

ANÁLISIS DE DESEMPEÑO A NIVEL FÍSICO DEL ENLACE DE SUBIDA DE LTE



JORGE ALBERTO MARTINEZ GALLEGO
JULIAN ANDRES COVALEDA GAVILAN

Director: Ing. Claudia Milena Hernández B.

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, 2012

ANÁLISIS DE DESEMPEÑO A NIVEL FÍSICO DEL ENLACE DE SUBIDA DE LTE



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

**JORGE ALBERTO MARTINEZ GALLEGO
JULIAN ANDRES COVALEDA GAVILAN**

Director: Ing. Claudia Milena Hernández B.

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, 2012



TABLA DE CONTENIDO

1. INTRODUCCIÓN	1
1.1 MOTIVACIÓN DEL TRABAJO DE GRADO	2
1.2 OBJETIVOS	3
1.2.1 Objetivo General	3
1.2.2 Objetivos Específicos	3
1.3 ESTRUCTURA DEL TRABAJO DE GRADO	3
2. FUNDAMENTOS DE LTE	5
2.1 REQUERIMIENTOS DE LTE	5
2.2 ARQUITECTURA DE LTE	6
2.2.1 Equipo de Usuario	7
2.2.2 Red de Acceso Radio E-UTRAN	7
2.2.3 Núcleo EPC	8
2.3 NIVEL FÍSICO DE LTE.....	9
2.3.1 Estructura de Trama en LTE para el Enlace de Subida	9
2.3.2 Transmisión de Datos en el Enlace de Subida	10
2.3.3 Canal PUSCH	11
2.3.4 Señales de Referencia en el Enlace de Subida	16
2.4 COMPONENTES DEL PROCESO DE GENERACIÓN DEL PUSCH.....	17
2.4.1 Adición de Comprobación de Redundancia Cíclica	17
2.4.2 Codificador de Canal	18
2.4.3 Adaptador de Velocidad	24
2.4.4 Técnica de Acceso para el Enlace de Subida	25
3. ADAPTACIÓN Y APLICACIÓN DE UNA METODOLOGÍA DE SIMULACIÓN.....	35
3.1 FORMULACIÓN DEL PROBLEMA Y PLAN DE ESTUDIOS	36
3.1.1 Adquisición de Información sobre el Funcionamiento de la Tecnología	36
3.1.2 Identificación de los Fines de la Simulación	38
3.1.3 Formulación de los Objetivos	39
3.2 RECOLECCIÓN Y PROCESAMIENTO DE DATOS	39



3.2.1 Modelo del Transmisor	40
3.2.2 Modelo del Canal	49
3.2.3 Modelo del Receptor	52
3.3 MODELO DE SIMULACIÓN	59
3.3.1 Estructura Interna del Transmisor	60
3.3.2 Estructura Interna del Canal de Transmisión	63
3.3.3 Estructura Interna del Receptor	66
3.4 PLAN DE PRUEBAS	72
3.4.1 Tasa de Error de Bit	72
3.4.2 Tasa de Error de Bloque	72
3.4.3 Throughput	73
4. ANALISIS DE RESULTADOS	75
4.1 ESCENARIO 1	76
4.2 ESCENARIO 2	82
4.3 ESCENARIO 3	87
4.4 ESCENARIO 4	91
4.5 ESCENARIO 5	95
5. CONCLUSIONES	99
5.1 CONCLUSIONES	99
5.2 TRABAJOS FUTUROS	101
REFERENCIAS	102



INDICE DE FIGURAS

Figura 2.1. Sistema LTE/SAE	6
Figura 2.2. eNodeB funcionalidad e interconexiones	7
Figura 2.3. Estructura de recursos radio en LTE	10
Figura 2.4. Multiplexación de datos de control en el PUSCH	12
Figura 2.5. Asignación de recursos por el eNodeB	14
Figura 2.6. Proceso de generación del PUSCH	15
Figura 2.7. Esquema de codificación turbo en LTE.....	19
Figura 2.8. Representación de componentes del codificador turbo	20
Figura 2.9. Esquema para terminación Trellis en el codificador turbo de LTE	23
Figura 2.10. Adaptador de velocidad.....	24
Figura 2.11. Subportadoras ortogonales en OFDM.....	27
Figura 2.12. Principio OFDM.....	28
Figura 2.13. Espectro de señal OFDM muestreada	29
Figura 2.14. Modulación OFDM con IDFT	30
Figura 2.15. Demodulación OFDM con DFT	30
Figura 2.16. Esquema de transmisión SC-FDMA	32
Figura 2.17. Multiplexación de dos usuarios en SC-FDMA	33
Figura 2.18. Esquema de recepción SC-FDMA	34
Figura 3.1. Metodología de simulación.....	35
Figura 3.2. Codificador de canal	41
Figura 3.3. Multiplexor de datos de usuario y control	41
Figura 3.4. Aleatorizador	42
Figura 3.5. Modulador.....	42
Figura 3.6. Generador de señales de referencia	43
Figura 3.7. Generador de símbolo SC-FDMA.....	43
Figura 3.8. Generador de trama FDD.....	44
Figura 3.9. Estructura del canal multitrayecto	50
Figura 3.10. Estructura del canal AWGN.....	50



Figura 3.11. Desensamblador de trama FDD LTE	52
Figura 3.12. Detector de símbolo SC-FDMA.....	53
Figura 3.13. Demodulador.....	53
Figura 3.14. Desaleatorizador	54
Figura 3.15. Demultiplexor de datos de usuario y de control.....	54
Figura 3.16. Decodificador de canal	55
Figura 3.17. Modelo de simulación general del sistema	59
Figura 3.18. Transmisor.....	60
Figura 3.19. Codificador	60
Figura 3.20. Multiplexor	61
Figura 3.21. Aleatorizador	62
Figura 3.22. Generador de señales de referencia	62
Figura 3.23. Generador de símbolos SC-FDMA	63
Figura 3.24. Generador de tramas FDD	64
Figura 3.25. Canal de transmisión	64
Figura 3.26. Canal AWGN	65
Figura 3.27. Multitrayecto.....	65
Figura 3.28. Receptor.....	66
Figura 3.29. Desensamblador de tramas FDD.....	66
Figura 3.30. Detector de señal	67
Figura 3.31. Detector de símbolos SC-FDMA	67
Figura 3.32. Desaleatorizador	69
Figura 3.33. Demultiplexor.....	69
Figura 3.34. Decodificador	69
Figura 3.35. Modelo de simulación	71
Figura 4.1. BLER vs SNR para el escenario 1.....	77
Figura 4.2. BER vs SNR para el escenario 1	79
Figura 4.3. Throughput vs SNR para el escenario 1.....	81
Figura 4.4. BLER vs SNR para el escenario 2.....	83
Figura 4.5. BER vs SNR para el escenario 2	84



Figura 4.6. Throughput vs SNR para el escenario 2	85
Figura 4.7. Espectro de la señal transmitida	87
Figura 4.8. BLER vs SNR para el escenario 3	88
Figura 4.9. BER vs SNR para el escenario 3	89
Figura 4.10. Throughput vs SNR para el escenario 3	90
Figura 4.11. BLER vs SNR para el escenario 4	92
Figura 4.12. BER vs SNR para el escenario 4	93
Figura 4.13. Throughput vs SNR para el escenario 4	94
Figura 4.14. BLER vs SNR para el escenario 5	95
Figura 4.15. BER vs SNR para el escenario 5	96
Figura 4.16. Throughput vs SNR para el escenario 5	97



INDICE DE TABLAS

Tabla 2.1. Anchos de banda soportados en LTE	14
Tabla 2.2. Parámetros del entrelazador para la codificación turbo	22
Tabla 4.1. Parámetros comunes para los escenarios de simulación	75
Tabla 4.2. Parámetros para el escenario 1	77
Tabla 4.3. Valores de SNR para alcanzar BLER objetivo en el escenario 1	78
Tabla 4.4. Valores de SNR para alcanzar BER objetivo en el escenario 1	79
Tabla 4.5. Throughput para diferentes SNR en el escenario 1.....	81
Tabla 4.6. Parámetros para el escenario 2.....	83
Tabla 4.7. Valores de SNR para alcanzar BLER objetivo en el escenario 2	83
Tabla 4.8. Valores de SNR para alcanzar BER objetivo en el escenario 2	84
Tabla 4.9. Throughput máximo en condiciones ideales en el escenario 2	86
Tabla 4.10. Throughput para diferentes SNR en el escenario 2.....	86
Tabla 4.11. Parámetro para el escenario 3	87
Tabla 4.12. Valores de SNR para alcanzar BLER objetivo en el escenario 3	88
Tabla 4.13. Valores de SNR para alcanzar BER objetivo en el escenario 3	89
Tabla 4.14. Throughput para diferentes SNR en el escenario 3.....	90
Tabla 4.15. Throughput máximo en condiciones ideales en el escenario 3	91
Tabla 4.16. Parámetro para el escenario 4	91
Tabla 4.17. Valores de SNR para alcanzar BLER objetivo en el escenario 4	92
Tabla 4.18. Valores de SNR para alcanzar BER objetivo en el escenario 4	93
Tabla 4.19. Throughput para diferentes SNR en el escenario 4.....	94
Tabla 4.20. Throughput máximo en condiciones ideales en el escenario 4	94
Tabla 4.21. Parámetro para el escenario 5	95
Tabla 4.22. Valores de SNR para alcanzar BLER objetivo en el escenario 5	96
Tabla 4.23. Valores de SNR para alcanzar BER objetivo en el escenario 5	97
Tabla 4.24. Throughput para diferentes SNR en el escenario 5.....	98
Tabla 4.25. Throughput máximo en condiciones ideales en el escenario 5	98



LISTA DE ACRONIMOS

3G	Tercera Generación (<i>3rd Generation</i>)
3GPP	Proyecto de Cooperación en Sistemas de Tercera Generación (<i>3rd Generation Partnership Project</i>)
4G	Cuarta Generación (<i>4th Generation</i>)
AMC	Codificación y Modulación Adaptativa (<i>Adaptative Modulation and Coding</i>)
AWGN	Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (<i>Additive White Gaussian Noise</i>)
BER	Tasa de Error de Bits (<i>Bit Error Rate</i>)
BLER	Tasa de Error de Bloque (<i>Block Error Rate</i>)
CAZAC	Amplitud Constante y Cero Autocorrelación (<i>Constant Amplitude Zero Autocorrelation</i>)
CDMA2000	Acceso Múltiple por División de Código 2000 (<i>Code-Division Multiple Access 2000</i>)
CN	Núcleo de Red (<i>Core Network</i>)
CP	Prefijo Cíclico (<i>Cyclic Prefix</i>)



CQI	Indicador de Calidad de Canal <i>(Channel Quality Indicator)</i>
CRC	Comprobación de Redundancia Cíclica <i>(Cyclic Redundancy Check)</i>
DFT	Transformada Discreta de Fourier <i>(Discrete Fourier Transform)</i>
DM-RS	Señal de Referencia de Demodulación <i>(Demodulation Reference Signal)</i>
E2E	Extremo a Extremo <i>(End to End)</i>
eNodeB	Nodo B evolucionado <i>(Evolved Node B)</i>
EPAA5	Peatonal Extendido A 5 Hz <i>(Extended Pedestrian A 5 Hz)</i>
ETU70	Urbano Típico Extendido 70 Hz <i>(Extended Typical Urban 70 Hz)</i>
E-UTRAN	Red de Acceso Radio Terrestre UMTS Evolucionada <i>(Evolved UMTS Terrestrial Radio Access Network)</i>
EPC	Núcleo de Paquetes Evolucionado <i>(Evolved Packet Core)</i>
EPS	Sistema Evolucionado de Paquetes <i>(Evolved Packet System)</i>
EVA70	Vehicular Extendido A 70 Hz <i>(Extended Vehicular A 70 Hz)</i>



FDD	Duplexación por División de Frecuencia (<i>Frequency Division Duplexing</i>)
FDMA	Acceso Múltiple por División de Frecuencia (<i>Frequency Division Multiple Access</i>)
FFT	Transformada Rápida de Fourier (<i>Fast Fourier Transform</i>)
GSM	Sistema Global para Comunicaciones Móviles (<i>Global System for Mobile Communications</i>)
HARQ	Solicitud de Repetición Automática Híbrida (<i>Hybrid Automatic Repeat reQuest</i>)
HSS	Servidor de Suscripción Local (<i>Home Subscription Server</i>)
IDFT	Transformada Inversa Discreta de Fourier (<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>)
IFFT	Transformada Rápida Inversa de Fourier (<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>)
IMT-2000	Telecomunicaciones Móviles Internacionales - 2000 (<i>International Mobile Telecommunications - 2000</i>)
IP	Protocolo de Internet (<i>Internet Protocol</i>)
ISI	Interferencia Intersimbólica (<i>Inter Symbol Interference</i>)
ITU	Unión Internacional de Telecomunicaciones (<i>International Telecommunication Union</i>)



LTE	Evolución a Largo Término (<i>Long Term Evolution</i>)
MIMO	Múltiples Entradas - Múltiples Salidas (<i>Multiple Input - Multiple Output</i>)
MME	Entidad de Gestión de Movilidad (<i>Mobile Management Entity</i>)
MMSE	Mínimo Error Cuadrático Medio (<i>Minimum Mean Square Error</i>)
NSC	Convolutional No Sistemática y No Recursiva (<i>Non Recursive Non Systematic Convolutional</i>)
OFDM	Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (<i>Orthogonal Frequency Division Multiplex</i>)
OFDMA	Acceso Múltiple por División de Frecuencia Ortogonal (<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>)
PAPR	Relación de Potencia Pico a Promedio (<i>Peak to Average Power Ratio</i>)
PCCC	Codificador Convolutional Concatenado Paralelo (<i>Parallel Concatenated Convolutional Code</i>)
PCRf	Función de Políticas y de Tarificación de Recursos (<i>Policy and Charging Resources Function</i>)
PDCCH	Canal Físico de Control del Enlace de Bajada (<i>Physical Downlink Control Channel</i>)
PMI	Indicador de Matriz de Pre-codificación (<i>Precoder Matrix Indicator</i>)



PUCCH	Canal Físico de Control del Enlace de Subida (<i>Physical Uplink Control Channel</i>)
PUSCH	Canal Físico Compartido en el Enlace de Subida (<i>Physical Uplink Shared Channel</i>)
PRACH	Canal Físico de Acceso Aleatorio (<i>Physical Random Access Channel</i>)
PS	Conmutación de Paquetes (<i>Packet Switching</i>)
QAM	Modulación de Amplitud en Cuadratura (<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>)
QoS	Calidad de Servicio (<i>Quality of Service</i>)
QPP	Permutación Polinomial Cuadrática (<i>Quadratic Permutation Polynomials</i>)
RB	Bloque de Recursos (<i>Resource Block</i>)
RE	Elemento de Recursos (<i>Resource Element</i>)
RI	Indicador del Rango (<i>Rank Indicator</i>)
RLC	Controlador del Enlace Radio (<i>RLC, Radio Link Control</i>)
RNC	Controlador de Red Radio (<i>Radio Network Controller</i>)



RNTI	Identificador Temporal de Red Radio (<i>Radio Network Temporary Identifier</i>)
RRM	Gestión de Recursos Radio (<i>Radio Resource Management</i>)
RS	Señal de Referencia (<i>Reference Signal</i>)
RSC	Convolucional Sistemático Recursivo (<i>Recursive Systematic Convolutional</i>)
SAE	Arquitectura de Servicio Evolucionada (<i>Service Architecture Evolution</i>)
SAE GW	Pasarela SAE (<i>SAE GateWay</i>)
SC-FDMA	Acceso Múltiple por División de Frecuencia de Portadora Única (<i>Single Carrier - FDMA</i>)
SISO	Entrada Única - Salida Única (<i>Single Input Single Output</i>)
SNR	Relación Señal a Ruido (<i>Signal to Noise Ratio</i>)
SRS	Señal de Referencia de Sondeo (<i>Sounding Reference Signal</i>)
TB	Bloque de Transporte (<i>Transport Block</i>)
TDD	Duplexación por División de Tiempo (<i>Time Division Duplexing</i>)



TTI	Intervalo de Tiempo de Transmisión (<i>Transmission Time Interval</i>)
UE	Equipo de Usuario (<i>User Equipment</i>)
UL-SCH	Canal Compartido de Enlace de Subida (<i>Uplink Shared Channel</i>)
UMTS	Sistema de Telecomunicaciones Móviles Universal (<i>Universal Mobile Telecommunications System</i>)
WCDMA	Acceso Múltiple por División de Código de Banda Ancha (<i>Wideband Code Division Multiple Access</i>)

1. INTRODUCCIÓN

El surgimiento de nuevos servicios como *video-streaming*, juegos remotos interactivos, videoconferencia, redes sociales y la necesidad de acceder a estos en cualquier lugar y momento, han generado un incremento en las exigencias de ancho de banda y velocidades de transmisión de datos necesarias para su prestación [1]. Para suplir estas demandas, los sistemas de telecomunicaciones inalámbricos han evolucionado a gran velocidad, pasando por tres generaciones móviles hasta el momento.

La tecnología de Evolución a Largo Término (LTE, *Long Term Evolution*) especificada en el *Release 8* [2] del Proyecto de Cooperación en Sistemas de Tercera Generación (3GPP, *3rd Generation Partnership Project*), es la evolución del Sistema de Telecomunicaciones Móviles Universal (UMTS, *Universal Mobile Telecommunications System*). LTE se presenta como una alternativa capaz de unificar los sistemas de banda ancha fija y móvil, abriendo el camino a la convergencia por estar totalmente basada en el Protocolo de Internet (IP, *Internet Protocol*) y en la conmutación de paquetes (PS, *Packet Switching*).

LTE brinda mayores velocidades de transmisión de datos en comparación con tecnologías de Tercera Generación (3G, *3rd Generation*), con velocidades pico de 100 Mbps en el Enlace de Bajada (DL, *DownLink*) y 50 Mbps en el Enlace de Subida (UL, *UpLink*). Cuenta con una interfaz radio capaz de seleccionar esquemas de modulación de acuerdo a las condiciones del enlace. El esquema de acceso múltiple a nivel físico de LTE se basa en Acceso Múltiple por División de Frecuencia Ortogonal (OFDMA, *Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) para el DL, y Acceso Múltiple por División de Frecuencia de Portadora Única (SC-FDMA, *Single Carrier Frequency Division Multiple Access*) para el UL [3].

En los nuevos servicios de comunicaciones la cantidad de información que se requiere enviar hacia el Núcleo de Red (CN, *Core Network*) se incrementa, por lo que el enlace de subida adquiere gran importancia, ya que debe ser capaz de soportar estos



requerimientos, considerando las limitaciones de los terminales de usuario, respecto a potencia de transmisión y recursos hardware.

1.1 MOTIVACIÓN DEL TRABAJO DE GRADO

El surgimiento de nuevos servicios que exigen cada vez mayor cantidad de recursos de red, ha generado un incremento continuo en el tráfico, lo que se refleja en la incursión de nuevas tecnologías para resolver las limitaciones en la capacidad de la red de acceso móvil. LTE es una tecnología de transición hacia redes de Cuarta Generación (4G, *4th Generation*), que se presenta como solución a esta problemática y que favorece la integración de servicios.

LTE cuenta con una nueva interfaz radio conocida como Red de Acceso Radio Terrestre UMTS Evolucionada (E-UTRAN, *Evolved UMTS Terrestrial Radio Access Network*) [4], la cual realiza un manejo eficiente y flexible del espectro radioeléctrico. El enlace de subida de LTE utiliza la técnica de acceso SC-FDMA, implementa esquemas de modulación de alto nivel y codificación turbo, entre otras características que mejoran su desempeño frente a tecnologías anteriores. Por lo tanto, se hace necesario analizar el desempeño a nivel físico del enlace de subida de LTE por medio de simulaciones, que permitan la variación de parámetros como: modulación, tasa de codificación, ancho de banda, con el fin de obtener la Tasa de Errores de Bit (BER, *Bit Error Rate*), la Tasa de Errores de Bloque (BLER, *Block Error Rate*) y throughput¹ en diferentes condiciones del canal. En este trabajo de grado se utiliza la herramienta de simulación *SystemVue*[®] de *Agilent Technologies* [5], la cual es una potente herramienta que permite el análisis y diseño de sistemas de comunicaciones inalámbricos de nueva generación, mediante el uso de librerías especializadas. Para el análisis a nivel físico de LTE, la herramienta cuenta con una librería que cumple con las especificaciones del *Release 8* del 3GPP [2].

¹ Se define *throughput* como la velocidad de transmisión promedio de bits entregados correctamente en el canal de comunicaciones en un tiempo de un segundo



1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo General

Analizar el desempeño a nivel físico de la tecnología LTE para el enlace de subida.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Aplicar y adaptar una metodología para el análisis de desempeño a nivel físico del enlace de subida de la tecnología LTE.
- Simular el enlace de subida de un sistema LTE a nivel físico para un modelo de canal AWGN y los diferentes modelos de canal extendido de la ITU, teniendo en cuenta las especificaciones del *Release 8* del 3GPP en FDD y las máximas velocidades de transmisión de datos soportadas.
- Evaluar el desempeño a nivel físico del enlace de subida de LTE, de acuerdo a las simulaciones realizadas.

1.3 ESTRUCTURA DEL TRABAJO DE GRADO

En el capítulo 2, se describen los fundamentos de LTE, especificando los requerimientos de la tecnología, la arquitectura y la descripción del nivel físico para el enlace de subida de la tecnología.

En el capítulo 3, se muestra la adaptación y aplicación de la metodología para la simulación de equipos de telecomunicaciones [6], se analizan aspectos como la definición del sistema y la formulación del modelo de simulación, presentando los diagramas todo-parte de los componentes del sistema, además de la selección de la herramienta de simulación y el establecimiento del plan de pruebas.

En el capítulo 4, se definen los escenarios de simulación y se presentan los resultados obtenidos, para determinar el desempeño a nivel físico del enlace de subida de LTE, frente a diferentes condiciones del canal.

En el capítulo 5, se presentan las conclusiones del trabajo de grado y los trabajos futuros.



2. FUNDAMENTOS DE LTE

2.1 REQUERIMIENTOS DE LTE

LTE es una iniciativa del 3GPP, que define una nueva tecnología móvil como evolución de UMTS. Tiene sus inicios en el año 2004, con la especificación de sus requerimientos. Los requerimientos principales que se establecen para la implementación de la tecnología LTE están descritos en el documento de especificaciones técnicas del 3GPP [7] entre los cuales se tienen:

- Optimizar el sistema para el dominio de Conmutación de Paquetes. A diferencia de UMTS, LTE no contempla la implementación del dominio de Conmutación de Circuitos (CS, *Circuit Switching*).
- Soportar altas velocidades de transmisión de datos de hasta 100 Mbps en el enlace de bajada y de 50 Mbps en el enlace de subida.
- Presentar bajas latencias menores a 100 ms en el plano de control y menores a 10 ms en el plano de usuario.
- Implementar anchos de banda de sistema entre 1.4 MHz y 20 MHz, permitiendo flexibilidad espectral y la posibilidad de utilizar diferentes bandas de frecuencia.
- Interoperar con sistemas 3GPP como GSM, UMTS y no-3GPP como WIMAX y CDMA-2000.

Además de las características técnicas mencionadas, LTE debe facilitar la migración desde redes móviles como GSM y UMTS con costos de inversión reducidos.

2.2 ARQUITECTURA DE LTE

El sistema LTE comprende los siguientes componentes ilustrados en la figura 2.1:

- Equipo de Usuario (UE, *User Equipment*).
- Red de Acceso E-UTRAN.
- Núcleo de Red de Paquetes Evolucionado (EPC, *Evolved Packet Core*).

El conjunto de E-UTRAN y el EPC forman lo que se conoce como el sistema LTE/SAE, conocido también con el nombre de Sistema Evolucionado de Paquetes (EPS, *Evolved Packet System*).

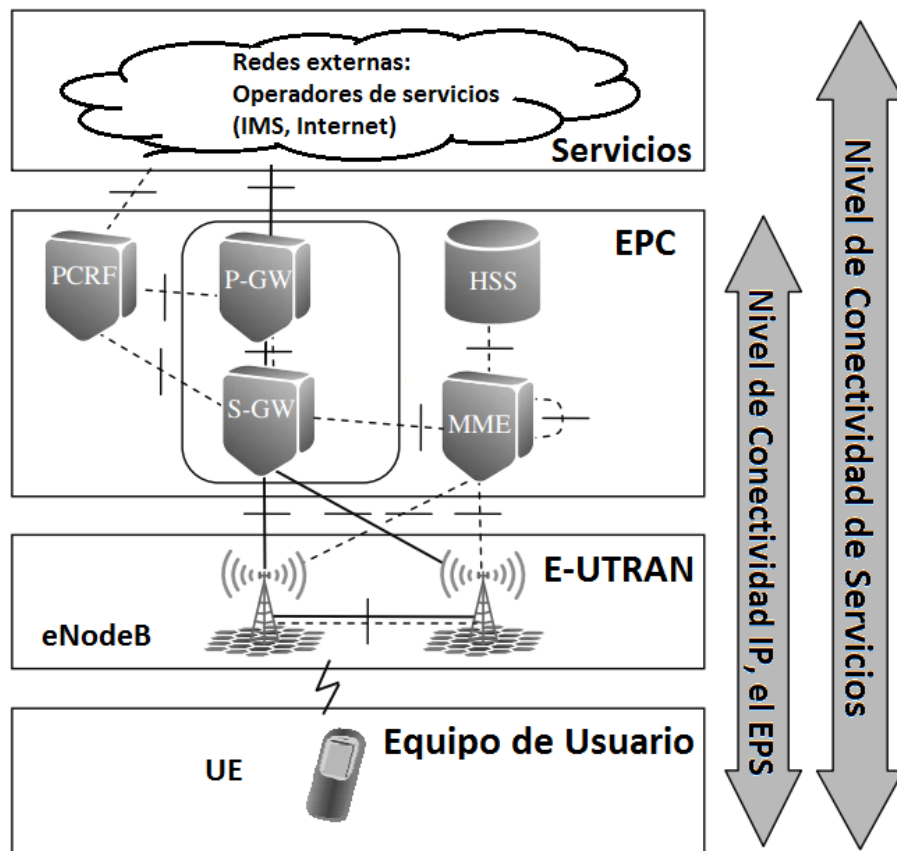


Figura 2.1. Sistema LTE/SAE [3].

A continuación se describen cada uno de los componentes del sistema LTE.

2.2.1 Equipo de Usuario

Es el terminal que el usuario final utiliza para la comunicación. Normalmente se trata de un dispositivo de móvil como un teléfono inteligente o una tarjeta de datos incorporada en algún equipo como un computador.

2.2.2 Red de Acceso Radio E-UTRAN

En E-UTRAN, las funcionalidades radio presentes en los Controladores de la Red Radio (RNC, *Radio Network Controller*) y el Nodo B para redes UMTS, se realizan únicamente por los Nodos B Evolucionados (eNodeB, *Evolved Node B*), esta reducción de elementos permite una arquitectura más sencilla, mayor descentralización, menor latencia y una disminución de costos, lo que facilita la migración de las redes UMTS existentes hacia LTE, sin embargo conlleva a una redefinición de los procedimientos de señalización.

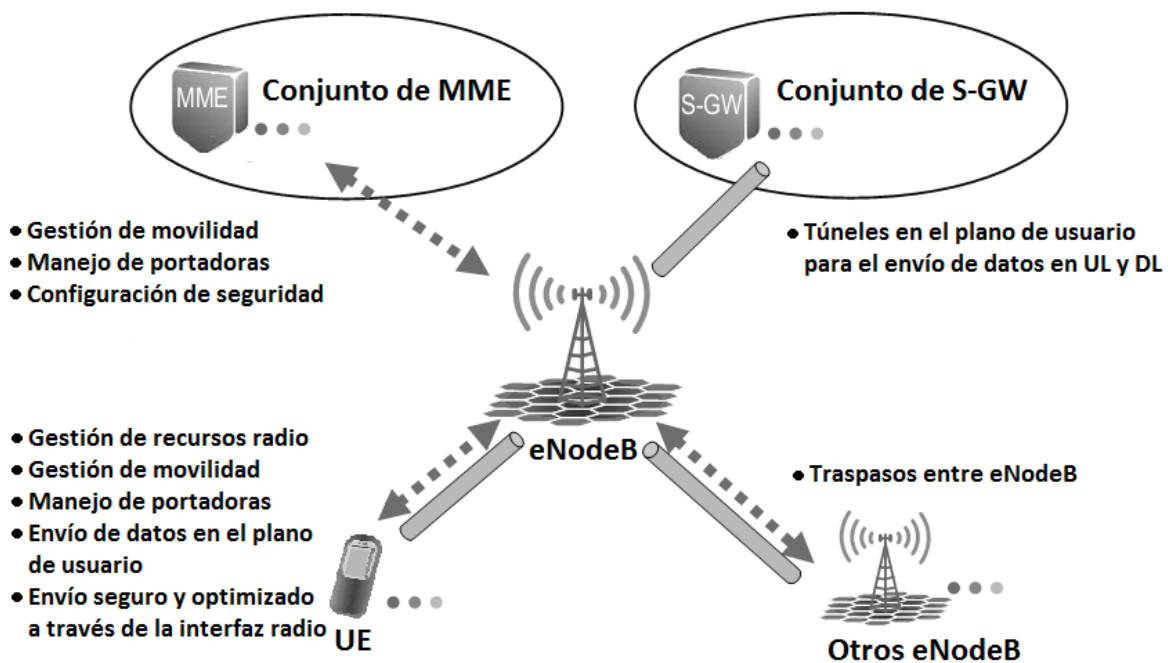


Figura 2.2. eNodeB funcionalidad e interconexiones [3].



Los eNodeB son los encargados de proporcionar la terminación de los protocolos de plano de usuario y plano de control dirigidos al UE, se interconectan entre sí formando una red en malla distribuida por el área de cobertura y con el EPC para transportar los flujos de paquetes IP hacia redes externas. En la figura 2.2 se muestran las entidades con las que se relaciona un eNodeB así como sus principales funciones entre las que se destacan las siguientes.

