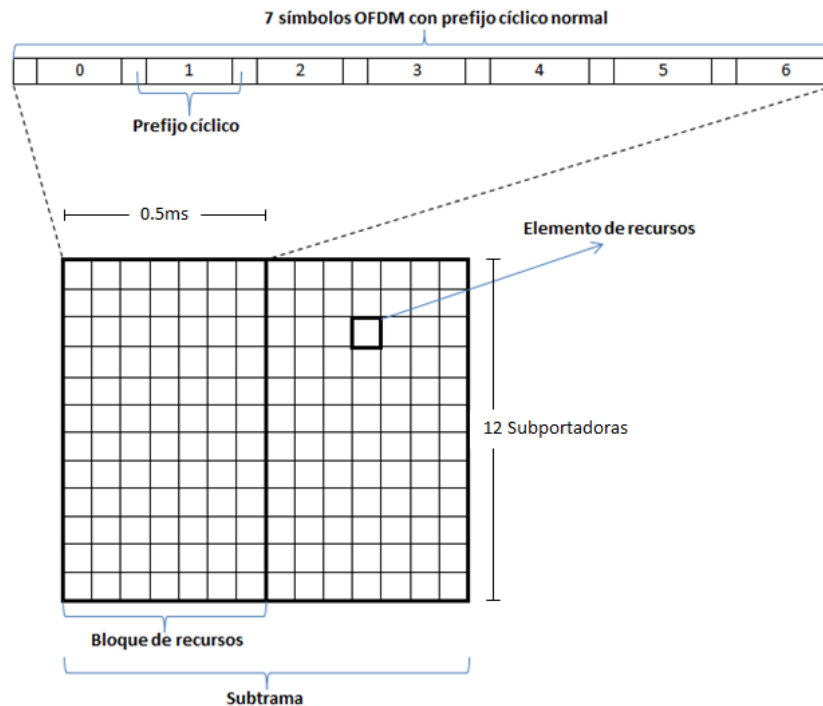


Figura 2.9 Bloque de recursos

2.3.4.2 Estructura de trama

En LTE se han definido dos tipos de estructuras de trama que se muestran a continuación:

Estructura de trama tipo 1

Este tipo de estructura se utiliza junto con la Duplexación por División de Frecuencia (FDD, *Frequency Division Duplex*) y aplica para el enlace de bajada y de subida. La duración de la trama es de 10ms y está formada por 20 bloques de recursos (10 subtramas) [8].

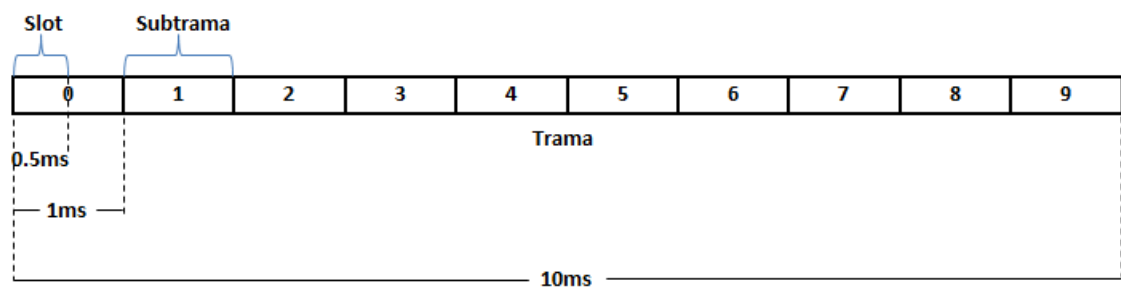


Figura 2.10 Estructura de trama tipo 1.

Estructura de trama tipo 2

Esta estructura de trama corresponde a la Duplexación por División de Tiempo (TDD, *Time Division Duplex*) [8]. Su duración también es de 10ms y está compuesta por 10 subtramas



de duración 1ms. Contiene subtramas pertenecientes al enlace de bajada y al enlace de subida.

Hay subtramas especiales que tienen configuración variable. En ella se pueden distinguir 3 campos:

- DwPTS: corresponde a la transmisión en el enlace de bajada y se utiliza para sincronización.
- UpPTS: corresponde a la transmisión en el enlace de subida y se utiliza para transmitir un preámbulo corto de acceso aleatorio.
- GP: Periodo de guarda.

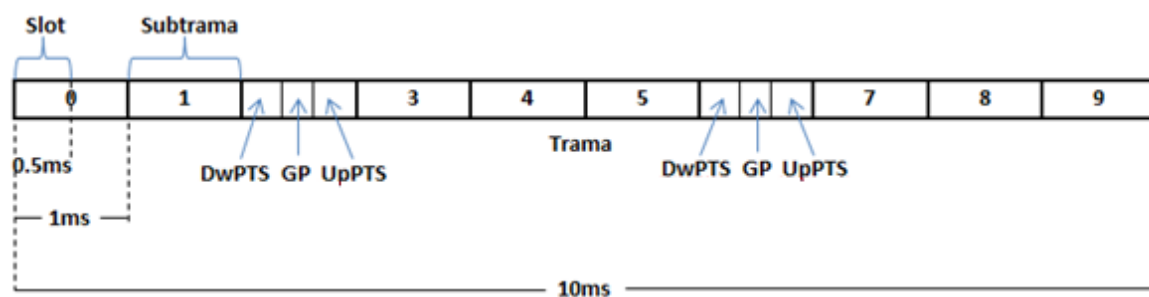


Figura 2.11 Estructura de trama tipo 2

2.3.4.3 Señales de referencia en el enlace de bajada

Las señales de referencia de enlace de bajada son señales predefinidas (no transportan información de capas superiores) que ocupan elementos de recursos específicos dentro de la grilla de recursos del enlace de bajada. Estas señales se transmiten por cada antena y se utilizan para hacer medidas que sirven para la planificación, adaptación del enlace, *handoff* y algunas veces para demodulación [6].

2.3.4.4 Estimación del canal

El problema de estimación de canal se relaciona con el modelo de canal asumido, en sí determinado por las características de propagación, incluyendo el número de antenas de transmisión y recepción, ancho de banda de transmisión, frecuencia portadora, configuración celular y la velocidad relativa entre el eNodeB y el UE que en general definen la naturaleza dispersiva del canal, los múltiples trayectos, la dispersión temporal y las características de correlación espacial.

Las condiciones de propagación caracterizan la función de correlación del canal en un sistema tridimensional que comprende los dominios de frecuencia, espacio y tiempo.



Cada componente de multitrayecto MIMO experimenta diferentes condiciones de dispersión espacial que conducen a una completa función de correlación tridimensional. Sin embargo, para facilitar simplicidad, se asume que las componentes multitrayecto de cada subcanal espacial tienen las mismas condiciones de dispersión, lo que permite independizar la correlación espacial de las correlaciones en los otros dos dominios.

La separación de los tres dominios resulta un método subóptimo, pero reduce la complejidad en la estimación al independizar la estimación de cada dominio, en lugar de realizar una estimación conjunta en las tres dimensiones [9].

Existen diferentes técnicas de estimación de canal para cada uno de los dominios, en LTE no se impone ninguna técnica concreta, por lo tanto hay libertad en la aplicación de cualquier técnica siempre que los requisitos de desempeño se cumplan y la complejidad sea moderada.

2.3.4.5 Reporte del estado del canal

A partir de la estimación del canal, el UE determina tres indicadores que reporta al eNodeB, estos permiten al planificador de capa MAC gestionar características del procesamiento de los datos de usuario con el fin de optimizar el desempeño. Los indicadores son los siguientes:

- **Indicador de Rango (RI):** Se refiere al número de subcanales paralelos desacoplados que puede brindar el canal MIMO teniendo en cuenta sus condiciones instantáneas.
- **Indicador de Matriz de Precodificación (PMI):** Indica la matriz de precodificación óptima dentro de un libro de códigos predefinido teniendo en cuenta las condiciones instantáneas del canal.
- **Indicador de Calidad de Canal (CQI):** Representa una combinación de esquema de modulación y tasa de codificación que el eNodeB debe usar para que la Tasa de Error de Bloque (BLER, *Block Error Rate*) no exceda el 10% [9]. El CQI está definido por la tabla 2.1, presentada a continuación:



Tabla 2.1: CQI

CQI	Modulación	Tasa de codificación	Eficiencia
0	No hay transmisión	---	---
1	QPSK	0.076	0.1523
2	QPSK	0.12	0.2344
3	QPSK	0.19	0.3770
4	QPSK	0.3	0.6016
5	QPSK	0.44	0.8770
6	QPSK	0.59	1.1758
7	16QAM	0.37	1.4766
8	16QAM	0.48	1.9141
9	16QAM	0.6	2.4063
10	64QAM	0.45	2.7305
11	64QAM	0.55	3.3223
12	64QAM	0.65	3.9023
13	64QAM	0.75	4.5234
14	64QAM	0.85	5.1152
15	64QAM	0.93	5.5547

En general, los indicadores reportados por el UE son solo una recomendación que el eNodeB puede no seguir en la planificación de enlace de bajada. En LTE los reportes del estado del canal son totalmente controlados por el eNodeB, así que el UE no puede enviar ningún reporte sin previa autorización del eNodeB [10].

La figura 2.12 muestra de forma general el proceso de reporte de los indicadores. El UE realiza medidas de estimación del canal sobre las señales de referencia enviadas en la transmisión de enlace de bajada, luego determina los tres indicadores y los transmite en el enlace de subida para que el eNodeB realice la planificación.

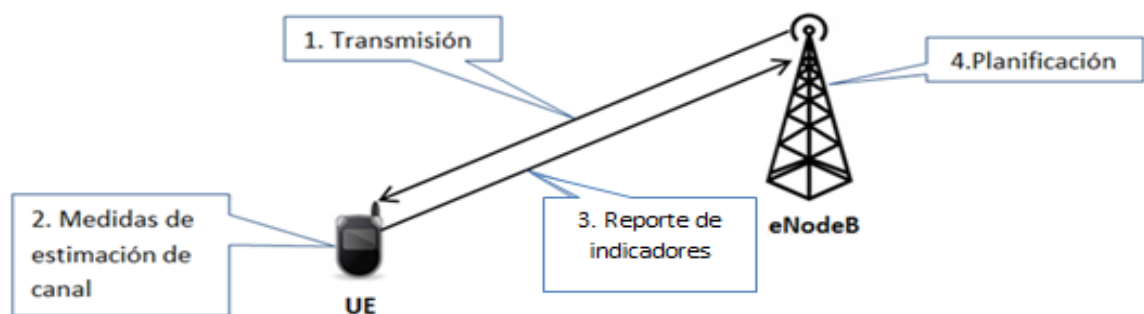


Figura 2.12 Reporte de información de estado del canal



Los reportes de estos indicadores pueden ser periódicos o aperiódicos según lo determine el eNodeB. Para los reportes periódicos se utiliza el Canal Físico de Control de Enlace de Subida PUCCH, y para los reportes aperiódicos se usa el Canal Físico Compartido de Enlace de Subida PUSCH [10].

Tabla 2.2: Comparación general de los reportes periódicos y aperiódicos.

	Reporte periódico	Reporte Aperiódico
Cuando se envía	Periódicamente cada 2-160ms	Cuando lo requiera el eNodeB
Donde se envía	PUCCH	PUSCH
Tamaño	4-11bits	Hasta 64bits
Protección CRC	No	Sí, 8bits
Indicador de Rango (RI)	Enviado en diferentes subtramas con baja periodicidad	Enviado en una sola subtrama
Selectividad en frecuencia del CQI	Cantidad muy limitada de información de frecuencia	Son posibles reportes detallados de selectividad de frecuencia
Selectividad en frecuencia del PMI	Solo PMI de banda ancha	Son posibles reportes detallados de PMI selectivos en frecuencia

2.3.4.6 Modos de transmisión en el enlace de bajada

Ya que las condiciones de la red y las capacidades del UE son variables, los sistemas MIMO deben ser altamente flexibles con el fin de maximizar ganancias en el desempeño. En LTE hay 9 modos de transmisión que corresponden a diferentes técnicas de transmisión con múltiples antenas.

Como se muestra en la figura 2.14, la transmisión con múltiples antenas puede ser vista en general como el mapeo de los símbolos modulados a diferentes puertos de antena.

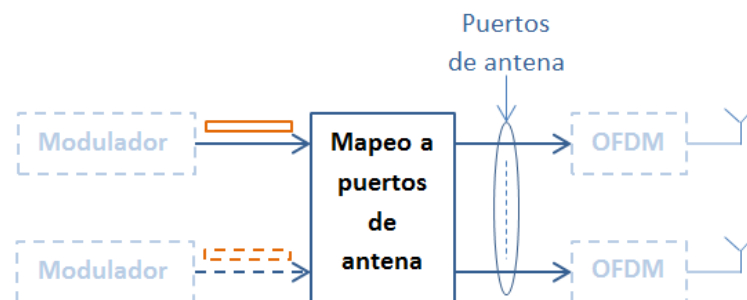


Figura 2.13 Estructura general de la transmisión con múltiples antenas en el enlace de bajada.



Los símbolos modulados corresponden a una o dos cadenas codificadas de bits de usuarios mapeadas a un número de antenas igual a 1, 2, 4 u 8.

Los modos de transmisión difieren en términos de la estructura específica del mapeo a puertos de antena que se muestra en la figura 2.13, pero también del tipo de información que se envía en los reportes que el UE envía al eNodeB acerca del estado del canal. El modo de transmisión 1 corresponde a la transmisión por una sola antena, mientras que los demás modos de transmisión corresponden a diferentes esquemas de transmisión por múltiples antenas como la diversidad espacial, el *beamforming* y la multiplexación espacial. En general, los modos de transmisión se dividen en modos con precodificación basada en libro de códigos y modos con precodificación no basada en libro de códigos [6].

La lista de los modos de transmisión es la siguiente:

- **Modo de transmisión 1:** Transmisión por una única antena.
- **Modo de transmisión 2:** Diversidad de transmisión
- **Modo de transmisión 3:** Multiplexación espacial en lazo abierto con precodificación basada en libro de códigos.
- **Modo de transmisión 4:** Multiplexación espacial en lazo cerrado con precodificación basada en libro de códigos.
- **Modo de transmisión 5:** Versión multiusuario del modo de transmisión 4.
- **Modo de transmisión 6:** Caso especial de lazo cerrado con precodificación basada en libro de códigos limitado a una sola capa de transmisión.
- **Modo de transmisión 7:** Beamforming con una sola antena.
- **Modo de transmisión 8:** Beamforming con 2 antenas.
- **Modo de transmisión 9:** Beamforming con 8 antenas.

Hay dos modos operacionales para la precodificación basada en libro de códigos, la operación en lazo cerrado y la operación en lazo abierto. Estos dos modos difieren en términos de la estructura y elección de la matriz de precodificación.

2.3.4.6.1 Operación en lazo cerrado

En el caso de la precodificación en lazo cerrado la red selecciona la matriz de precodificación basándose en la realimentación de PMI y RI que realiza el UE. Ya que los indicadores representan solo una recomendación hecha por el UE, el eNodeB puede configurar la precodificación sin tener en cuenta los indicadores. En este caso, el eNodeB debe informar al UE sobre la matriz de precodificación elegida. Por otro lado, si la recomendación se sigue, la red solo señala una confirmación.



2.3.4.6.2 Operación en lazo abierto

En lazo abierto solo se considera el indicador RI proveniente de la realimentación para la elección de la matriz de precodificación. El eNodeB no utiliza ningún tipo de señalización para informar al UE sobre la matriz de precodificación. En lugar de ello, la matriz de precodificación se selecciona en una forma predefinida y determinista conocida de antemano por el terminal.

Este modo de transmisión se utiliza en escenarios de alta movilidad, por ejemplo cuando el UE se está desplazando a altas velocidades, en este caso una realimentación que informa sobre las condiciones instantáneas del canal no es precisa debido a la latencia de los reportes de PMI. También se utiliza cuando hay sobrecarga de información de señalización en el enlace de subida o cuando la velocidad de procesamiento del UE no es suficiente para soportar una realimentación detallada [11].

Un UE configurado por el eNodeB con el modo de transmisión 3 soporta el esquema denominado Diversidad de Retardo Cíclico (CDD, *Cyclic Delay Diversity*) cuando el RI es diferente de 1, y el esquema de diversidad de transmisión cuando el RI es 1 [9].

2.3.5 Procesamiento de capa física en enlace de bajada

Cada capa realiza un procesamiento a los datos de usuario; en la capa de enlace, más exactamente entre la subcapa MAC y la capa física, se realiza el procesamiento de canal de transporte o también llamado codificación de canal, donde los datos de usuario llegan en uno o dos bloques de transporte de tamaño variable (40 a 6144bits) en cada Intervalo de Tiempo de Transmisión (TTI, *Transmission Time Interval*). El número de bloques de transporte por TTI depende de la configuración de transmisión con múltiples antenas, de esta manera, hay dos bloques de transporte si se usa la multiplexación espacial y uno si no se usa [6]. El procesamiento de canal de transporte mostrado en la figura 2.14 es una combinación de detección y corrección de errores, segmentación, turbo codificación, adaptación de velocidad y concatenación.

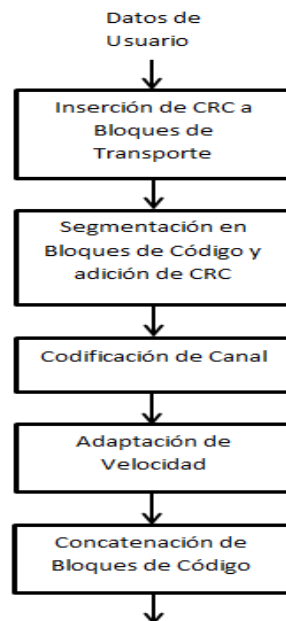


Figura 2.14 Visión general del procesamiento de canal de transporte

Un bloque de transporte codificado según el procesamiento anterior forma una palabra de código que luego será procesada por la capa física para su transmisión por la interfaz radio.