- Gestión de movilidad. Control y análisis de las mediciones de la señal de radio, llevadas a cabo por el UE y por el mismo eNodeB, para tomar las decisiones de traspasos entre eNodeB. En el proceso de traspaso interviene también la Entidad de Gestión de Movilidad (MME, *Mobile Management Entity*), la cual determina el momento en el cual debe darse el cambio del UE al nuevo eNodeB.
- Servicio a múltiples UE en el área de cobertura. Cada UE está conectado a solo un eNodeB simultáneamente, por lo tanto no hay traspasos suaves.
- Interconexión como puente de nivel 2 (nivel de enlace de datos), al utilizar los protocolos de radio que permiten la transmisión de datos entre el UE y el EPC, convirtiéndose así en un soporte para los niveles superiores que proveen conectividad IP.
- Modulación y codificación de la señal para su adecuación al medio de propagación.
- Cifrado/Descifrado de datos, garantizando la seguridad en la transmisión de datos. Compresión/Descompresión de encabezados IP.

2.2.3 Núcleo EPC

Es el elemento más importante de la Evolución de la Arquitectura de Servicios (SAE, *System Architecture Evolution*), encargado de proveer la conectividad basada en IP, ya que está optimizado para tal propósito. El EPC está compuesto por una serie de elementos funcionales independientes como son:

- La Pasarela SAE (SAE GW, *SAE GateWay*).
- La Entidad de Gestión de Movilidad (MME, *Mobile Management Entity*).



- El Servidor de Suscripción Local (HSS, *Home Subscription Server*).
- La entidad de Función De Políticas y Tarificación de Recursos (PCRF, *Policy and Charging Resources Function*).

2.3 NIVEL FÍSICO DE LTE

2.3.1 Estructura de Trama en LTE para el Enlace de Subida

LTE soporta dos modos de duplexación dependiendo de la banda de frecuencia a implementarse: Duplexación por División de Frecuencia (FDD, *Frequency Division Duplex*) para bandas pareadas; Duplexación por División de Tiempo (TDD, *Time Division Duplex*) para bandas no pareadas, lo cual permite una implementación flexible, que optimiza el uso del espectro radioeléctrico.

La técnica utilizada en este trabajo de grado es FDD, la cual se basa en la utilización de dos frecuencias diferentes para la transmisión, una para el UL y otra para el DL. FDD, define una estructura de trama válida tanto para enlace de subida como para el enlace de bajada. La estructura FDD en el dominio del tiempo, está dividida en 10 subtramas de 1 ms, cada una compuesta por dos *slot* de 0.5 ms como se muestra en la figura 2.3.

Un bloque de recursos (RB, *Resource Block*) es la unidad base para la asignación de recursos radio del eNodeB a un UE. Un RB corresponde a 6 o 7 símbolos SC-FDMA de 12 subportadoras de 15 KHz, lo que equivale a un total de 180 KHz durante un *slot* [8]. Mientras que la unidad más pequeña es llamada Elemento de Recursos (RE, *Resource Element*), que ocupa un símbolo SC-FDMA en el dominio del tiempo y una subportadora en el dominio de la frecuencia.

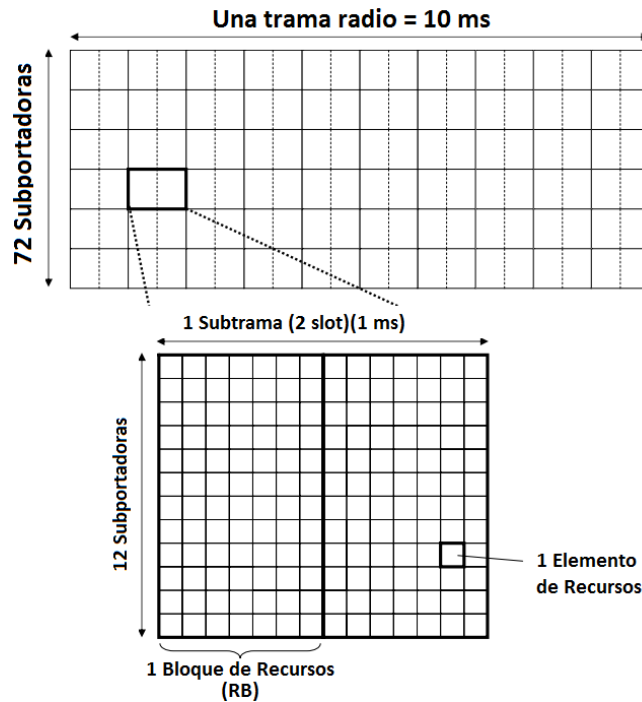


Figura 2.3. Estructura de recursos radio en LTE.

El tiempo de símbolo en LTE es de $66.7\mu\text{s}$. Este tiempo fue seleccionado por el 3GPP teniendo en cuenta que el tiempo de símbolo debe ser mucho más largo que la dispersión de retardo, con el fin de disminuir la Interferencia Entre Símbolos (ISI, *Inter Symbol Interference*), pero debe ser más corto que el tiempo de coherencia para evitar que el canal cambie su comportamiento durante la transmisión del símbolo.

2.3.2 Transmisión de Datos en el Enlace de Subida

El nivel físico es el encargado de adaptar la señal para su transmisión a través del medio y de asegurar la integridad de los datos en el lado del receptor, mediante procesos como modulación y codificación, haciendo uso de un conjunto de recursos en tiempo y frecuencia organizados en canales físicos.

Los principales canales físicos utilizados en el UL son:

- Canal Físico de Acceso Aleatorio (PRACH, *Physical Random Access Channel*): utilizado por el terminal móvil para la conexión inicial al sistema. El PRACH está compuesto de un Prefijo Cíclico (CP, *Cyclic Prefix*) y un preámbulo de Acceso



aleatorio generado a partir de secuencias de Amplitud Constante y Cero Autocorrelación (CAZAC, *Constant Amplitude Zero Autocorrelation*), tal como se encuentra especificado en el Anexo A sección 1.

- Canal Físico de Control de Enlace de Subida (PUCCH, *Physical Uplink Control Channel*): transmite información de control en el enlace de subida, relacionada a la petición de asignación de recursos, reconocimientos ACK/NACK e información de la calidad del enlace de bajada.
- Canal Físico Compartido de Enlace de Subida (PUSCH, *Physical Uplink Shared Channel*): transporta la información de datos de usuario en el UL, y también la información de señalización de niveles superiores.

En el trabajo de grado se analiza el desempeño a nivel físico de LTE cuando se transmiten datos de usuario, por lo tanto el canal de mayor interés y en el que se centran los estudios, es el PUSCH.

2.3.3 Canal PUSCH

Es el encargado de enviar la información de datos de usuario cuando se realiza una planificación de recursos. La información de control en el PUCCH no se puede transmitir de forma simultánea junto al canal PUSCH debido al principio de portadora única, así que la información de control se multiplexa en el tiempo con los datos, si se transmite el canal PUSCH. Los datos de usuario y los diferentes campos de control se codifican y modulan de forma separada como se muestra en la figura 2.4, antes de multiplexarlos en el mismo bloque de símbolo SC-FDMA.

La información de reconocimiento de Solicitudes de Repetición Automática Híbrida (HARQ, *Hybrid Automatic Repeat reQuest*) es de vital importancia, por lo que se modula mediante QPSK para lograr mayor robustez y se transmite en los símbolos contiguos a las señales de referencia, donde la estimación del canal es más precisa, lo que es de gran importancia a altas frecuencias Doppler. Los reconocimientos HARQ son mapeados a símbolos SC-FDMA, mediante un proceso de perforación a los datos del Canal Compartido del Enlace de Subida (UL-SCH, *Uplink Shared Channel*) en el PUSCH.

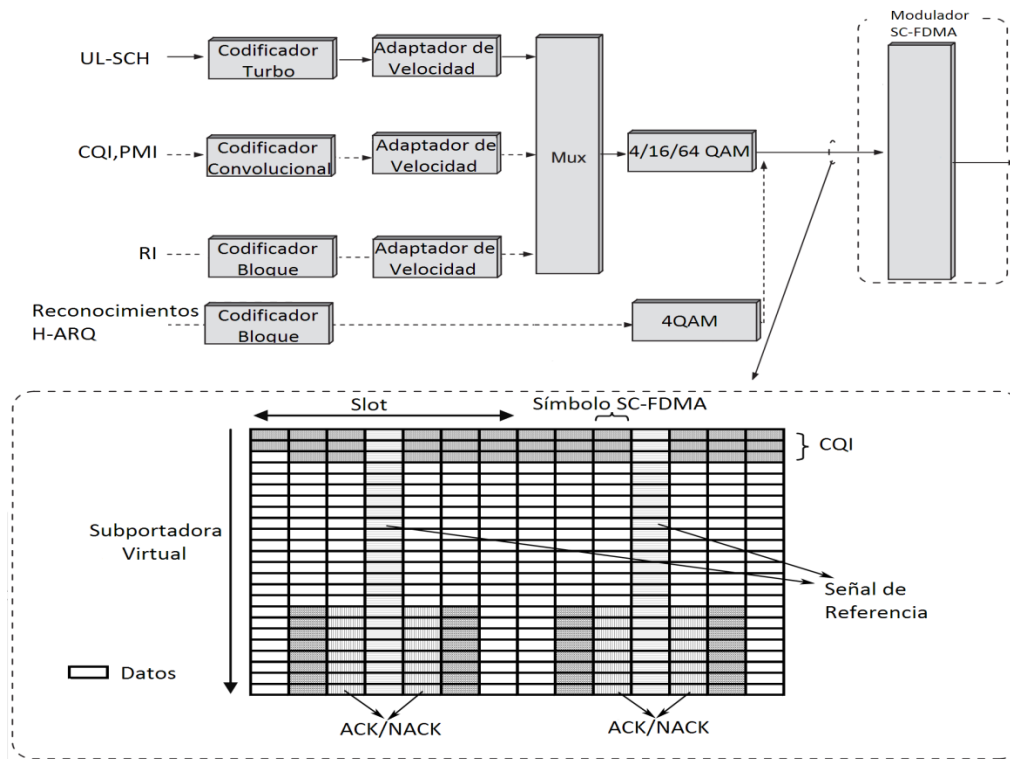


Figura 2.4. Multiplexación de datos de control en el PUSCH [9].

Un símbolo de modulación usado para un ACK/NACK, transporta como máximo 2 bits de información de control codificada sin importar el esquema de modulación del PUSCH. Para esquemas de modulación de alto nivel como 16QAM y 64QAM, los puntos de la constelación más externos que tienen la potencia de transmisión más alta, se usan para la señalización del ACK/NACK y el Indicador de Rango (RI, *Rank Indicator*). Esta selección provee una pequeña ganancia de potencia para símbolos ACK/NACK y RI comparado a la potencia promedio de los datos del PUSCH para altos órdenes de modulación.

Los Indicadores de Calidad de Canal (CQI, *Channel Quality Indicator*) y el Indicador de Matriz de Precodificación (PMI, *Precoding Matrix Indicator*) transmitidos en el PUSCH usan el mismo esquema de modulación que los datos de usuario y se ubican en la parte superior del PUSCH. Los símbolos codificados para el RI se ubican junto a las posiciones de los símbolos de reconocimiento HARQ, sin importar si están o no presentes en la subtrama.

Para el envío de los reportes CQI se utilizan diferentes tipos de codificación de canal. Si el tamaño del reporte es pequeño, es decir para reportes periódicos, se utiliza la codificación

bloque lineal, mientras que para reportes extensos, es decir aperiódicos, se utiliza codificación convolucional.

Cuando los reportes CQI no son precisos debido a un alto efecto Doppler en el canal, se aplican técnicas de diversidad en frecuencia, específicamente el salto en frecuencia sobre el ancho de banda disponible. Es posible aplicar dos tipos de salto en frecuencia: entre subtramas o dentro de la misma subtrama. En el caso de salto en frecuencia en la misma subtrama, el cambio de subportadoras asociadas al PUSCH se realiza entre *slot*. El mecanismo de salto en frecuencia entre subtramas proporciona diversidad en frecuencia entre las retransmisiones HARQ de un mismo paquete de información, ya que la asignación de portadoras cambia en cada asignación de subtramas. En ambas situaciones el patrón de salto de frecuencia se obtiene de la identidad de la celda mediante el Canal Físico de Control del Enlace de Bajada (PDCCH, *Physical Downlink Control Channel*).

Los datos de usuario en el enlace de subida son transportados en el canal PUSCH, por medio de una planificación de recursos en el dominio del tiempo y de la frecuencia, con una resolución mínima de 1 ms y 180 KHz respectivamente. La planificación de recursos se realiza desde el planificador ubicado en el eNodeB como se ilustra en la figura 2.5. El planificador de recursos controla el formato de transporte, ancho de banda de transmisión y ubicación en el dominio de la frecuencia de cada uno de los UE. Si no hay asignación persistente de recursos a los dispositivos, ni señalización previa desde el eNodeB, solo se utiliza la asignación aleatoria de recursos. El dispositivo terminal debe proporcionar información al planificador a cerca de los requerimientos de transmisión, según el estado de los *buffers*, así como la potencia disponible de los UE.

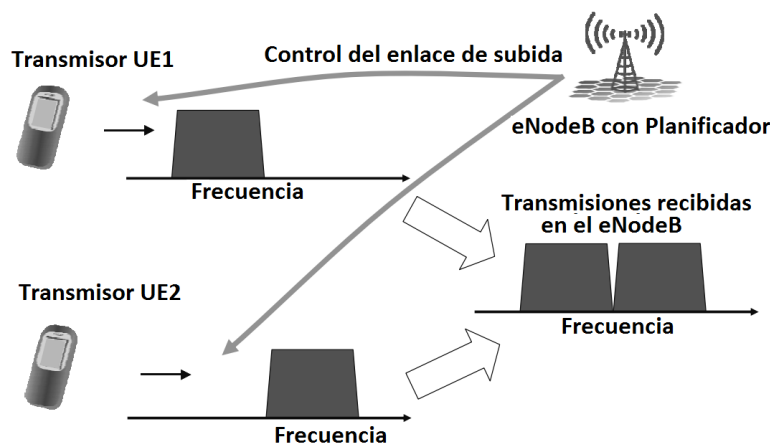


Figura 2.5. Asignación de recursos por el eNodeB [3].



La asignación de ancho de banda de sistema en LTE puede estar entre 1.4 y 20 MHz, posibilitando la asignación entre 6 y 100 RB como se muestran en la tabla 2.1. Para la asignación de recursos a cada UE en el UL se utiliza Acceso Múltiple por División de Frecuencia (FDMA, *Frequency Division Multiple Access*) con un solo símbolo transmitido al tiempo, lo que se conoce como SC-FDMA. La máxima cantidad de RB que son posibles asignar a un UE depende del ancho de banda del sistema y el número de usuarios asociados al eNodeB. El ancho de banda para cada UE se ajusta entre Intervalos de Tiempo de Transmisión² (TTI, *Transmission Time Interval*) consecutivos, de manera que duplicar la velocidad de transmisión implica duplicar el ancho de banda usado.

Ancho de Banda (MHz)	Número de RB
1.4	6
3	15
5	25
10	50
15	75
20	100

Tabla 2.1. Anchos de banda soportados en LTE.

La velocidad de transmisión en el UL depende principalmente de los siguientes factores:

- El Método de modulación aplicado: con 2, 4, o 6 bits por símbolo dependiendo del orden de modulación QPSK, 16QAM, 64QAM, respectivamente. Las diferentes modulaciones se especifican en el Anexo A sección 2.
- El ancho de banda empleado: para 1.4 MHz el sobre-encabezado debido a la señalización y el envío de canales comunes es un porcentaje considerable del ancho de banda de transmisión. El ancho de banda instantáneo varía entre un mínimo de 12 subportadoras (un bloque de recursos de 180 KHz) hasta 1200 subportadoras con un ancho de banda de 20 MHz.

² Un TTI en LTE corresponde a una subtrama.

- La tasa de codificación aplicada.

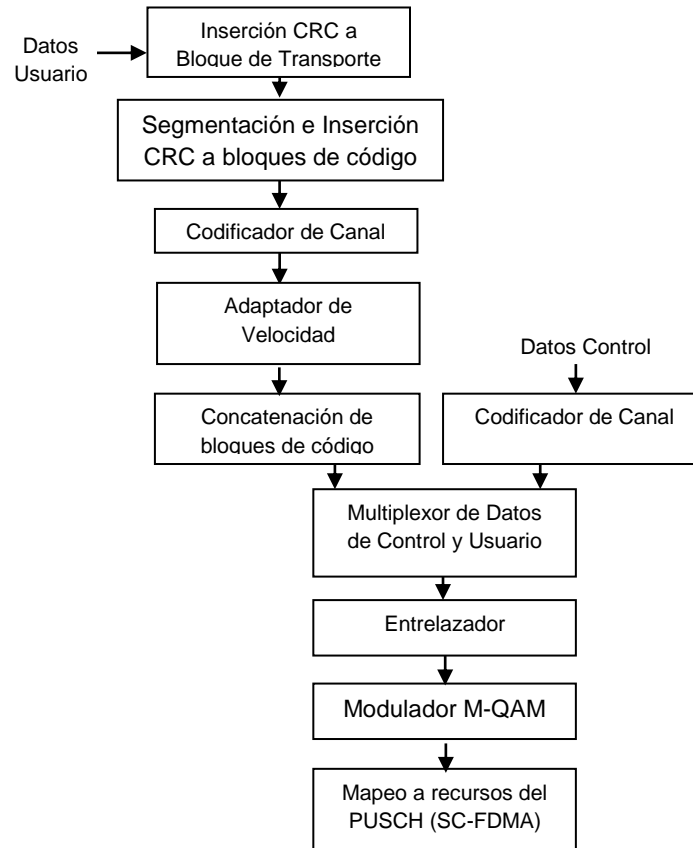


Figura 2.6. Proceso de Generación del PUSCH.

El procesamiento de mapeo de datos en el canal PUSCH se muestra en la figura 2.6 donde:

- El módulo de inserción de CRC recibe los Bloques de Transporte (TB, *Transport Block*) provenientes del Control de Enlace Radio (RLC, *Radio Link Control*) del nivel superior [11], y añade 24 bits de Comprobación de Redundancia Cíclica (CRC, *Cyclic Redundancy Check*) a cada TB para la detección de errores de bloque en recepción y generación de los reconocimientos HARQ.
- El módulo de segmentación divide los TB en bloques de código para adaptarlo al funcionamiento del codificador y adiciona un CRC de 24 bits a cada bloque de código.



- El módulo codificador de canal realiza una codificación turbo de tasa 1/3 y sus almacena las salidas en un búfer circular.
- El módulo adaptador de velocidad modifica la tasa de codificación de acuerdo a las condiciones del canal.
- El módulo multiplexor combina la información de control y datos de usuario.
- El módulo entrelazador ubica los datos de control en posiciones específicas cercanas a las Señales de Referencia (RS, *Reference Signal*). Finalmente la información se modula con las técnicas QPSK, 16QAM o 64QAM, para luego ser mapeada en los recursos físicos del PUSCH.

2.3.4 Señales de Referencia en el Enlace de Subida

Se definen dos tipos de RS en el enlace de subida: Señal de Referencia de Demodulación (DM-RS, *Demodulation Reference Signal*) y Señal de Referencia de Sondeo (SRS, *Sounding Reference Signal*).

La señal DM-RS es utilizada en la estimación de la respuesta al impulso del canal, lo cual permite la demodulación coherente en el UL. La DM-RS está asociada a la transmisión de datos de usuario o información de control, es decir transmisiones PUSCH o PUCCH. La señal DM-RS transporta un símbolo SC-FDMA compuesto por $N \times 12$ subportadoras (donde N indica el número de RB asignados al canal PUSCH o PUCCH) cuyo contenido corresponde a una secuencia Zadoff-Chu (en el dominio de la frecuencia) de idéntica longitud, secuencia que es utilizada para estimar la respuesta al impulso del canal. Este tipo de secuencias se especifican en el Anexo A sección 1.

La señal SRS está destinada al sondeo de la calidad del canal de transmisión para determinar el comportamiento del mismo en el dominio de la frecuencia y facilitar la decisión de los algoritmos de planificación de recursos. La SRS puede utilizarse para mejorar los mecanismos de control de potencia, así como facilitar la configuración inicial del UE. Estas señales son transmitidas por los UE en cada subtrama o en la ubicación dada por los mensajes de difusión del eNodeB. La señal SRS siempre se transmite en el último símbolo de las subtramas seleccionadas.



Una descripción detallada de los canales y señales de comunicación utilizadas en la interfaz radio de LTE se encuentran en las especificaciones técnicas de la serie 36 del *Release 8*, [10], [11], [12], [13].

2.4 COMPONENTES DEL PROCESO DE GENERACIÓN DEL PUSCH

2.4.1 Adición de bits de Comprobación de Redundancia Cíclica

La Comprobación de Redundancia Cíclica (CRC, *Cyclic Redundancy Check*) en LTE se usa tanto para los bloques de transporte, como para los bloques de código. Para la CRC se agregan 24 bits de redundancia generados a partir de los polinomios de las ecuaciones 2.1 y 2.2 respectivamente.

$$g_{CRC24A}(D) = D^{24} + D^{23} + D^{18} + D^{17} + D^{14} + D^{11} + D^{10} + D^7 + D^6 + D^5 + D^4 + D^3 + D + 1 \quad (2.1)$$

$$g_{CRC24B}(D) = D^{24} + D^{23} + D^6 + D^5 + D + 1 \quad (2.2)$$

Para el proceso de CRC en primer lugar se agregan 24 de bits de redundancia al bloque de transporte. Posteriormente se verifica el tamaño del bloque resultante, si es mayor a 6144 se realiza una segmentación en bloques de código [11]. El algoritmo de segmentación está diseñado para minimizar el número de bits de relleno necesarios para que el número de bits coincida con los tamaños establecidos en el entrelazador de Permutación Polinomial Cuadrática (QPP, *Quadratic Permutation Polinomials*) definidos en la tabla 2.2.

Una vez definidos los tamaños de los segmentos, si son dos o más, se agrega un nuevo conjunto de 24 bits a cada uno de los bloques de código. Esta redundancia adicional es útil para lograr una terminación más temprana de las iteraciones en la decodificación turbo y con ello minimizar su complejidad.

Cabe resaltar que el uso de la CRC para el bloque de transporte y para los bloques de código tiene un uso diferente. La CRC por bloque de transporte fue diseñada con el fin de mejorar la detección de errores, realizada mediante la CRC por bloque de código. Por ello

primero se realiza la CRC a cada uno de los bloques de código y si todos son recibidos correctamente, se realiza la CRC para el bloque de transporte, la cual utiliza un polinomio diferente [11], con el fin de encontrar errores que no se detectaron previamente [9].

2.4.2 Codificador de Canal

El *Release 8* del 3GPP define la utilización de los esquemas de codificación convolucional y codificación turbo según el tipo de canal de transporte. Para el caso de transmisión de datos de usuario en el PUSCH se utiliza la codificación turbo, razón por la cual será el objeto de estudio en el siguiente apartado.

2.4.2.1 Codificación Turbo

El esquema de la codificación turbo para LTE se muestra en la figura 2.7. El codificador turbo se basa en un Codificador Convolucional Concatenado Paralelo (PCCC, *Parallel Concatenated Convolutional Code*) de 8 estados, compuesto por dos codificadores convolucionales en paralelo y un entrelazador [11]. La tasa de codificación turbo es de 1/3.

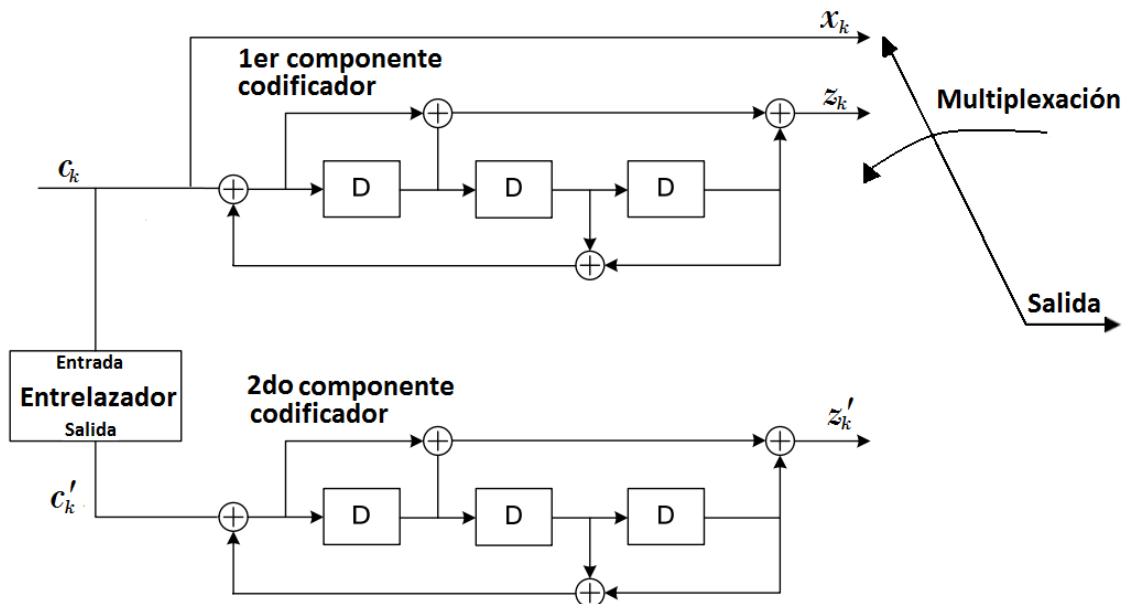


Figura 2.7. Esquema de codificación turbo en LTE.

Los codificadores convolucionales que conforman el codificador turbo se denominan componentes, y son de tipo Convolutacional Sistemático Recursivo (RSC, *Recursive Systematic Convolutional*). La característica de sistemático, implica que los bits de información que entran al codificador se transmiten también en la secuencia codificada sin modificación alguna, mientras la característica de recursivo implica que existe realimentación de los registros de desplazamiento a la entrada.

Cada codificador convolutacional tiene memoria y por lo tanto sus n salidas en cualquier unidad de tiempo dada, no dependen únicamente de sus k entradas en esa unidad de tiempo, sino también de los m valores previos almacenados en los registros de desplazamiento. Para cada componente definido en el esquema el número de salidas n es igual a 2, el número de entradas k es igual a 1 y el número registros es igual a 3, de manera que se tienen dos codificadores convolucionales (2, 1, 3).

La función de transferencia de cada componente del codificador PCCC está dada por la ecuación 2.3.

$$G(D) = \left[1 \quad , \quad \frac{g_1(D)}{g_0(D)} \right] \quad (2.3)$$

Donde los polinomios generadores $g_0(D)$ y $g_1(D)$ estan dados por las ecuaciones 2.4 y 2.5 respectivamente.

$$g_0(D) = 1 + D^2 + D^3 \quad (2.4)$$

$$g_1(D) = 1 + D + D^3 \quad (2.5)$$

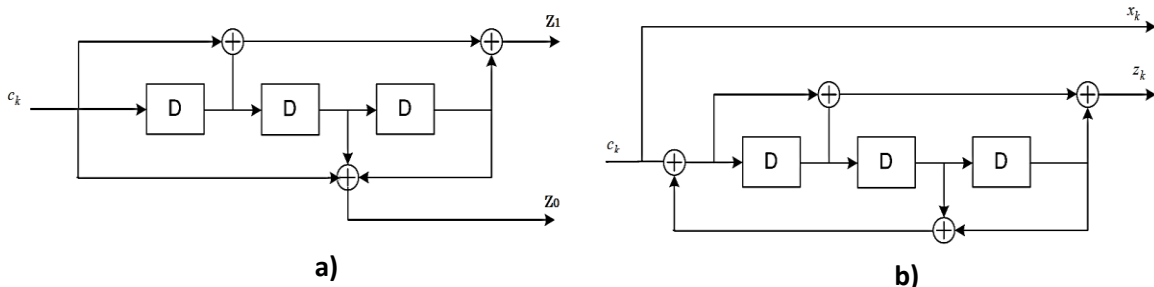


Figura 2.8. Representación de componentes del codificador turbo. a) NSC. b) RSC [14].



Los polinomios generadores $g_0(D)$ y $g_1(D)$ se obtienen a partir de una representación Convolutiva No Sistemática y No Recursiva (NSC, *Non Recursive Non Systematic Convolutional*) de los componentes convolutivos RSC del codificador turbo ilustrado en la figura 2.8.

$g_1(D)$ y $g_0(D)$ son los polinomios generadores obtenidos a partir de la respuesta al impulso del codificador NSC en las salidas Z_1 y Z_0 respectivamente. Es de resaltar que $g_0(D)$, es el polinomio generador correspondiente a la rama realimentada del RSC.

Para el esquema del codificador turbo de la figura 2.7, los bits de entrada se denotan como $c_0, c_1, c_2, c_3, \dots, c_{K-1}$, y los bits de salida del primer y segundo componente del codificador como $z_0, z_1, z_2, z_3, \dots, z_{K-1}$ y $z'_0, z'_1, z'_2, z'_3, \dots, z'_{K-1}$, respectivamente. Los bits de salida del entrelazador interno son expresados como $c'_0, c'_1, \dots, c'_{K-1}$, y se establecen como los bits de entrada del segundo componente del codificador.

La salida del codificador turbo está dada por la ecuación 2.6:

$$d = (d_1^0, d_1^1, d_1^2, d_2^0, d_2^1, d_2^2, \dots, d_K^0, d_K^1, d_K^2) \quad (2.6)$$

Por cada bit de entrada se obtienen 3 bits de salida, uno sistemático y dos de paridad, es decir es un codificador de tasa de código 1/3. Los valores de las salidas correspondientes son:

- $d_k^{(0)} = x_k = c_k$. Salida sistemática del primer componente del codificador turbo.
- $d_k^{(1)} = z_k$. Primer bit de paridad, obtenido del primer componente.
- $d_k^{(2)} = z'_k$. Segundo bit de paridad, obtenido del segundo componente.

Para $k = 0, 1, 2, \dots, K - 1$, donde K es la longitud de la secuencia de entrada.

La salida sistemática del segundo componente no forma parte de la salida del codificador turbo.

La relación entre el número de bits de entrada y el número de bits de salida para cada salida del codificador turbo de tasa 1/3 es $D = K + m + 1 = K + 4$ [11]. Siendo K el número de bits de entrada y m el número de registros.



2.4.2.2 Entrelazador QPP

Los bits de entrada al entrelazador se denotan como c_0, c_1, \dots, c_{K-1} , donde K es el número de bits de entrada. Los bits de salida se expresan como $c'_0, c'_1, \dots, c'_{K-1}$.

El codificador turbo LTE incorpora un entrelazador de Polinomios QPP. Uno de los mayores cambios frente a la tecnología de Acceso Múltiple por División de Código de Banda Ancha (WCDMA, *Wideband Code Division Multiple Access*). La relación entre los bits de entrada y de salida está dada por la ecuación 2.7.

$$c'_i = c_{\Pi(i)}; i = 0, 1, \dots, (K - 1) \quad (2.7)$$

La relación entre el índice de salida i y el índice de entrada $\Pi(i)$ satisface la forma cuadrática de la ecuación 2.8.

$$\pi(i) = (f_1 \cdot i + f_2 \cdot i^2) \bmod K \quad (2.8)$$

Donde los parámetros f_1 y f_2 dependen del tamaño del bloque de entrada K y se resumen en la tabla 2.2.



i	K_i	f_1	f_2	i	K_i	f_1	f_2	i	K_i	f_1	f_2	i	K_i	f_1	f_2
1	40	3	10	48	416	25	52	95	1120	67	140	142	3200	111	240
2	48	7	12	49	424	51	106	96	1152	35	72	143	3264	443	204
3	56	19	42	50	432	47	72	97	1184	19	74	144	3328	51	104
4	64	7	16	51	440	91	110	98	1216	39	76	145	3392	51	212
5	72	7	18	52	448	29	168	99	1248	19	78	146	3456	451	192
6	80	11	20	53	456	29	114	100	1280	199	240	147	3520	257	220
7	88	5	22	54	464	247	58	101	1312	21	82	148	3584	57	336
8	96	11	24	55	472	29	118	102	1344	211	252	149	3648	313	228
9	104	7	26	56	480	89	180	103	1376	21	86	150	3712	271	232
10	112	41	84	57	488	91	122	104	1408	43	88	151	3776	179	236
11	120	103	90	58	496	157	62	105	1440	149	60	152	3840	331	120
12	128	15	32	59	504	55	84	106	1472	45	92	153	3904	363	244
13	136	9	34	60	512	31	64	107	1504	49	846	154	3968	375	248
14	144	17	108	61	528	17	66	108	1536	71	48	155	4032	127	168
15	152	9	38	62	544	35	68	109	1568	13	28	156	4096	31	64
16	160	21	120	63	560	227	420	110	1600	17	80	157	4160	33	130
17	168	101	84	64	576	65	96	111	1632	25	102	158	4224	43	264
18	176	21	44	65	592	19	74	112	1664	183	104	159	4288	33	134
19	184	57	46	66	608	37	76	113	1696	55	954	160	4352	477	408
20	192	23	48	67	624	41	234	114	1728	127	96	161	4416	35	138
21	200	13	50	68	640	39	80	115	1760	27	110	162	4480	233	280
22	208	27	52	69	656	185	82	116	1792	29	112	163	4544	357	142
23	216	11	36	70	672	43	252	117	1824	29	114	164	4608	337	480
24	224	27	56	71	688	21	86	118	1856	57	116	165	4672	37	146
25	232	85	58	72	704	155	44	119	1888	45	354	166	4736	71	444
26	240	29	60	73	720	79	120	120	1920	31	120	167	4800	71	120
27	248	33	62	74	736	139	92	121	1952	59	610	168	4864	37	152
28	256	15	32	75	752	23	94	122	1984	185	124	169	4928	39	462
29	264	17	198	76	768	217	48	123	2016	113	420	170	4992	127	234
30	272	33	68	77	784	25	98	124	2048	31	64	171	5056	39	158
31	280	103	210	78	800	17	80	125	2112	17	66	172	5120	39	80
32	288	19	36	79	816	127	102	126	2176	171	136	173	5184	31	96
33	296	19	74	80	832	25	52	127	2240	209	420	174	5248	113	902
34	304	37	76	81	848	239	106	128	2304	253	216	175	5312	41	166
35	312	19	78	82	864	17	48	129	2368	367	444	176	5376	251	336
36	320	21	120	83	880	137	110	130	2432	265	456	177	5440	43	170
37	328	21	82	84	896	215	112	131	2496	181	468	178	5504	21	86
38	336	115	84	85	912	29	114	132	2560	39	80	179	5568	43	174
39	344	193	86	86	928	15	58	133	2624	27	164	180	5632	45	176
40	352	21	44	87	944	147	118	134	2688	127	504	181	5696	45	178
41	360	133	90	88	960	29	60	135	2752	143	172	182	5760	161	120
42	368	81	46	89	976	59	122	136	2816	43	88	183	5824	89	182
43	376	45	94	90	992	65	124	137	2880	29	300	184	5888	323	184
44	384	23	48	91	1008	55	84	138	2944	45	92	185	5952	47	186
45	392	243	98	92	1024	31	64	139	3008	157	188	186	6016	23	94
46	400	151	40	93	1056	17	66	140	3072	47	96	187	6080	47	190
47	408	155	102	94	1088	171	204	141	3136	13	28	188	6144	263	480

Tabla 2.2. Parámetros de entrelazador para la codificación turbo [11].

2.4.2.3 Terminación Trellis para el Codificador Turbo

Los valores iniciales de los registros de desplazamiento de los componentes del codificador deben ser cero cuando se inicia la codificación de los bits de entrada, por esto para el proceso de codificación turbo se efectúa una terminación Trellis [15], tomando los bits de cola o finales del registro de desplazamiento una vez ha sido codificada la información. Este proceso se representa mediante las líneas punteadas en la figura 2.9, donde se toma como entrada el valor de la realimentación, para que el valor de entrada equivalente, sea igual a cero por las propiedades de la suma módulo 2.

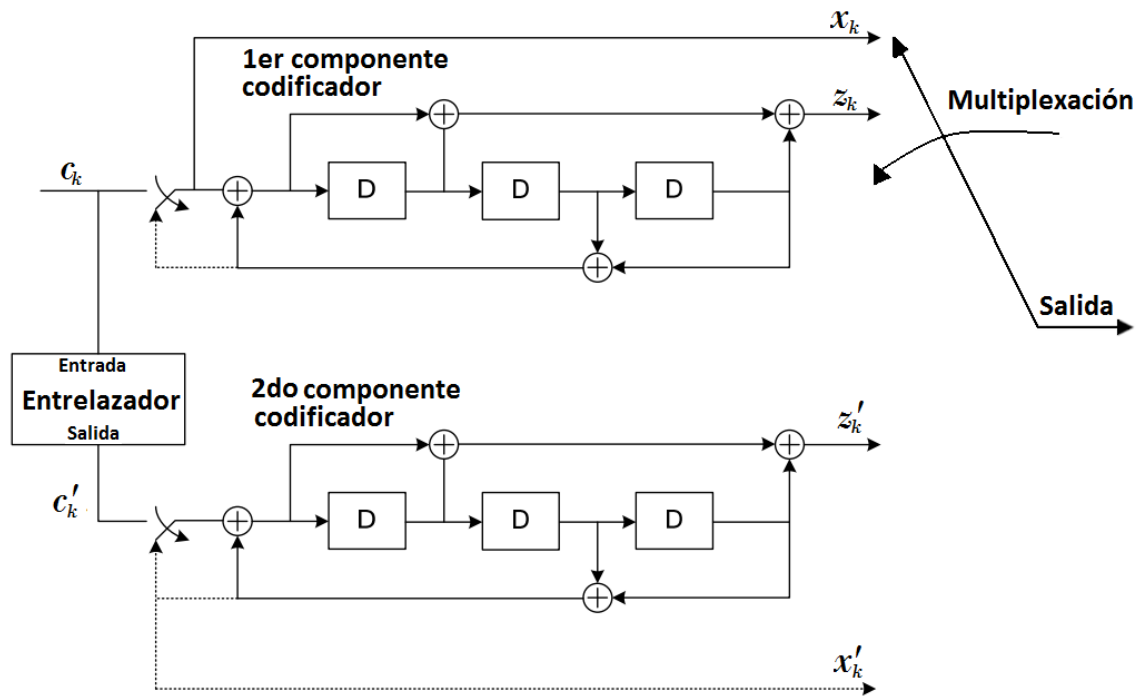


Figura 2.9. Esquema para terminación Trellis en el codificador turbo de LTE.

Los primeros tres bits de cola se utilizan para volver cero los registros del primer componente del codificador turbo, mientras que el segundo componente está desactivado y los últimos tres bits para el segundo componente, mientras que el primer componente está desactivado.

Los bits transmitidos para la terminación Trellis están determinados por las ecuaciones 2.9 a, 2.9 b, 2.9 c.

$$d_K^{(0)} = x_K, d_{K+1}^{(0)} = z_{K+1}, d_{K+2}^{(0)} = x'_K, d_{K+3}^{(0)} = z'_{K+1} \quad (2.9 a)$$

$$d_K^{(1)} = z_K, d_{K+1}^{(1)} = x_{K+2}, d_{K+2}^{(1)} = z'_K, d_{K+3}^{(1)} = x'_{K+2} \quad (2.9 b)$$

$$d_K^{(2)} = x_{K+1}, d_{K+1}^{(2)} = z_{K+2}, d_{K+2}^{(2)} = x'_{K+1}, d_{K+3}^{(2)} = z'_{K+2} \quad (2.9 c)$$

2.4.3 Adaptador de Velocidad

El adaptador de velocidad para el PUSCH, está definido por bloque de código y consiste en el entrelazamiento de los flujos de bits $d_K^{(0)}$, $d_K^{(1)}$ y $d_K^{(2)}$ provenientes de las tres ramas del codificador turbo [11] como se muestra en la figura 2.10. $d_K^{(0)}$ corresponde a los bits sistemáticos y $d_K^{(1)}$, $d_K^{(2)}$ a los bits de paridad del primer y segundo componentes respectivamente.

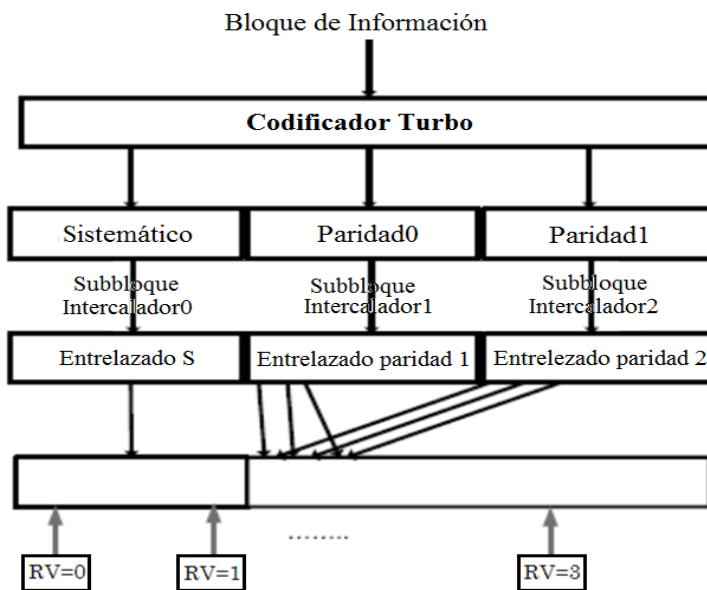


Figura 2.10. Adaptador de velocidad [11].

Para LTE se agregan 12 bits de cola, distribuidos uniformemente en cada uno de los tres flujos, lo que resulta en bloques de tamaño $D=K+4$, donde K es el número de bits a la entrada del codificador. Estos flujos de bits son entrelazados y posteriormente almacenados en un buffer circular. En las primeras posiciones del buffer se almacenan los bits sistemáticos, mientras que el resto de bits resultan de la mezcla de los bits paridad, a



los cuales de ser necesario se las aplica perforación o repetición para obtener la tasa de código deseada.

El buffer cuenta con diferentes puntos de inicio para la lectura de los bits almacenados, que permite el uso de HARQ. Para la transmisión inicial usualmente se utiliza una versión de redundancia (RV, *Redundancy Version*) igual a 0, para el envío de la mayor cantidad de bits sistemáticos como sea posible.

2.4.4 Técnica de Acceso para el Enlace de Subida

En el sistema LTE se utiliza la técnica SC-FDMA, como técnica de Acceso en el enlace de subida, lo que constituye una de las principales diferencias con la tecnología predecesora WCDMA. La técnica de Acceso SC-FDMA mejora las capacidades del enlace de subida, al brindar entre otras, las siguientes propiedades [16]:

- Baja relación de Potencia Pico a Promedio (PAPR, *Peak to Average Power Ratio*) que permite una mayor eficiencia en los amplificadores de potencia y un menor costo de los mismos. Esta característica es de gran importancia en el enlace de subida de LTE, ya que los UE tienen recursos limitados y se debe maximizar la duración de la batería.
- Asignación de ancho de banda de forma flexible según los requerimientos de transmisión del UE y la Calidad de Servicio (QoS, *Quality of Service*).
- Alta eficiencia espectral.

La técnica de Acceso múltiple SC-FDMA se basa en los principios de la técnica OFDM, con lo que obtiene la propiedad de ortogonalidad, robustez frente a desvanecimientos rápidos gracias al uso de múltiples portadoras que facilitan la ecualización en recepción. Además adiciona un bloque DFT de precodificación, con el fin de reducir las variaciones en la potencia instantánea, obteniendo así una baja relación PAPR.

Para comprender la técnica SC-FDMA, en primer lugar se describe la técnica OFDM, fundamento para las tecnologías de Acceso OFDMA y SC-FDMA usadas en el sistema LTE.



2.4.4.1 OFDM

La técnica de Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM, *Orthogonal Frequency Division Multiplex*) es una técnica multiportadora, que permite multiplexar la información modulada proveniente de una o varias fuentes sobre un grupo de frecuencias ortogonales entre sí, dividiendo el ancho de banda del canal en subcanales de velocidad menores a la velocidad total de transmisión del sistema. La característica de ortogonalidad garantiza un uso eficiente del espectro, al permitir que los subcanales se traslapen sin interferirse [17].

Se define un conjunto de k subportadoras ortogonales entre sí, representadas mediante notación compleja en banda base mediante la ecuación 2.10.

$$x_k(t) = e^{j2\pi k\Delta f t} \text{rect}_{T_s}(t) ; 0 \leq k \leq K - 1 \quad (2.10)$$

Donde:

- $f_k = k\Delta f$ representa la frecuencia central de la subportadora k -ésima, siendo Δf la separación entre subportadoras.
- $\text{rect}_{T_s}(t)$ representa un pulso rectangular de duración T_s .

Para que las subportadoras cumplan con la propiedad de ortogonalidad durante un intervalo T_s , dos subportadoras definidas como $x_m(t)$ y $x_k(t)$ deben cumplir con la ecuación 2.11.

$$R_{x_m, x_k(t)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} x_m(t) x_k^*(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(m-k)\Delta f t} dt = \begin{cases} 1 & \text{si } m = k \\ 0 & \text{si } m \neq k \end{cases} \quad (2.11)$$

En otras palabras, la integración del producto de las subportadoras es nula para todo el intervalo excepto cuando $m=k$.

Sean las frecuencias $f_m = m\Delta f$ y $f_k = k\Delta f$, Aplicando la ecuación 2.11 se tiene:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(m-k)\Delta f t} dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(f_m - f_k)t} dt \quad (2.12)$$

Si $f_k = f_m$

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} 1 dt = 1 \quad (2.13)$$

Para $f_k \neq f_m$ según la ecuación 2.11 la integral evaluada en los límites 0 y T_s debe ser cero para cumplir la condición de ortogonalidad:

$$\frac{1}{T_s} \left[\frac{e^{j2\pi(f_m - f_k)t}}{2\pi(f_m - f_k)} \right]_0^{T_s} = 0 \quad (2.14)$$

Por tanto:

$$e^{j2\pi(f_m - f_k)T_s} = 1$$

$$2\pi(f_m - f_k)T_s = 2\pi n ; n = 1, 2, \dots, N - 1$$

$$(f_m - f_k) = \frac{n}{T_s} \quad (2.15)$$

Tomando la separación mínima posible entre subportadoras para la ecuación 2.15, se tiene entonces que para la condición de ortogonalidad [17] ilustrada en la figura 2.11, se debe cumplir con la ecuación 2.16.

$$(f_m - f_k) = \Delta f = \frac{1}{T_s} \quad (2.16)$$

Se concluye entonces que la diferencia entre subportadoras adyacentes debe ser igual al inverso del periodo de símbolo para cumplir la condición de ortogonalidad.

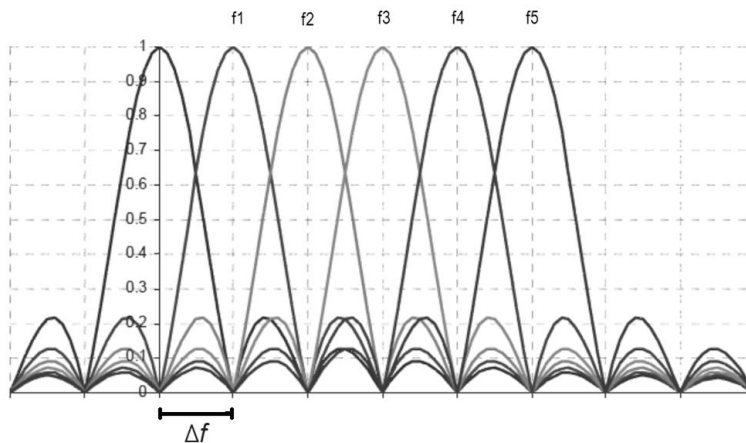


Figura 2.11. Subportadoras ortogonales en OFDM [16].

Una señal OFDM consiste en la suma de K subportadoras, cada una de las cuales se modula por un símbolo QPSK, 16QAM o 64QAM denotado como d_k , como se muestra en la figura 2.12. La señal OFDM resultante se expresa mediante la sumatoria de la ecuación 2.17.

$$s(t) = \sum_{k=0}^{K-1} d_k e^{j2\pi k \Delta f t} \text{rect}_{T_s}(t) \quad (2.17)$$

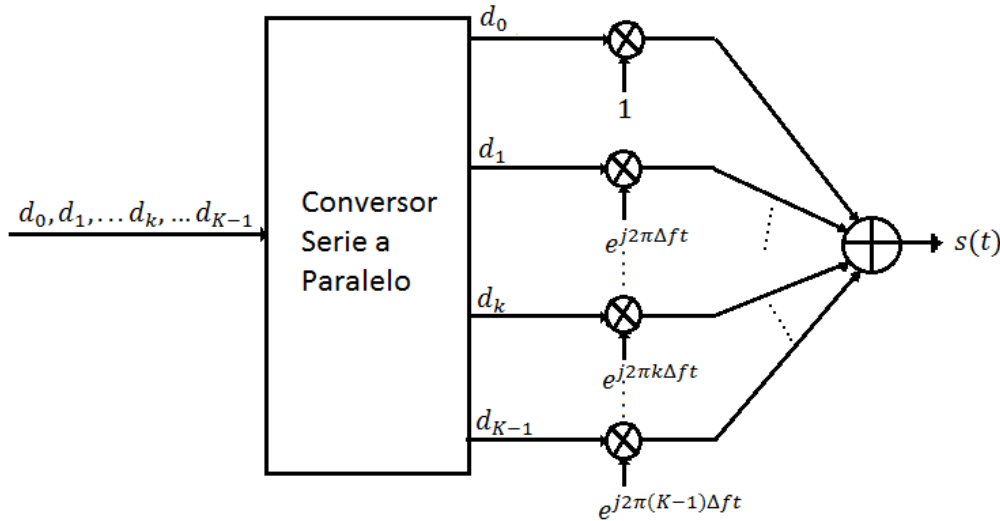


Figura 2.12. Principio OFDM [16].

Si se muestrea la señal $s(t)$ de la ecuación 2.17, N veces en el tiempo de símbolo OFDM ($T_m = \frac{T_s}{N} = \frac{1}{\Delta f N}$) se obtiene la ecuación 2.18:

$$s(n) = \sum_{k=0}^{K-1} d_k e^{j2\pi k \Delta f n T_m} \text{rect}_{T_s}(n T_m) = \sum_{k=0}^{K-1} d_k e^{j \frac{2\pi k n}{N}} \quad (2.18)$$

Además, si se supone una secuencia $S(k) = d_k$ para $0 \leq k < K$ y $S(k) = 0$ para $K \leq k < N$ se obtiene la ecuación 2.19:

$$s(n) = \sum_{k=0}^{K-1} d_k e^{j \frac{2\pi k n}{N}} = \sum_{k=0}^{N-1} s(k) e^{j \frac{2\pi k n}{N}}; \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.19)$$

Como puede verse en la ecuación 2.19, $s(n)$ tiene la misma forma de una transformada inversa de Fourier en tiempo discreto, sin el factor multiplicativo $1/N$. Por lo tanto si se normaliza la ecuación por el factor $1/N$, se podrá decir entonces que las muestras en el tiempo del símbolo OFDM, es decir la secuencia $s(n)$, corresponden con la transformada inversa de Fourier de la secuencia $S(k)$, que contiene en las K primeras muestras los símbolos a modular y ceros en las $N - K$ restantes [16] como se aprecia en la figura 2.13.

La secuencia $S(k)$ corresponde a la Transformada Discreta de Fourier (DFT, *Discrete Fourier Transform*) de la secuencia $s(n)$, y está compuesta por N muestras con una separación Δf ($\Delta f = \frac{1}{NT_m} = \frac{f_m}{N}$) en el intervalo 0 a f_m . Los valores de los símbolos a transmitir corresponden a las muestras del espectro $S(f)$ tomadas cada $\Delta f = \frac{1}{T_s}$. Es decir los símbolos a transmitir son los valores de la DFT de la señal modulada OFDM.

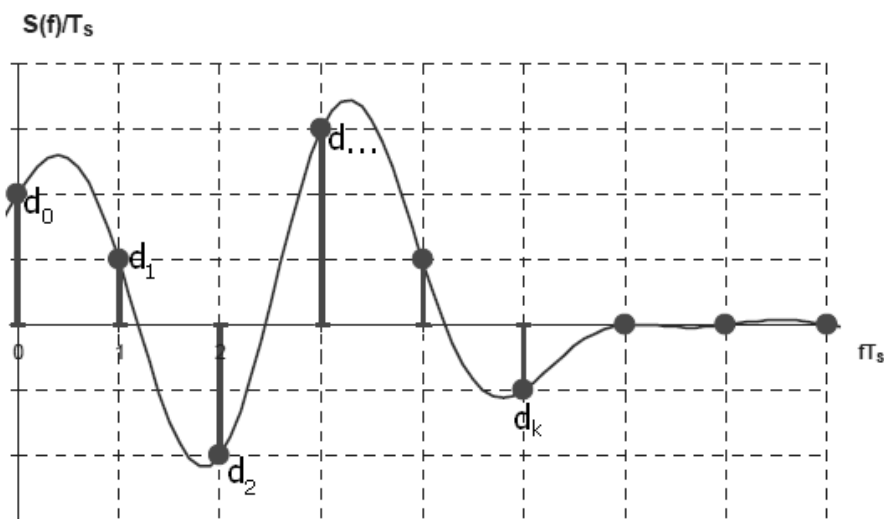


Figura 2.13. Espectro de señal OFDM muestreada.

La forma más utilizada para la transmisión en OFDM consiste en aplicar la IDFT a los símbolos a transmitir, para posteriormente convertir las muestras en el tiempo a una señal analógica por medio de un convertor D/A [16], tal como se observa en la figura 2.14.

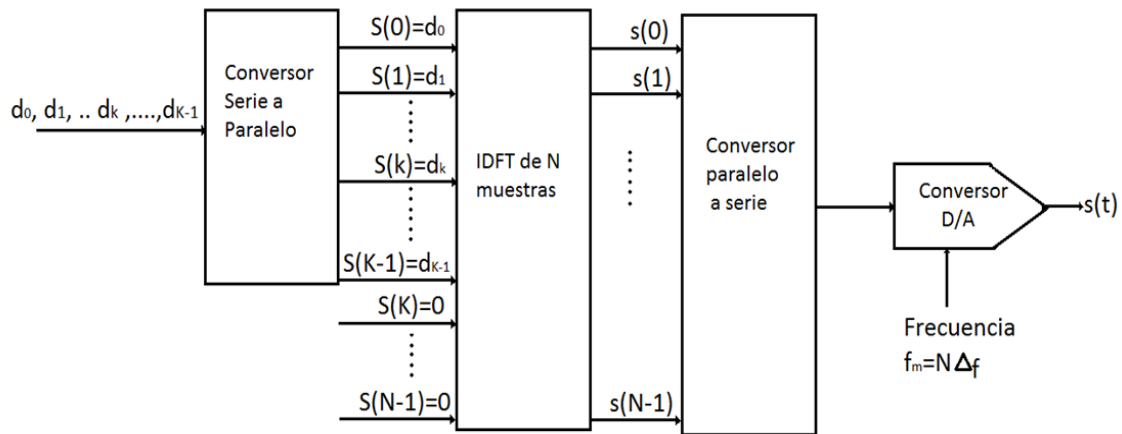


Figura 2.14. Modulación OFDM con IDFT.

La frecuencia de muestreo está dada por el número de muestras N de la DFT, y por la separación entre subportadoras Δf , como $f_m = N\Delta f$, el ancho de banda de la señal transmitida depende directamente del número de subportadoras, siendo $K\Delta f$ aproximadamente.

El proceso de demodulación, se realiza a partir de la DFT como se especifica en la ecuación 2.20, obteniéndose N muestras en frecuencia de la señal OFDM, siendo las K primeras los símbolos d_k transmitidos [16] como se ve en la figura 2.15.

$$s(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n)e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} ; k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.20)$$

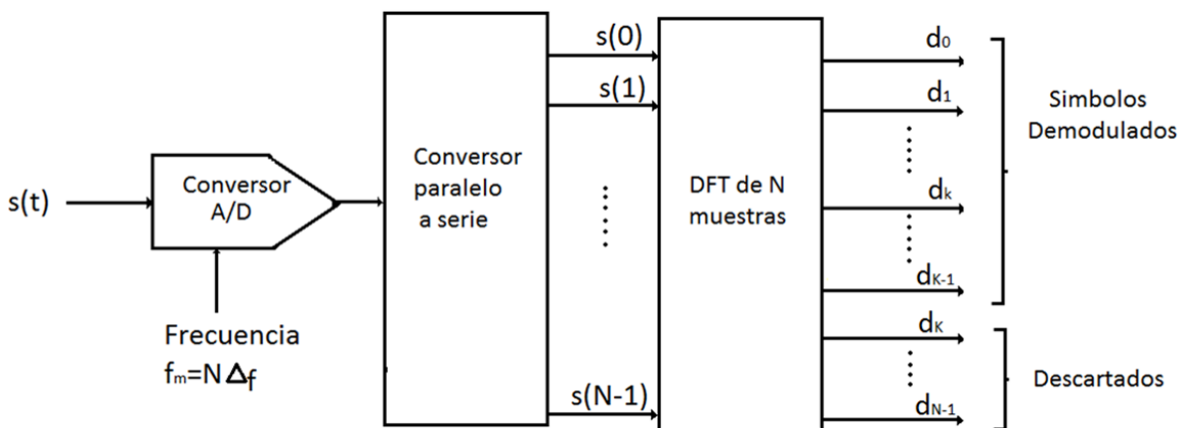


Figura 2.15. Demodulación OFDM con DFT.



Las técnicas de acceso de la tecnología LTE, se basan en el uso de OFDM. Para el enlace de subida se emplea la técnica SC-FDMA, mientras que para el enlace de bajada se utiliza la técnica OFDMA.

2.4.4.2 Generación del Símbolo SC-FDMA

SC-FDMA es una técnica de acceso múltiple por división de frecuencia de única portadora, basada en los principios de transmisión de OFDM. En SC-FDMA además de los bloques existentes en OFDM, se agrega un bloque DFT previo, para realizar una precodificación y así reducir los valores de potencia pico instantánea y mejorar la relación PAPR.

La PAPR relaciona la potencia pico instantánea y la potencia promedio de la señal en el tiempo $s(t)$, mediante la ecuación 2.21.

$$PAPR = \frac{|s(t)|^2}{E[|s(t)|^2]} \quad (2.21)$$

En OFDMA la PAPR no depende de la modulación de los datos de usuario, sino de la naturaleza multiportadora de esta técnica de acceso, en la que cada símbolo de datos modula una subportadora. La potencia instantánea puede ser elevada cuando las subportadoras se interfieren constructivamente, lo que se refleja en un alto valor de PAPR. Por otro lado, en SC-FDMA la PAPR disminuye debido a la característica de portadora única, donde cada símbolo se transmite en todo el ancho de banda, por lo cual la PAPR depende de la modulación utilizada en los datos de usuario. Para el enlace de subida de LTE, es de mucha importancia mantener una baja PAPR, dadas las limitaciones de costos y consumo de potencia en los amplificadores de potencia de los UE.

Para la generación del símbolo SC-FDMA se sigue el esquema de la figura 2.16. Se parte inicialmente de una representación continua en el dominio del tiempo, alimentada al bloque de precodificación DFT, compuesta por las trayectorias de transición de un símbolo al siguiente de los d_k símbolos M-QAM a transmitir. De esta forma se obtiene una señal de única portadora compuesta por K símbolos de duración T_s/K siendo $T_s=66.67\mu s$. Por lo tanto en una implementación real como se observa en la figura 2.16, las entradas del bloque de precodificación DFT son las K muestras de la señal de transición, que corresponden a los d_k símbolos a transmitir [16].

Una vez se tiene una representación del símbolo SC-FDMA en el dominio del tiempo, el bloque DFT representa ese símbolo en el dominio de la frecuencia. La frecuencia de muestreo del DFT se selecciona de tal manera, que la señal en el dominio del tiempo del símbolo SC-FDMA se represente totalmente. La salida de la DFT está compuesta por K muestras espaciadas 15 KHz, cada una de las cuales representa una subportadora de amplitud y fase constante.