La figura 2.15 muestra la estructura general de procesamiento de canal físico, aplicable a varios de los canales físicos de LTE, entre ellos, el canal PDSCH [13].

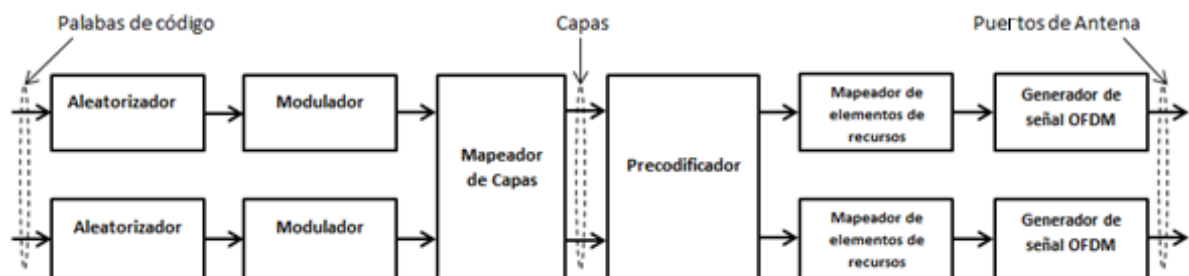


Figura 2.15 Visión general del procesamiento de canal físico

Cada palabra de código es aleatorizada y modulada de forma independiente para luego ser mapeada a un número N_L de capas y posteriormente a un número M de puertos de antena mediante la funcionalidad del precodificador, finalmente, las señales complejas resultantes en cada puerto de antena son mapeadas a los elementos de recursos correspondientes y son transmitidas sobre señales OFDM. La funcionalidad de los bloques de la figura 2.15 se explica a continuación.



2.3.5.1 Aleatorizador

Multiplifica (operación XOR u OR exclusiva) una secuencia de bits aleatorios por los bits de las palabras de código provenientes del procesamiento de canal de transporte. La aleatorización de los bits de información utilizando diferentes secuencias para cada celda garantiza que las señales interferentes de celdas vecinas estén aleatorizadas, lo que permite aprovechar al máximo el proceso de codificación que se ha aplicado en el procesamiento de canal de transporte [6].

2.3.5.2 Modulador

Transforma bits aleatorizados en símbolos complejos modulados de la forma $x = I + jQ$. En el enlace de bajada, más exactamente en el canal PDSCH, es posible utilizar tres diferentes modulaciones según lo determine el planificador teniendo en cuenta las condiciones instantáneas del canal, estas modulaciones son QPSK, 16QAM y 64QAM.

En la figura 2.16 se muestran las constelaciones de las modulaciones QPSK y 16-QAM. Se puede observar que en la modulación QPSK, cada símbolo de la constelación representa dos bits de información, y en la modulación 16-QAM, cada símbolo de la constelación representa cuatro bits de información. Igualmente, en el caso genérico de una modulación m-QAM con m símbolos, cada símbolo correspondería a $\log_2 m$ bits.

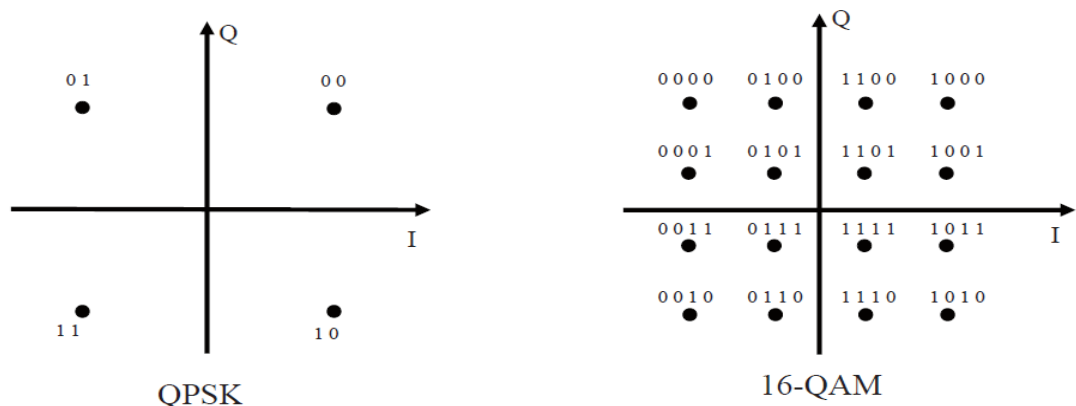


Figura 2.16 Constelaciones de las modulaciones QPSK y 16QAM.

Como se puede apreciar, la constelación define por un lado las amplitudes de la componente en fase (I) y cuadratura (Q) asociadas a cada símbolo o punto, y por otro lado la correspondencia entre símbolos y grupos de bits.



De esta forma, la velocidad de transmisión en bps que finalmente resulta sobre una subportadora con una duración de símbolo T_s y prefijo cíclico T_p y con una modulación que emplea una constelación de m símbolos está representada por la ecuación (2.19).

$$R_b = \frac{\log_2 m}{T_s + T_p} \quad (2.19)$$

Así, con objeto de incrementar la velocidad de transmisión resultaría conveniente incrementar el número de bits por símbolo de la modulación empleada a base de utilizar constelaciones con más símbolos. Sin embargo, ante unas condiciones de SNR en el canal, el empleo de modulaciones de orden elevado ocasiona un peor comportamiento en términos de probabilidad de error de bit, ya que al existir más símbolos en la constelación y en contraste éstos más próximos, es más fácil que debido al ruido se detecte erróneamente un símbolo en lugar de otro.

Por este motivo, para emplear satisfactoriamente modulaciones con un número elevado de símbolos, es preciso disponer de buenas condiciones de relación señal a ruido. Por lo general, dada una modulación, ésta podrá emplearse apropiadamente con una tasa de error acotada, en tanto que la relación señal a ruido existente en el canal esté por encima de un cierto umbral mínimo, que será mayor cuanto mayor sea el orden de la modulación [1].

2.3.5.3 Mapeador de Capas

El número de capas N_L representa el rango del canal de transmisión y es igual al número de canales paralelos desacoplados que se obtienen mediante la multiplexación espacial del canal MIMO. Puede variar desde un mínimo de una capa hasta un máximo de capas igual al número de puertos de antena. Estas capas luego se mapean a los puertos de antena mediante la funcionalidad del precodificador.

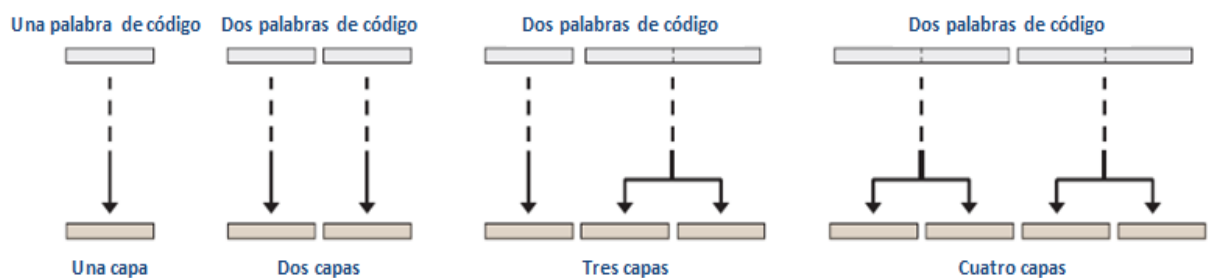


Figura 2.17 Mapeo de palabras de código a capas

Los símbolos complejos que provienen del proceso de modulación y pertenecen a una o dos palabras de código son mapeados a las diferentes capas de la manera que se muestra en la figura 2.17. Si el rango es igual a uno, hay una capa y una sola palabra de código

podrá ser mapeada; si el número de capas N_L es mayor que uno, las dos palabras de código son mapeadas de la siguiente forma: si N_L es igual a dos, cada palabra de código será mapeada a una capa; si hay tres capas, la primera palabra de código se mapea directamente a una de las capas y la segunda palabra de código es dividida en dos partes iguales que son mapeadas a las dos capas restantes; y por último, si N_L es igual a cuatro, cada palabra de código es dividida en dos partes iguales y luego estas partes se mapean a las capas [13].

2.3.5.4 Precodificador

En la figura 2.18a se observa de forma general un sistema MIMO 2x2 con multiplexación espacial, se asume que el canal provee cuatro diferentes caminos entre las dos antenas de transmisión y las dos antenas de recepción. Cada conexión entre las antenas es la suma de su componente de línea de vista y todas las componentes de múltiples trayectos asociadas.

Dependiendo de las condiciones instantáneas del canal, es posible que el sistema MIMO no sea capaz de recuperar correctamente las capas de datos transmitidas si la SNR es muy baja en alguna de las antenas de recepción.

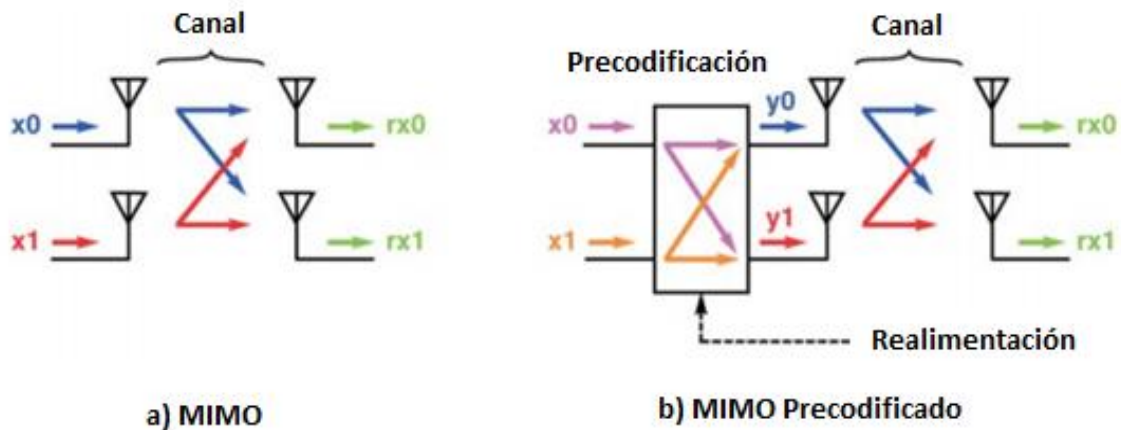


Figura 2.18 MIMO sin y con precodificación.

Con la adición de la precodificación, como se muestra en la figura 2.18b, el transmisor, puede combinar eficientemente las capas antes de ser transmitidas con el objetivo de equalizar la recepción de la señal a través de las múltiples antenas de recepción.



La precodificación está basada en conceptos de formación de haces o *beamforming* con la disposición de permitir múltiples haces para ser transmitidos simultáneamente en el sistema MIMO [14].

La capacidad de un sistema MIMO se puede maximizar cuando el canal es conocido en el transmisor. El conocimiento del canal no ayuda a que el número de subcanales paralelos que brinda el canal MIMO sea mayor, pero posibilita ganancia en potencia y por lo tanto ganancia en la SNR y desempeño.

Para la precodificación, es suficiente que el transmisor conozca la matriz V que resulta de la descomposición SVD de la matriz de propagación H . Infortunadamente, la obtención por parte del emisor de esta información resulta inviable en términos de sobrecarga de información de señalización en el enlace ascendente. Por ejemplo, en un sistema MIMO 4x4, un total de 16 números complejos que representan las ganancias de los canales entre cada antena transmisora y cada antena receptora deberían de ser señalizados.

Sin embargo, en LTE se ha habilitado un mecanismo subóptimo que permite almacenar un cierto número de matrices en un libro de códigos. Así, el terminal de usuario solo tiene que enviar al eNodeB un índice que apunta a la matriz más apropiada para la precodificación en un instante de tiempo dado, lo que reduce drásticamente la sobrecarga de señalización en el enlace ascendente. El hecho de no contar con la verdadera matriz de precodificación implica que es posible no obtener la máxima ganancia.

Los modos de transmisión 3 y 4 del canal PDSCH, correspondientes a los esquemas de MIMO en lazo abierto y MIMO en lazo cerrado respectivamente, utilizan la precodificación basada en libro de códigos [6].

Después del mapeo a capas, N_L símbolos (un símbolo de cada capa) son linealmente combinados y mapeados a los puertos de antena. Esta combinación y mapeo pueden ser descritos por la matriz de precodificación $W(i)$ de dimensiones $N_L \times M$, donde M es el número de puertos de antena. Más específicamente, el vector $\bar{y}_m(i)$ de tamaño M , que consiste en un símbolo por cada puerto de antena, está dado por la ecuación (2.20).

$$\bar{y}_m(i) = W(i)\bar{x}_n(i) \quad (2.20)$$

Donde el vector $\bar{x}_n(i)$ de tamaño N_L consta de un símbolo por cada capa e i representa el índice de símbolo modulado en cada una de las capas. A medida que el número de capas varía dinámicamente, también lo hace el número de columnas de la matriz de precodificación.



Para un sistema MIMO 2x2, el libro de códigos está definido por la tabla 2.3 [13]

Tabla 2.3: Libro de códigos para precodificación sobre dos antenas.

Índice de libro de códigos	Número de Capas	
	1	2
0	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
1	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}$	-----

La matriz de precodificación más simple para dos antenas y dos capas mapea cada capa a una sola antena dedicada para transmitirla. La Matriz de precodificación que cumple con esa condición es la matriz con índice 0 mostrada en la ecuación (2.21).

$$W(i) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{2.21}$$

De esta manera, los símbolos resultantes en cada antena están dados por las ecuaciones (2.22), (2.23) y (2.24):

$$\begin{bmatrix} y_0(i) \\ y_1(i) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0(i) \\ x_1(i) \end{bmatrix} \tag{2.22}$$

$$y_0(i) = \frac{1}{\sqrt{2}} x_0(i) \tag{2.23}$$

$$y_1(i) = \frac{1}{\sqrt{2}} x_1(i) \tag{2.24}$$



La matriz correspondiente al índice 1, generaría señales precodificadas de acuerdo a las ecuaciones (2.25), (2.26) y (2.27).

$$\begin{bmatrix} y_0(i) \\ y_1(i) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0(i) \\ x_1(i) \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$y_0(i) = \frac{1}{2}x_0(i) + \frac{1}{2}x_1(i) \quad (2.26)$$

$$y_1(i) = \frac{1}{2}x_0(i) - \frac{1}{2}x_1(i) \quad (2.27)$$

Como se puede observar, la matriz de precodificación con índice 1 permite combinar linealmente las dos señales correspondientes a cada capa para luego ser transmitidas a través de cada antena, de esta manera, proporciona cierta flexibilidad para mejorar y equalizar la SNR en cada antena de recepción [14]. Las matrices de precodificación en el libro de códigos están diseñadas para que cada antena mantenga el mismo nivel de potencia [11].

Para un sistema con cuatro antenas de transmisión, la matriz de precodificación es seleccionada de la tabla 2.4 [13].

Tabla 2.4: Libro de códigos para la precodificación sobre cuatro antenas.

Índice de libro de códigos	\bar{u}_n	Número de Capas			
		1	2	3	4
0	$u_0 = [1 \ -1 \ -1 \ -1]^T$	$W_0^{\{1\}}$	$W_0^{\{14\}}/\sqrt{2}$	$W_0^{\{124\}}/\sqrt{3}$	$W_0^{\{1234\}}/2$
1	$u_1 = [1 \ -j \ -1 \ j]^T$	$W_1^{\{1\}}$	$W_1^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_1^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_1^{\{1234\}}/2$
2	$u_2 = [1 \ 1 \ -1 \ 1]^T$	$W_2^{\{1\}}$	$W_2^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_2^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_2^{\{3214\}}/2$
3	$u_3 = [1 \ j \ 1 \ -j]^T$	$W_3^{\{1\}}$	$W_3^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_3^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_3^{\{3214\}}/2$
4	$u_4 = [1 \ (-1-j)/\sqrt{2} \ -j \ (1-j)/\sqrt{2}]^T$	$W_4^{\{1\}}$	$W_4^{\{14\}}/\sqrt{2}$	$W_4^{\{124\}}/\sqrt{3}$	$W_4^{\{1234\}}/2$
5	$u_5 = [1 \ (1-j)/\sqrt{2} \ j \ (-1-j)/\sqrt{2}]^T$	$W_5^{\{1\}}$	$W_5^{\{14\}}/\sqrt{2}$	$W_5^{\{124\}}/\sqrt{3}$	$W_5^{\{1234\}}/2$
6	$u_6 = [1 \ (1+j)/\sqrt{2} \ -j \ (-1+j)/\sqrt{2}]^T$	$W_6^{\{1\}}$	$W_6^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_6^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_6^{\{1324\}}/2$
7	$u_7 = [1 \ (-1+j)/\sqrt{2} \ j \ (1+j)/\sqrt{2}]^T$	$W_7^{\{1\}}$	$W_7^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_7^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_7^{\{1324\}}/2$
8	$u_8 = [1 \ -1 \ 1 \ 1]^T$	$W_8^{\{1\}}$	$W_8^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_8^{\{124\}}/\sqrt{3}$	$W_8^{\{1234\}}/2$



9	$u_9 = [1 \ -j \ -1 \ -j]^T$	$W_9^{\{1\}}$	$W_9^{\{14\}}/\sqrt{2}$	$W_9^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_8^{\{1234\}}/2$
10	$u_{10} = [1 \ 1 \ 1 \ -1]^T$	$W_{10}^{\{1\}}$	$W_{10}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{10}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{10}^{\{1324\}}/2$
11	$u_{11} = [1 \ j \ -1 \ j]^T$	$W_{11}^{\{1\}}$	$W_{11}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{11}^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_{11}^{\{1324\}}/2$
12	$u_{12} = [1 \ -1 \ -1 \ 1]^T$	$W_{12}^{\{1\}}$	$W_{12}^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_{12}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{12}^{\{1234\}}/2$
13	$u_{13} = [1 \ -1 \ 1 \ -1]^T$	$W_{13}^{\{1\}}$	$W_{13}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{13}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{13}^{\{1324\}}/2$
14	$u_{14} = [1 \ 1 \ -1 \ -1]^T$	$W_{14}^{\{1\}}$	$W_{14}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{14}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{14}^{\{3214\}}/2$
15	$u_{15} = [1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$	$W_{15}^{\{1\}}$	$W_{15}^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_{15}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{15}^{\{1234\}}/2$

La matriz $W_n^{\{c_1 \dots c_m\}}$ denota la matriz definida por las columnas $c_1 \dots c_m$ de la matriz

$$W_n = I - \frac{2u_n u_n^H}{u_n^H u_n}, \quad (2.28)$$

donde I es la matriz identidad 4×4 y u_n es el vector definido en la tabla 2.4.