Existe una relación entre el número de símbolos de datos a transmitir durante un periodo de símbolo SC-FDMA y el número de muestras de la DFT. Cuando se incrementa la cantidad de datos a transmitir durante un símbolo SC-FDMA, la señal cambia rápidamente en el dominio del tiempo, lo que genera un mayor ancho de banda, y por tanto un mayor número de muestras de la DFT para representar la señal. No hay una relación directa entre la amplitud y la fase de las muestras de la salida DFT con los símbolos de datos originales, a diferencia de OFDMA.

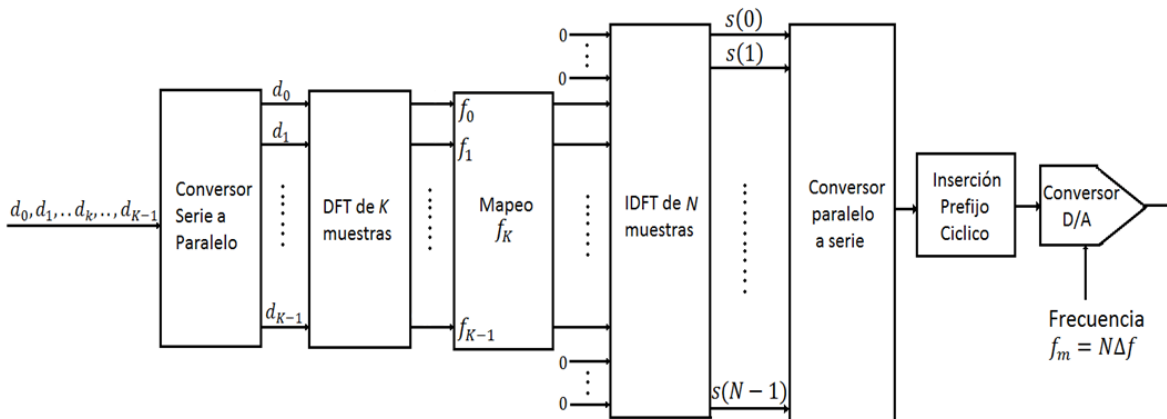


Figura 2.16. Esquema de transmisión SC-FDMA.

El símbolo SC-FDMA precodificado se ubica en una parte específica del ancho de banda del sistema, por medio de un mapeo de las K muestras de la salida de la DFT sobre un rango de frecuencias contiguas a la entrada del bloque de la Transformada Inversa Discreta de Fourier (IDFT, *Inverser Discrete Fourier Transform*) de tamaño N ($N \geq K$). Si K , es igual que N , los procesos de DFT e IDFT se cancelan entre sí sin efecto alguno, por lo que la señal enviada sería simplemente el mismo conjunto de símbolos original, resultando en una señal en banda base no modulada sobre diferentes subportadoras, es decir, una señal de portadora única. Si $K < N$ y el resto de entradas de la IDFT se hacen

iguales a 0, el resultado del proceso es una señal de portadora única, cuyo ancho de banda $B = K\Delta f = \frac{Kf_m}{N}$ es regulable cambiando el valor de K , lo que proporciona flexibilidad en el ancho de banda asignado.

Como se observa en la figura 2.17, para la multiplexación de diferentes usuarios, se mantiene el mismo número de muestras de la IDFT N , la frecuencia de muestreo f_m y la separación entre subportadoras Δf . La información de cada UE ocupa una posición específica en las entradas de la IDFT, de modo que en las posiciones en las que se ubica la transmisión del usuario i -ésimo, los demás UE incluirán ceros [16]. El ancho de banda asignado a cada usuario se consigue mediante DFTs de diferente tamaño, siendo $K_i\Delta f$ el ancho de banda del usuario i -ésimo.

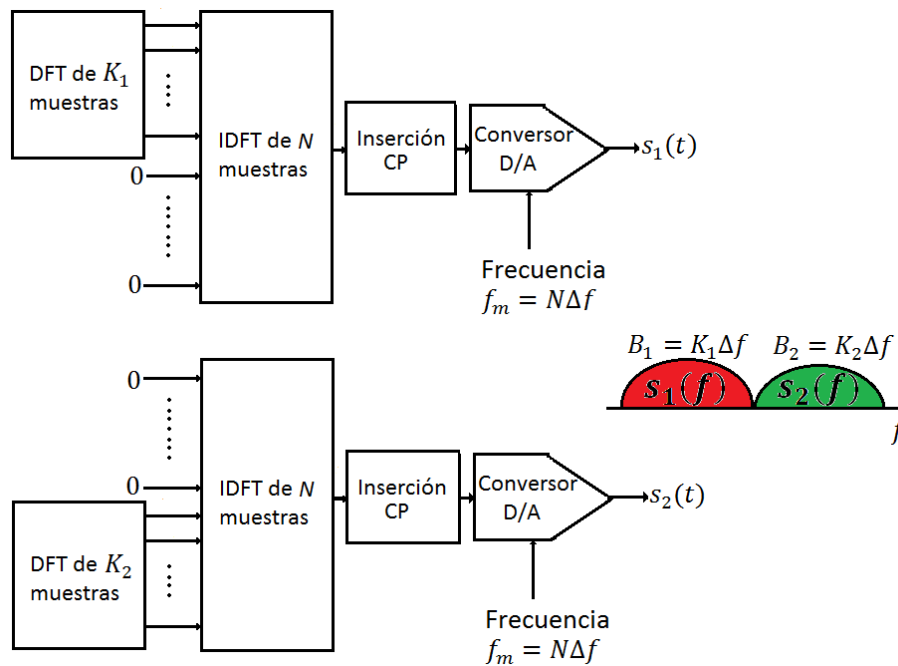


Figura 2.17. Multiplexación de dos usuarios en SC-FDMA.

La selección del valor de muestras de la IDFT se toma de tal forma que N sea potencia de 2, para implementar la IDFT de forma rápida mediante una Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT, *Inverse Discrete Fourier Transform*). Para el bloque DFT, no es posible asignar un número de muestras K como potencia de 2, porque se reduciría la flexibilidad en la asignación del ancho de banda de señal a múltiplos de Δf potencia de 2. En su lugar, se define K como el producto de números primos pequeños, lo que permite una implementación relativamente rápida del proceso de IDFT con una mayor flexibilidad.

Un símbolo SC-FDMA no es constante durante todo su tiempo de duración, contiene K símbolos M-QAM de duración T_s/K , pero aun así presenta resistencia al multitrayecto por las características que brinda el proceso intrínseco OFDM, siendo la naturaleza constante de cada subportadora y no de los símbolos de datos lo que brinda resistencia a la dispersión de retardo. Para mitigar los efectos de entornos dispersivos se especifica el uso de un prefijo cíclico, agregado al inicio del símbolo SC-FDMA lo que brinda robustez ante la dispersión de retardo debido al multitrayecto.

El proceso de recepción se ilustra en la figura 2.18, la señal recibida pasa a un convertor A/D y posteriormente se elimina el prefijo cíclico, a continuación se realiza una DFT de N muestras. Entre estas muestras se seleccionan a la salida únicamente las asociadas a las K subportadoras en las que se ubicó la señal y el resto se descartan pues representan los ceros que se insertaron en el proceso de transmisión. Finalmente se realiza la IDFT sobre las K muestras seleccionadas, invirtiendo el proceso de precodificación, obteniendo así a la salida la estimación de los símbolos transmitidos.

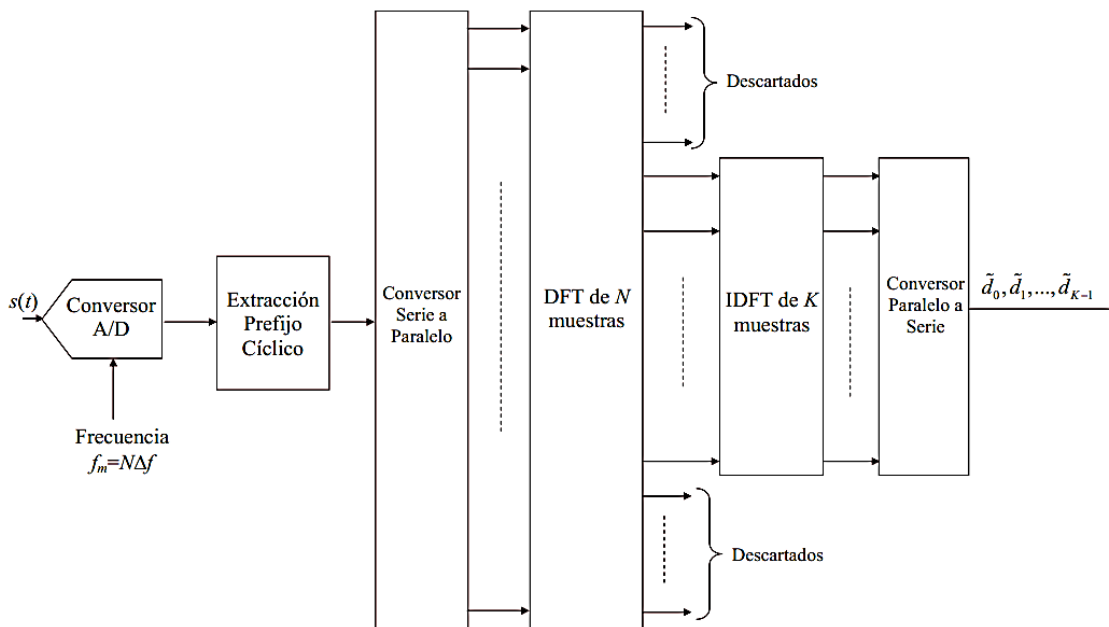


Figura 2.18. Esquema de recepción SC-FDMA [16].

3. ADAPTACIÓN Y APLICACIÓN DE UNA METODOLOGÍA DE SIMULACIÓN

Para realizar el proceso de simulación se propuso la adaptación y aplicación de una metodología de simulación para el análisis de desempeño a nivel físico del enlace de subida de LTE, mediante la construcción de un modelo conceptual del sistema, basado en las especificaciones del *Release 8* del 3GPP.

La metodología seleccionada fue la de simulación de equipos de telecomunicaciones [6], ya que define los lineamientos necesarios para el modelado de sistemas de telecomunicaciones, mediante una serie de pasos que permiten identificar, estructurar e implementar una simulación del sistema.

Para este trabajo de grado fueron seleccionados 3 pasos principales para el desarrollo de la simulación, ilustrados en la figura 3.1, los cuales permitieron abstraer la información necesaria para la construcción del modelo que se implementó en la herramienta *Agilent SystemVue*³.

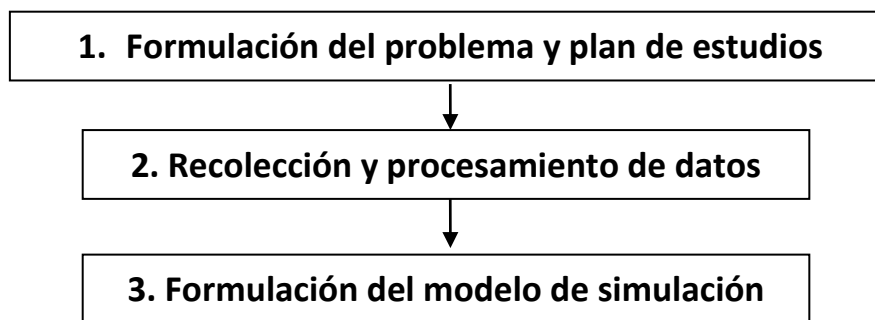


Figura 3.1. Metodología de simulación.

³ <http://edocs.soco.agilent.com/display/support/SystemVue+Downloads?cmpid=zzfindezzfi-systemvue-latest-downloads>



3.1 FORMULACIÓN DEL PROBLEMA Y PLAN DE ESTUDIOS

Para la formulación del problema y del plan de estudios correspondiente, se definió el objetivo de la simulación, de tal manera que ofreciera los elementos necesarios para obtener los resultados deseados.

La formulación del problema comprende los siguientes pasos:

1. Adquirir información sobre el funcionamiento de la tecnología.
2. Identificar los fines de la simulación.
3. Formular los objetivos específicos.

3.1.1 Adquisición de Información sobre el Funcionamiento de la Tecnología

Para adaptar y aplicar una metodología para la simulación a nivel físico de LTE, fue necesario entender el funcionamiento de la tecnología y realizar un análisis del sistema de telecomunicaciones a nivel de enlace según lo descrito en el *Release 8* del 3GPP, definiendo las variables y procesos de los subsistemas: transmisor, canal y receptor, para el envío del canal PUSCH. Se seleccionó el canal PUSCH, ya que es el principal canal del enlace de subida de LTE, encargado de la transmisión de datos de usuario y de control.

3.1.1.1 Transmisor

¿Cuál es el tipo de información que se genera y se procesa en el transmisor?

El transmisor procesa una señal binaria pseudoaleatoria que representa los datos generados por un UE. Esta señal es procesada por una serie de módulos, para generar así un conjunto de símbolos SC-FDMA que son agrupados en tramas FDD, para su transmisión a través de un canal inalámbrico afectado por la multitrayectoria y Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*). Cabe anotar que además de información de datos de usuario, un UE transmite datos de señalización y control con el fin de estimar el estado del canal y permitir la demodulación de la señal.



¿Qué pasos sigue la señal en el transmisor para su procesamiento?

Los pasos que realiza el transmisor con el fin de generar la señal a transmitir son:

- Codificación de canal.
- Multiplexación información de control y datos de usuario.
- Modulación.
- Generación de señal SC-FDMA.
- Generación de trama FDD LTE.

¿Qué factores se evalúan con la simulación?

En el transmisor, se realizan cambios en el esquema de modulación, tasa de codificación y recursos asignados, para analizar los diagramas de constelación y el espectro de frecuencias de las señales procesadas.

3.1.1.2 Canal

¿Qué tipo de señal se transmite por el canal?

El canal recibe una señal SC-FDMA modulada con QPSK, 16QAM o 64QAM, según la configuración seleccionada. Se consideran los efectos causados por la multitrayectoria y el AWGN, para generar la señal a la salida del canal.

¿Qué pasos sigue la señal durante el canal de transmisión?

La señal es alterada por dos efectos principales:

- Ruido Blanco Aditivo Gaussiano: Adiciona el AWGN para entregar al receptor una señal afectada por este tipo de degradación.



- **Multitrayectoria:** El canal recibe la señal del transmisor y modela el efecto de multitrayectoria de acuerdo a las condiciones de propagación según los modelos de canal Peatonal Extendido A 5 Hz (EPA5, *Extended Peatonal A 5 Hz*), Urbano Típico Extendido 70 Hz (ETU, *Extended Typical Urban 70 Hz*) y Vehicular Extendido A 70 Hz (EVA, *Extended Vehicular A 70 Hz*) definidos por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU, *International Telecommunication Union*) y adaptados por el 3GPP. Estos modelos de canal se especifican en el Anexo A sección 3.

3.1.1.3 Receptor

¿Qué tipo de señales se recibe y procesa en el receptor?

El receptor recibe una señal SC-FDMA modulada con QPSK, 16QAM o 64QAM, afectada por el ruido AWGN y el efecto de multitrayectoria. Esta señal es procesada en los módulos del receptor, para obtener los datos de usuario enviados con la menor cantidad de errores posible.

¿Qué pasos sigue el receptor para el procesamiento y recuperación de la señal?

El receptor realiza un proceso de sincronización en tiempo y fase para disminuir los efectos del canal, posteriormente lleva a cabo una ecualización basada en las señales de referencia para compensar los efectos de distorsión introducidos por el canal. Finalmente la señal de datos del usuario se recupera con ayuda de los siguientes procesos:

- Desensamble de trama FDD LTE.
- Detección del símbolo SC-FDMA.
- Demodulación.
- Demultiplexación de datos de control y de usuario.
- Decodificación.



¿Qué factores se evalúan con la simulación?

En el receptor, se evalúan los parámetros de BLER, BER y *Throughput* respecto a la Relación Señal a Ruido (SNR, *Signal to Noise Ratio*) para determinar el desempeño a nivel físico del enlace de subida de LTE, además de los diagramas de constelación y el espectro de las señales recibidas.

3.1.2 Identificación de los Fines de la Simulación

El propósito de esta simulación fue evaluar y analizar el desempeño a nivel físico de la tecnología LTE para el enlace de subida del canal PUSCH. La simulación involucra el UE y la interfaz de radio E-UTRAN con sus correspondientes tasas de codificación de canal y esquemas de modulación teniendo en cuenta los efectos de los diferentes modelos de canal definidos por la ITU y recomendados por el 3GPP para la tecnología LTE.

3.1.3 Formulación de los Objetivos

- Evaluar el desempeño a nivel físico del enlace de subida de LTE, para diferentes esquemas de modulación.
- Evaluar el desempeño a nivel físico del enlace de subida de LTE, para diferentes modelos de canal.
- Evaluar el desempeño a nivel físico del enlace de subida de LTE, para diferentes anchos de banda.
- Evaluar el desempeño a nivel físico del enlace de subida de LTE, para diferentes tasas de codificación.

Para la evaluación de desempeño en cada configuración se consideraron los parámetros de BLER, BER y *Throughput* en relación a la SNR.



3.2 RECOLECCIÓN Y PROCESAMIENTO DE DATOS

En esta etapa se recolectó la información relacionada al funcionamiento de la tecnología LTE con el objetivo de identificar los módulos y parámetros necesarios para la elaboración de un modelo de simulación a nivel físico del enlace de subida de LTE.

Para la identificación de los módulos y parámetros, se clasificó la información dentro de los subsistemas transmisor, canal y receptor en forma de:

- Clases y objetos.
- Estructuras.
- Atributos.
- Operaciones o métodos.

3.2.1 Modelo del Transmisor

3.2.1.1 Identificación de Clases y Objetos

Dado que LTE es una tecnología de telecomunicaciones, se seleccionaron los objetos de tal forma que fueran componentes en el que se generan y/o procesan una o varias señales. Se identificaron como objetos del transmisor: codificador, multiplexor, aleatorizador, modulador, generador SC-FDMA y generador de trama FDD. Estos objetos permitieron la conformación del modelo de simulación del transmisor para su evaluación en *SystemVue*®.

3.2.1.2 Identificación de las Estructuras

En un sistema de telecomunicaciones su complejidad puede ser manejada a través del análisis orientado a objetos por medio de la estructura Todo-Parte (*Whole-Part*), con lo cual se identificaron las siguientes estructuras en el transmisor:

a. Codificador

El codificador de canal tiene varios componentes ilustrados en la figura 3.2: el segmentador de bloque, el codificador CRC, el codificador turbo y el adaptador de velocidad. El codificador turbo a su vez se divide en dos codificadores convolucionales y un entrelazador QPP. El segmentador de bloque limita la cantidad de bits que se van a tratar por cada uno de los módulos siguientes. El codificador CRC permite detectar errores a nivel de bloque de bits. El codificador turbo agrega redundancia a nivel de bits para aumentar la tolerancia al ruido. El adaptador de velocidad varía la tasa de codificación con el fin de mejorar el desempeño de la transmisión según el estado del canal.

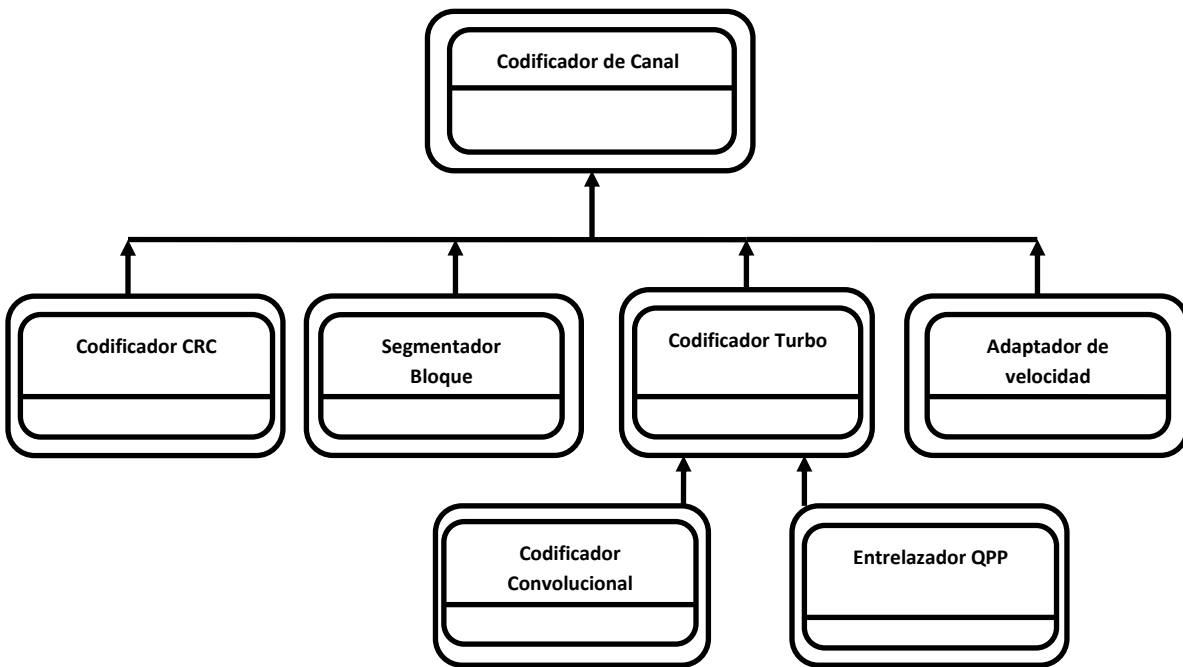


Figura 3.2. Codificador de Canal.

b. Multiplexor

El multiplexor no tiene ningún componente que lo conforme, su estructura se ilustra en la figura 3.3.

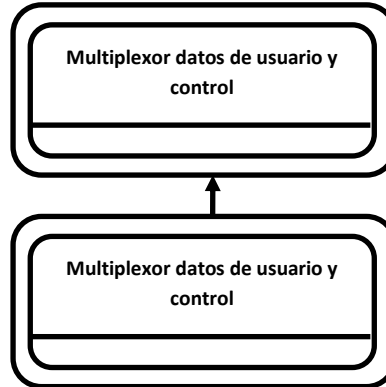


Figura 3.3. Multiplexor datos de usuario y control.

c. Aleatorizador

El aleatorizador no tiene ningún componente que lo conforme, su estructura se muestra en la figura 3.4.

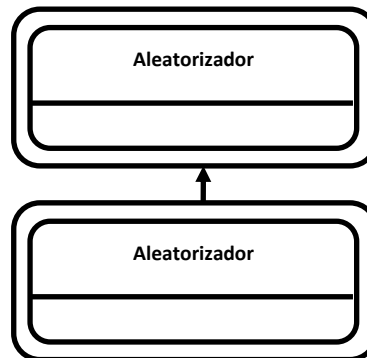


Figura 3.4. Aleatorizador.

d. Modulador

El modulador consta de tres diferentes tipos de moduladores como lo ilustra la figura 3.5, para adaptarse así a las especificaciones del *Release 8* del 3GPP, estos son: QPSK, 16QAM y 64 QAM.

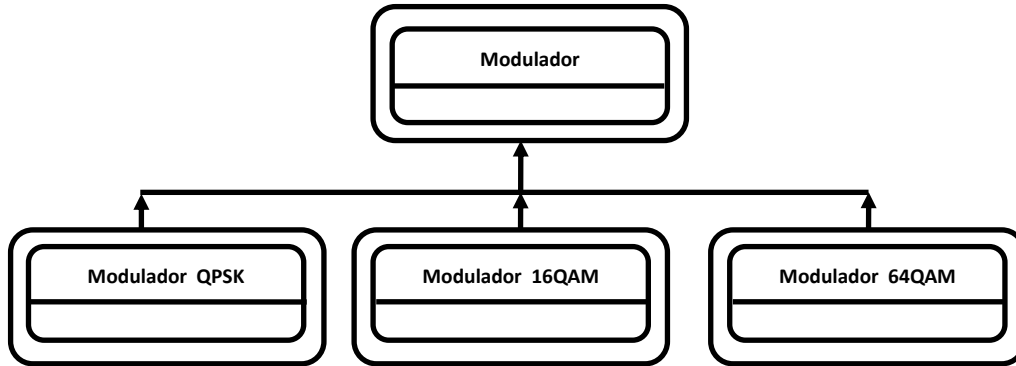


Figura 3.5. Modulador.

e. Generador de Señales de Referencia

El generador de señales de referencia consta de dos generadores, uno para la señal de sondeo SRS y otro para la señal de demodulación DM-RS, cada uno de ellos utiliza secuencias tipo CAZAC para la generación de la señal. Esta estructura se ilustra en la figura 3.6.

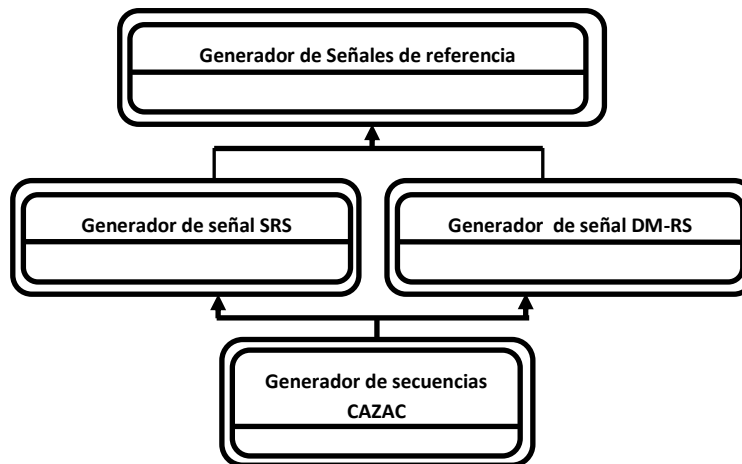


Figura 3.6. Generador de señales de referencia.

f. Generador de Símbolo SC-FDMA

El generador de símbolo SC-FDMA está compuesto por 6 bloques principales: convertor serial a paralelo, modulador M-ario, un módulo de DFT, mapeo de subportadoras, módulo IDFT y una adición de prefijo cíclico, los componentes de esta estructura se ilustran en la figura 3.7.

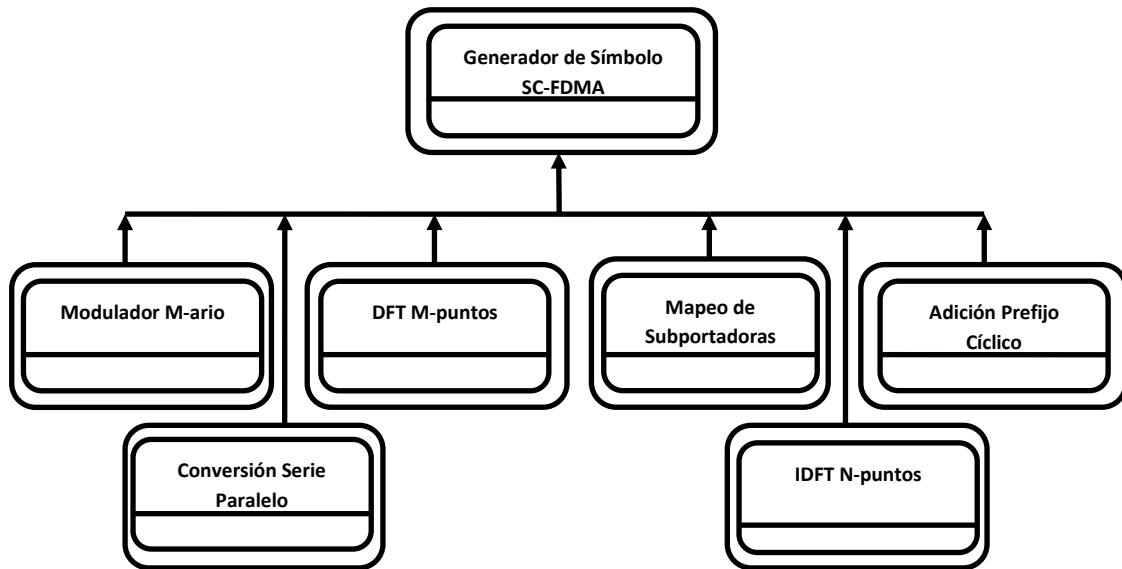


Figura 3.7. Generador de símbolos SC-FDMA.

g. Generador de Trama FDD

El generador de trama FDD está compuesto por un generador de símbolos SC-FDMA descrito en la figura 3.7, un multiplexor de datos de usuario y señalización, un multiplexor de *slot* y un multiplexor de tramas como se ilustra en la figura 3.8.

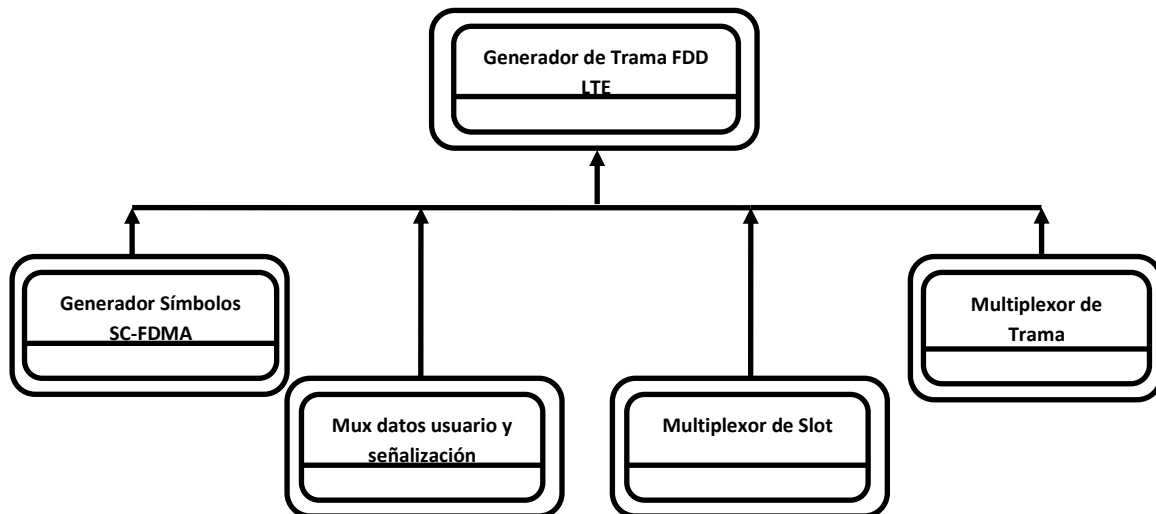


Figura 3.8. Generador de trama FDD.



3.2.1.3 Identificación de los Atributos

A continuación se describen los atributos de cada una de las clases u objetos que conforman el transmisor, indicando el nombre y su descripción.

a. Identificación de los Atributos para el Codificador de Canal

Según la estructura de la figura 3.2, se identifica a continuación los atributos de cada objeto que pertenecen al codificador de canal.

Nombre: tamaño de bloque.

Descripción: longitud del bloque de transporte de transmisión.

Nombre: longitud del código CRC.

Descripción: longitud del código CRC aplicado al bloque de bits.

b. Identificación de los Atributos para el Multiplexor de Datos de Usuario y Control

Nombre: tipo de trama.

Descripción: tipo de trama a multiplexar.

Nombre: prefijo cíclico.

Descripción: longitud de prefijo cíclico, normal o extendido.

c. Identificación de los Atributos para el Aleatorizador

Nombre: identificador Temporal de Red Radio (RNTI, *Radio Network Temporary Identifier*).

Descripción: el RNTI provee un identificador para el UE dentro del área de cobertura de la celda.

d. Identificación de los Atributos para el Modulador

Nombre: tipo de modulación.

Descripción: tipo de modulación a utilizar en la transmisión: QPSK, 16QAM o 64QAM.



e. Identificación de los Atributos para la Generación de Señalización

Nombre: id de grupo.

Descripción: valor que identifica el grupo entre 168.

Nombre: id dentro del grupo.

Descripción: valor que identifica la celda entre 3.

Nombre: ancho de banda de sistema.

Descripción: número de RB asignados para la implementación de LTE.

Nombre: ancho de banda asignado.

Descripción: número de RB asignados a un UE específico.

f. Identificación de los Atributos para la Generación de Símbolo SC-FDMA

Nombre: tipo de modulación.

Descripción: define el tipo de modulación a utilizar: QPSK, 16QAM o 64QAM.

Nombre: número de subportadoras.

Descripción: número de subportadoras dado por el número de RB asignados al usuario.

Nombre: longitud de prefijo cíclico.

Descripción: tipo de prefijo cíclico utilizado para la transmisión: Normal o extendido.

Nombre: longitud de la DFT.

Descripción: número de puntos de la DFT, depende de la cantidad de subportadoras.

Nombre: longitud IDFT.

Descripción: número de puntos de la IDFT, depende del ancho de banda del sistema.

g. Identificación de los Atributos para la Generación de la Trama FDD LTE

Nombre: ancho de banda.

Descripción: ancho de banda del sistema.



Nombre: número de trama.

Descripción: número de trama generado.

Nombre: prefijo cíclico.

Descripción: tipo de prefijo cíclico para la elección del tamaño del *slot*.

3.2.1.4 Identificación de Operaciones y/o Métodos

Las operaciones y/o métodos en el paradigma orientado a objetos se definen como las acciones específicas de un objeto, por lo que es necesario definir de manera clara los procedimientos que cada objeto realiza, para identificar plenamente los servicios que este presta.

a. Identificación de los Métodos para el Codificador de Canal

Nombre: generar bits de CRC.

Descripción: genera bits de redundancia por bloque de transporte, para la detección de errores de bloque en el receptor.

Nombre: segmentar bloque.

Descripción: limita el tamaño en bits de los datos que van a ser tratados por los módulos posteriores.

Nombre: codificar.

Descripción: aplica la codificación turbo por medio de dos codificadores convolucionales con polinomios de transferencia $1+D^2+D^3$ y $1+D+D^3$ y un entrelazador QPP. La tasa de codificación resultante es de $1/3$.

Nombre: adaptar velocidad.

Descripción: modifica la tasa de codificación proveniente del codificador turbo con el fin de adaptar la transmisión a las condiciones del enlace y realizar una transmisión más eficiente.

b. Identificación de los Métodos para el Multiplexor de Datos de Usuario y de Control

Nombre: multiplexar.

Descripción: envía de manera conjunta los datos de usuario y de control.



c. Identificación de los Métodos para el Aleatorizador

Nombre: aleatorizar.

Descripción: realiza el proceso de aleatorización basado en el RNTI con el fin de aprovechar al máximo la ganancia de codificación en el receptor y evitar los errores en ráfaga.

d. Identificación de los Métodos para el Modulador

Nombre: modular.

Descripción: realiza la modulación de los bits de la fuente a M-QAM en una matriz de números complejos de la forma $a+jb$, según el orden de la modulación (QPSK, 16QAM, 64QAM).

e. Identificación de los Métodos para la Generación de Señalización

Nombre: generar señal DM-RS.

Descripción: genera una señal a partir de una secuencia CAZAC, presente en todo el ancho de banda asignado a un usuario, ubicada en el tercer o cuarto símbolo de cada *slot*. La señal DM-RS es utilizada en recepción para realizar detección coherente.

Nombre: generar señal SRS.

Descripción: genera una señal a partir de una secuencia CAZAC, presente en todo el ancho de banda del sistema, ubicada generalmente en el último símbolo de la subtrama. La señal SRS se utiliza en los procesos de planificación de recursos y control de potencia.

f. Identificación de los Métodos para la Generación del Símbolo SC-FDMA

Nombre: modular bits.

Descripción: realiza la modulación de los bits de la fuente a M-QAM en una matriz de números complejos de la forma $a+jb$, según el orden de la modulación (QPSK, 16QAM, 64QAM).

Nombre: convertir serie a paralelo.

Descripción: envía un flujo de símbolos en la entrada en M ramas, de acuerdo al número de bloque de recursos asignados al usuario.



Nombre: aplicar DFT.

Descripción: convierte una señal del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia.

Nombre: mapear subportadoras.

Descripción: asigna una porción de espectro al UE según el número de RB.

Nombre: aplicar IDFT.

Descripción: convierte una señal del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo.

g. Identificación de los Métodos para la Generación la Trama FDD LTE

Nombre: multiplexar datos de usuario y señalización.

Descripción: mapea los datos de usuario y señalización para generar un símbolo SC-FDMA.

Nombre: generar símbolo SC-FDMA.

Descripción: genera un símbolo SC-FDMA que contiene datos de control y usuario, según el tipo de prefijo cíclico, número de RB y ancho de banda del sistema.

Nombre: multiplexar *slot*.

Descripción: genera un *slot* multiplexando 7 símbolos SC-FDMA .

Nombre: multiplexar trama.

Descripción: genera una trama LTE FDD multiplexando 20 *slot*.

3.2.2 Modelo del canal

3.2.2.1 Identificación de Clases y Objetos

El canal por el cual la señal se propaga, se ve afectada por los fenómenos de desvanecimientos debido a la propagación por múltiples trayectos que llegan al receptor con diferentes amplitudes y fases, además del AWGN . Para modelar este tipo de efectos se identifican dos tipos de objetos: Canal multitrayecto y canal AWGN.

3.2.2.2 Identificación de Estructuras

En el modelo de simulación del canal, se utilizó la estructura todo-parte para el canal multitrayecto y el canal AWGN. Fue posible identificar las siguientes estructuras en el canal.

a. Canal Multitrayecto

Como se ilustra en la figura 3.9, el objeto canal multitrayecto está compuesto por: canal EVA70, EPA5 y ETU70 según el tipo de propagación [8].

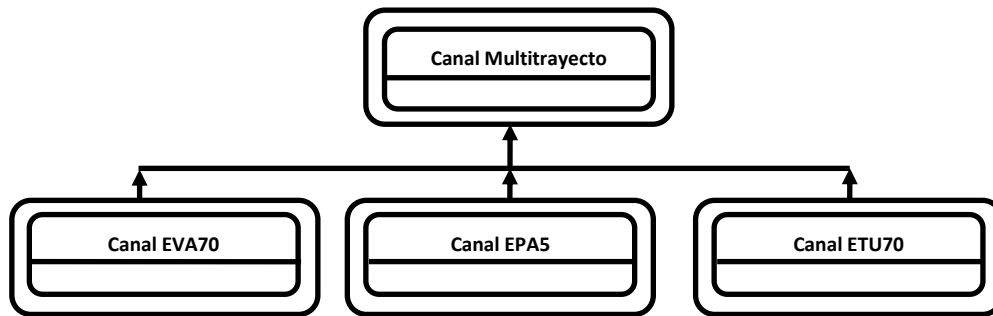


Figura 3.9. Estructura del canal multitrayecto.

b. Canal AWGN

El canal AWGN no tiene ningún componente que lo conforme. Su estructura se muestra en la figura 3.10.

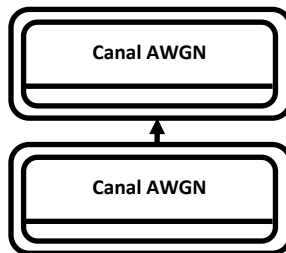


Figura 3.10. Estructura del canal AWGN.



3.2.2.3 Identificación de los Atributos

A continuación se describen los atributos de cada una de las clases u objetos que conforman el canal de transmisión.

a. Identificación de Atributos para el Canal Multitrayecto

Según la estructura de la figura 3.9, se identifica a continuación los atributos de cada clase que pertenecen al canal multitrayecto.

Nombre: tipo de canal multitrayecto.

Descripción: elige entre el tipo de canal multitrayecto.

b. Identificación de Atributos para el Canal AWGN

Nombre: densidad de potencia de ruido.

Descripción: valor de la densidad espectral de potencia de ruido.

3.2.2.4 Identificación de Operaciones y/o Métodos

a. Identificación de Métodos para el Canal Multitrayecto

Según la figura 3.9, se identifica a continuación los métodos de cada clase que pertenece al canal multitrayecto.

Nombre: generar canal.

Descripción: según el tipo de canal escogido configura una serie de trayectos con sus respectivas potencia promedio y retardo relativo al trayecto principal definidos en el anexo A.

b. Identificación de Métodos para el Canal AWGN.

Nombre: generar AWGN.

Descripción: adiciona ruido AWGN dependiendo del nivel de densidad espectral de potencia de ruido.

3.2.3 Modelo del Receptor

3.2.3.1 Identificación de las Clases y Objetos

El receptor cuenta con objetos que realizan el proceso inverso de transmisión para recuperar la señal original: desensamblador de trama FDD LTE, detector de símbolo SC-FDMA, demodulador, desaleatorizador, demultiplexor y decodificador.

3.2.3.2 Identificación de las Estructuras

En el receptor fueron identificadas las siguientes estructuras todo-parte:

a. Desensamblador de Trama FDD LTE

El desensamblador de trama FDD LTE está constituido por: demapeador de recursos, demultiplexor de trama, demultiplexor de *slot* y demultiplexor de datos de usuario y señalización, como se ilustra en la figura 3.11.

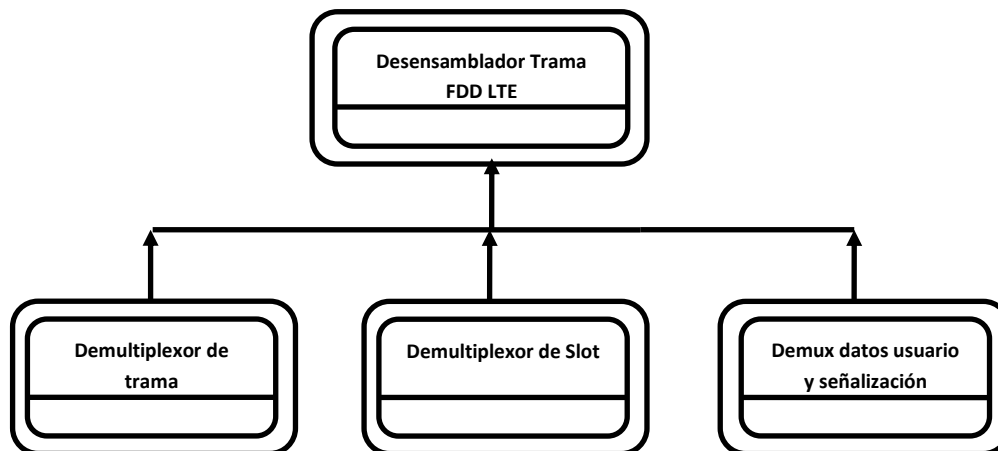


Figura 3.11. Desensamblador de trama FDD LTE.

b. Detector de Símbolo SC-FDMA

El detector de símbolo SC-FDMA tiene seis componentes como lo ilustra la figura 3.12. Los cuales son: eliminador de prefijo cíclico, DFT de N puntos, demapeador de subportadoras, IDFT de M puntos, conversor paralelo a serie y demodulador.

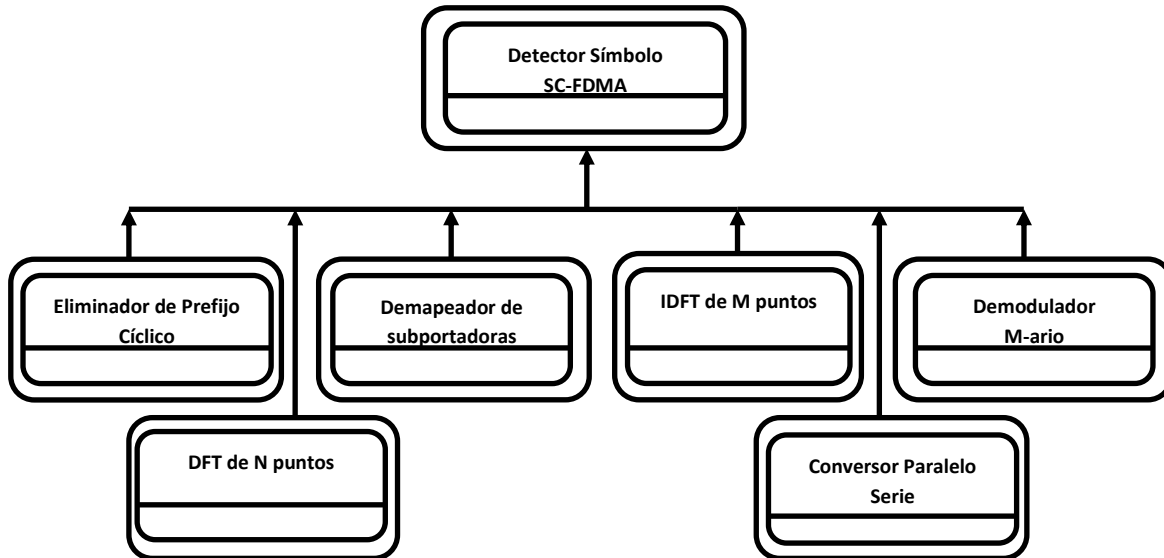


Figura 3.12. Detector de símbolo SC-FDMA.

c. Demodulador

El demodulador está compuesto por tres componentes, un tipo de modulador por cada modulación soportada en LTE como se muestra en la figura 3.13.

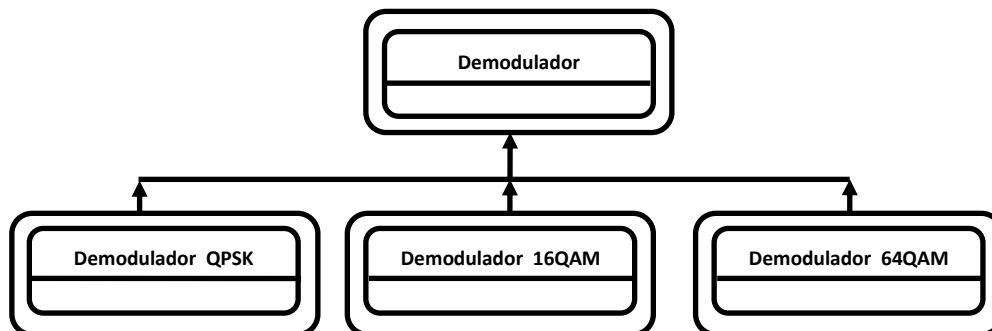


Figura 3.13. Demodulador.

d. Desaleatorizador

El desaleatorizador como se muestra en la figura 3.14, no contiene componentes.

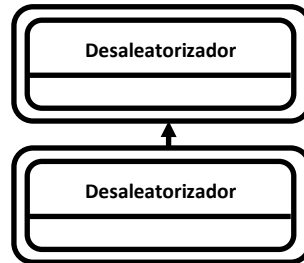


Figura 3.14. Desaleatorizador.

e. Demultiplexor de Datos de Usuario y Control

El demultiplexor de datos de usuario y control no contiene componentes, como se muestra en la figura 3.15.

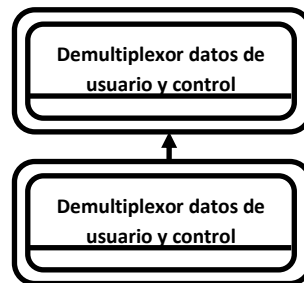


Figura 3.15. Demultiplexor de datos de usuario y control.

f. Decodificador de Canal

El decodificador de canal tiene varios componentes ilustrados en la figura 3.16: el ensamblador de bloque, decodificador CRC, decodificador turbo y desadaptador de velocidad.

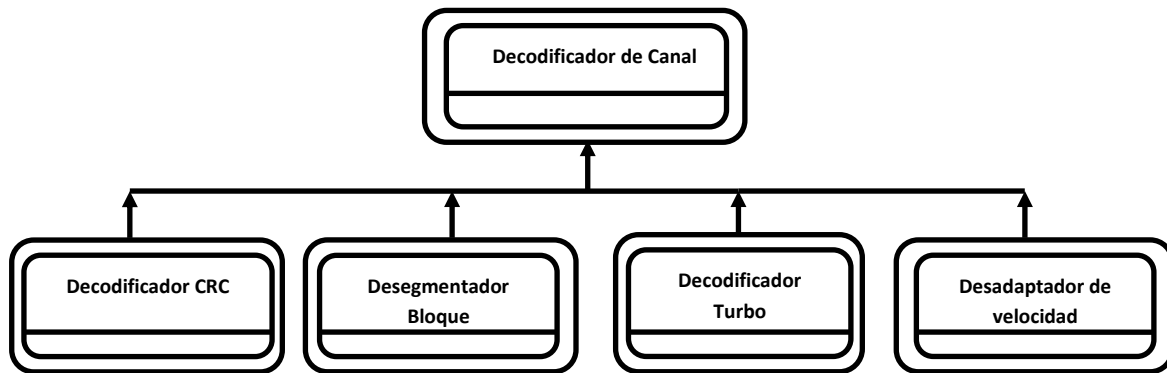


Figura 3.16. Decodificador de canal.

3.2.3.3 Identificación de los Atributos

A continuación se describen los atributos de cada una de las clases u objetos que conforman el receptor, indicando el nombre y su descripción.

a. Identificación de los Atributos para el Desegmentador de la Trama FDD LTE

Nombre: ancho de banda.

Descripción: ancho de banda del sistema.

Nombre: número de trama.

Descripción: número de trama generado.

Nombre: prefijo cíclico.

Descripción: tipo de prefijo cíclico para la elección del tamaño del *slot*.

b. Identificación de los Atributos para el Detector de Símbolo SC-FDMA

Nombre: tipo de modulación.

Descripción: define el tipo de modulación a utilizar: QPSK, 16QAM o 64QAM.

Nombre: número de subportadoras.

Descripción: número de subportadoras dado por el número de RB asignados al usuario.



Nombre: longitud de prefijo cíclico.

Descripción: tipo de prefijo cíclico utilizado para la transmisión: Normal o extendido.

Nombre: longitud de la DFT.

Descripción: número de puntos de la DFT, depende de la cantidad del ancho de banda del sistema.

Nombre: longitud IDFT.

Descripción: número de puntos de la IDFT, depende de la cantidad de subportadoras asignadas al usuario.

c. Identificación de los Atributos para el Demodulador

Nombre: tipo de demodulación.

Descripción: tipo de demodulación a utilizar en la recepción: QPSK, 16QAM o 64QAM.

d. Identificación de los Atributos para el Desaleatorizador:

Nombre: identificador Temporal de Red Radio (RNTI, *Radio Network Tempory Identifier*)

Descripción: el RNTI provee un identificador para el UE dentro del área de cobertura de la celda.

e. Identificación de los Atributos para el Demultiplexor de Datos de Usuario y Control

Nombre: prefijo cíclico.

Descripción: longitud de prefijo cíclico, normal o extendido.

f. Identificación de los Atributos para el Decodificador de Canal

Nombre: tamaño de bloque.

Descripción: longitud del bloque de transporte de transmisión.

Nombre: longitud del código CRC.

Descripción: longitud del código CRC aplicado al bloque de bits de transporte.



3.2.3.4 Identificación de Operaciones y/o Métodos para el Receptor

a. Identificación de los Métodos para el Desensamble de la Trama FDD LTE

Nombre: demultiplexar trama.

Descripción: demultiplexa las trama y extrae los *slot* LTE.

Nombre: demultiplexar *slot*.

Descripción: demultiplexa los *slot* y extrae los símbolos LTE.

Nombre: demultiplexar.

Descripción: separa los datos de información y de señalización.

b. Identificación de los Métodos para la Detección del Símbolo SC-FDMA

Nombre: detectar señal.

Descripción: según la estimación de canal, ecualiza la señal recibida.

Nombre: demodular bits.

Descripción: realiza la demodulación de símbolos: QPSK, 16QAM o 64QAM.

Nombre: convertir paralelo a serie.

Descripción: envía un flujo de símbolos de las N ramas de entrada a un flujo serie.

Nombre: aplicar DFT.

Descripción: convierte una señal del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia.

Nombre: demapear subportadoras.

Descripción: recuperar la información del canal PUSCH, ignorando las portadoras no utilizadas.

Nombre: aplicar IDFT.

Descripción: convierte una señal del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo.



c. Identificación de los Métodos para el Demodulador

Nombre: demodular.

Descripción: realiza la demodulación de los símbolos en los bits correspondientes: QPSK, 16QAM o 64QAM.

d. Identificación de los Métodos para el Desaleatorizador

Nombre: desaleatorizar.

Descripción: realiza el proceso de desaleatorización basado en el RNTI.

e. Identificación de los Métodos para el Demultiplexor de Datos de Usuario y Control

Nombre: demultiplexar.

Descripción: separa los datos de usuario y de control.

f. Identificación de los Métodos para el Decodificador de Canal

Nombre: comprobar integridad de bloque.

Descripción: con el CRC comprueba la integridad de los bits pertenecientes al bloque de transmisión.

Nombre: desegmentar bloque.

Descripción: concatena los datos provenientes de varios bloques de transporte.

Nombre: decodificar.

Descripción: con los bits de redundancia realiza el proceso de recuperación de los bits de información enviados.

3.3 MODELO DE SIMULACIÓN

Después de la etapa de recolección y el procesamiento de los datos del sistema, se planteó el modelo de simulación para el enlace de subida a nivel físico de LTE, mediante una abstracción que cumpliera con las especificaciones del *Release 8* del 3GPP. El modelo propuesto combina los objetos y estructuras descritas anteriormente, organizados en tres subsistemas: transmisor, canal y receptor, como lo ilustra la figura 3.17.

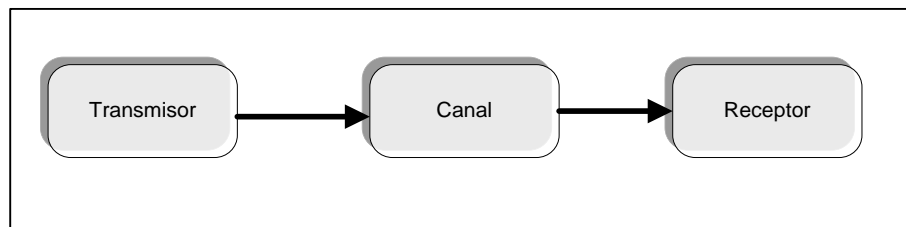


Figura 3.17. Modelo de simulación general del sistema.

- **Transmisor:** módulos necesarios para la generación del canal PUSCH en el cual se transmiten los datos de usuario. Realiza los procesos de codificación, multiplexación, modulación, generación de símbolos SC-FDMA y construcción de trama FDD, para enviar la señal a través del canal.
- **Canal:** modela el AWGN y los efectos multitrayectoria según el tipo de canal: EPA5, ETU70 o EVA70 para alterar la señal recibida del transmisor y entregarla al receptor.
- **Receptor:** recibe la señal del canal y realiza la sincronización y ecualización. En el receptor se reconstruye la señal de datos enviada mediante los procesos de: desensamble de trama FDD, detección de símbolos SC-FDMA, demodulación, desaleatorización, demultiplexación y decodificación.

A continuación se especifican los subsistemas con los módulos que los conforman, así como las señales que intervienen en el proceso.

3.3.1 Estructura Interna del Transmisor

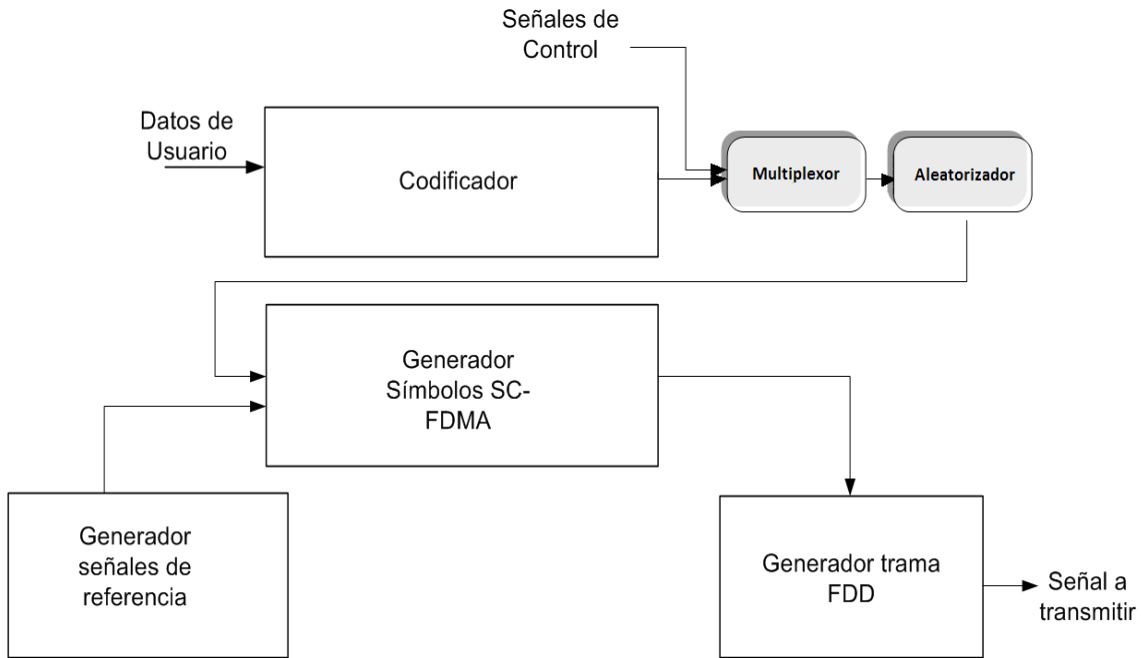


Figura 3.18. Transmisor.

La figura 3.18 ilustra el modelo de simulación para el transmisor, compuesto por un bloque codificador, un multiplexor, un aleatorizador, un generador de símbolos SC-FDMA, un generador de señales de referencia y un generador de trama FDD.

El transmisor recibe la información que el usuario desea transmitir y procede a adaptarla para enviarla sobre el canal de transmisión codificándola y modulándola, para finalmente representarla en símbolos SC-FDMA organizados en tramas FDD.

3.3.1.1 Codificador

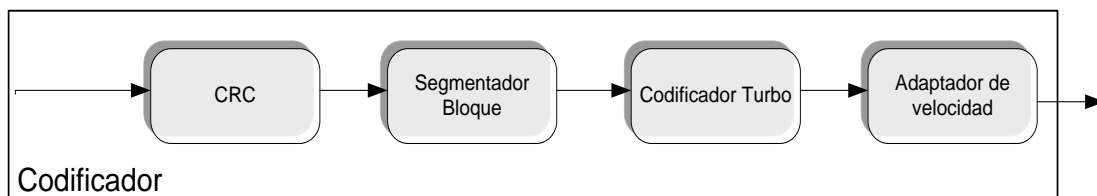


Figura 3.19. Codificador.

El codificador utilizado en el enlace de subida de LTE es un codificador turbo de tasa de codificación 1/3. En la figura 3.19 se muestran los bloques que intervienen en el proceso de codificación, estos son: la inserción CRC, la segmentación, el codificador turbo y el adaptador de velocidad.

Señales de entrada y salida

- **Inserción CRC:** recibe los datos de usuarios organizados en bloques de transporte, para adicionar un código de redundancia de longitud 24 y entrega esa nueva secuencia al segmentador de bloque.
- **Segmentado de Bloque:** recibe la secuencia de B bits incluida la redundancia CRC, entregada por el módulo de inserción de CRC, para segmentar los bloques de transporte y entregarlos al codificador turbo.
- **Codificador Turbo:** recibe segmentos de K bits producidos por el segmentador de bloque y realiza el proceso de codificación turbo. Entrega la información codificada al adaptador de velocidad, en 3 salidas de D bits.
- **Adaptador de Velocidad:** recibe la información del codificador turbo y mediante procesos de perforación o repetición, modifica la tasa de codificación base y entrega secuencias de E bits al multiplexor.

Las señales de entrada y salida así como los algoritmos involucrados en los procesos de segmentación y codificación se detallan en el *Release 8* [11].

3.3.1.2 Multiplexor



Figura 3.20. Multiplexor.

Señales de entrada y salida

El multiplexor recibe la información del codificador turbo y la información de control correspondiente a ACK/NACK, RI y CQI. Este módulo entrega la información multiplexada al módulo aleatorizador.

3.3.1.3 Aleatorizador

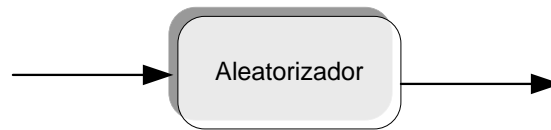


Figura 3.21. Aleatorizador.