Precodificación con CDD

El esquema denominado Diversidad de Retardo Cíclico (CDD, *Cyclic Delay Diversity*) consiste en transmitir el mismo conjunto de símbolos OFDM sobre las mismas subportadoras OFDM de múltiples antenas, cada una con diferente retardo. El retardo es aplicado antes de que el prefijo cíclico sea añadido. La figura 2.19 muestra de forma general el principio de CDD.

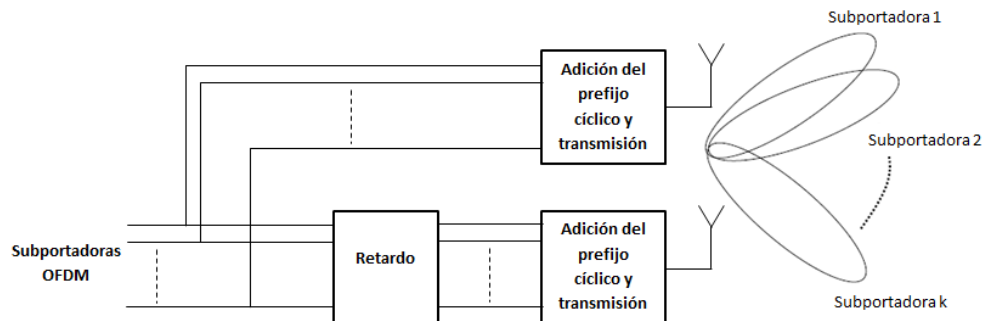


Figura 2.19 Principio de diversidad de retardo cíclico

La adición de un retardo de tiempo es igual a la aplicación de un desplazamiento de fase en el dominio de la frecuencia. Como se aplica el mismo retardo de tiempo a todas las subportadoras, el desplazamiento de fase se incrementa linealmente a través de las subportadoras con el aumento de su frecuencia.



Si bien desde este enfoque no se aprovecha de forma óptima el canal de la manera que la precodificación ideal lo haría, esto ayuda a garantizar que cualquier desvanecimiento destructivo sea restringido a subportadoras individuales en lugar de afectar un bloque de transporte completo [9].

La precodificación con CDD está compuesta por las matrices W , U y D , luego, las señales precodificadas resultantes están definidas por la ecuación (2.29).

$$\overline{y}_m(i) = W(i)D(i)U\overline{x}_n(i) \quad (2.29)$$

Cuando se transmiten múltiples capas, las matrices U y D permiten que los símbolos modulados de una sola palabra de código se mapeen sobre diferentes capas de una manera cíclica con un período M , de esta manera cada palabra de código es transmitida sobre diferentes capas. Para un sistema con dos antenas de transmisión y dos capas, la matriz W está dada por la ecuación (2.30):

$$W(i) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.30)$$

y la matriz D definida por (2.31) y (2.32):

$$D(i) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j2\pi i/2} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$D(i) = \begin{cases} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}; & \text{para } i \text{ impares} \\ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; & \text{para } i \text{ pares} \end{cases} \quad (2.32)$$

Se puede deducir que la matriz diagonal D representa un cambio de fase relativa entre dos puertos de antena de 0 o 180 grados para i par e impar respectivamente.

El efecto compuesto de la precodificación con CDD y la matriz U puede verse en la ecuación (2.33):

$$D(i)U = \begin{cases} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \times \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}; & \text{para } i \text{ impares} \\ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \times \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}; & \text{para } i \text{ pares} \end{cases} \quad (2.33)$$

Si se multiplica las matrices resultantes en la ecuación (2.33) con W , se obtiene la ecuación (2.34).



$$W(i)D(i)U = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \times \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}; \text{ para } i \text{ impares} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \times \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}; \text{ para } i \text{ pares} \end{cases} \quad (2.34)$$

De esta manera las señales resultantes a transmitir en cada antena están dadas por las ecuaciones (2.35), (2.36) y (2.37) para i impar y por (2.38), (2.39) y (2.40) para i par:

$$\begin{bmatrix} y_0(i) \\ y_1(i) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0(i) \\ x_1(i) \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

$$y_0(i) = \frac{1}{2}x_0(i) + \frac{1}{2}x_1(i) \quad (2.36)$$

$$y_1(i) = -\frac{1}{2}x_0(i) + \frac{1}{2}x_1(i) \quad (2.37)$$

$$\begin{bmatrix} y_0(i) \\ y_1(i) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0(i) \\ x_1(i) \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$y_0(i) = \frac{1}{2}x_0(i) + \frac{1}{2}x_1(i) \quad (2.39)$$

$$y_1(i) = \frac{1}{2}x_0(i) - \frac{1}{2}x_1(i) \quad (2.40)$$

Como se puede observar, la precodificación con CDD permite combinar linealmente las dos señales correspondientes a cada capa sobre cada antena como en el caso de la precodificación en lazo cerrado, con la diferencia que cada símbolo del vector $\bar{x}_1(i)$ se transmite por las dos antenas con diferentes fases cada vez [9].

Para cuatro puertos de antena, el UE asume que el eNodeB asigna diferentes matrices de precodificación $W(i)$ a cada vector $\bar{x}_n(i)$ cada N_L vectores de manera cíclica. La matriz $W(i)$ es seleccionada entre las matrices con índices 12, 13, 14 y 15 en el libro de códigos.

Las matrices D y U que soportan el la diversidad de retardo cíclico CDD están definidas en la tabla 2.5 [13].



Tabla 2.5: Matrices U y D

Número de capas	U	D
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j2\pi/2} \end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/3} & e^{-j4\pi/3} \\ 1 & e^{-j4\pi/3} & e^{-j8\pi/3} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j2\pi/3} & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j4\pi/3} \end{bmatrix}$
4	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/4} & e^{-j4\pi/4} & e^{-j6\pi/4} \\ 1 & e^{-j4\pi/4} & e^{-j8\pi/4} & e^{-j12\pi/4} \\ 1 & e^{-j6\pi/4} & e^{-j12\pi/4} & e^{-j18\pi/4} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j2\pi/4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j4\pi/4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-j6\pi/4} \end{bmatrix}$

2.3.5.5 Mapeador de elementos de recursos

El mapeo a elementos de recursos toma los símbolos a transmitir en cada puerto de antena y los asigna a los elementos de recursos del conjunto de bloques de recursos asignados para la transmisión por el planificador de capa de enlace. Existen elementos de recursos asignados exclusivamente para las señales de referencia y sincronización a los que no pueden ser mapeados símbolos de usuario. Posteriormente, se genera la señal OFDM para cada antena y se transmite por el canal radio.



3. ADAPTACIÓN Y APLICACIÓN DE UNA METODOLOGÍA DE MODELADO Y SIMULACIÓN

Este capítulo presenta la adaptación de una metodología de modelado y simulación del sistema, teniendo en cuenta los objetivos de simulación, el plan de pruebas, el proceso de desarrollo y el análisis de la simulación. La adaptación y aplicación de una metodología de modelado permite construir un modelo conceptual del sistema a simular, mediante el seguimiento de lineamientos necesarios para el modelado de un sistema de telecomunicaciones.

La metodología de modelado y simulación adaptada para realizar el análisis del desempeño de los esquemas MIMO en lazo abierto y lazo cerrado en LTE, se compone de una serie de etapas que combinan los enfoques de modelado obtenidos en *Model-Based Engineering for Complex Electronic Systems* [24] y *Simulation of Communication Systems* [25], con la metodología de Simulación de Sistemas de Telecomunicaciones [15]. En este trabajo de grado se definieron seis pasos que permiten abstraer la información necesaria para la construcción del modelo y su posterior implementación en simulación. El diagrama que representa la metodología se muestra en la figura 3.1.

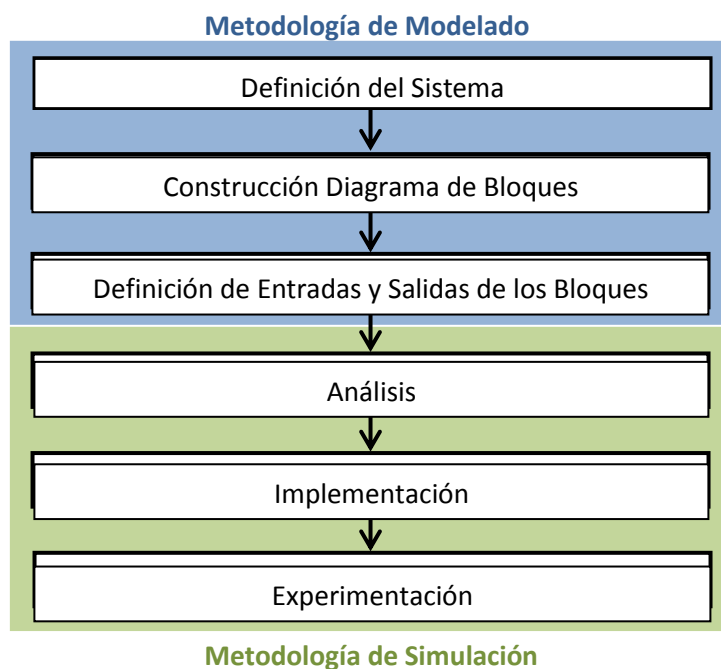


Figura 3.1 Adaptación de una metodología de modelado y simulación para el sistema.

A continuación se describe cada paso de la metodología.

3.1 DEFINICIÓN DEL SISTEMA

Cada vez que se realiza un estudio, se inicia con una descripción detallada del sistema a desarrollar.

En este trabajo de grado, dicha descripción se realizó definiendo todos los parámetros involucrados en el análisis a desarrollar. Estos parámetros corresponden a un sistema LTE con MIMO 2x2 y 4x4 en lazo abierto y lazo cerrado del canal físico PDSCH con los modelos de canal AWGN, Peatonal Extendido A (EPA, *Extended Pedestrian A*), Vehicular extendido A (EVA, *Extended Vehicular A*) y Típico Urbano Extendido (ETU, *Extended Typical Urban*).

3.2 CONSTRUCCIÓN DE DIAGRAMAS DE BLOQUES

El proceso de modelado de un sistema de comunicaciones implica una serie de consideraciones que se pueden separar en diferentes niveles, estos son: el nivel jerárquico, el nivel de modelado, el nivel de descripción y el nivel de desarrollo.



El nivel jerárquico permite un enfoque que origina la definición de subsistemas que conforman el sistema completo, para ello se emplea la aproximación de diagramas de bloques. El nivel de modelado se refiere a la naturaleza general de la representación de los subsistemas, en particular, se requiere una descripción funcional mediante la caracterización de entrada y salida de los bloques para proporcionar la idea de una función de transferencia en cada uno de ellos. En general, dependiendo de qué clase de bloque se tiene, será posible o no una caracterización mediante una función de transferencia, en todo caso, siempre se debe buscar la forma más simple de modelado. El nivel de descripción se refiere a la implementación real del modelo, que puede ser una ecuación, un conjunto de ecuaciones, un algoritmo o una tabla de consulta. Cualquiera que sea la descripción, ésta debe permitir la implementación en software. El nivel de desarrollo se refiere a la etapa de vida de un subsistema. Teniendo en cuenta que el diseño del sistema podría avanzar hasta una etapa de implementación en hardware, mucha más información podrá estar disponible en el modelo diseñado. La aplicación de la metodología de modelado debe permitir la adaptación del modelo a la evolución temporal del sistema.

Este trabajo de grado tiene en cuenta el nivel jerárquico y el nivel de modelado para la construcción del modelo del sistema.

El diagrama de bloques de la figura 3.2 representa el enlace de bajada de LTE, la señalización y realimentación se asumen libres de errores. La señalización contiene los parámetros de planificación y el hecho de ser asumida libre de errores resulta bastante realista dado que la señalización es protegida más fuertemente que los datos de usuario mediante el uso de bajas tasas de codificación y/o modulaciones de bajo orden. La información de realimentación contiene los indicadores CQI, PMI y RI. Las transmisiones de realimentación no libre de errores requieren la implementación del nivel físico del enlace de subida de LTE, lo cual no está al alcance de esta simulación [18].



Figura 3.2 Diagrama de bloques general del enlace de bajada.



Para el canal se utilizan los siguientes modelos:

- 1) AWGN
- 2) EPA
- 3) EVA
- 4) ETU

En el anexo A se presenta con más detalle cada uno de los modelos.

En las figuras 3.3 y 3.4 se muestran los diagramas de bloques de los esquemas de transmisión en lazo cerrado y lazo abierto respectivamente. En estos diagramas se observa la diferencia entre los dos esquemas, la cual radica en la precodificación y los indicadores calculados y realimentados. En lazo cerrado se requiere de la realimentación de PMI para la precodificación y la señalización para la recepción MIMO coherente, mientras que la precodificación en lazo abierto no requiere realimentación de PMI ni señalización que indique sobre la matriz de precodificación utilizada, en su lugar, la recepción MIMO y precodificación con diversidad de retardo cíclico se configuran de manera determinista en ambos lados del enlace. También se puede apreciar la aplicación de los conceptos relacionados con los niveles de modelado.

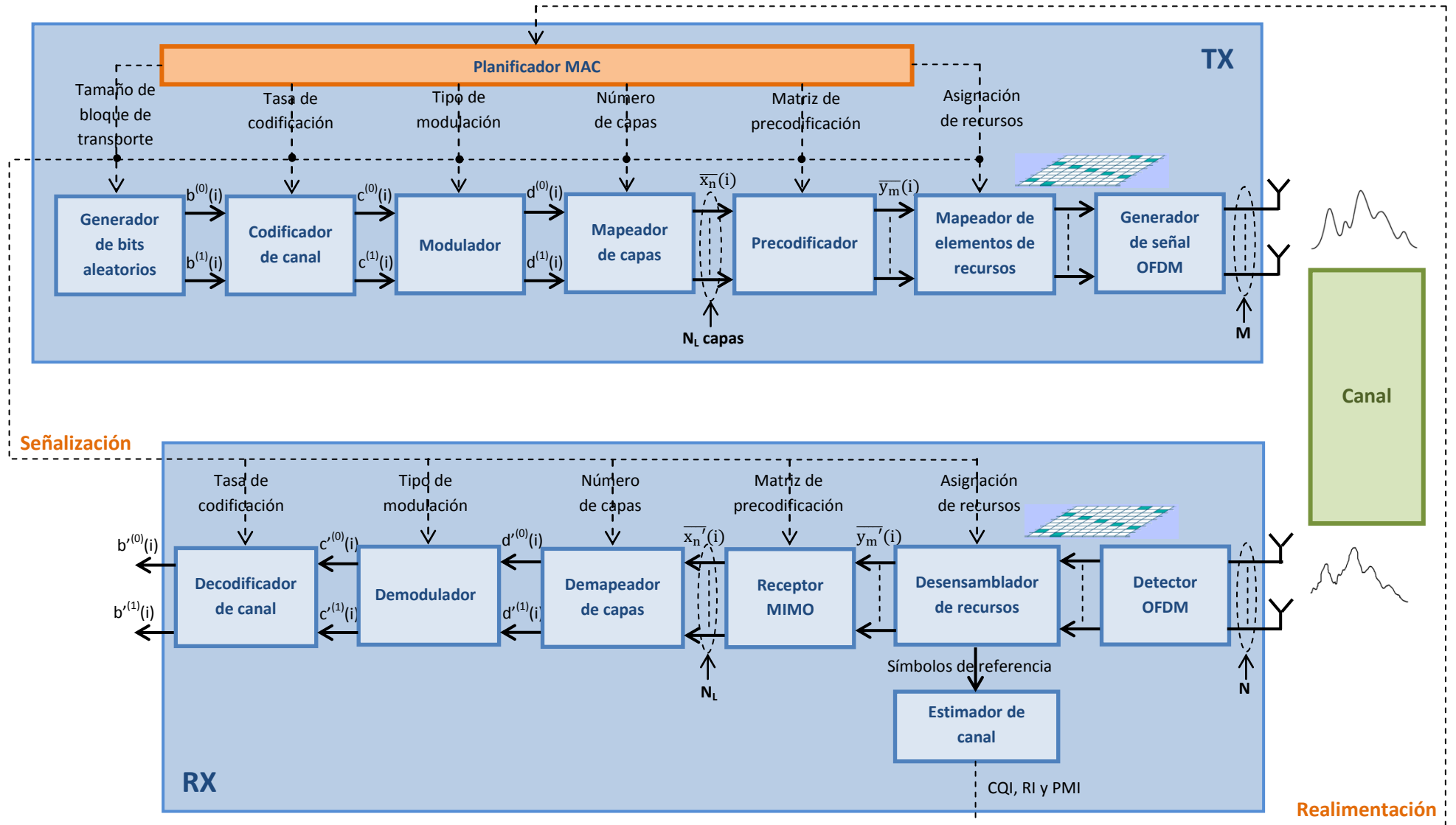


Figura 3.3 Diagrama de bloques del esquema en lazo cerrado.

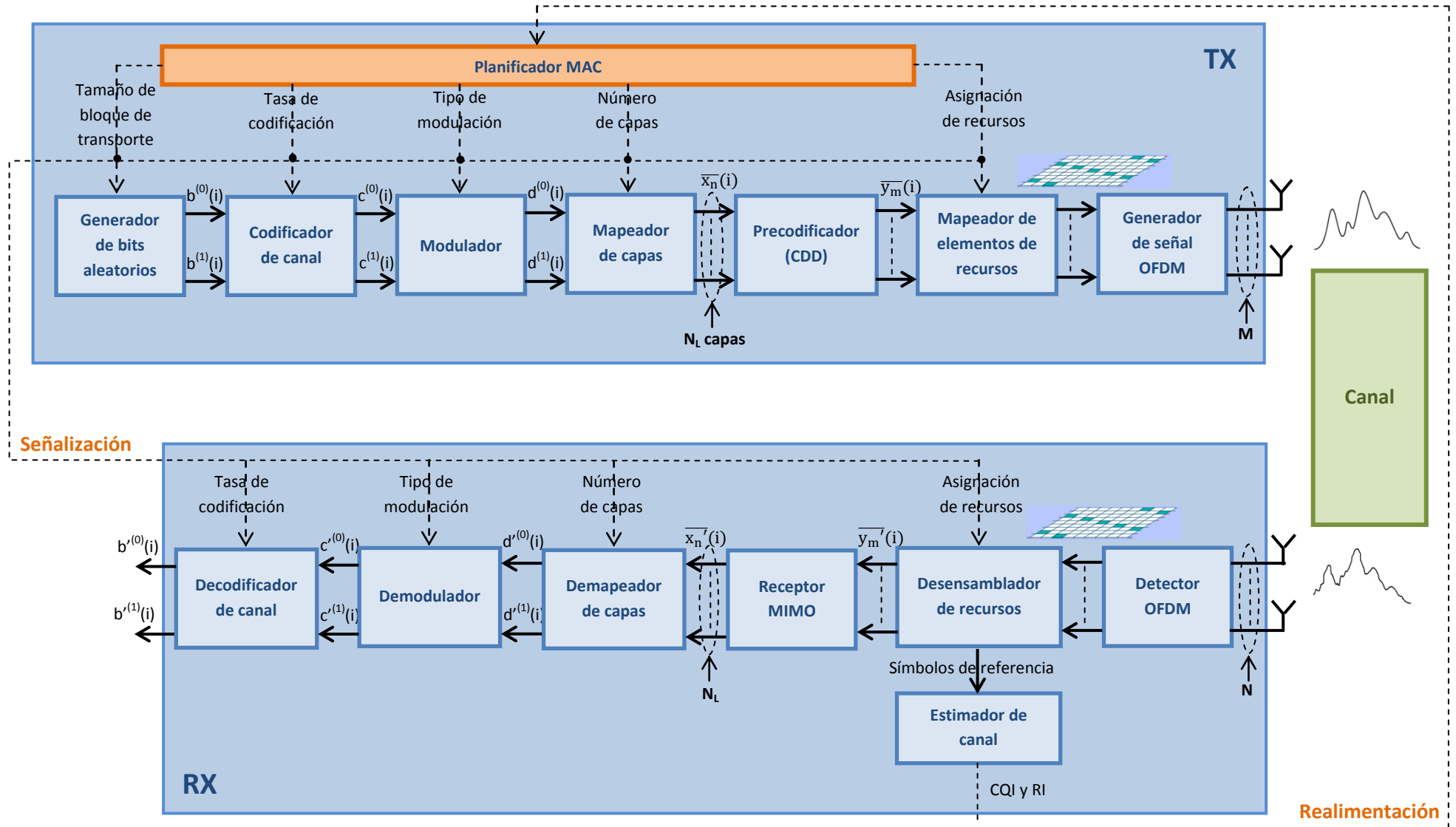


Figura 3.4 Diagrama de bloques del esquema en lazo abierto.

3.3 DEFINICIÓN DE ENTRADAS Y SALIDAS DE LOS BLOQUES

A continuación se describe la salida de cada uno de los bloques, la cual constituye la entrada del siguiente.

3.3.1 Transmisor

- **Planificador**



Figura 3.5 Planificador MAC.

El planificador adapta el procesamiento físico del enlace basado en la realimentación enviada desde el receptor y genera la señalización que permite coherencia en la recuperación de los datos.

- **Generador de bits aleatorios**

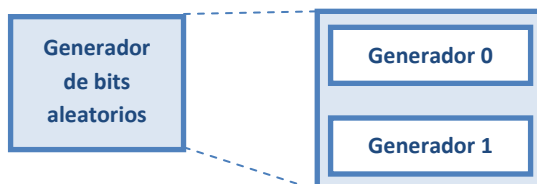


Figura 3.6 Generador de bits aleatorios.

El generador de bits aleatorios se encarga de generar los bloques de transporte que serán transmitidos. Se generan dos bloques de transporte independientes compuestos por bits $b^{(q)}(0), \dots, b^{(q)}(K^{(q)} - 1)$, donde $K^{(q)}$ es el número de bits en el bloque de transporte q .

- **Codificador de canal**

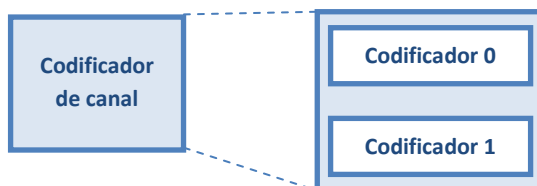


Figura 3.7 Codificador de canal.

Cada bloque de transporte se codifica de forma independiente, generando bits $c^{(q)}(0), \dots, c^{(q)}(K_{\text{bit}}^{(q)} - 1)$, donde $K_{\text{bit}}^{(q)}$ es el número de bits codificados que conforman la palabra de código q .

- **Modulador**

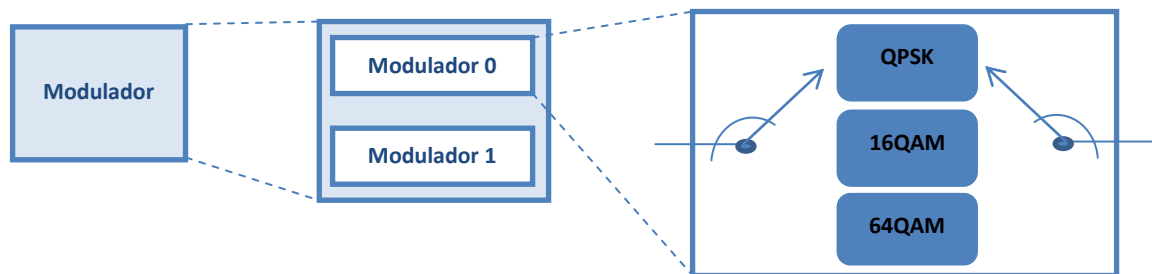


Figura 3.8 Modulador.

Cada palabra de código (bloque de transporte codificado) se modula independientemente con cualquiera de las modulaciones, según lo determine el planificador. Así, a la salida del modulador se tienen símbolos $d^{(q)}(0), \dots, d^{(q)}(K_{\text{simb}}^{(q)} - 1)$, donde $K_{\text{simb}}^{(q)}$ es el número de símbolos complejos de la palabra de código q .

- **Mapeador de capas**

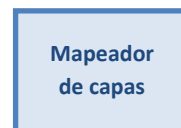


Figura 3.9 Mapeador de capas.

El mapeador de capas toma las palabras de código moduladas y las mapea al número de capas que determina el planificador. De esta manera, los símbolos modulados de cada palabra de código se mapean a capas $\bar{x}_n(i) = [x^{(0)}(i) \dots x^{(N_L - 1)}(i)]^T$, con $i = 0, \dots, K_{\text{simb}}^{\text{capa}}$, donde $K_{\text{simb}}^{\text{capa}}$ es el número de símbolos en cada capa.

- **Precodificador**

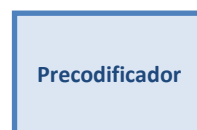


Figura 3.10 Precodificador

El precodificador mapea los símbolos dispuestos en cada capa a los puertos de antena mediante las matrices en los libros de códigos. En lazo cerrado se elige la matriz con base en el PMI y en lazo abierto se precodifica con diversidad de retardo cíclico. A la salida del precodificador, las capas $\bar{x}_n(i)$ son mapeadas a un bloque de vectores $\bar{y}_m(i) = [\dots y^{(p)}(i) \dots]^T$, con $i = 0, \dots, K_{\text{simb}^a}$, donde K_{simb^a} es el número de símbolos de la señal $y^{(p)}(i)$ sobre el puerto de antena p .

- **Mapeador de elementos de recursos**

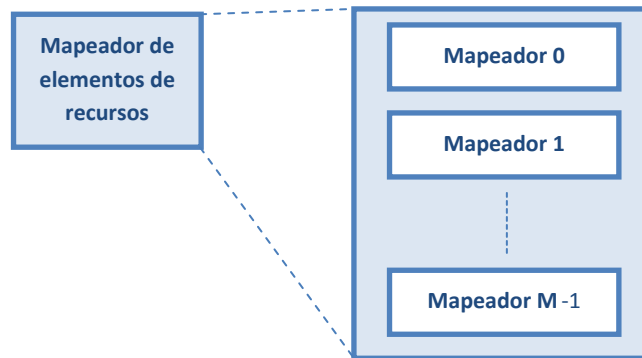


Figura 3.11 Mapeador de elementos de recursos.

Cada puerto de antena requiere de un mapeador de elementos de recursos. Este se encarga de organizar los símbolos $y^{(p)}(i)$ de cada antena en la rejilla de recursos. Aquí también se insertan los símbolos de referencia que sirven para la estimación del canal en el receptor. La salida de cada mapeador se constituye de subportadoras organizadas en bloques de recursos y moduladas por los símbolos contenidos en $y^{(p)}(i)$.

- **Generador de señal OFDM**

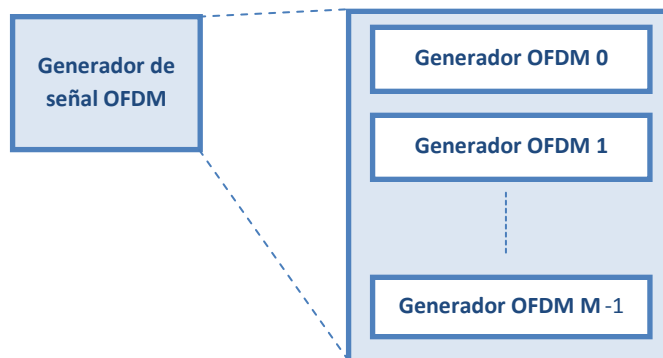


Figura 3.12 Generador de señal OFDM.

Finalmente, en cada antena transmisora se generan los símbolos OFDM con el respectivo prefijo cíclico que serán enviados por el canal. Un bloque de recursos contiene 7 símbolos OFDM (6 símbolos con prefijo cíclico extendido) compuestos por 12 subportadoras cada uno.

3.3.2 Canal



Figura 3.13 Canal.

Las características del canal están descritas en el anexo A. El modelo del canal puede representar entornos con baja, media y alta dispersión de retardo ocasionada por múltiples trayectos. A la salida del canal se tienen los símbolos OFDM enviados por el transmisor, con diferentes degradaciones causadas por la naturaleza del mismo.

3.3.3 Receptor

- **Detector OFDM**

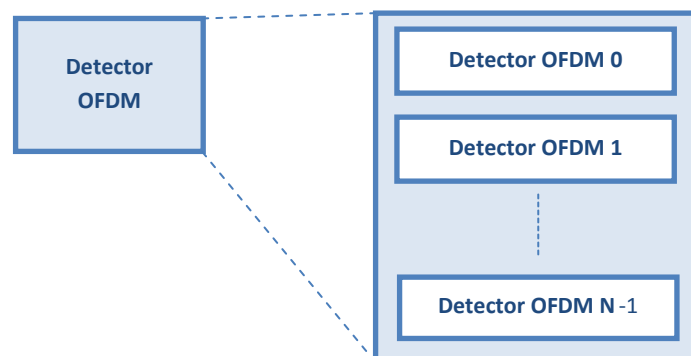


Figura 3.14 Detector OFDM.

El detector OFDM en cada antena receptora se encarga de recibir la señal del canal y retirar el prefijo cíclico de cada símbolo OFDM que llega, dejando a su salida los bloques de recursos listos para ser desensamblados.

- **Desensamblador de recursos**

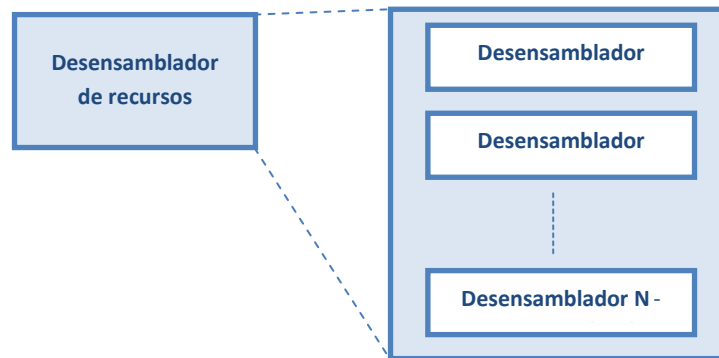


Figura 3.15 Desensamblador de recursos.

Luego, en cada antena receptora se desensamblan los bloques de recursos atendiendo a la señalización ofrecida por el planificador en el transmisor. De esta manera, a la salida del desensamblador, se obtiene un bloque de vectores $\overline{y}_m'(i) = [\dots y'^{(p)}(i) \dots]^T$, con $i = 0, \dots, K_{\text{simb}}^a$, donde K_{simb}^a es el número de símbolos de la señal $y'^{(p)}(i)$ sobre la antena receptora p .

- **Receptor MIMO**



Figura 3.16 Receptor MIMO.

El receptor MIMO recupera los símbolos de cada capa. Así, se obtiene en su salida un conjunto de vectores $\overline{x}_n'(i) = [x'^{(0)}(i) \dots x'^{(N_L-1)}(i)]^T$, con $i = 0, \dots, K_{\text{simb}}^{\text{capa}}$, donde $K_{\text{simb}}^{\text{capa}}$ es el número de símbolos en cada capa.

- Demapeador de capas



Figura 3.17 Demapeador de capas.

Los símbolos de cada capa se demapean para obtener dos palabras de código conformadas por símbolos complejos $d^{(q)}(0), \dots, d^{(q)}(K_{\text{simb}}^{(q)} - 1)$, donde $K_{\text{simb}}^{(q)}$ es el número de símbolos complejos de la palabra de código q .

- Demodulador

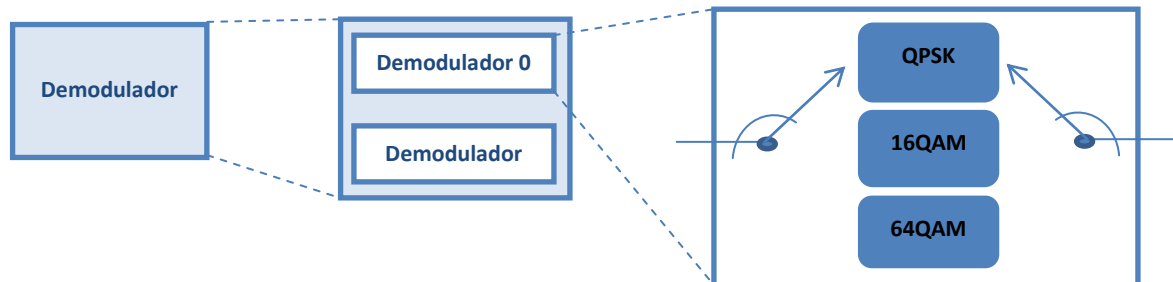


Figura 3.18 Demodulador.

Cada palabra de código es demodulada independientemente de forma coherente para obtener un conjunto de bits $c^{(q)}(0), \dots, c^{(q)}(K_{\text{bit}}^{(q)} - 1)$, donde $K_{\text{bit}}^{(q)}$ es el número de bits codificados que conforman la palabra de código q .

- Decodificador de canal

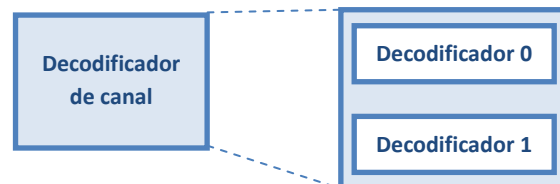


Figura 3.19 Decodificador de canal.

Las palabras de código son decodificadas independientemente, obteniendo conjuntos de bits $b^{(q)}(0), \dots, b^{(q)}(K^{(q)} - 1)$, donde $K^{(q)}$ es el número de bits en el bloque de transporte q . Sobre estos bits se hacen medidas para determinar el desempeño del enlace.



- **Estimador de canal**

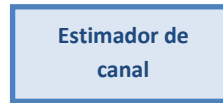


Figura 3.20 Estimador de canal.

El estimador de canal mide las condiciones instantáneas del canal sobre los símbolos de referencia enviados por el transmisor y calcula los indicadores respectivos según el esquema de transmisión que se esté utilizando para luego realimentarlos. En lazo cerrado se calculan y se realimentan el CQI, el RI y el PMI, mientras que en lazo abierto solo se calculan y se realimentan el CQI y el RI.