Señales de entrada y salida

El módulo aleatorizador recibe la información multiplexada de los datos de usuarios codificados y la información de control entregada por el modulo multiplexor, para realizar una aleatorización con el fin de asegurar la ganancia de codificación. Una vez la información es aleatorizada, se entrega al módulo generador SC-FDMA.

3.3.1.4 Generador de Señales de Referencia

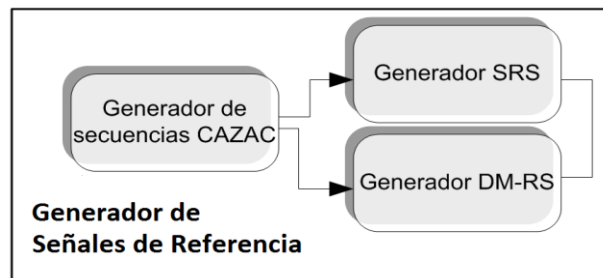


Figura 3.22. Generador de Señales de referencia.

Señales de entrada y salida

El módulo de generación de señales de referencia no tiene señales de entrada, depende de parámetros configurables como los identificadores de celda y de grupo, para la generación de la secuencia CAZAC base para las señales de referencia. Este módulo entrega la señal de sondeo SRS y de demodulación DM-RS al módulo generador SC-FDMA.

3.3.1.5 Generador SC-FDMA

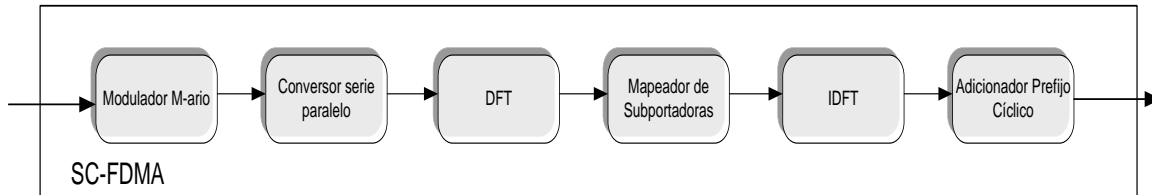


Figura 3.23. Generador de Símbolos SC-FDMA.

La figura 3.23 muestra la estructura del generador de símbolos SC-FDMA, compuesto por un modulador M-ario, un conversor serie/paralelo, un ensanchador DFT, un mapeador de subportadoras, un transformador IDFT y un adicionador de prefijo cíclico. El generador SC-FDMA recibe la información codificada y la representa mediante símbolos SC-FDMA para ser transmitidos por el canal.

Señales de entrada y salida

- **Modulador M-ario:** recibe la información codificada y aleatorizada entregada por el módulo aleatorizador, aplica la modulación especificada QPSK, 16QAM o 64QAM, para entregar dichos símbolos al conversor serie a paralelo.
- **Conversor Serie/Paralelo:** recibe los símbolos modulados en QPSK, 16QAM o 64QAM entregados por el modulador y los distribuye en M ramas para entregarlos al modulo de DFT.
- **DFT:** recibe símbolos modulados a través de sus M entradas, para aplicar una transformada DFT de M puntos y distribuir la señal sobre el ancho de banda asignado al UE. Este módulo entrega al mapeador de subportadoras una señal en el dominio de la frecuencia.
- **Mapeador de Subportadoras:** recibe la señal en el dominio de la frecuencia entregada por el ensanchador DFT y el generador de señales de referencia, a las cuales asigna la porción correspondiente del ancho de banda del sistema, ubicando los M puntos de la DFT sobre las N entradas de la IDFT ($N > M$).
- **IDFT:** recibe la señal en el dominio de la frecuencia en sus N entradas a la que aplica la transformada inversa IDFT, para generar el símbolo SC-FDMA.

- **Adicionador Prefijo Cíclico:** recibe los símbolos SC-FDMA y agrega el prefijo normal o extendido para entregarlos al generador de tramas FDD.

3.3.1.6 Generador de Tramas FDD

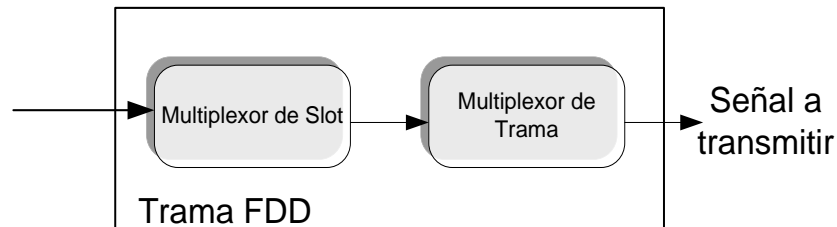


Figura 3.24. Generador de trama FDD.

El generador de tramas FDD se muestra en la figura 3.24. Está compuesto por un multiplexor de *slot* y un multiplexor de tramas que generan la señal a transmitir.

Señales de entrada y salida

- **Multiplexor de Slot:** recibe Los símbolos SC-FDMA entregados por el generador de símbolos y los multiplexa para conformar los *slot*. Entrega los *slot* conformados por 6 o 7 símbolos SC-FDMA al multiplexor de tramas.
- **Multiplexor de Trama:** recibe los *slot* generados por el multiplexor de *slot* y entrega al canal una trama FDD de 10 ms de duración, conformada por 20 *slot*.

3.3.2 Estructura Interna del Canal de Transmisión

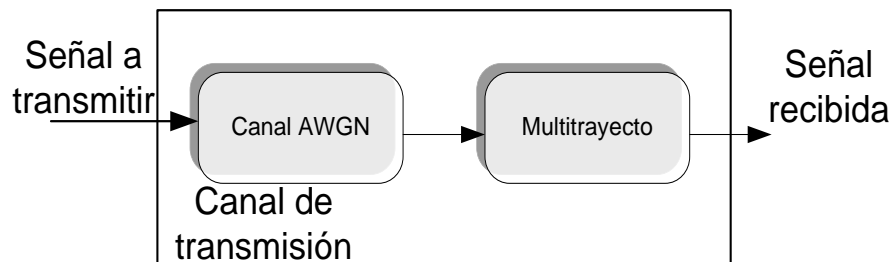


Figura 3.25. Canal de transmisión.

La figura 3.25 representa el modelo del canal de transmisión, compuesto por los módulos de canal AWGN y multitrayecto. Las tramas FDD del transmisor son entregadas al modelo de canal, el cual altera la señal agregándole ruido blanco y los efectos del multitrayecto, para posteriormente entregarla al receptor.

3.3.2.1 Canal AWGN

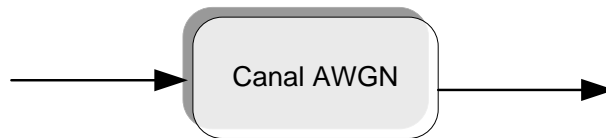


Figura 3.26. Canal AWGN.

Señales de entrada y salida

El canal AWGN recibe la señal del transmisor, compuesta por tramas FDD, para aplicar ruido blanco y entregar la señal resultante al canal multitrayecto.

3.3.2.2 Canal Multitrayecto

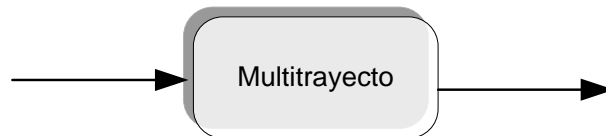


Figura 3.27. Multitrayecto.

Señales de entrada y salida

El canal multitrayecto recibe la señal con ruido blanco entregada por el canal AWGN y modela los canales: EPA5, EVA70 y ETU70 para agregar el efecto Doppler y multitrayectoria a la señal y entregarla al receptor.

3.3.3 Estructura Interna del Receptor

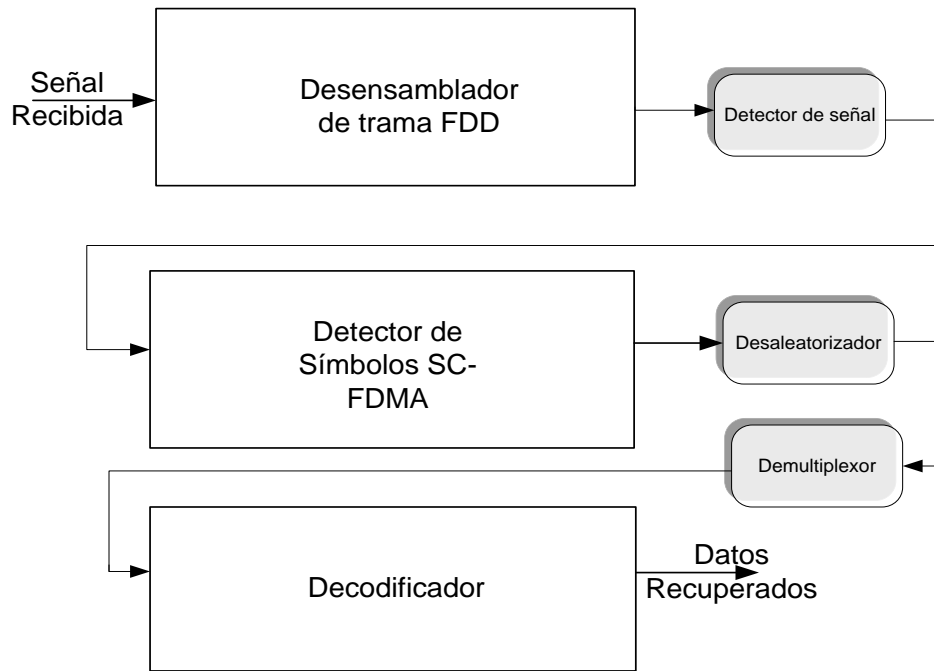


Figura 3.28. Receptor.

La figura 3.28 ilustra el modelo de simulación para el receptor, compuesto por un desensamblador de tramas FDD, un detector de señal, un detector de símbolos SC-FDMA, un desaleatorizador, un demultiplexor y un bloque decodificador.

El receptor recibe la señal del canal de transmisión afectada por el ruido y la multitrayectoria. Para recuperar la información de usuario enviada inicialmente en el canal PUSCH, se realizan los procesos de sincronización y detección para minimizar el número de errores.

3.3.3.1 Desensamblador de Trama FDD

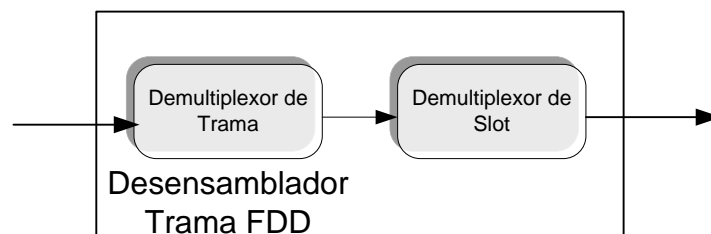


Figura 3.29. Desensamblador de trama FDD.

El desensamblador de tramas FDD está compuesto por un demultiplexor de tramas y un demultiplexor de *slot*, como se ilustra en la figura 3.29.

Señales de entrada y salida

- **Demultiplexor de Trama:** recibe las tramas FDD entregadas por el canal de transmisión y las demultiplexa para obtener los *slot* y entregarlos al demultiplexor de *slot*.
- **Demultiplexor de Slot:** recibe los *slot* obtenidos por el demultiplexor de tramas y demultiplexa los símbolos SC-FDMA para entregarlos al detector de señal símbolos SC-FDMA.

3.3.3.2 Detector de Señal

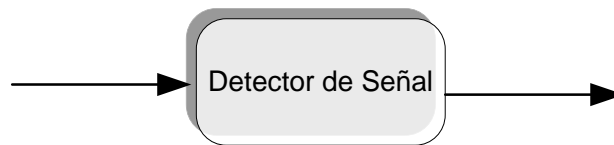


Figura 3.30. Detector de Señal.

Señales de entrada y salida

Recibe los símbolos SC-FDMA del demultiplexor de *slot* y entrega símbolos SC-FDMA equalizados con la ayuda de las señales de demodulación DM-RS y SRS.

3.3.3.3 Detector de Símbolos SC-FDMA

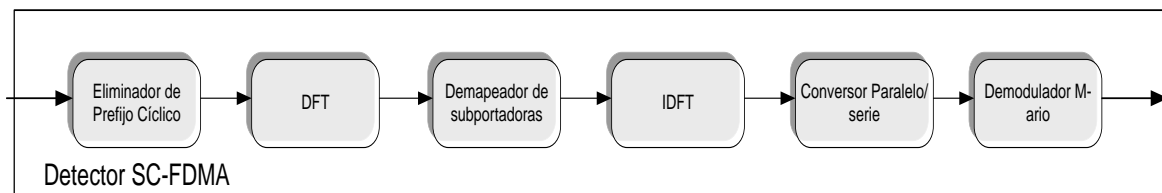


Figura 3.31. Detector de Símbolos SC-FDMA.



La figura 3.31 muestra la estructura del detector de símbolos SC-FDMA, compuesto por un bloque de remoción de prefijo cíclico, un bloque DFT, un demapeador de subportadoras, un desensanchador IDFT, un conversor paralelo/serie y un demodulador M-ario. El detector de símbolos SC-FDMA, recibe símbolos SC-FDMA para obtener la información codificada y entregarla al decodificador de canal.

Señales de entrada y salida

- **Eliminador de Prefijo Cíclico:** recibe los símbolos SC-FDMA y les retira el CP agregado en la transmisión.
- **DFT:** recibe la señal en el dominio del tiempo para aplicar la transformada DFT y entregar la señal en el dominio de la frecuencia al demapeador de subportadoras.
- **Demapeador de subportadoras:** recibe la señal en el dominio de la frecuencia entregada por el DFT y recupera la información de un usuario específico según los recursos que se le han asignado, retirando las portadoras que no se utilizaron en el ancho de banda del sistema.
- **IDFT:** recibe los símbolos modulados a través de sus M entradas, para aplicar una transformada IDFT de M puntos y recuperar la información del UE distribuida sobre el ancho de banda. Este módulo entrega al conversor paralelo/serie una señal en el dominio del tiempo.
- **Conversor paralelo/serie:** recibe los símbolos modulados de las M ramas del bloque IDFT y los entrega al demodulador de forma serial.
- **Demodulador M-ario:** recibe los símbolos de información modulados en QPSK, 16QAM o 64QAM, y recupera los bits codificados para entregarlos al desaleatorizador.

3.3.3.4 Desaleatorizador

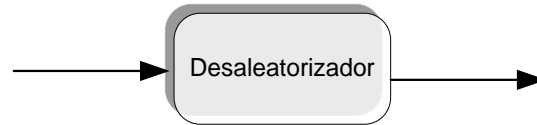


Figura 3.32. Desaleatorizador.

Señales de entrada y salida

El módulo de desaleatorización obtiene del demodulador una secuencia de bits codificados aleatorizados y los reordena para entregarlos al demultiplexor.

3.3.3.5 Demultiplexor



Figura 3.33. Demultiplexor.

Señales de entrada y salida

El demultiplexor recibe del desaleatorizador una secuencia de bits codificados, que contienen la información del canal PUSCH, incluyendo datos de control RI, CQI y ACK/NACK y los datos de usuario. Se encarga del proceso de demultiplexación y entrega al decodificador la información que corresponde a los datos de usuario.

3.3.3.6 Decodificador

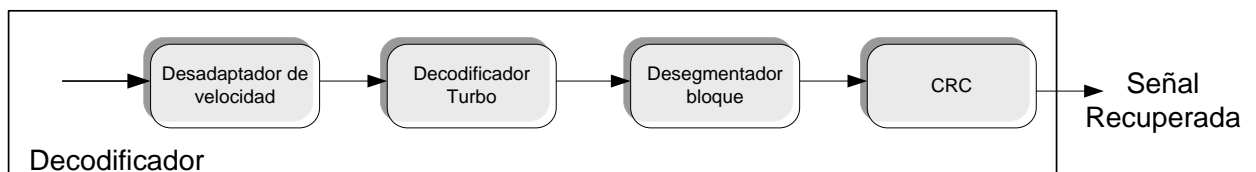


Figura 3.34. Decodificador

En el esquema de la figura 3.34 se muestran los bloques que intervienen en el proceso de decodificación: el desadaptador de velocidad, el decodificador turbo, el ensamblador bloque y el módulo de verificación de CRC.



Señales de entrada y salida

- **Desadaptador de Velocidad:** recibe secuencias de E bits codificados y entrega secuencias de D bits al decodificador turbo.
- **Decodificador Turbo:** recibe secuencias de D bits codificados y realiza el proceso de decodificación para recuperar los bits de información originales y entregarlos al desegmentador bloque.
- **Desegmentador Bloque:** recibe segmentos de K bits del decodificador. Se encarga de reconstruir los bloques de transporte mediante la concatenación de secuencias de B bits.
- **Verificación CRC:** módulo encargado de la verificación de la integridad de los bloques de transporte recibidos por el módulo ensamblador de bloque. Si el bloque de información es errónea se descarta.

Considerando el sistema completo, compuesto por el transmisor, el canal y el receptor, descrito, se muestra el modelo integral que representa el enlace de subida a nivel físico de LTE en la figura 3.35. Este modelo permitió la evaluación de desempeño mediante herramientas de simulación.

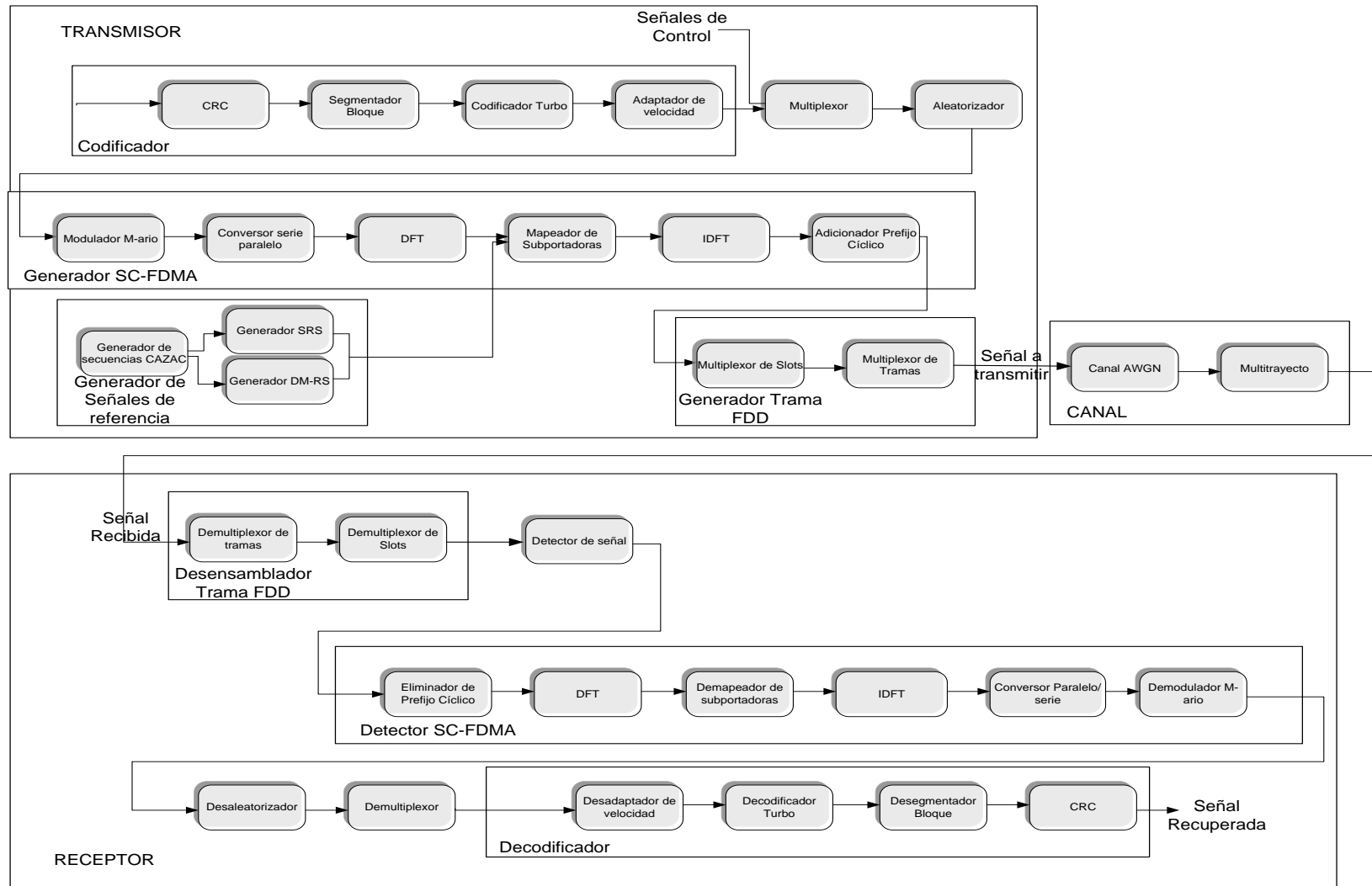


Figura 3.35. Modelo de simulación.



3.4 PLAN DE PRUEBAS

Para el análisis de desempeño del enlace de subida de LTE, se plantearon una serie de pruebas, para medir la BER, BLER y *Throughput* en función de la SNR y observar el efecto de la variación de un parámetro específico como: modulación, tasa de codificación, ancho de banda del sistema o el tipo canal multitrayecto.

A continuación se describen las medidas que se realizan.

3.4.1 Tasa de Error de Bit (BER, Bit Error Rate)

Es una medida realizada en comunicaciones punto a punto, que evalúa la calidad de la información recibida. Se refiere a la relación entre el número de bits erróneos recibidos y el número total de bits transmitidos en determinado periodo de tiempo, tal como se expresa en la ecuación 3.1.

$$BER = \frac{\text{Número de bits erróneos}}{\text{Número de bits transmitidos}} \quad (3.1)$$

Si el número de bits erróneos se incrementa, la calidad de la señal se reduce hasta llegar a un punto en que no es posible descifrar el mensaje. La BER puede evaluarse antes o después de efectuar la decodificación turbo, pero dado que es una comunicación Extremo a Extremo (E2E, *End to End*) se evalúa después del proceso de decodificación.

3.4.2 Tasa de Error de Bloque (BLER, Block Error Rate)

Es el porcentaje de bloques erróneos recibidos sobre el número total de bloques enviados. Un bloque erróneo está definido como un bloque de transporte en el cual se ha comprobado un bloque erróneo por medio de la CRC. La BLER se calcula mediante la ecuación 3.2.

$$\frac{\sum_1^{\text{subtramas}} (1 - \text{CRC})}{\sum_1^{\text{subtramas}} 1} \quad (3.2)$$



El parámetro CRC es igual a 1 cuando la verificación del bloque a través del CRC es correcta y 0 en caso contrario.

3.4.3 Throughput

Es una medida definida como la cantidad de bits por segundo recibidos en bloques no erróneos. Se obtiene a partir de la ecuación 3.3

$$\sum_{1}^{\text{subtramas}} \text{TBS} * \text{CRC} * 1000 \quad (3.3)$$

Donde el parámetro CRC es igual a 1 cuando la verificación del bloque a través del código de redundancia cíclica CRC es correcta y 0 en caso contrario, 1000 corresponde al número de subtramas en 1 segundo y TBS es el tamaño del bloque de transporte dado en bits, calculado según el ancho de banda del PUSCH asignado al UE, la tasa de codificación y el esquema de modulación empleado como se muestra en la ecuación 3.4.

$$\text{TBS} = 12 * 2 * 6 * \text{RB} * \log_2(M) * \text{CR} \quad (3.4)$$

Donde 12 corresponde al número de subportadoras en un RB, 2 el número de *slot* en una subtrama, 6 el número de símbolos útiles en 1 *slot* (el 3er símbolo de cada *slot* es utilizado para la DM-RS), el parámetro RB indica el número de RB asignados a un UE, M el orden de modulación empleado y CR la tasa de codificación.

Una medida útil para estimar la máxima cantidad de bits que se logra transportar en un canal ideal, es el throughput teórico, dado por la ecuación 3.5, obtenida a partir de 3.3 en el que se supone todos los bloques recibidos correctamente.

$$\sum_{1}^{\text{subtramas}} \text{TBS} * 1000 \quad (3.5)$$



4. ANALISIS DE RESULTADOS

En el capítulo anterior se obtuvo el modelo de simulación ilustrado en la figura 3.34 a partir de la aplicación y adaptación de la metodología para la simulación de equipos de telecomunicaciones [7]. En este capítulo se describen 5 escenarios para la realización de simulaciones, a partir de la implementación del modelo de simulación en la herramienta *SystemVue*[®] descrito en el Anexo B. Los escenarios fueron seleccionados con el objetivo de analizar el desempeño a nivel físico de LTE, a partir del efecto de la variación de la modulación, tipo de canal multitrajecto, ancho de banda de sistema o tasa de codificación.

Para los escenarios propuestos se configuró algunos parámetros comunes presentados en la tabla 4.1. Se estableció la frecuencia de portadora en 2.5 GHz, correspondiente a la banda 7 de LTE, seleccionada como la banda de implementación de esta tecnología en Colombia. El número de tramas se estableció en 1000, dado que con este valor se obtiene una buena resolución para la el valor de la BER y los tiempos de ejecución se mantienen por debajo de 7 horas por punto⁴. Para cada simulación se analizó la transmisión de un usuario sobre todo el ancho de banda disponible, utilizando un codificador turbo de tasa 1/3, FDD y CP normal.

Frecuencia de portadora	2.5 GHz
No. Usuarios	1 usuario que utiliza todo el ancho de banda disponible
Número de Tramas	1000
Tipo de trama	FDD
CP	Normal

Tabla 4.1. Parámetros comunes para los escenarios de simulación.

⁴ Equipo con procesador Intel Core i5 de 2.4 GHz y 4 GB RAM



El canal seleccionado para cada escenario de simulación fue un canal AWGN para la representación del ruido blanco, y un canal multitrayecto según el entorno de análisis. Para entornos urbanos peatonales de baja dispersión de retardo, se empleó el modelo de canal EPA5, mientras que para entornos urbanos de alta dispersión de retardo se utilizó ETU70. Además se trabajó el entorno vehicular EVA70.

La velocidad promedio del UE para cada escenario depende de la frecuencia portadora y la frecuencia Doppler asociada al modelo de canal multitrayecto configurado, calculada mediante la ecuación 4.1.

$$v = \frac{f_D \times C}{f_c} \quad (4.1)$$

Donde f_c es la frecuencia portadora, igual a 2.5 GHz según lo establecido en la tabla 4.1, C es la velocidad de la luz, igual a 3×10^8 m/s y f_D es el corrimiento Doppler definido en 5 Hz para el modelo de canal EPA5 y 70 Hz para EVA70 y ETU70. Al realizar los cálculos con estos valores en la ecuación 4.1 se obtienen velocidades promedio de 2.16 Km/H para EPA5 y de 30.24 Km/H para EVA70 y ETU70.

A continuación se analizan los escenarios seleccionados. Para cada uno se establecen los parámetros principales de configuración, el propósito y los resultados obtenidos. Para el análisis de resultados se establece una BLER objetivo de 10% según los requerimientos mínimos para un UE en LTE [8]. Adicionalmente se consideran valores BER objetivo típicos para sistemas de comunicaciones de 0.1, 1 y 10 % para los diferentes escenarios.

4.1 ESCENARIO 1

Modelar los canales multitrayecto en sistema de comunicación inalámbrica es uno de los más grandes desafíos, esto se debe a que los efectos dispersivos en los canales multitrayecto dependen de las características del lugar sobre el cual se despliega el sistema de comunicaciones, lo que hace difícil crear un modelo de canal inalámbrico estándar que simule exactamente las condiciones que se presentan al implementar un sistema en cualquier locación. Los modelos de canal extendido de la ITU: EPA5, EVA70 y ETU70, facilitan el estudio de las comunicaciones inalámbricas al brindar una



aproximación a los efectos atenuación y retardo para entornos de propagación de baja, media y alta dispersión [8].

El primer escenario de estudio es un sistema de Entrada Única y Salida Única (SISO, *Single Input-Single Output*) con ancho de banda de 10 MHz y modulación QPSK, donde se varía el modelo de canal. Se analizaron los efectos del canal AWGN y tres tipos de multitrayecto: EPA5, EVA70 y ETU70. Estos parámetros se encuentran en la tabla 4.2.

Parámetro	Valor
Ancho de banda	10 MHz
Bloques de Recursos	50
Modulación	QPSK
Modelo de canal	AWGN , AWGN + (EPA5,EVA70,ETU70)

Tabla 4.2. Parámetros para el escenario 1.

El propósito de este escenario fue observar el impacto del modelo de canal multitrayecto sobre el desempeño del enlace radio en términos de BLER, BER y *throughput*.

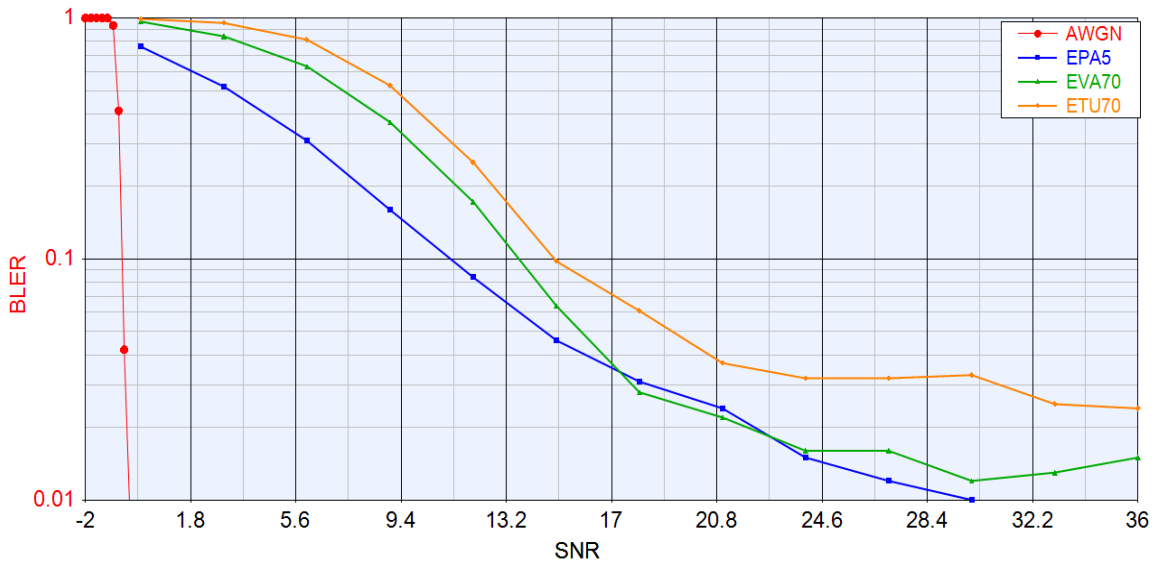


Figura 4.1. BLER vs SNR (dB) para el escenario 1.



Canal \ BLER	AWGN	EPA5	EVA70	ETU70
0.2	-0.74	7.99	11.43	12.73
0.1	-0.68	11.19	13.65	14.94
0.05	-0.61	14.58	15.90	19.19

Tabla 4.3. Valores de SNR (dB) para alcanzar BLER objetivo en el escenario 1.

La figura 4.1 y la tabla 4.3 muestran los valores de desempeño de la BLER al variar la SNR para los canales definidos en el escenario 1. Se realizaron observaciones para diferentes valores de SNR así:

- El canal AWGN Para valores de SNR entre -2 dB y 0 dB cayó abruptamente, hasta una BLER menor a 0.01. Para una SNR de -1 dB la BLER fue de 0.933, mientras que para -0.6 dB fue 0.046.
- Para valores de SNR entre 0 dB y 15 dB se observó una disminución de la BLER a medida que la SNR aumenta. La menor BLER para los modelos de canal multitrayecto se presentó en EPA5, mientras que el valor más alto de BLER se presentó en ETU70. Para una BLER de 0.2, con el modelo de canal AWGN se requirió una SNR de -0.74 dB, con EPA5 7.99 dB, con EVA70 11.43 dB y con ETU70 12.73 dB.
- Para valores de SNR entre 15 dB y 24 dB se observó que el canal con peor BLER, fue ETU70, sin embargo para EVA70 y EPA5 se obtuvo un desempeño muy similar. ETU70 en 21 dB presentó una BLER de 0.037, mientras que EVA70 y EPA5 0.024 y 0.022 respectivamente.
- Para valores de SNR de 24 dB en adelante la BLER tendió a estabilizarse en un valor para todos los tipos de modelos de canal multitrayecto. Para una SNR de 24 dB EPA5, EVA70 y ETU70 tuvieron una BLER de 0.015, 0.016 y 0.032 respectivamente, mientras que en un SNR de 30 dB se obtuvo una BLER de 0.010, 0.012 y 0.033, siendo la diferencia máxima para una BLER de 0.005.
- Una BLER de 0.1 equivalente a un 10% de bloques errados, es un valor de BLER normalmente usado para evaluar el desempeño en la transmisión de datos.



En la tabla 4.3 se puede apreciar que para alcanzar este valor en un canal AWGN fue suficiente con -0.68 dB, mientras que para EPA5, EVA70 y ETU70 se necesitó 11.19 dB, 13.65 dB y 14.94 dB respectivamente. Existe una diferencia de 3.75 dB para el mismo requerimiento de desempeño entre EPA5 y ETU70.

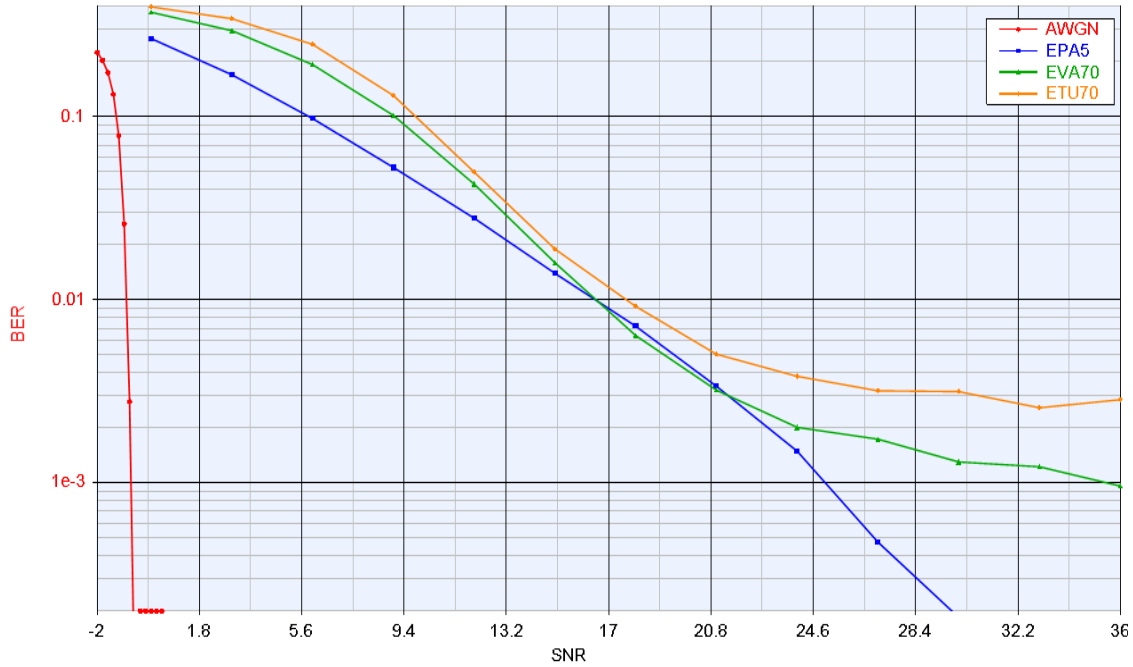


Figura 4.2. BER vs SNR (dB) para el escenario 1.

Canal \ BER	AWGN	EPA5	EVA70	ETU70
0.1	-1.29	5.89	9.07	9.84
0.01	-0.91	15.52	15.54	17.67
1E-3	-0.75	25.05	35.55	---

Tabla 4.4. Valores de SNR (dB) para alcanzar BER objetivo en el escenario 1.

La figura 4.2 y la tabla 4.4 muestran el desempeño en términos de BER para los modelos de canal del escenario 1. Se caracteriza el comportamiento para diferentes valores de SNR así:



- Para valores de SNR entre -2 dB y 0 dB, se observó que la BER para el canal AWGN disminuye rápidamente al aumentar la SNR, para una SNR de -2 dB se obtuvo una BER de 0.225 y para -0.6 dB una BER de 57.27×10^{-6} . Para valores superiores de SNR se obtuvo una BER cercana a cero. Los modelos de canal multitrayecto presentaron una BER superior a 0.268. El canal AWGN, que únicamente considera el ruido blanco, presentó el mejor desempeño, al obtener valores de BER pequeños a SNR bajas.
- Para valores de SNR entre 0 dB y 15 dB, para los tres modelos de canal multitrayecto disminuyó la BER a medida que la SNR aumenta. El canal con mejor desempeño fue el EPA5, seguido por el EVA70 y ETU70, con una diferencia muy pequeña a diferentes valores de SNR. A una SNR de 9 dB EPA5 presentó una BER de 0.053, mientras que para EVA70 y ETU70 la BER fue 0.102 y 0.131 respectivamente.
- Para valores de SNR entre 15 dB y 21 dB, el desempeño del sistema obtenido en los canales EPA5 y EVA70 tienen similitudes notables, mientras que para ETU70 sigue siendo el de peor desempeño. Para alcanzar una BER objetivo de 0.01 EPA5 se requirió una SNR de 15.52 dB y EVA70 15.54 dB mientras que con el canal ETU70 se requirió una SNR de 17.67 dB, es decir se necesitan aproximadamente 2.15 dB adicionales para lograr el mismo desempeño que con EVA70 y EPA5.
- Finalmente Para valores de SNR entre 21 dB y 36 dB, el desempeño del canal EPA5 fue notablemente mejor y se diferenció del obtenido con EVA70 y ETU70, que tendieron a un valor constante de BER. A una SNR de 33 dB en EPA5 se obtuvo una BER menor a 184.8×10^{-6} entre tanto para EVA70 y ETU70, la BER fue 1.229×10^{-3} y 2.58×10^{-3} respectivamente.
- Para una BER objetivo de 1×10^{-3} , con el canal AWGN se requirió una SNR de -0.75 dB, con EPA5 25.05 dB, con EVA70 35.55 dB y con ETU70 no se alcanzó este valor de BER.
- Para el valor de BLER objetivo de 10% la BER correspondiente fue de 2×10^{-4} , 0.033, 0.024 y 0.019 para AWGN, EPA5, EVA70 y ETU70 respectivamente.



A partir de las observaciones de la figura 4.2 se concluyó que para todos los modelos de canal al aumentar la SNR la BER disminuye, a excepción de EVA70 y ETU70 a partir de 21 dB, en los cuales el aumento de la SNR no tiene efecto y la BER tiende a ser constante. Este valor es llamado BER irreducible [18] y se presenta en los canales multitrayecto afectados por la ISI debido a la dispersión de retardo.

ETU70 es el canal más afectado por la dispersión y el que presenta peor desempeño, mientras que EPA5 presenta la menor dispersión y el mejor desempeño, en consecuencia el nivel de dispersión de retardo presente en el canal, tiene una relación inversa con el desempeño.

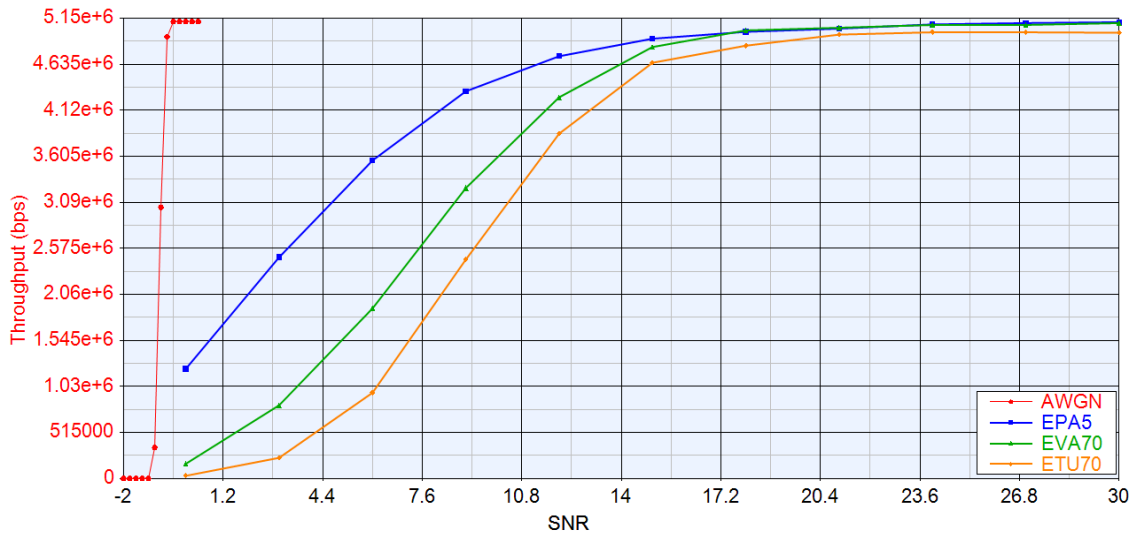


Figura 4.3. Throughput vs SNR (dB) para el escenario 1.

Canal \ SNR	EPA5	EVA70	ETU70
0	1.228 Mbps	165.12 Kbps	30.96 Kbps
6	3.56 Mbps	1.904 Mbps	0.959 Mbps
12	4.73 Mbps	4.27 Mbps	3.86 Mbps
15	4.92 Mbps	4.83 Mbps	4.65 Mbps
18	5.02 Mbps	5 Mbps	4.85 Mbps
24	5.08 Mbps	5.08 Mbps	4.99 Mbps
30	5.11 Mbps	5.10 Mbps	4.99 Mbps

Tabla 4.5. Throughput para diferentes SNR (dB) en el escenario 1.



En la figura 4.3 y la tabla 4.5 se pueden observar los valores de *throughput* alcanzados para los cuatro modelos de canal:

- Para valores de SNR entre de -2 dB y 0 dB el canal AWGN alcanzó la máxima tasa de transferencia de paquetes o *throughput* de saturación, mientras que los demás canales presentaron valores bajos, menores a 1 Mbps. En un SNR de -1 dB en el canal AWGN se alcanzó un *throughput* de 345.7 Kbps y para -0.4 dB se alcanzó el *throughput* máximo igual a 5.114 Mbps.
- Para una SNR de 0 dB hasta 15 dB los tres modelos de canal multitrayecto mejoraron su *throughput* a medida que se aumentó la SNR. Para una SNR de 6 dB, se obtuvo un *throughput* de 3.56 Mbps para EPA5, 1.904 Mbps para EVA70 y 0.959 Mbps para ETU70, mientras que para 12 dB se obtuvo un *throughput* de 4.73 Mbps para EPA5, 4.27 Mbps para EVA70 y 3.86 Mbps para ETU70.
- Para valores de SNR superiores a 15 dB para todos los modelos de canal, el aumento de *throughput* con el incremento de la SNR fue cada vez más insignificante, teniendo a una valor límite. Con una SNR de 18 dB se obtuvo un *throughput* de 5.02 Mbps para EPA5, 5 Mbps para EVA70 y 4.85 Mbps para ETU70, mientras que con 30 dB se obtuvo *throughput* de 5.11 Mbps para EPA5, 5.10 Mbps para EVA70 y 4.99 Mbps para ETU70.
- Para el valor de BLER objetivo de 10% el *throughput* obtenido para los diferentes modelos de canal fue similar. Con EPA5 fue de 4.6 Mbps, con EVA70 de 4.57 Mbps y con ETU70 de 4.63 Mbps.

4.2 ESCENARIO 2

Es un sistema SISO con ancho de banda de 20 MHz, para un modelo de canal que considera los efectos del ruido AWGN y el multitrayecto en un entorno peatonal EPA5, utilizando tres tipos de modulación: QPSK, 16QAM y 64QAM. Estos parámetros se presentan en la tabla 4.6.



Parámetro	Valor
Modelo de canal	AWGN + EPA5
Modulaciones	QPSK, 16QAM, 64QAM
Anchos de Banda	20MHz
Bloques de recursos	100

Tabla 4.6. Parámetros para el escenario 2.

El propósito de este escenario es observar el impacto de la modulación M-QAM empleada, sobre el desempeño del enlace radio en términos de BLER, BER y *throughput*.

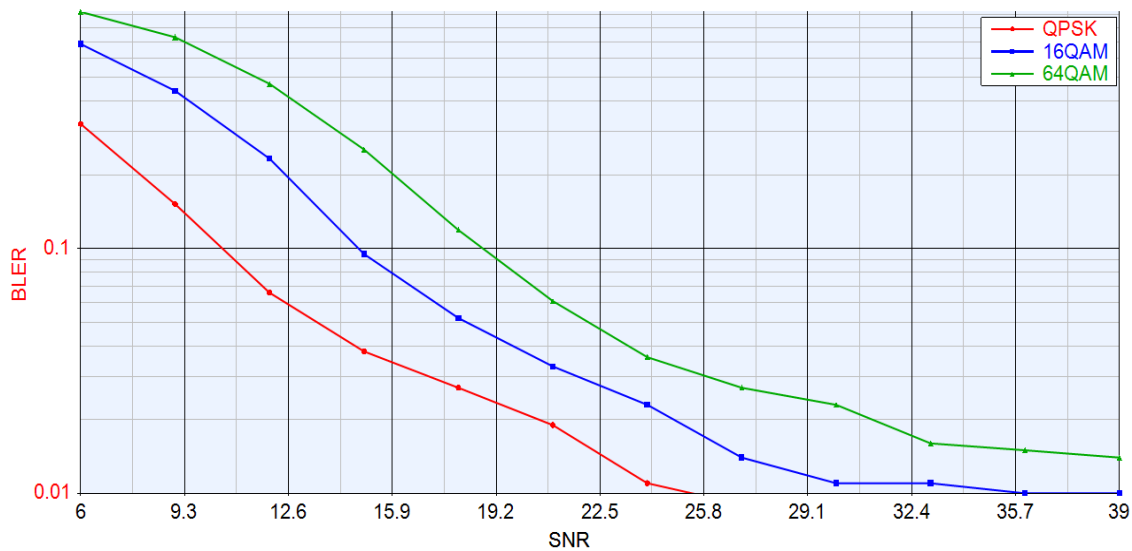


Figura 4.4. BLER vs SNR (dB) para el escenario 2.

Modulación \ BLER	QPSK	16QAM	64QAM
0.2	7.90	12.51	15.95
0.1	10.51	14.83	18.78
0.05	13.51	18.26	21.13

Tabla 4.7. Valores de SNR (dB) para alcanzar BLER objetivo en el escenario 2.



En la figura 4.4 se ilustran la curvas de BLER vs SNR para los tres tipos de modulaciones soportadas por LTE, al igual que para la curva de BER, las esquemas de modulación de menor orden son las que lograron un mejor desempeño. Para la transmisión de datos se define una BLER máxima de 0.1 que equivalente al 10% de bloques erróneos, para la cual fue necesaria una SNR de 10.51 dB, 14.83 dB y 18.78 dB para las modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM respectivamente. Estos valores, así como la SNR necesaria para alcanzar una de BLER de 0.2 y 0.05 se especifican en la tabla 4.7.

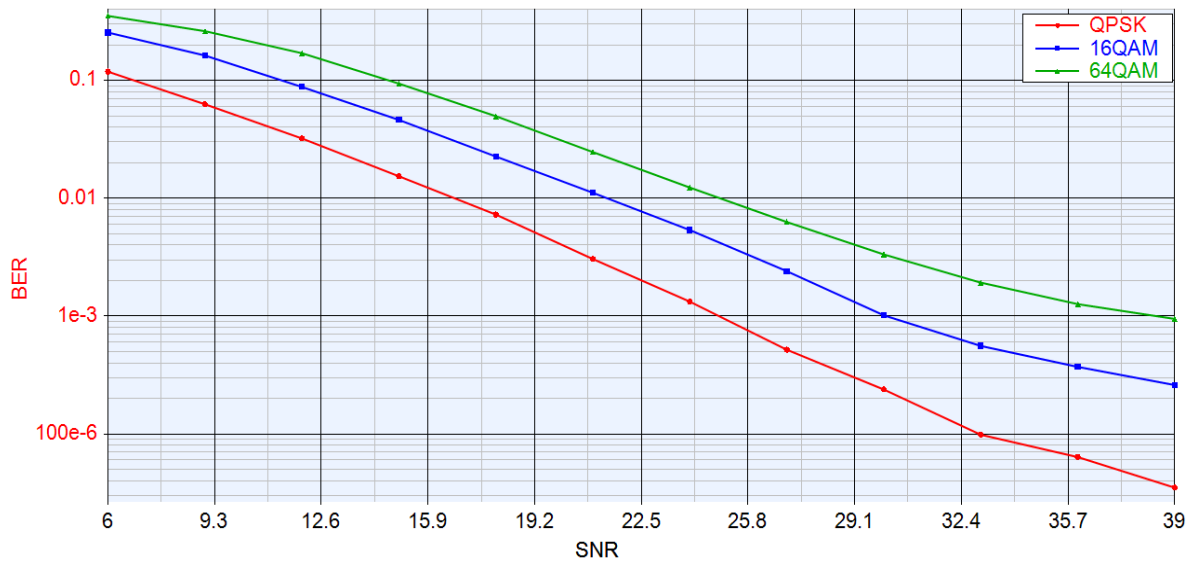


Figura 4.5. BER vs SNR (dB) para el escenario 2.

Modulación	QPSK	16QAM	64QAM
BER 0.1	6.80	11.38	14.68
BER 0.01	16.72	21.44	24.93
BER 1E-3	24.90	30.08	38.44

Tabla 4.8. Valores de SNR (dB) para alcanzar una BER objetivo en el escenario 2.

En la figura 4.5, se ilustran las curvas de BER para los tres tipos de modulaciones soportadas en LTE: QPSK, 16QAM y 64QAM. Como se observa la modulación con la que se obtuvo mejor desempeño fue QPSK y la de peor desempeño fue 64QAM. En la tabla 4.8 se resumen los valores de SNR a los cuales se alcanzó una BER objetivo de 0.1, 0.01 y 1×10^{-3} .



Una BER de 1×10^{-3} se obtuvo a una SNR de 24.9 dB para QPSK, 30.08 dB para 16QAM y 38.44 dB para 64QAM. Esto permitió deducir que los órdenes de modulación más altos, es decir aquellos que tienen más puntos en la constelación, son los más sensibles al ruido y a los efectos del multitrayecto. Para el valor de BLER objetivo de 10%, la BER correspondiente fue de 0.044 para QPSK, 0.047 para 16QAM y 0.041 para 64QAM.

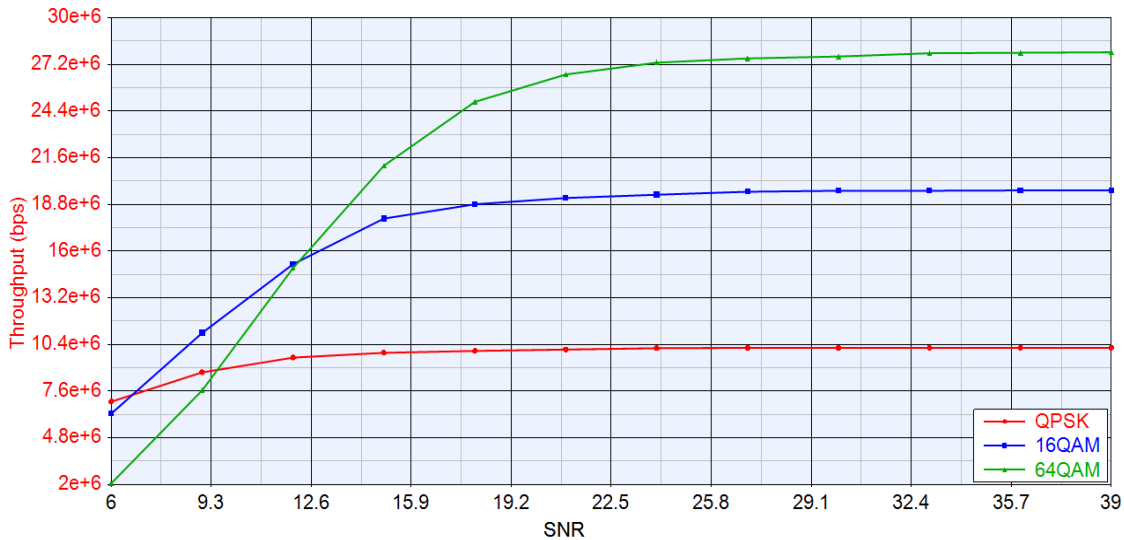


Figura 4.6. *Throughput vs SNR (dB)* para el escenario 2.

La figura 4.6 ilustra las curvas de *throughput* para los tres tipos de modulación soportados en LTE, donde se aprecia que a SNR menores a 9 dB, la modulación que alcanza menor *throughput* fue 64QAM la cual transporta la mayor cantidad de bits por símbolo, aunque la BLER es demasiado alta, lo que resulta en muchas subtramas erróneas descartadas y un *throughput* efectivo bajo. Para valores de SNR entre 9 y 12 dB, el aumento de la SNR disminuye la BLER, lo que produce una disminución en el número de subtramas erradas. En consecuencia a partir de 12 dB la modulación que transporta mayor cantidad de bits por símbolo (64QAM), fue la que logró un mayor *throughput*. Cada una de las modulaciones empleadas tendió a estabilizarse alcanzando un *throughput* máximo.

Para el desarrollo de las simulaciones, se configuró en la herramienta *SystemVue*[®], el valor correspondiente a la tasa de codificación, pero debido a las características de LTE en la conformación del bloque de transporte, esta no fue exacta [11]. En la tabla 4.9 se muestran los valores de tasa de codificación reales para cada una de las modulaciones y el *throughput* máximo teórico, calculado mediante la ecuación 3.5.



Modulación	Throughput teórico	Tasa de codificación real
QPSK	10.296Mbps	0.3575
16QAM	19.848Mbps	0.3446
64QAM	28.339Mbps	0.328

Tabla 4.9. *Throughput* máximo en condiciones ideales en el escenario 2.

Para la BLER objetivo del 10% se alcanzó un *throughput* de 9.27 Mbps para QPSK, 17.86 Mbps para 16QAM y 25.5 Mbps para 64QAM.

En la tabla 4.10, se pueden observar los valores de *throughput* para los tres tipos de modulaciones a una SNR de 39 dB, los valores alcanzados son aproximadamente el 99% del valor pico teórico que se muestra en la tabla 4.9.

Modulación \ SNR(dB)	QPSK	16QAM	64QAM
6	6.97Mbps	6.252Mbps	2.069Mbps
18	10.02Mbps	18.82Mbps	24.96Mbps
39	10.2Mbps	19.65Mbps	27.94Mbps

Tabla 4.10. *Throughput* para diferentes SNR (dB) en el escenario 2.

Los esquemas de modulación de mayor orden, son los que presentan peor desempeño en términos de BER a bajas SNR, pero son los que logran mayores *throughput* a altas SNR. Por lo tanto se debe lograr un balance entre la eficiencia espectral y el desempeño en términos de BER de acuerdo a las condiciones de transmisión. Por ejemplo, en ambientes poco ruidosos y de baja dispersión, pero con grandes requerimientos de *throughput*, es posible utilizar modulaciones de alto orden como 16QAM o 64QAM, mientras que en ambientes muy ruidosos pero con bajos requerimientos de *throughput* utilizar QPSK es la mejor opción.



4.3 ESCENARIO 3

Es un sistema SISO con modelo de canal multitrayecto EVA70 y modulación 64QAM, para anchos de banda de sistema de 5, 10, 15 y 20 MHz y un único UE que utiliza todos los RB disponibles. Los parámetros de simulación se muestran en la tabla 4.11.

Parámetro	Valor
Modelo de canal	AWGN + EVA70
Modulación	64QAM
Anchos de Banda	5MHZ, 10MHZ, 15MHZ, 20MHZ
RB	25, 50, 75, 100

Tabla 4.11. Parámetros para el escenario 3.

Dependiendo del número de RB asignados al usuario, la información transmitida se distribuye sobre un mayor o menor ancho de banda, por ejemplo para un UE que utiliza todos los RB disponibles para los anchos de banda de 5 y 20 MHz se observa en la figura 4.7 el espectro ocupado por cada una de las señales.

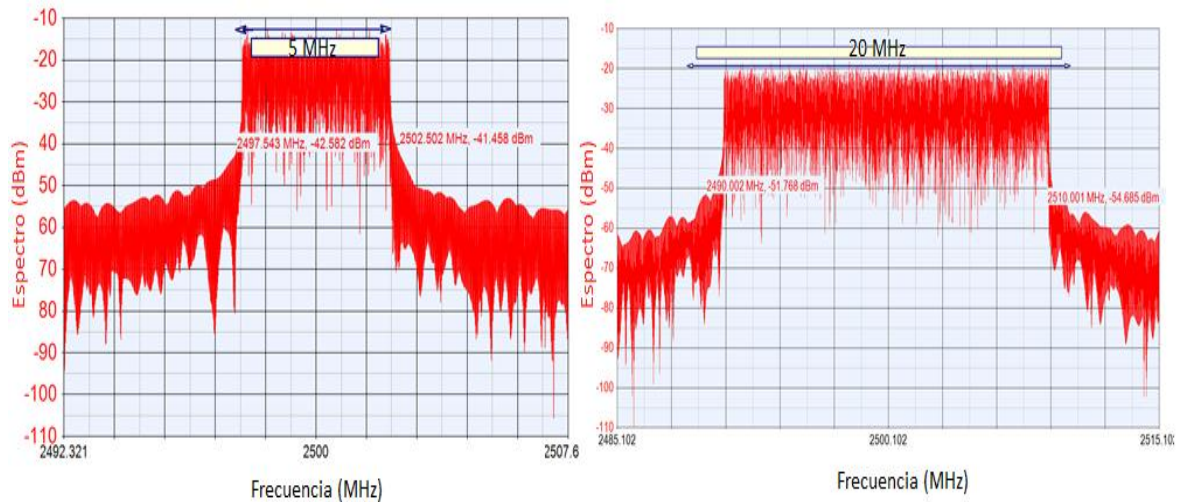


Figura 4.7. Espectro de la señal transmitida.

El propósito de este escenario fue observar el impacto de la variación del ancho de banda del sistema sobre el desempeño del enlace radio en términos de BER, BLER y throughput.

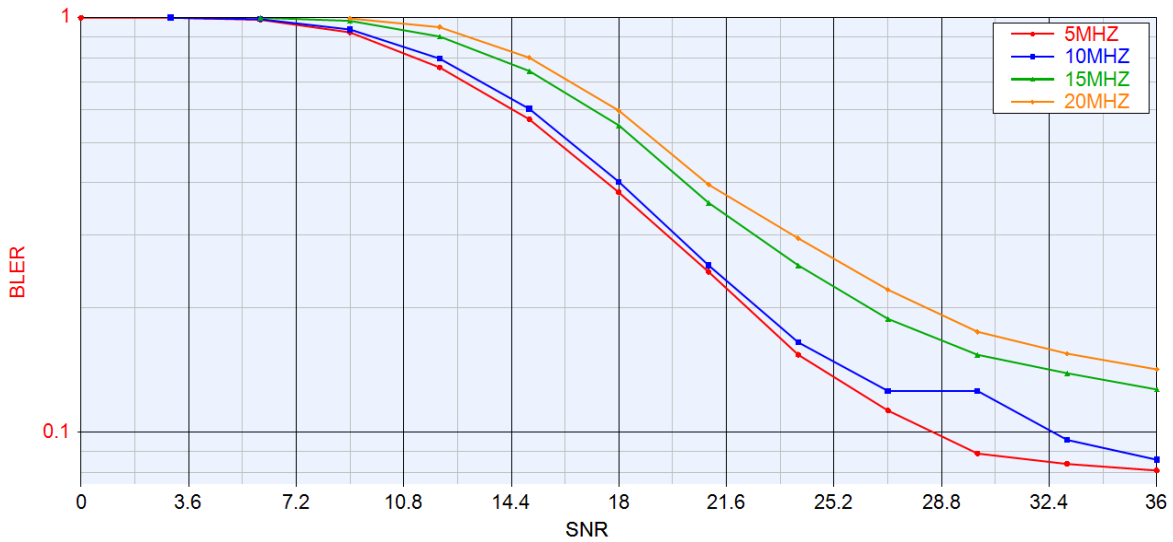


Figura 4.8. BLER vs SNR (dB) para el escenario 3.