3.4 ANÁLISIS

Teniendo en cuenta los diagramas de bloques obtenidos de la aplicación de la metodología de modelado, es posible continuar con la metodología de simulación, mediante el análisis que permite la identificación de las variables de decisión del sistema.

El sistema trabaja con dos tipos de variables, las principales y las secundarias. Las principales son las que afectan de manera directa los resultados de la simulación, y las secundarias son las variables que influyen en las principales.

- Variables principales: número de capas, BLER, BER, *throughput*, matriz de precodificación, tasa de codificación, modulación, PMI, CQI y RI.
- Variables secundarias: modo de transmisión, número de bits enviados, número de antenas, ancho de banda, modelo de canal y tiempo de simulación.

3.5 IMPLEMENTACIÓN

En este trabajo de grado, se utilizó el Simulador a Nivel de Enlace de LTE de la Universidad de Viena [19], en el cual se modificaron los parámetros del sistema en líneas de código de archivos de MATLAB.

La figura 3.21 muestra el procedimiento de la simulación del enlace de bajada para el canal PDSCH. Este procedimiento está condicionado por la configuración de variables específicas de cada escenario.

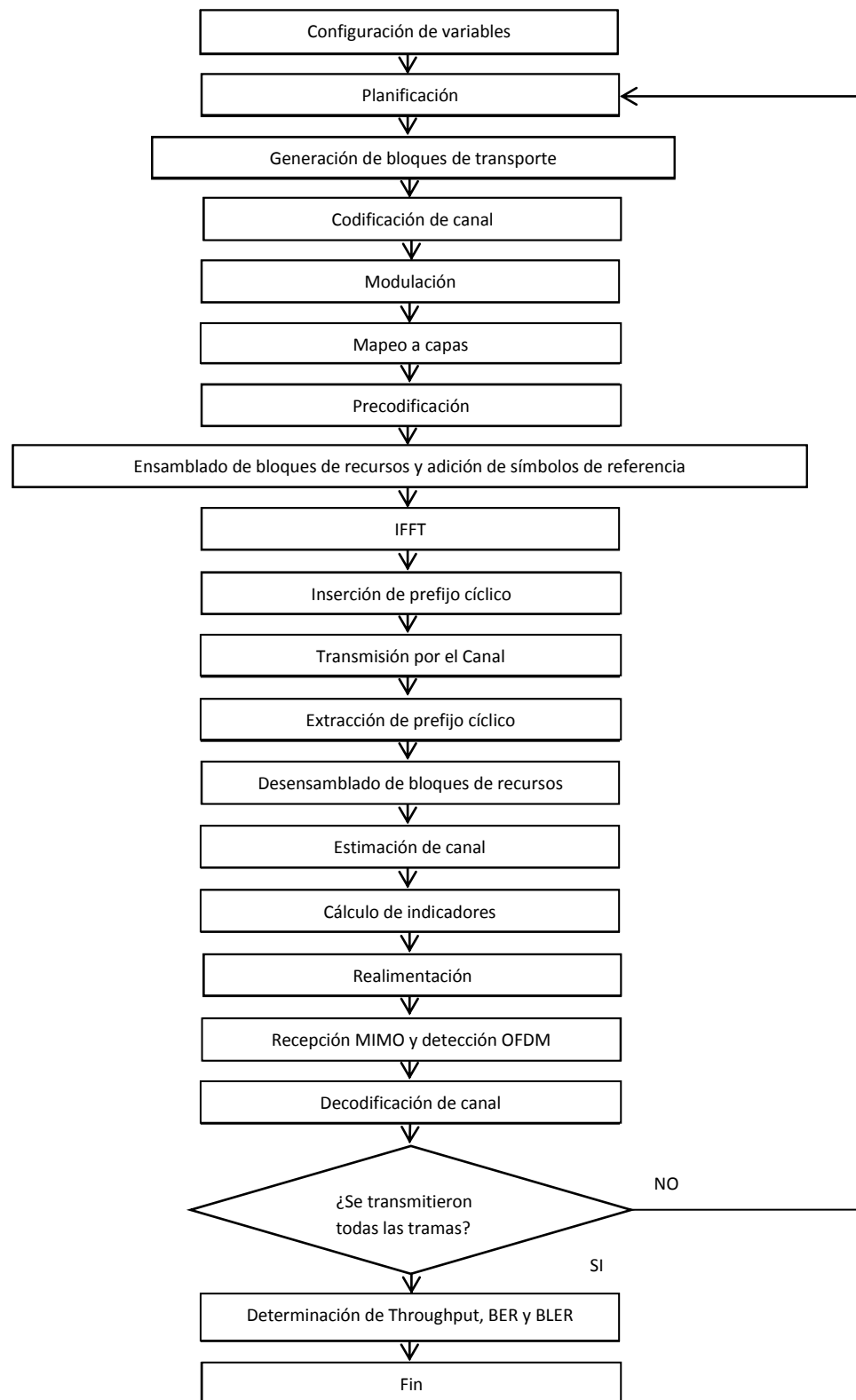


Figura 3.21 Diagrama de flujo de la simulación.



3.6 EXPERIMENTACIÓN

La experimentación se realiza teniendo en cuenta diferentes escenarios que permitan evaluar comparativamente el desempeño de MIMO en lazo abierto y lazo cerrado en el canal PDSCH de LTE, esta se presenta en el siguiente capítulo.



4. ANÁLISIS DE RESULTADOS

En este capítulo se presenta el análisis comparativo del desempeño de los esquemas MIMO en lazo abierto y lazo cerrado en LTE, a partir del efecto de la variación del modelo de canal y el ancho de banda del sistema, para esto se simularon las posibles combinaciones de los parámetros. En la tabla 4.1 se presentan los escenarios de simulación definidos.

Tabla 4.1: Escenarios de simulación para cada esquema de transmisión MIMO.

Esquema de Transmisión MIMO	Arreglo de Antenas	Modelo de Canal	Ancho de Banda
Lazo Cerrado	2x2	AWGN	1.4Mhz
			10MHz
			20MHz
		EPA o PedA	1.4Mhz
			10MHz
			20MHz
		EVA o VehA	1.4Mhz
			10MHz
			20MHz
		ETU o TU	1.4Mhz
			10MHz
			20MHz
		AWGN	1.4Mhz
			10MHz
			20MHz
EPA o PedA		1.4Mhz	
		10MHz	
		20MHz	



	4x4	EVA o VehA	1.4Mhz
			10MHz
			20MHz
		ETU o TU	1.4Mhz
			10MHz
			20MHz
Lazo Abierto	2x2	AWGN	1.4Mhz
			10MHz
			20MHz
		EPA o PedA	1.4Mhz
			10MHz
			20MHz
		EVA o VehA	1.4Mhz
			10MHz
			20MHz
		ETU o TU	1.4Mhz
			10MHz
			20MHz
	4x4	AWGN	1.4Mhz
			10MHz
			20MHz
		EPA o PedA	1.4Mhz
			10MHz
			20MHz
		EVA o VehA	1.4Mhz
			10MHz
			20MHz
		ETU o TU	1.4Mhz
			10MHz
			20MHz

Para los escenarios propuestos se configuraron algunos parámetros comunes del sistema, presentados en la tabla 4.2. Se estableció la frecuencia portadora en 2,1 GHz, empleando un planificador *Round Robin* con realimentación del UE y una asignación semi-estática. El número de tramas se estableció en 1000, dado que con este valor se obtiene una buena resolución para el valor de BER y los tiempos de ejecución se mantienen debajo de 7 horas por punto.



Tabla 4.2: Parámetros de configuración para los escenarios de simulación.

Frecuencia de Portadora	2,1 GHz
Número de Usuarios	1 usuario que utiliza todo el ancho de banda disponible.
Número de Tramas	1000
Tipo de Planificador	<i>Round Robin</i> con realimentación del UE
Asignación del planificador	Semi-estática ¹
Receptor MIMO	Forzado a Cero (ZF, <i>Zero Forcing</i>)
Estimación del canal	Perfecta
Prefijo Cíclico	Normal
Velocidad del UE con EPA	3 Km/h
Velocidad del UE con EVA	60 Km/h
Velocidad del UE con ETU	120 Km/h

Se analizó la transmisión de un único UE sobre todo el ancho de banda disponible con el fin de comparar el comportamiento de los esquemas MIMO en lazo abierto y lazo cerrado del canal PDSCH en cada uno de los casos establecidos, para esto se realizó un análisis del *Throughput*, la Tasa de Bits Errados (BER, *Bit Error Rate*) y la Tasa de Error de Bloque (BLER, *Block Error Rate*). Se consideró un rango de SNR de 0dB a 40dB.

4.1 ANÁLISIS DEL THROUGHPUT

Para realizar un análisis comparativo del *throughput* es necesario mostrar cual es el nivel teórico máximo que se puede alcanzar dependiendo del ancho de banda y el número máximo de bits por símbolo empleados. Se empleó el número máximo de bits por símbolo correspondiente a la modulación 64QAM, ya que la modulación se escoge de manera dinámica con el uso de la realimentación del CQI.

La expresión para encontrar de manera teórica el *throughput* máximo está dada por la ecuación (4.1):

$$Th_{max} = \frac{N_{BR} \cdot N_{SP} \cdot N_{B/S} \cdot N_{AT} \cdot N_{SS}}{0.001}; \quad (4.1)$$

¹ La asignación semi-estática adapta automáticamente la matriz de precodificación y el número de capas de acuerdo al PMI y el RI.



$Throughput_{max} \rightarrow Th_{max}$

Número de bloques de recurso $\rightarrow N_{BR}$

Número de subportadoras $\rightarrow N_{SP}$

Número de bits por símbolo $\rightarrow N_{B/S}$

Número de antenas $\rightarrow N_{AT}$

Número de símbolos en una subtrama $\rightarrow N_{SS}$

Para los diferentes escenarios de simulación se tiene que $N_{SP}=12$, $N_{B/S}=6$, y $N_{SS}=14$. El 0.001 corresponde a la duración de cada subtrama (1ms). N_{AT} se refiere al mínimo entre el número de antenas en transmisión y el número de antenas en recepción.

Tabla 4.3: *Throughput* máximo teórico para los diferentes anchos de banda.

N_{AT}	BW	N_{BR}	TRO
2	1,4MHz	6	12,096 Mbps
2	10MHz	50	100,8Mbps
2	20MHz	100	201,6Mbps
4	1,4MHz	6	24,192Mbps
4	10MHz	50	201,6Mbps
4	20MHz	100	403,2Mbps

Con el fin de visualizar de manera simple y ordenada cada una de las gráficas, el esquema MIMO en lazo abierto se denomina OLSM y el lazo cerrado se denomina CLSM.

4.1.1 Análisis para un sistema con arreglo de antenas 2x2

En la figura 4.1 se observa el *throughput* alcanzado por los dos esquemas de transmisión con arreglo de antenas 2x2 y ancho de banda de 10MHz en los cuatro modelos de canal.

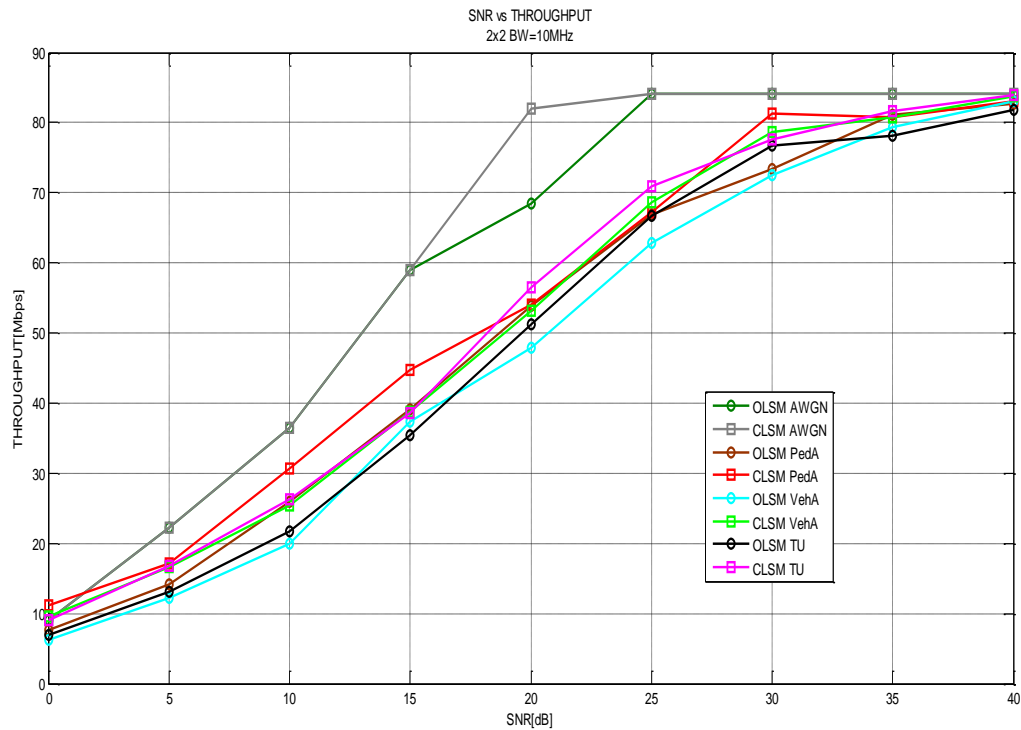


Figura 4.1 SNR vs THROUGHPUT para un sistema 2x2 con BW=10MHz.

- En todos los valores de SNR, excepto por los valores menores a 1.8dB, el canal AWGN alcanza los mejores valores de *throughput*, manteniéndose por arriba de los demás canales para cualquiera de los dos esquemas, OLSM o CLSM. Esto debido a que el modelo de canal AWGN solamente es afectado por una atenuación y un retardo constante, contrario a los modelos de canal con múltiples trayectorias, en donde se presentan desvanecimientos y retardos variantes en el tiempo, lo cual genera mayor degradación en el desempeño.
- En los canales de múltiples trayectorias, el esquema en lazo cerrado obtiene mejor *throughput* que el esquema en lazo abierto. Esto indica que en el sistema con arreglo de antenas 2x2, la precodificación en lazo cerrado logra mejor desempeño frente la precodificación en lazo abierto sin importar las condiciones de dispersión de retardo.
- Para los valores de SNR entre 0dB y 20dB, el mayor *throughput* lo obtiene CLSM con el canal PedA. Esto se debe a que la dispersión de retardo para este canal es más baja que en los otros dos modelos de canal con múltiples trayectorias.



- En los valores entre 20dB y 30dB de SNR, las curvas se entrelazan y crecen con una diferencia de aproximadamente 10Mbps entre la que tiene mayor *throughput* y la que tiene menor *throughput*, lo que sugiere que en un sistema con arreglo de antenas 2x2, no existe mucha diferencia en el desempeño de alguno de los dos esquemas de transmisión en cualquier modelo de canal para valores altos de SNR.
- Todas las curvas convergen en un nivel máximo de 84Mbps de *throughput* que representa el 83.3% del máximo teórico.

En la figura 4.2 se ilustran las curvas correspondientes al *throughput* alcanzado por los dos esquemas de transmisión empleando el canal de múltiples trayectorias PedA para los anchos de banda de 1.4MHz, 10MHz y 20MHz. Se utiliza el canal PedA porque es el que obtiene mejor desempeño debido a su baja dispersión de retardo.

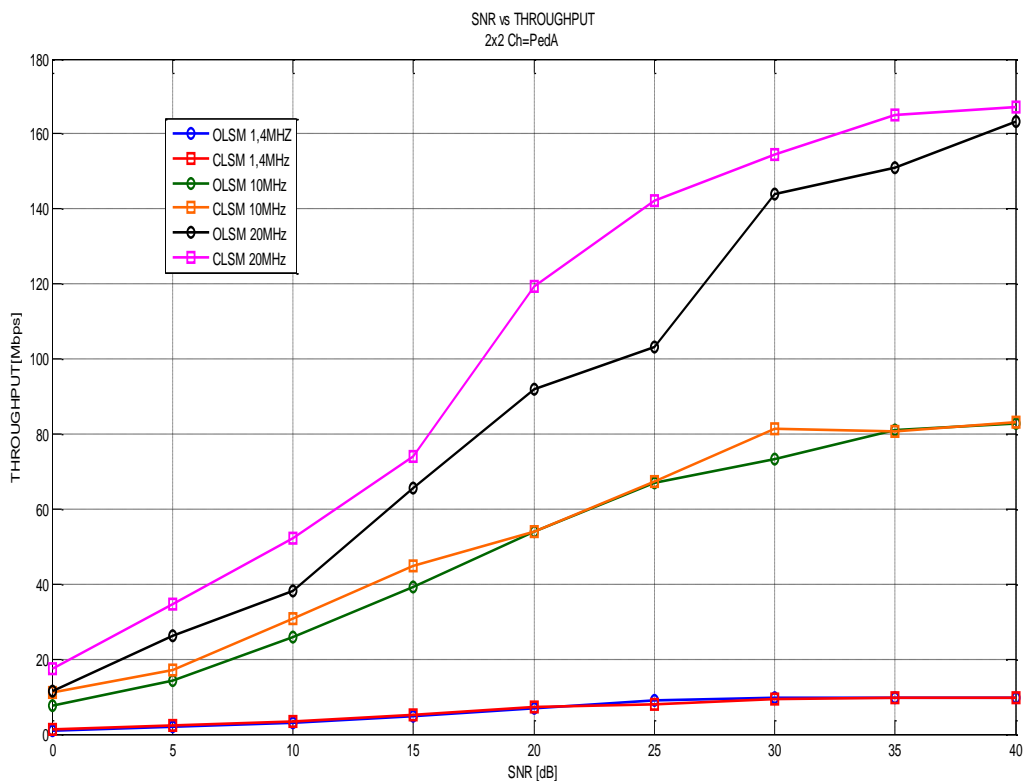


Figura 4.2 SNR vs THROUGHPUT para un sistema 2x2 con canal PedA.

- A excepción de algunos cortos rangos de SNR en donde el *throughput* de los dos esquemas de transmisión es el mismo, el esquema en lazo cerrado mantiene superioridad frente al esquema en lazo abierto. Esto evidencia que la



precodificación en lazo cerrado permite un mejor desempeño frente a la precodificación en lazo cerrado con arreglo de antenas 2x2 en cualquier ancho de banda.

- Para cada ancho de banda, el *throughput* máximo que se obtiene es:
BW = 1,4MHz → *Throughput* = 9,86Mbps
BW = 10MHz → *Throughput* = 83,067Mbps
BW = 20MHz → *Throughput* = 167,16Mbps
En general, los valores máximos de *throughput* obtenidos representan aproximadamente el 80% del máximo teórico mostrado en la tabla 4.2.
- La diferencia de *throughput* máximo alcanzado por los dos esquemas de transmisión es mínima. Esto se debe a que la precodificación para un sistema con arreglo de antenas 2x2, representa baja complejidad en cualquiera de los dos casos de precodificación, ya sea en lazo abierto o en lazo cerrado.

4.1.2 Análisis para un sistema con arreglo de antenas 4x4

En la figura 4.3 se muestran las curvas del *throughput* alcanzado por los dos esquemas de transmisión con arreglo de antenas 4x4 y un ancho de banda de 10MHz en cada tipo de canal.

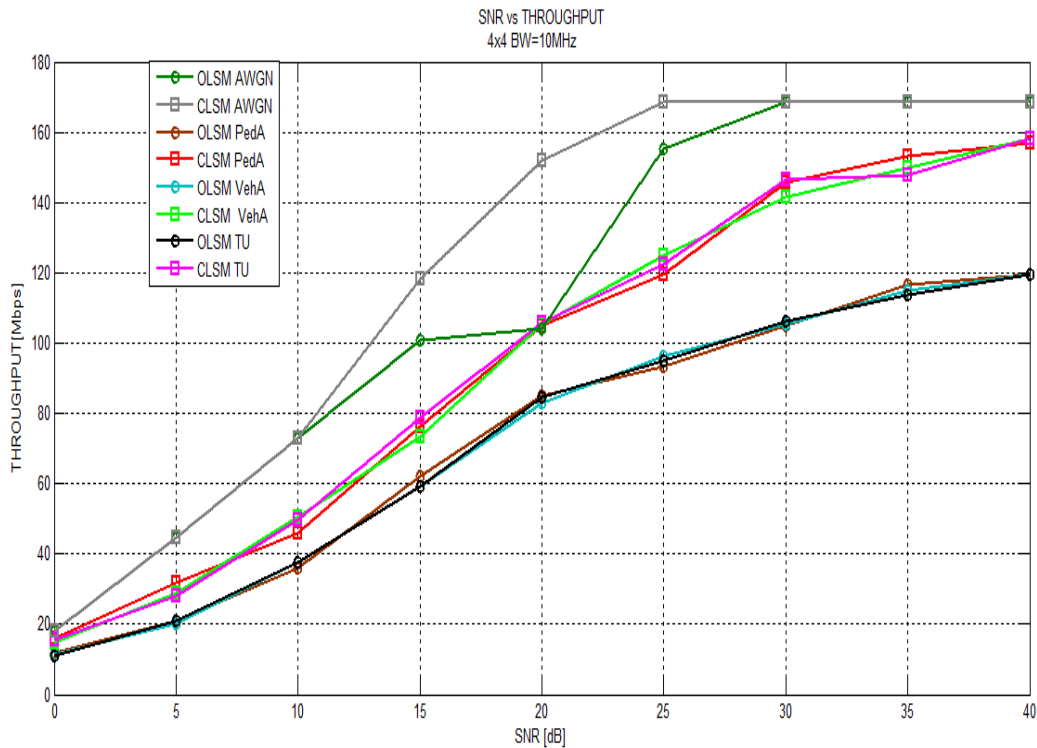


Figura 4.3 SNR vs THROUGHPUT para un sistema 4x4 con BW=10MHz.

- El esquema en lazo cerrado logra un *throughput* máximo de 160Mbps con cualquier modelo de canal de múltiples trayectos, mientras que el esquema en lazo abierto alcanza 120Mbps, contrario a lo que se observa en el sistema 2x2, en donde no se nota tanto la diferencia entre OLSM y CLSM, y todas las curvas convergen hacia un mismo valor de *throughput* en los 40dB de SNR. Esto se debe a que entre más numeroso es el arreglo de antenas, se hace necesario un conocimiento más detallado del canal para lograr mejor desempeño mediante la precodificación.
- Con el canal AWGN, los dos esquemas obtienen el mismo máximo de 168Mbps de *throughput* en 40dB de SNR, sin embargo, en el rango de SNR entre 10dB y 30dB, el esquema en lazo abierto es superado por el esquema en lazo cerrado.
- En general, para todos los valores de SNR, el esquema en lazo cerrado obtiene un mayor *throughput* frente al esquema en lazo abierto sin importar las condiciones de desvanecimiento por múltiples trayectorias de los diferentes canales. Se esperarían degradaciones en el desempeño del esquema en lazo cerrado en



entornos de alta dispersión de retardo, cosa que no ocurre por el hecho de tener una realimentación libre de errores.

En la figura 4.4 se presentan las curvas correspondientes al throughput alcanzado empleando el canal de múltiples trayectorias PedA para los anchos de banda de 1.4MHz, 10MHz y 20MHz.

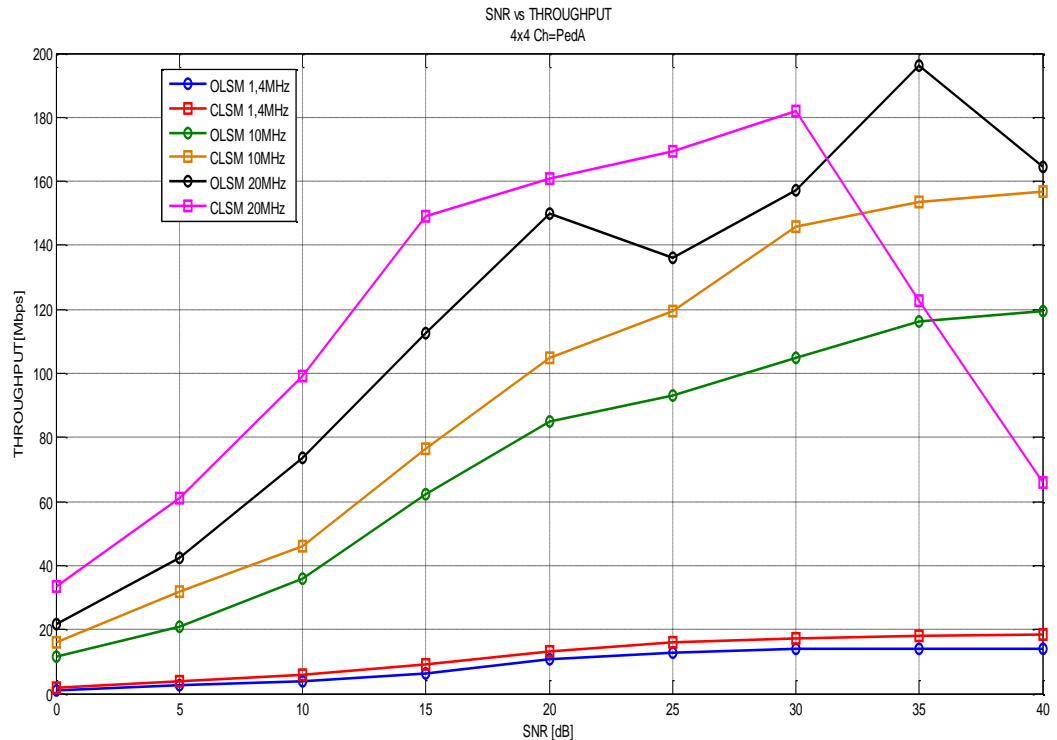


Figura 4.4 SNR vs THROUGHPUT para un sistema 4x4 con canal PedA.

- Con un ancho de banda de 20MHz se producen diferentes decrementos en las curvas de *throughput* a partir de 20dB en adelante. En el caso del esquema en lazo cerrado, ocurre una caída del *throughput* de aproximadamente 120Mbps entre 30dB y 40dB. Para el esquema en lazo abierto se tiene un decremento de unos 10Mbps entre 20dB y 25dB, luego crece entre los valores de 25dB a 35dB alcanzando un valor pico y volviendo a caer entre 35dB y 40dB. Además, se puede observar que ninguno de los dos esquemas alcanza un *throughput* máximo superior a la mitad del valor teórico para este caso (403.2Mbps). Esto advierte una falla en el funcionamiento del simulador cuando se trata de sistemas con arreglo de antenas 4x4 con ancho de banda de 20MHz que se debe a la complejidad que representan las altas tasas de datos en el procesamiento computacional.



- Para cada ancho de banda, el throughput máximo que se obtiene es:
BW = 1,4MHz → *Throughput* = 18,512Mbps
BW = 10MHz → *Throughput* = 156,774Mbps
BW = 20MHz → *Throughput* = 196,7Mbps
Para los anchos de banda de 1.4MHz y 10MHz, los valores máximos de *throughput* los obtuvo el esquema en lazo cerrado, estos valores máximos corresponden a aproximadamente el 77% del máximo teórico mostrado en la tabla 4.2.

En la figura 4.5 se puede observar las curvas de *throughput* del esquema en lazo abierto y el esquema en lazo cerrado en un sistema con arreglo de antenas 2x2 y BW=20MHz, y un sistema con arreglo de antenas 4x4 y BW=10MHz. El valor máximo teórico de *throughput* para estos dos sistemas es el mismo (201.6Mbps).

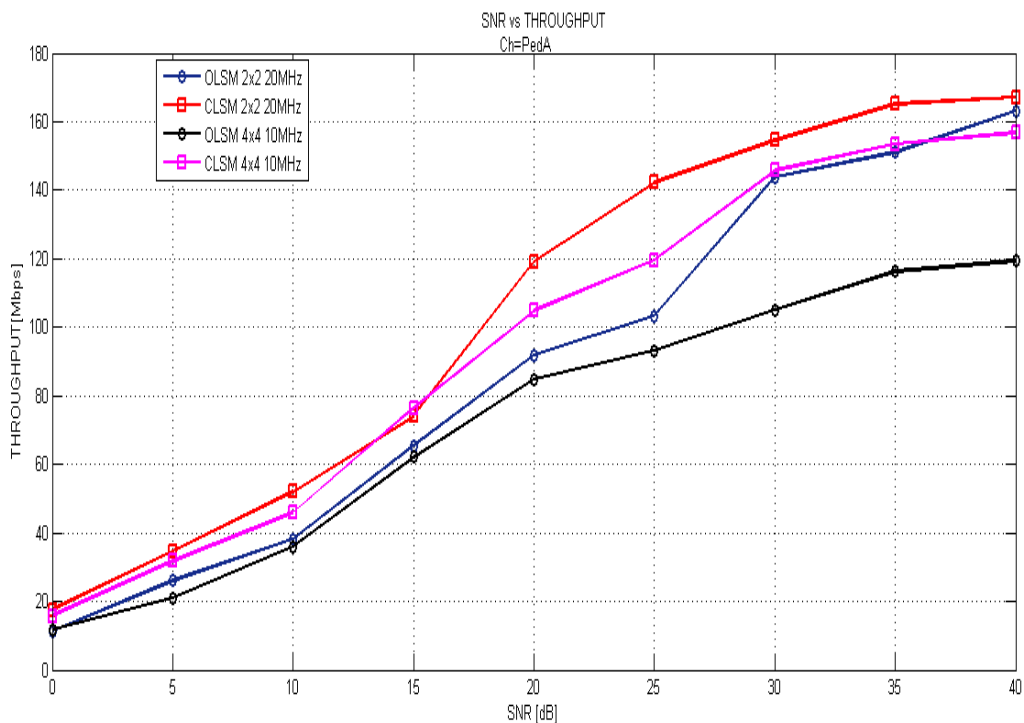


Figura 4.5 SNR vs THROUGHPUT para un sistema 2x2 con BW=20MHz y un sistema 4x4 con BW=10MHz.

- El mejor *throughput* lo obtiene CLSM con un arreglo de antenas 2x2 y ancho de banda de 20MHz, acercándose a un 83% del valor máximo teórico, por debajo de él, está el CLSM con un arreglo de antenas 4x4 y ancho de banda 10MHz. La diferencia entre el máximo alcanzado por estas dos curvas es de menos de



10Mbps. Lo anterior comprueba que con un arreglo de antenas 4x4, el esquema en lazo cerrado logra un desempeño similar al que logra con un arreglo de antenas 2x2, con la ventaja de utilizar la mitad de ancho de banda. Sin embargo, también muestra que para el esquema en lazo abierto, el *throughput* máximo alcanzado se aleja mucho más del máximo teórico para un arreglo 4x4 que para el arreglo de antenas 2x2, lo que indica que si se utiliza el esquema en lazo abierto, disminuye la ventaja que el ancho de banda le da al sistema con arreglo de antenas 4x4.

En general, el esquema en lazo cerrado logra un mejor *throughput* frente al esquema en lazo abierto, esto se hace más notorio en el sistema con arreglo de antenas 4x4 debido a que entre más numeroso el arreglo de antenas, más complejo es el canal, por lo tanto, un conocimiento más detallado de él, permite aprovechar mejor sus características.

4.2 ANÁLISIS DE LA BER

En esta sección se analiza la BER de los esquemas de transmisión MIMO en lazo abierto y lazo cerrado con los diferentes modelos de canal y los diferentes anchos de banda. La BER está dada por la relación que se muestra en la ecuación (4.2).

$$BER = \frac{\# \text{ de bits errados}}{\# \text{ de bits transmitidos}} \quad (4.2)$$

4.2.1 Análisis para un sistema con arreglo de antenas 2x2

La figura 4.6 muestra el desempeño en términos de la BER de los esquemas de transmisión en lazo abierto y en lazo cerrado con los cuatro diferentes modelos de canal y ancho de banda de 1,4MHz.

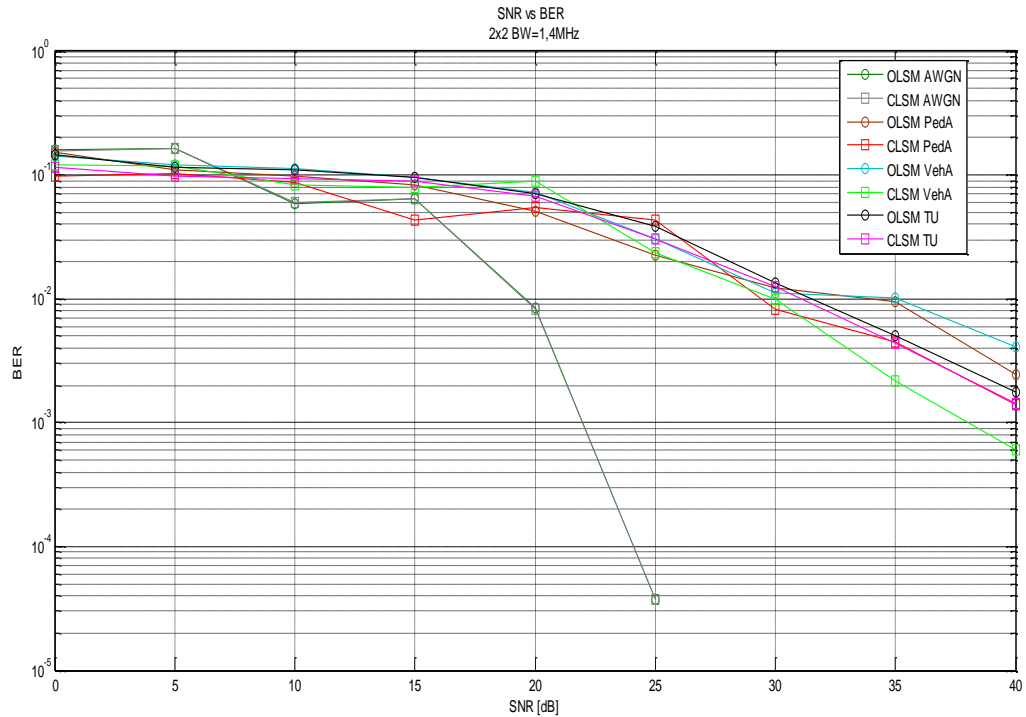


Figura 4.6 SNR vs BER para 2x2 con BW=1,4MHz.

- Con el canal AWGN, los esquemas en lazo abierto y lazo cerrado requieren una SNR de 22dB para alcanzar una BER de 1×10^{-3} . Con los canales de múltiples trayectorias, solo el esquema en lazo cerrado alcanza este valor de BER en 33dB de SNR con un canal VehA. Se esperaría que el mejor desempeño en términos de BER se obtuviera con un canal PedA debido a su baja dispersión de retardo, no obstante, como en el caso del *throughput* para el sistema con arreglo de antenas 2x2, no hay mucha diferencia entre el desempeño de uno u otro esquema de transmisión frente a diferentes condiciones de dispersión de retardo.
- Con cualquiera de los modelos de canal de múltiples trayectorias, el esquema en lazo cerrado requiere una SNR entre 29dB y 31dB para alcanzar una BER de 1×10^{-2} , mientras que el esquema en lazo abierto requiere una SNR entre 31.5dB y 35dB para alcanzar el mismo valor de BER. Esto evidencia la baja diferencia que existe en el rendimiento en términos de BER de los dos esquemas de transmisión MIMO para un arreglo de antenas 2x2.



En la figura 4.7 se ilustra las curvas de la BER de los esquemas de transmisión MIMO en lazo abierto y lazo cerrado en los cuatro diferentes modelos de canal con un ancho de banda de 10MHz.

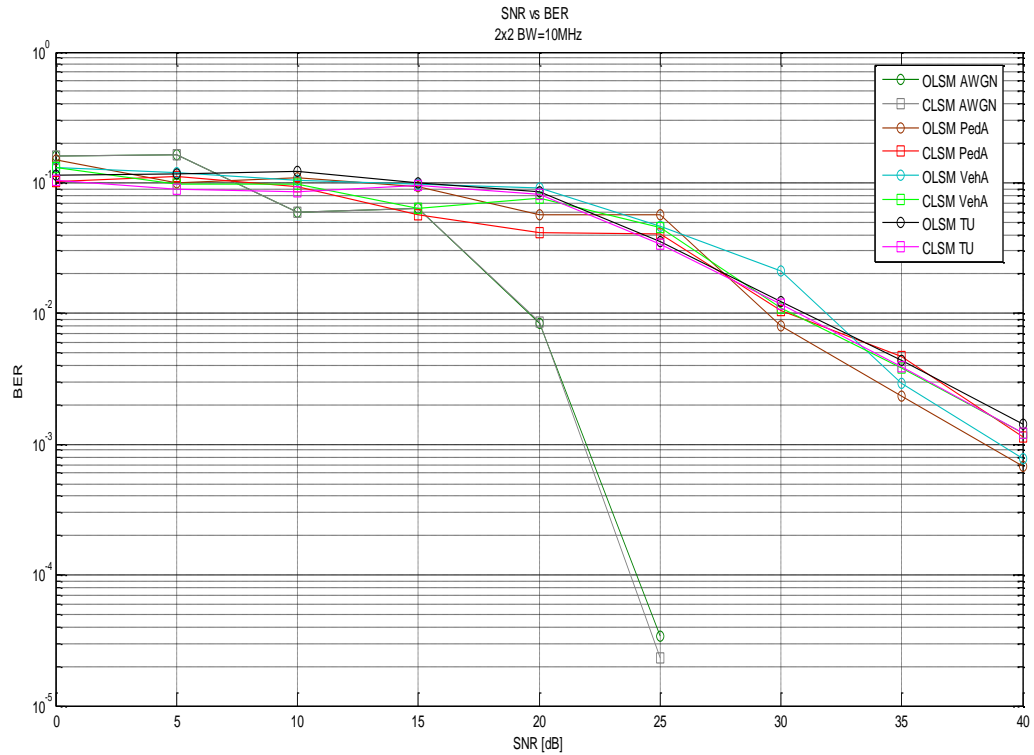


Figura 4.7 SNR vs BER para 2x2 con BW=10MHz.

- Con un ancho de banda de 10MHz se puede visualizar un comportamiento de la BER similar al que se obtuvo con un ancho de banda de 1.4MHz. La rápida caída de la BER de los dos esquemas de transmisión con el canal AWGN se debe a su condición ideal, se puede observar que los dos esquemas obtienen una BER menor a 1×10^{-4} antes de los 25dB de SNR.
- Para canales de múltiples trayectorias, se tiene que cualquiera de los dos esquemas de transmisión logra una BER de 1×10^{-2} entre 29dB y 32dB.
- También se observa que en términos de BER, el esquema de transmisión en lazo abierto puede superar el desempeño del esquema en lazo cerrado en algunos valores de SNR.



En la figura 4.8 se muestra el comportamiento de la BER para ambos esquemas de transmisión en los cuatro diferentes modelos de canal al aumentar la SNR con un ancho de banda igual a 20MHz.

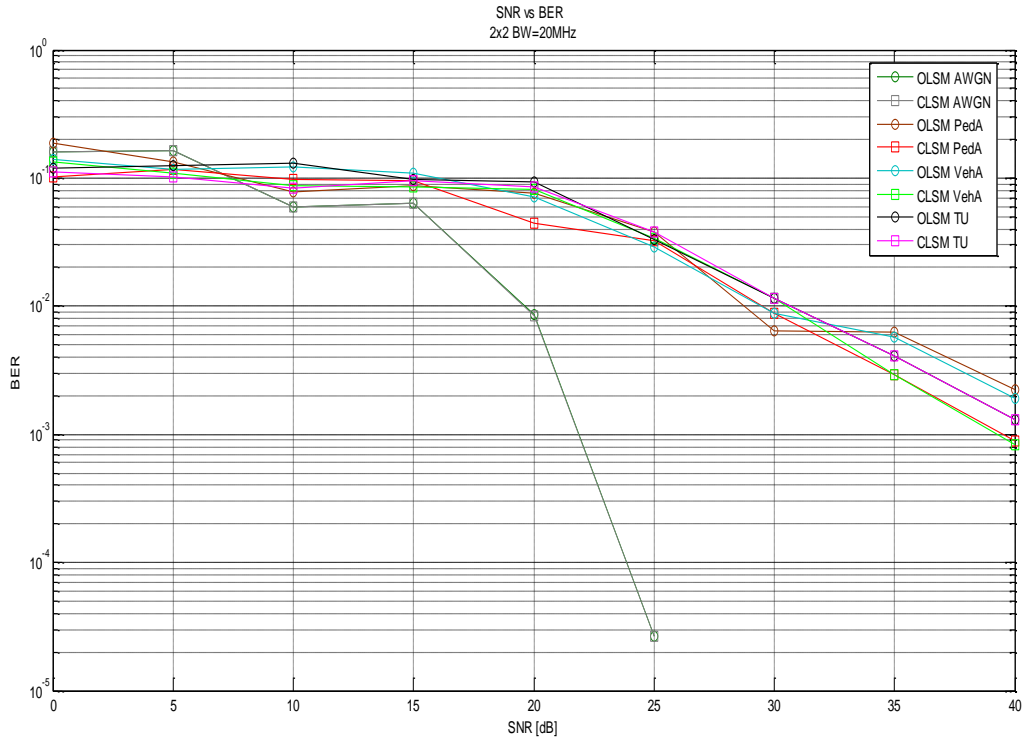


Figura 4.8 SNR vs BER para 2x2 con BW=20MHz.

- Para el canal AWGN, cualquiera de los dos esquemas de transmisión requiere una SNR de 22dB para alcanzar una BER de 1×10^{-3} , mientras que para los canales de múltiples trayectorias, es necesaria una SNR de 28dB a 31dB para alcanzar una BER de solo 1×10^{-2} .
- En general, se observa en el sistema con arreglo de antenas 2x2, que el nivel de retardo de dispersión no representa grandes diferencias en el desempeño en términos de BER de alguno de los esquemas de transmisión en cualquiera de los canales de múltiples trayectorias.



4.2.2 Análisis para un sistema con arreglo de antenas 4x4

La figura 4.9 muestra el comportamiento de la BER para los esquemas de transmisión MIMO en lazo cerrado y en lazo abierto en los cuatro diferentes canales a medida que la SNR incrementa con un ancho de banda de 1,4MHz.

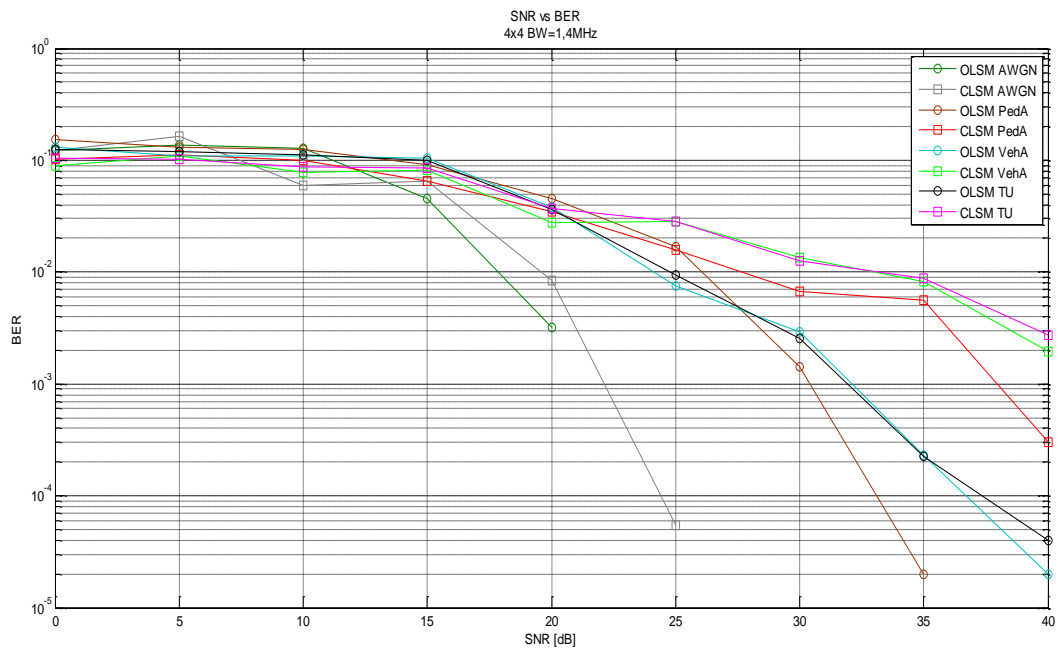


Figura 4.9 SNR vs BER para 4x4 con BW=1,4MHz.

- En el canal AWGN, la BER de cualquiera de los dos esquemas de transmisión alcanza un valor inferior a 1×10^{-3} requiriendo una SNR entre 20dB y 25dB.
- En el caso de los canales con múltiples trayectorias, el esquema en lazo abierto requirió una SNR entre 30.5dB y 32dB para alcanzar una BER de 1×10^{-3} , mientras que el esquema en lazo cerrado alcanzó el mismo valor de BER con una SNR de 37.6dB y en un canal PedA, que representa el entorno con menor dispersión de retardo.

En la figura 4.10 se muestra el comportamiento que tiene la BER para los dos esquemas de transmisión MIMO en los cuatro diferentes canales con un ancho de banda de 10MHz a medida que la SNR aumenta.

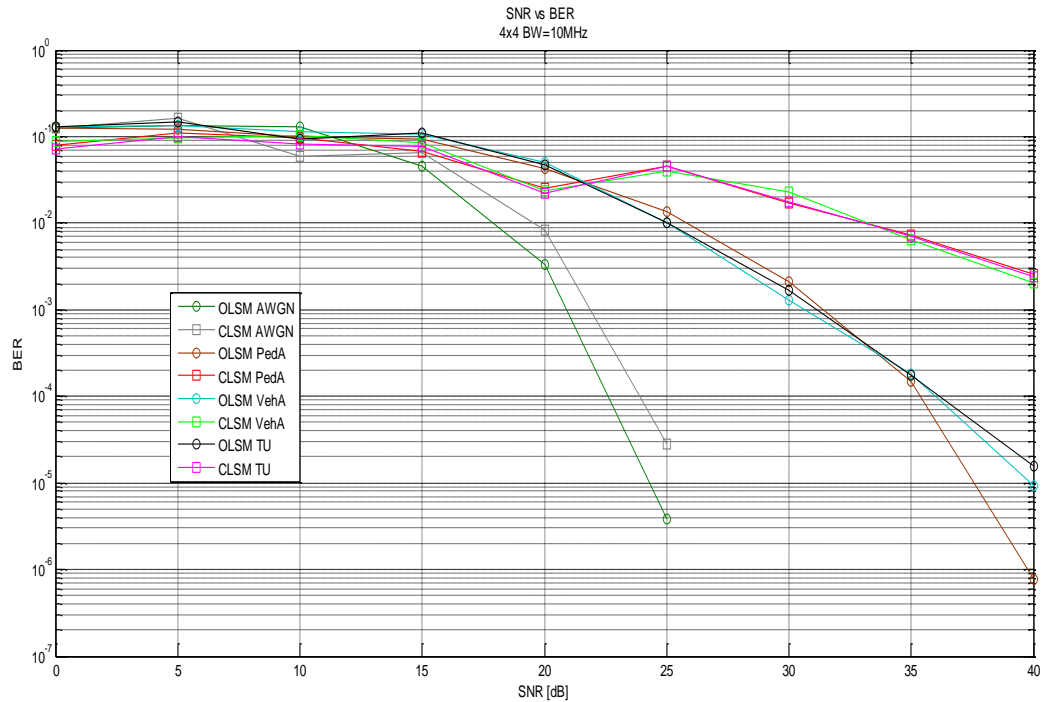


Figura 4.10 SNR vs BER para 4x4 con BW=10MHz.

- La diferencia del desempeño en términos de BER de cualquiera de los dos esquemas de transmisión MIMO es mínima frente a la variación del canal de múltiples trayectorias, esto se evidencia en la SNR requerida por el esquema en lazo abierto para alcanzar un valor de BER de 1×10^{-3} o de 1×10^{-4} , en donde la diferencia es de menos de 1dB de SNR con cualquiera de los tres canales de múltiples trayectorias. Esto también sucede con el esquema en lazo cerrado, en donde se alcanza una BER de 1×10^{-2} con una relación a ruido de 33dB en cualquiera de los canales de múltiples trayectorias.
- Para los valores más altos de SNR, a partir de 22dB, el esquema en lazo abierto impone superioridad frente al esquema en lazo cerrado presentando valores más bajos de BER. Se observa entonces que el esquema en lazo cerrado no alcanza el valor de 1×10^{-3} , mientras que el esquema en lazo abierto logra este valor en un rango de SNR entre 30.5dB y 31.5dB. Esto sugiere que la precodificación en lazo abierto resulta más eficiente en cuanto a pérdidas de bits que el esquema en lazo cerrado.



En la figura 4.11 se muestra cómo se comporta la BER de los esquemas de transmisión en lazo abierto y lazo cerrado en los cuatro canales con un ancho de banda de 20MHz a medida que la SNR aumenta de valor.

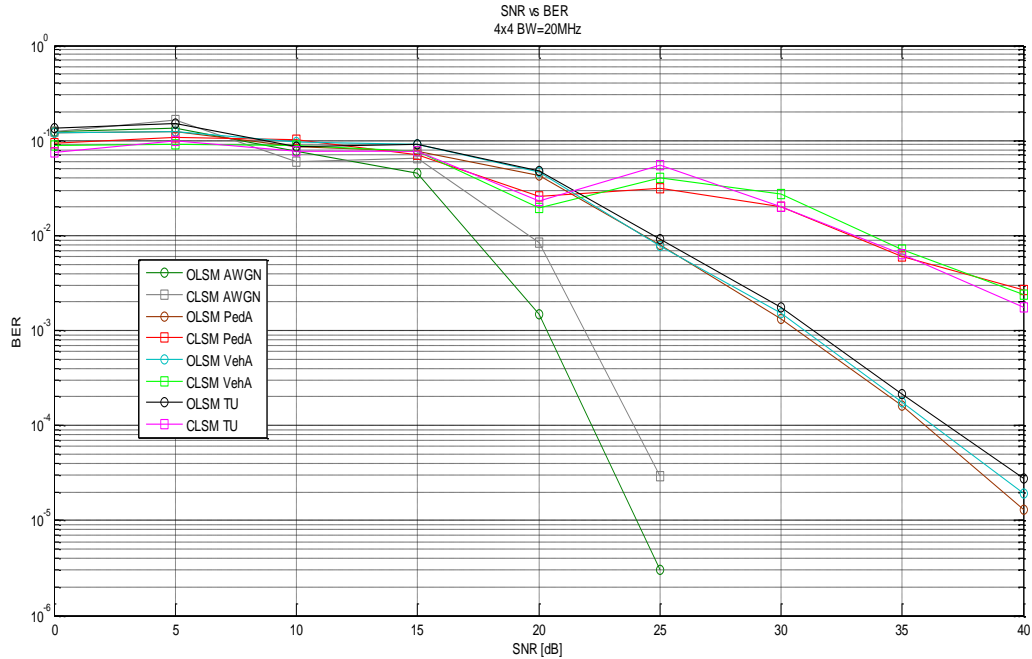


Figura 4.11 SNR vs BER para 4x4 con BW=20MHz.

- Con un ancho de banda de 20MHz, la BER se comporta de manera similar a cuando se tiene un ancho de banda de 10MHz; es mínima la diferencia en el desempeño de alguno de los dos esquemas de transmisión MIMO frente a la variación del modelo de canal de múltiples trayectorias, y el esquema de transmisión en lazo abierto supera al esquema en lazo cerrado en valores de SNR mayores a 22dB.

En general, en términos de BER, el esquema en lazo abierto logra un mejor desempeño frente al esquema en lazo cerrado en el sistema con arreglo de antenas 4x4, mientras que con el arreglo de antenas 2x2, ninguno de los dos esquemas de transmisión se impone de forma definitiva frente al otro. Esto demuestra, que la precodificación con diversidad de retardo cíclico resulta más eficiente en cuanto a pérdidas de bits que la precodificación del esquema en lazo cerrado frente a desvanecimientos destructivos en sistemas con arreglo de antenas 4x4.



4.3 ANÁLISIS DE LA BLER

La BLER se refiere a la relación entre el número de bloques de recursos errados sobre el número de bloques recibidos. La codificación y modulación adaptativa debe asegurar una BLER menor a 10%. Entonces, el UE debe estimar el valor de la SNR para luego determinar el CQI que asegure dicho valor de BLER.

En la figura 4.12 se muestran las curvas de BLER para los dos esquemas de transmisión en los diferentes modelos de canal con un ancho de banda de 1.4MHz.

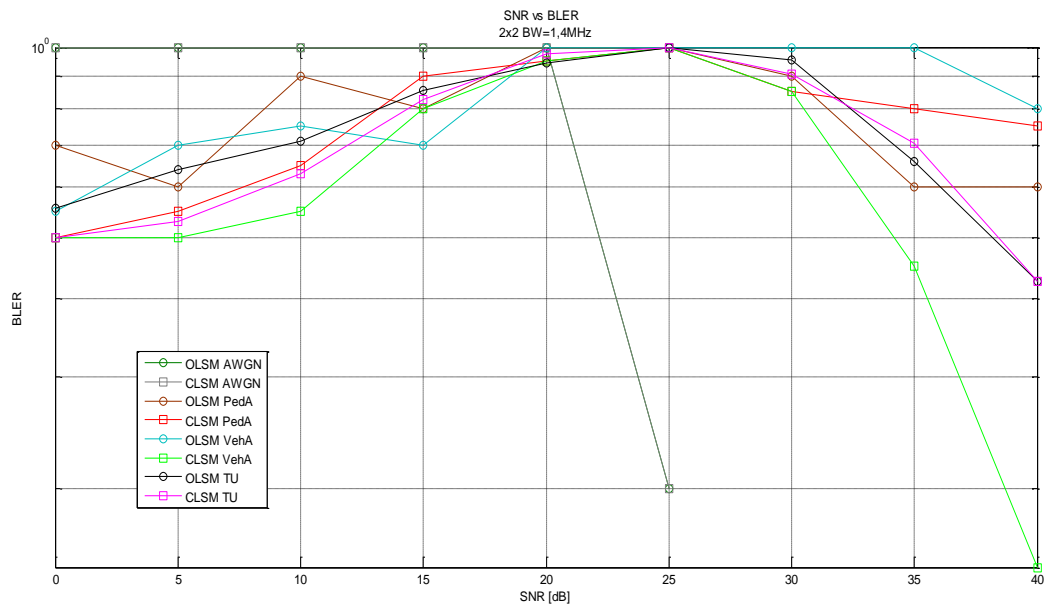


Figura 4.12 SNR vs BLER para 2x2 con BW=1,4MHz.

Al verificar las diferentes curvas de BLER que resultan de la simulación en cada escenario, se hace notorio que estas arrojan unos datos erróneos de BLER que no permiten un análisis de esta. Se observa que todas las curvas incrementan hasta experimentar una BLER de 1×10^0 en un rango de SNR entre 20dB y 25dB, lo cual indica que experimentan una tasa de error de bloque de 100%. Este error en las curvas de la BLER se debe tal vez a una falla en el código del simulador.



5. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

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

5.1 CONCLUSIONES

5.1.1 Respecto a la metodología y el software

- La adaptación y aplicación de la metodología elegida, permitió obtener el modelo del sistema y una clara definición de los objetivos, las etapas y los alcances, para su posterior adaptación y análisis en el software.
- Las simulaciones son una alternativa económicamente viable para el análisis de una tecnología de punta como lo es LTE, ante la imposibilidad de adquirir hardware de simulación especializado o realizar una implementación real.
- El Simulador a Nivel de Enlace de LTE de la Universidad de Viena, es una herramienta flexible para el análisis del desempeño de LTE, ya que es un software especializado que cumple con las especificaciones del 3GPP, y se compone de módulos que facilitan la implementación de modelos de simulación, sin embargo, el funcionamiento del simulador puede ser afectado negativamente, ya sea por las altas tasas de datos que pueden involucrar las simulaciones, o por inconsistencias en el código del simulador.
- Gracias a la flexibilidad del simulador, es posible hacer modificaciones en el código, ya sea para corregir sus fallas o para optimizar su funcionamiento mediante la implementación de nuevos algoritmos o métodos.



5.1.2 Respecto a los resultados de simulación

- Al comparar y analizar el comportamiento de las curvas con los diferentes modelos de canal: AWGN, PedA, VehA y TU, se comprobó que el mejor desempeño en términos de throughput y BER se obtiene con el canal AWGN para los dos esquemas de transmisión MIMO, ya que este canal solo sufre efectos de ruido blanco sin variaciones temporales de desvanecimiento o retardo, lo que lo hace ideal.
- Con un arreglo de antenas 2x2, el esquema de transmisión MIMO en lazo cerrado obtiene mejores velocidades de transmisión que el esquema en lazo abierto bajo una relación de pérdida de bits similar. Con un arreglo de antenas 4x4, el esquema en lazo cerrado obtiene velocidades mucho mejores que el esquema en lazo abierto, pero a la vez, sufre más pérdidas de bits.
- En general, el desempeño en términos de *throughput* y BER, correspondiente a cada esquema de transmisión, es similar en cualquiera de los canales con múltiples trayectos, lo que indica que cada esquema mantiene su desempeño frente a diferentes condiciones de dispersión de retardo. Sin embargo, hay que tener en cuenta el hecho de que la realimentación implementada en el simulador es libre de errores, lo que implica que los efectos de los diferentes modelos de canal de múltiples trayectorias no se evidencian claramente en el desempeño de cualquiera de los dos esquemas de transmisión MIMO. Se esperaría que frente a condiciones de canal con más alta dispersión de retardo, el desempeño de uno u otro esquema de transmisión disminuya.
- Debido a que no fue posible realizar análisis de la BLER, se impidió la evaluación alrededor de la efectividad de la modulación y codificación adaptativa soportada mediante la realimentación de CQI. Teniendo en cuenta que la realimentación de CQI se realiza en los dos esquemas de transmisión MIMO de igual manera, se esperaría que los resultados de BLER para uno u otro esquema de transmisión no aportasen mucho más de lo que aportó el análisis de *throughput* y BER.



5.2 TRABAJOS FUTUROS

- Análisis del desempeño del enlace de bajada de LTE con MIMO en una versión multi-usuario.
- Análisis del desempeño del enlace de bajada de LTE con MIMO multi-usuario y diferentes esquemas de planificación.
- Análisis del desempeño a nivel de sistema del enlace de bajada de LTE con MIMO.



REFERENCIAS

- [1] R. A. Comes, et al, LTE: Nuevas Tendencias en Comunicaciones Móviles. Fundación Vodafone España, 2010. [Libro Electrónico] Disponible en <http://fundacion.vodafone.es/fundacion/es/conocenos/difusion/publicaciones/publicaciones/lte-nuevas-tendencias-en-comunicaciones-moviles/>.
- [2] Especificación Técnica del Grupo de Acceso Radio a la Red (RAN, *Radio Access Network*) del 3GPP, “*Feasibility Study for evolved UTRA and UTRAN*”, (Release 8), 3GPP TR 25.912, 2008.
- [3] Especificación técnica del grupo RAN del 3GPP; “*Requirements for E-UTRA and E-UTRAN*”, (Release 8), 3GPP TR 25.913, 2009.
- [4] P. Srivastava, “*Tutorial on functionality and performance of Uu link (Air interface) of LTE system*”, Tesis de maestría, Universidad de Texas, Arlington, Texas, Estados Unidos, 2010.
- [5] Agilent Technologies, *LTE and the Evolution to 4G Wireless*. 2009.
- [6] E. Dahlman, E. Parkvall, y J. Sköld, *4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband*, Elsevier Academic Press, 2011.
- [7] J. Anguís, “*Redes de Área Local Inalámbricas: Diseño de la WLAN de Wheelers Lane Technology College*” Tesis, Universidad de Sevilla, Escuela Superior de Ingenieros, Sevilla, España, 2008.
- [8] F. Khan, *LTE for 4G Mobile Broadband*, Cambridge University Press, New York, 2009.
- [9] S.Sessia, I. Toufik, y M. Baker, *LTE – The UMTS Long Term Evolution*, John Wiley & Sons Ltd, Reino Unido, 2009.
- [10] H. Holma y A. Toskala, *LTE for UMTS – OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access*, John Wiley & Sons Ltd, Reino Unido, 2009.



- [11] J. Lee, J. K. Han, y J. Zhang, “*MIMO Technologies in 3GPP LTE and LTE-Advanced*”, *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Volumen 2009, ID 302092, 2009.

- [12] Especificación Técnica del Grupo de Aspectos de Servicios y Sistema del 3GPP, “*Vocabulary for 3GPP Specifications*”, (*Release 10*), TR 21.905, 2011.

- [13] Especificación Técnica del 3GPP, “*Physical Channels and Modulation*”, (*Release 8*), TS 36.211, 2009.

- [14] R. Becker, “*Precoding and Spatially Multiplexed MIMO in 3GPP – Long Term Evolution*”, *Summit Technical Media*, LLC, 2009.

- [15] E. Astaiza, H. Bermudez, y P. Muñoz, “*Simulación de Sistemas de Telecomunicaciones*”, Popayán: Padilla Bejarano, 2007.

- [16] Especificación Técnica del 3GPP, “*Multiplexing and Channel Coding*”, (*Release 8*), TS 36.212, 2010.

- [17] Especificación Técnica del 3GPP, “*Physical Layer Procedures*”, (*Release 8*), TS 36.213, 2009.

- [18] C. Mehlführer, et al, “*The Vienna LTE Simulators - Enabling Reproducibility in Wireless Communications Research*”, *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, doi: 10.1186/1687-6180-2011-29, 2011.

- [19] Universidad Tecnológica de Viena, “*LTE Simulators*” *Vienna University of Technology*, Disponible en <http://www.nt.tuwien.ac.at/research/mobile-communications/lte-simulators/>.

- [20] Especificación Técnica del grupo RAN del 3GPP, “*User Equipment (UE) radio transmission and reception*”, (*Release 8*), TR 36.803, 2008.

- [21] Especificación Técnica del 3GPP, “*Radio transmission and reception*”, (*Release 7*), TS 45.005, 2008.



- [22] C. Torres y C.Páez, “Análisis de un sistema de comunicaciones afectado por los desvanecimientos plano y lento tipo *Rayleigh*”, *Ingeniería y Universidad*, Vol. 12, Núm. 1, pp. 33-55, 2008.

- [23] C. Mehlführer, et al, “*Simulating the Long Term Evolution Physical Layer*”, en *17th European Signal Processing Conference*, 2009.

- [24] P. Wilson, A. Mantooth, *Model-Based Engineering for Complex Electronic Systems*, Elseiver, 2013.

- [25] M. C. Jeruchim, P. Balaban y S. Sanmugan, *Simulation of Communication Systems: Modeling, Methodology and Techniques*, 2nd ed. Kluwer Academic Publishers, 2002.



ANEXO A

A.1 CONDICIONES DE PROPAGACIÓN MULTITRAYECTO

Las condiciones de propagación multitrayecto consisten en varias partes:

- Un perfil de retardo, caracterizado por un número de componentes multitrayecto en posiciones fijas sobre una cuadrícula de muestreo. El perfil puede caracterizarse adicionalmente por la dispersión de retardo y el retardo máximo abarcado por cada componente.
- Un espectro Doppler, caracterizado por una forma del espectro y una frecuencia Doppler máxima que se determina a partir de la velocidad móvil.
- Un conjunto de matrices de correlación que definen la correlación entre las antenas del UE y las antenas del eNodeB en el caso de los sistemas MIMO.

En este anexo se define un conjunto limitado de condiciones para cada una de las partes mencionadas anteriormente. Los modelos de canal utilizados en la evaluación del rendimiento se forman entonces mediante la combinación de un perfil de retardo y un espectro Doppler, con la adición de propiedades de correlación en caso de un escenario de múltiples antenas [21].

A.1.1 Perfiles de Retardo

Se definen tres diferentes perfiles de retardo que representan entornos con baja, media y alta dispersión de retardo correspondientes a los perfiles EPA, EVA y ETU respectivamente. Los perfiles de retardo se muestran en las tablas A.1, A.2 y A.3.

Tabla A.1: Peatonal Extendido A (EPA)

Componente	Exceso de Retardo [ns]	Potencia Relativa [dB]
1	0	0.0
2	30	-1.0
3	70	-2.0
4	90	-3.0
5	110	-8.0
6	190	-17.2
7	410	-20.8



Tabla A.2: Vehicular Extendido A (EVA)

Componente	Exceso de Retardo [ns]	Potencia Relativa [dB]
1	0	0.0
2	30	-1.5
3	150	-1.4
4	310	-3.6
5	370	-0.6
6	710	-9.1
7	1090	-7.0
8	1730	-12.0
9	2510	-16.9

Tabla A.3: Típico Urbano Extendido (ETU)

Componente	Exceso de Retardo [ns]	Potencia Relativa [dB]
1	0	-1.0
2	50	-1.0
3	120	-1.0
4	200	-0.0
5	230	-0.0
6	500	-0.0
7	1600	-3.0
8	2300	-5.0
9	5000	-7.0

Tabla A.4 Resumen de perfiles de retardo para cada modelo de canal

Modelo de Canal	Número de componentes	Dispersión de Retardo (r.m.s.)	Exceso Máximo de Retardo
EPA	7	45ns	410ns
EVA	9	357ns	2510ns
ETU	9	991ns	5000ns

Cada perfil cuantifica los retardos y potencias relativas de las componentes de trayectorias múltiples.

A.1.2 Espectro Doppler

Además de los perfiles de retardo por múltiples trayectorias, se especifica una frecuencia máxima Doppler para cada canal como se muestra en la tabla A.4. Todas las componentes



de múltiples trayectos mostradas en las tablas A.1, A.2 y A.3 tienen un espectro Doppler clásico.

Tabla A.5: Maxima frecuencia Doppler

Modelo	Máxima frecuencia Doppler
EPA 5Hz	5 Hz
EVA 5Hz	5 Hz
EVA 70Hz	70 Hz
ETU 70Hz	70 Hz
ETU 300Hz	300 Hz

El efecto Doppler clásico es el utilizado para los requisitos de rendimiento de la Red de Acceso Terrestre UMTS (UTRA, *UMTS Terrestrial Radio Access*), en este caso, la relación entre la velocidad del UE y la frecuencia Doppler se define en la ecuación (A.1):

$$f_{dmax} = v \frac{f_c}{c}, \quad (A.1)$$

donde f_{dmax} es la frecuencia doppler máxima, v es la velocidad del UE, f_c es la frecuencia portadora y c es la velocidad de la luz.

A.1.3 Matrices de correlación del canal MIMO

En los sistemas MIMO existe correlación entre las antenas de transmisión y recepción. Esto depende de una serie de factores tales como la separación entre las antenas y la frecuencia de portadora. Para obtener la máxima capacidad, es deseable minimizar la correlación entre las antenas de transmisión y recepción.

Hay diferentes formas de modelar la correlación de antenas. Una de tales técnicas hace uso de matrices de correlación para describir la correlación entre múltiples antenas tanto en el transmisor como en el receptor. Estas matrices se calculan de forma independiente y luego se combinan por medio del producto de Kronecker con el fin de generar una matriz de correlación espacial de canal.

En LTE se definen tres niveles de correlación que se muestran en la tabla A.5



Tabla A.5: Valores de Correlación

Correlación Baja		Correlación Media		Correlación Alta	
α	β	α	β	α	β
0	0	0.3	0.9	0.9	0.9

Las matrices de correlación para el UE y el eNodeB son definidas en las tablas 6 y 7 respectivamente.

Tabla A.6: Matriz de correlación de UE

Correlación	Una antena	Dos antenas	Cuatro antenas
UE	$R_{UE} = 1$	$R_{UE} = \begin{pmatrix} 1 & \beta \\ \beta^* & 1 \end{pmatrix}$	$R_{UE} = \begin{pmatrix} 1 & \beta^{1/2} & \beta^{4/9} & \beta \\ \beta^{1/2} & 1 & \beta^{1/9} & \beta^{4/9} \\ \beta^{4/9} & \beta^{1/9} & 1 & \beta^{1/9} \\ \beta^* & \beta^{4/9} & \beta^{1/9} & 1 \end{pmatrix}$

Tabla A.7: Matriz de correlación de eNodeB

Correlación	Una antena	Dos antenas	Cuatro antenas
eNodeB	$R_{eNB} = 1$	$R_{eNB} = \begin{pmatrix} 1 & \alpha \\ \alpha^* & 1 \end{pmatrix}$	$R_{eNB} = \begin{pmatrix} 1 & \alpha^{1/2} & \alpha^{4/9} & \alpha \\ \alpha^{1/2} & 1 & \alpha^{1/9} & \alpha^{4/9} \\ \alpha^{4/9} & \alpha^{1/9} & 1 & \alpha^{1/9} \\ \alpha^* & \alpha^{4/9} & \alpha^{1/9} & 1 \end{pmatrix}$

La matriz de correlación espacial del canal R_{spat} está dada por la ecuación (A.2):

$$R_{\text{spat}} = R_{\text{eNB}} \otimes R_{\text{UE}}, \tag{A.2}$$

donde \otimes representa el producto de Kronecker.



A.2 AWGN

AWGN es un modelo de canal en donde solo se considera la suma de un ruido blanco gaussiano con una densidad espectral de potencia constante en todas las frecuencias, con media cero e independiente de la señal de entrada, sin tener en cuenta el desvanecimiento, la selectividad de frecuencia, la interferencia, la no linealidad, ni la dispersión que pueda sufrir una señal que se propaga por dicho canal. Esto puede resultar poco realista, pero simplifica la matemática asociada a la estimación del rendimiento de un sistema de comunicaciones [22].

La salida de un canal AWGN está modelada por la ecuación (A.3):

$$y(t) = x(t) + n(t), \quad (\text{A.3})$$

donde $x(t)$ es la señal de entrada limitada en frecuencia, con ancho de banda B y potencia finita, y $n(t)$ es el ruido blanco gaussiano.

La capacidad de un canal AWGN está dada por la ecuación (A.4):

$$C = B \log_2(1 + \Upsilon), \quad (\text{A.4})$$

donde Υ es la relación de potencia señal a ruido y B es el ancho de banda.