En la figura 4.8 se observan las curvas de BLER, para los anchos de banda definidos en el escenario 3. A mayor ancho de banda la BLER obtenida para una SNR específica aumenta. Para una SNR de 24 dB se obtuvo una BLER de 0.154, 0.165, 0.253, 0.294 para los anchos de banda 5, 10, 15 y 20 MHz respectivamente. Con valores de SNR inferiores a 7 dB, la BLER obtenida fue cercana al 100%, ya que la configuración del escenario utiliza un esquema de modulación 64QAM de alto nivel y se emplea además un canal EVA70, de dispersión media. Para valores de SNR entre 7 dB y 33 dB, la BLER disminuyó con el incremento de la SNR. Con valores de SNR mayores a 33 dB la BLER tendió a ser constante para todos los anchos de banda y no fue posible alcanzar una BLER de 0.05. En la tabla 4.12 se especifican los valores de SNR para los cuales fue posible alcanzar una BLER objetivo de 0.2 y 0.1. La BLER objetivo del 10% se alcanzó en los anchos de banda de 5 MHz y 10 MHz para SNR de 28.53 y 32.55 dB respectivamente.

Ancho de banda \ BLER	5MHz	10MHz	15MHz	20MHz
0.2	22.30	22.65	26.37	28.28
0.1	28.53	32.55	---	---

Tabla 4.12. Valores de SNR (dB) para alcanzar BLER objetivo en el escenario 3.

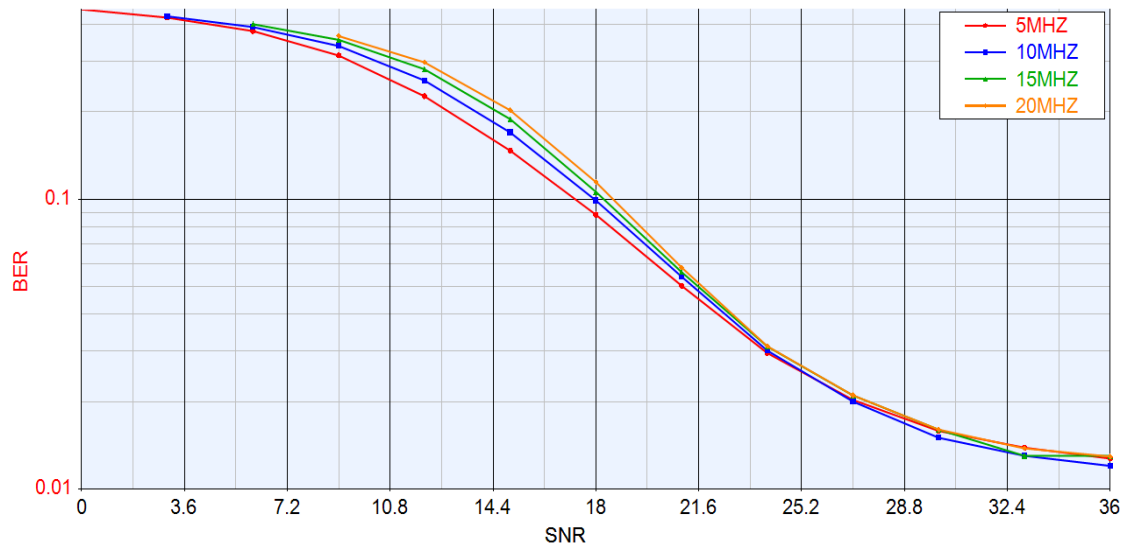


Figura 4.9. BER vs SNR (dB) para el escenario 3.

En la figura 4.9 se observan las curvas de BER para los anchos de banda descritos en el escenario 3. Las cuatro curvas tienen una forma muy similar para todos los valores de SNR, por lo que se concluyó que la variación del ancho de banda tiene un efecto mínimo en el desempeño, aunque respecto a los requerimientos de potencia del UE se debe tener en cuenta que al aumentar el ancho de banda, la potencia necesaria para alcanzar un determinado nivel de SNR aumenta y la potencia máxima de transmisión del UE es limitada⁵.

En la tabla 4.13 se observa la SNR necesaria para alcanzar una BER objetivo en los anchos de banda definidos. Debido a la configuración del escenario, con un canal EVA70 y modulación 64QAM poco robusta frente al ruido y el efecto multirayecto, únicamente se logró una BER objetivo de 0.1. Para valores de SNR mayores a 33 dB se obtuvo una BER irreducible cercana a 0.01.

Para el valor de BLER objetivo de 10%, se obtuvieron valores de BER de 0.021 para 5MHz y 0.014 para 10 MHz.

Ancho de banda	5MHz	10MHz	15MHz	20MHz
BER 0.1	17.27	17.94	18.27	18.60

Tabla 4.13. Valores de SNR (dB) para alcanzar BER objetivo en el escenario 3.

⁵ La máxima potencia para un UE clase 3 es de 23 dBm [19]

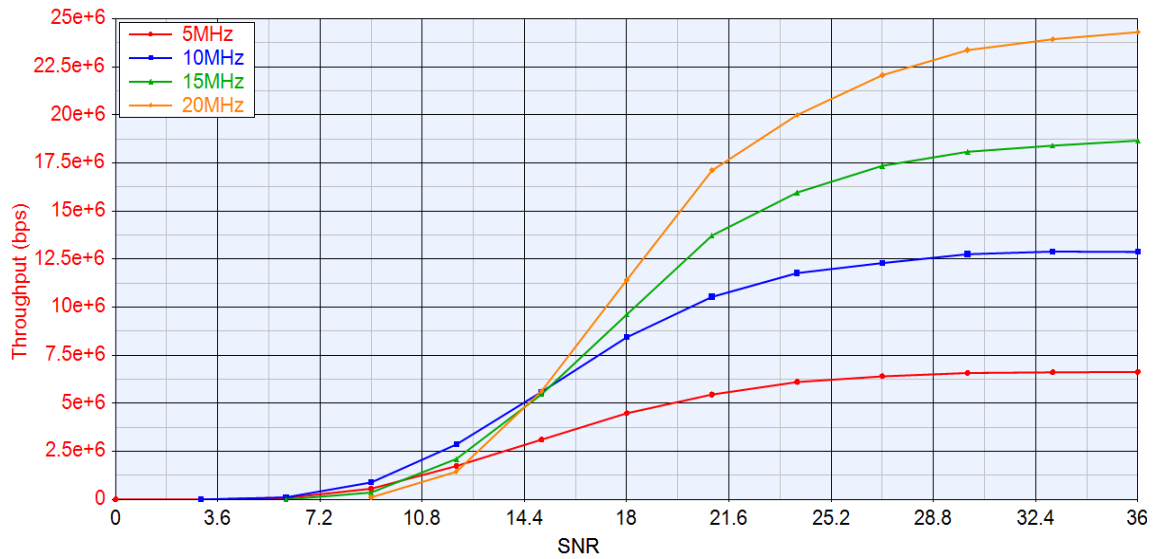


Figura 4.10. *Throughput* vs SNR (dB) para el escenario 3.

En la figura 4.10 se muestran las curvas de *throughput* al aumentar la SNR para el escenario 3. Con valores de SNR menores a 10 dB, las curvas de *throughput* obtenidas son muy similares para los diferentes anchos de banda, mientras que para SNR mayores a 15 dB se observó una relación directa entre el ancho de banda y el *throughput* obtenido. En la tabla 4.14 se muestran tres valores de SNR y el *throughput* alcanzado. Para una SNR de 24 dB se obtuvo un *throughput* de 6.11 Mbps, 11.78 Mbps, 15.97 Mbps y 20.01 Mbps para 5MHz, 10MHz, 15 MHz y 20 MHz respectivamente. Finalmente a partir de 36 dB el *throughput* tendió a un valor constante mayor al 85% del *throughput* teórico ilustrado en la tabla 4.15.

Ancho de banda SNR(dB)	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
12	1.74 Mbps	2.86 Mbps	2.11 Mbps	1.44 Mbps
24	6.11 Mbps	11.78 Mbps	15.97 Mbps	20.01 Mbps
36	6.64 Mbps	12.88 Mbps	18.67 Mbps	24.31 Mbps

Tabla 4.14. *Throughput* para diferentes SNR (dB) en el escenario 3.



Ancho de banda	Tasa de codificación efectiva	Throughput máximo
5 MHz	0.3344	7.22 Mbps
10 MHz	0.3267	14.11 Mbps
15 MHz	0.33	21.38 Mbps
20 MHz	0.328	28.34 Mbps

Tabla 4.15. *Throughput* máximo en condiciones ideales en el escenario 3.

Para la BLER objetivo de 10% se alcanzaron valores de *throughput* de 6.49, 12.69 Mbps en anchos de banda de 5 y 10 MHz respectivamente. Para los anchos de banda de 15 y 20 MHz no se alcanza ese valor de BLER objetivo.

4.4 ESCENARIO 4

Es un escenario en el cual se comparan dos sistemas SISO. El primer sistema utiliza modulación QPSK en un canal con ruido AWGN y canal multitrayecto tipo peatonal EPA5, mientras que el segundo utiliza 64QAM en un modelo de canal con ruido AWGN y los efectos de multitrayecto de un entorno urbano altamente dispersivo ETU70. Los parámetros de simulación se muestran en la tabla 4.16.

Parámetro	Sistema 1	Sistema 2
Modelo de canal	AWGN+EPA5	AWGN + ETU70
Modulación	QPSK	64QAM
Anchos de Banda	15MHZ	15MHZ
RB	75	75

Tabla 4.16. Parámetros para el escenario 4.

El propósito de este escenario fue cuantificar las diferencias en el desempeño en términos de BLER, BER y *throughput* entre dos sistemas que según los resultados obtenidos en el escenario 1 y 2, corresponden a la peor y mejor condición de propagación, un modelo de canal ETU70 con modulación 64QAM y un modelo de canal EPA5 con modulación QPSK.

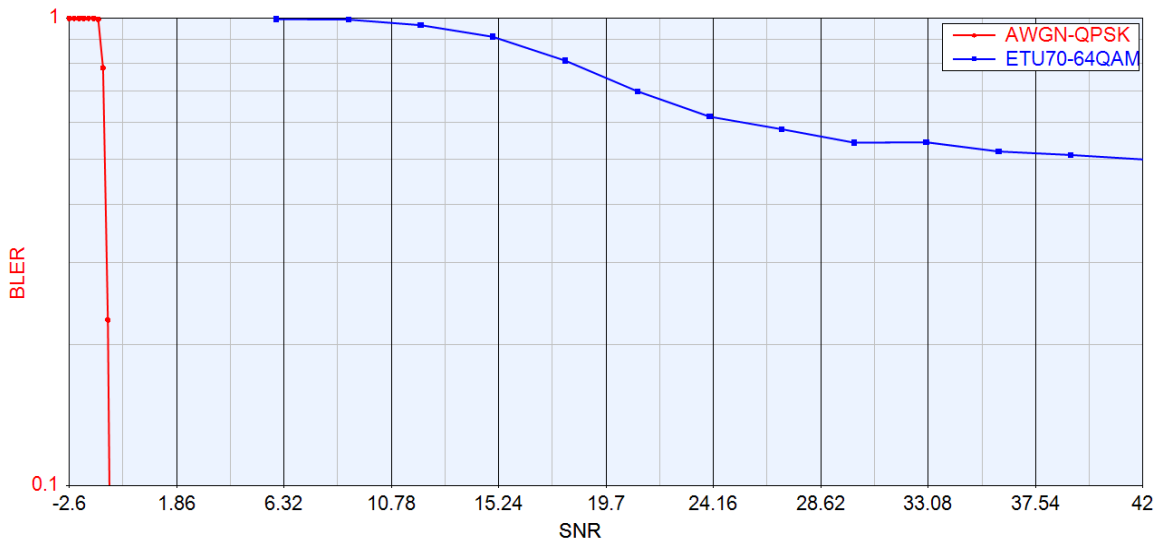


Figura 4.11. BLER vs SNR (dB) para el escenario 4.

En la figura 4.11 se presentan las curvas de BLER para los diferentes valores de SNR en el escenario 4. Se observaron grandes diferencias entre estos sistemas, debido a que el sistema 2 utilizó el canal más dispersivo (ETU70) con la modulación de mayor orden (64QAM), poco robusta frente al ruido, mientras que el sistema 1 utilizó la modulación de menor orden (QPSK) y el canal menos dispersivo (EPA5). Los valores de SNR a los cuales se alcanzó la BLER objetivo se muestran en la tabla 4.17. Para el sistema 1 necesitó una SNR de 8.80 dB, 11.82 dB y 14.37 dB para alcanzar una BLER de 0.2, 0.1 y 0.05 respectivamente, mientras que los valores de BLER para el sistema 2 tendieron a 0.5 para SNR mayores a 29 dB.

La BLER objetivo del 10% se alcanzó para el sistema 1 con modelo de canal EPA5 y modulación QPSK a una SNR de 11.82 dB, mientras que con el sistema 2 no fue posible alcanzar ese valor de BLER.

BLER	Sistema 1	Sistema 2
0.2	8.80	---
0.1	11.82	---
0.05	14.37	---

Tabla 4.17. Valores de SNR (dB) para alcanzar BLER objetivo en el escenario 4.

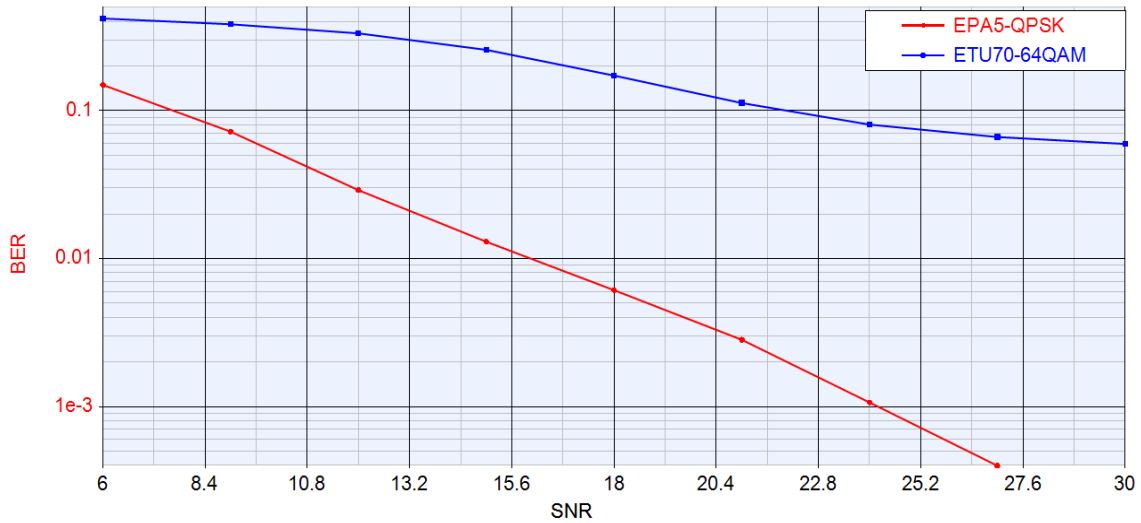


Figura 4.12. BER vs SNR (dB) para el escenario 4.

En la figura 4.12 se muestran las curvas de BER para los sistemas 1 y 2. La curva de BER para el sistema 1 siempre se encontró por debajo de la del sistema 2 y presentó un comportamiento decreciente con el incremento de la SNR, mientras que el sistema 2 tuvo una variación más lenta y tendió a un valor constante a partir de una SNR de 24 dB.

En la tabla 4.18 se observa que para un BER objetivo de 0.1, el sistema 1 necesitó un valor de SNR de 7.64dB, mientras que para el sistema 2 se necesitó 22.05 dB, es decir 14.41 dB adicionales. El sistema 1 requirió 16.04 dB de SNR para una BER de 0.01 y 24.19 dB de SNR para una BER de 1×10^{-3} , mientras que el sistema 2 no alcanzó ninguno de los dos valores de BER. Para el valor de BLER objetivo de 10 % se obtuvo una BER de 0.03 en el sistema 1.

BER	Sistema 1	Sistema 2
0.1	7.64	22.05
0.01	16.04	---
1E-3	24.19	---

Tabla 4.18. Valores de SNR (dB) para alcanzar BER objetivo en el escenario 4.

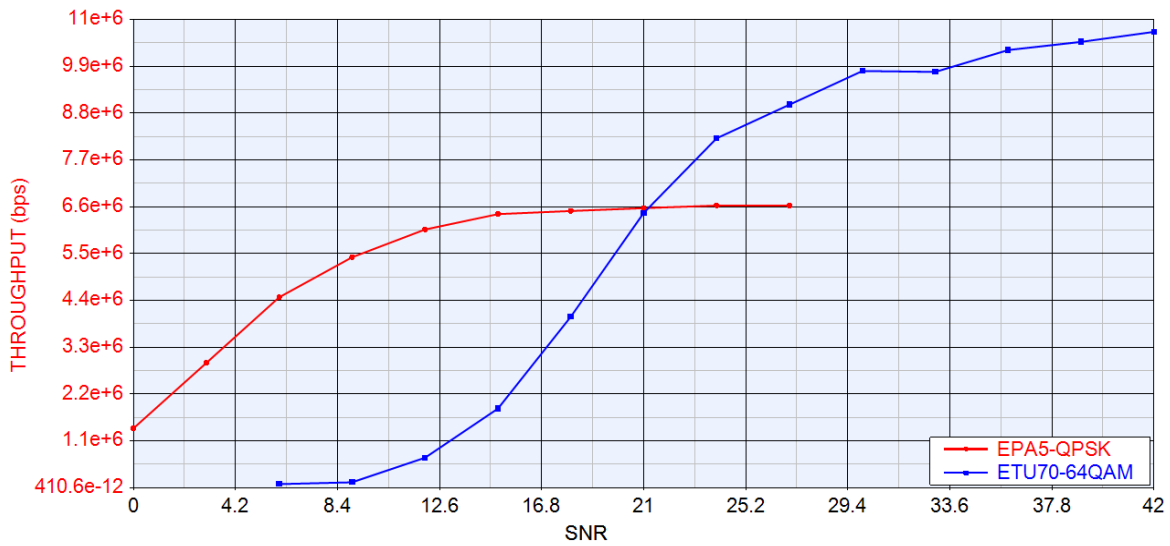


Figura 4.13. *Throughput vs SNR (dB)* para el escenario 4.

En la figura 4.13 se muestran las curvas de *throughput vs SNR* para los sistemas del escenario 4. Con valores de SNR menores a 21 dB, el sistema 1 presentó un mayor *throughput*, por ejemplo, para una SNR de 18 dB el *throughput* obtenido fue de 6.50 Mbps para el sistema 1 y 4.02 Mbps para el sistema 2, como se especifica en la tabla 4.19. Para valores mayores a 21 dB la curva de *throughput* del sistema 1 permaneció constante en un valor cercano a 6.6 Mbps, mientras que el sistema 2 continuó creciendo, hasta un valor cercano al 50% del límite teórico mostrado en la tabla 4.20.

Sistema \ SNR (dB)	Sistema 1	Sistema 2
6	4.47 Mbps	85.53 kbps
12	6.07 Mbps	705.67 Kbps
18	6.50 Mbps	4.02 Mbps
24	6.63 Mbps	8.21 Mbps
30	6.64 Mbps	9 Mbps

Tabla 4.19. *Throughput* para diferentes SNR (dB) en el escenario 4.

Modulación	Canal	Tasa de codificación efectiva	<i>Throughput</i> máximo
QPSK	EPA5	0.3107	6.71 Mbps
64QAM	ETU70	0.33	21.38 Mbps

Tabla 4.20. *Throughput* máximo en condiciones ideales para el escenario 4.



Para el valor de BLER objetivo del 10% se alcanzó un *throughput* de 6.03 Mbps en el sistema 1.

4.5 ESCENARIO 5

Es un sistema SISO con modelo de canal multitrayecto EVA70 y modulación 16QAM, ancho de banda de sistema 5 MHz y tasas de codificación de 1/3, 3/4 y 1. Los parámetros de simulación se establecen en la tabla 4.21.

Parámetro	Valor
Modelo de canal	AWGN + EVA70
Modulación	16QAM
Anchos de Banda	5 MHz
RB	25
Tasas de codificación	1/3, 3/4 , 1

Tabla 4.21. Parámetros para el escenario 5.

El propósito de este escenario fue observar el impacto que tiene la tasa de codificación sobre el desempeño del enlace.

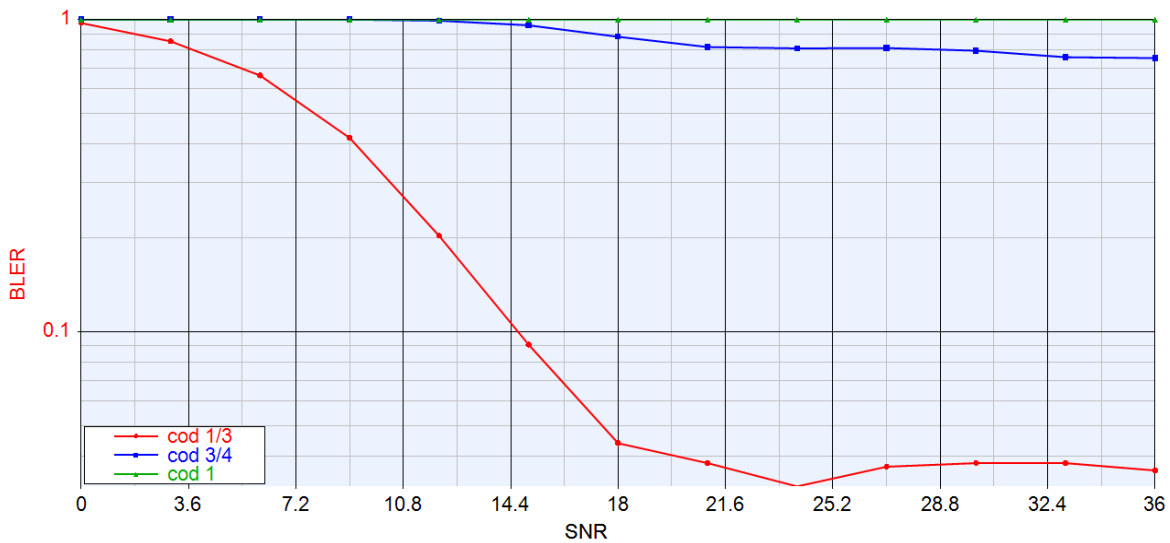


Figura 4.14. BLER vs SNR (dB) para el escenario 5.



En la figura 4.14 se muestran las curvas de BLER para diferentes valores de SNR. Para tasas de codificación diferentes a 1/3 la BLER fue mayor al 70%, lo que impide utilizar estas tasas de codificación para la transmisión de datos en un escenario como el definido. En la tabla 4.22 se consignan los valores de SNR para alcanzar tres valores objetivos de BLER. Con la tasa de codificación de 1/3 fue posible lograr un BLER objetivo del 10% a 14.65 dB de SNR, mientras que con tasas de codificación 3/4 y 1, no fue posible alcanzar los valores de BLER objetivo.

Tasa de codificación \ BLER	Codificación 1/3	Codificación 3/4	Codificación 1
0.2	12.06	---	---
0.1	14.65	---	---
0.05	17.47	---	---

Tabla 4.22. Valores de SNR (dB) para alcanzar BLER objetivo en el escenario 5.

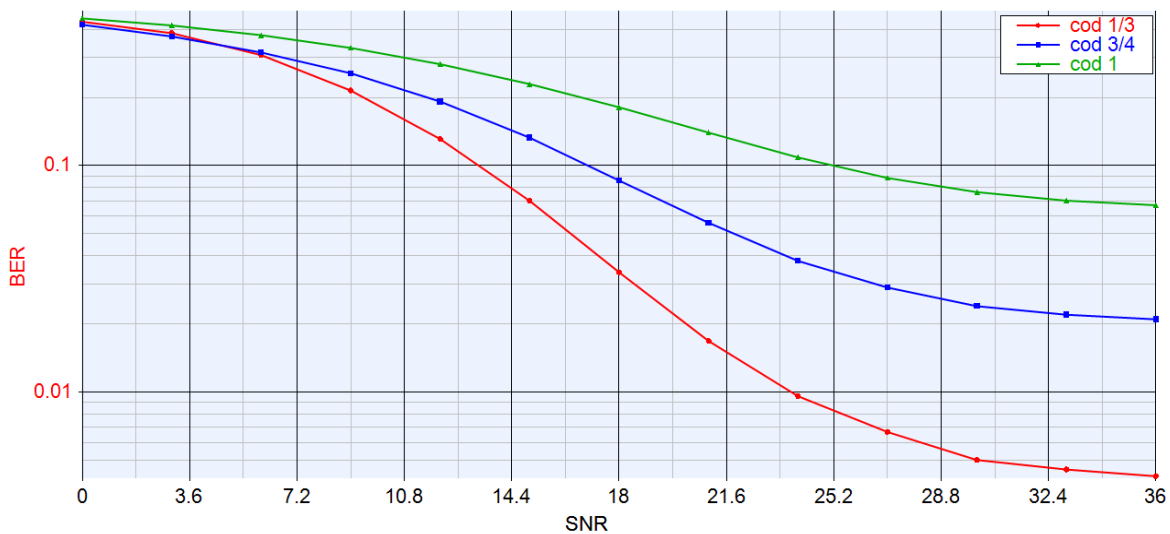


Figura 4.15. BER vs SNR (dB) para el escenario 5.

En la figura 4.15 se ilustran las curvas de BER para las tasas de codificación definidas en el escenario 5. Con el aumento de la SNR se logró una menor BER con cualquier tasa de codificación. Los valores de BER más altos se obtuvieron en ausencia de codificación (tasa de codificación 1), mientras que los más bajos se obtuvieron con una tasa de 1/3. Se concluye entonces que, a menor tasa de codificación se obtiene una menor BER para cualquier valor de SNR.



El escenario 5 emplea un canal EVA70 que modela los efectos de un entorno vehicular con dispersión de retardo media, por esto al utilizar mayores tasas de codificación, con pocos bits de redundancia, los requerimientos de SNR se incrementan considerablemente. Como se observa en la tabla 4.23, para una BER de 0.1 a una tasa de codificación de 1/3, se necesitó 13.30 dB de SNR, a una tasa de 3/4 16.96 dB de SNR y a una tasa de 1 25.21 dB de SNR. Para el valor de BLER objetivo de 10% con una tasa de codificación de 1/3 se obtuvo un valor de BER de 0.075.

Tasa codificación \ BER	Codificación 1/3	Codificación 3/4	Codificación 1
0.1	13.30	16.96	25.21
0.01	23.79	---	---
1E-3	---	---	---

Tabla 4.23. Valores de SNR (dB) para alcanzar BER objetivo en el escenario 5.

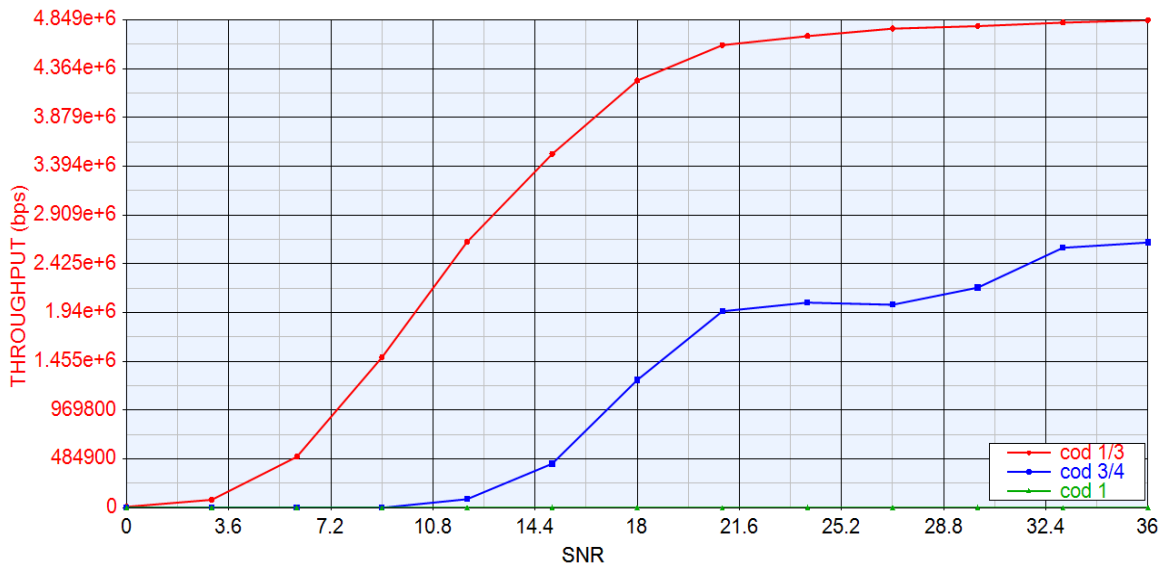


Figura 4.16. Throughput vs SNR (dB) para el escenario 5.

En la figura 4.16 se observa el *throughput* alcanzado para las diferentes tasas de codificación. En primera instancia se pensaría que al utilizar tasas de codificación más bajas, se logran menores valores de *throughput* debido a la mayor cantidad de bits utilizados para la redundancia, sin embargo, en canales dispersivos como el EVA70, se hacen notables los beneficios del uso de la codificación. Es por esto que la curva de



throughput para la tasa de codificación 1/3 presenta los valores más altos para cualquier SNR.

Tasa de codificación \ SNR	Codificación 1/3	Codificación 3/4	Codificación 1
6	506.73 Kbps	0	0
12	2.64 Mbps	85.44 Kbps	0
18	4.25 Mbps	1.27 Mbps	0
24	4.69 Mbps	2.04 Mbps	0
30	4.79 Mbps	2.19 Mbps	0
36	4.85 Mbps	2.64 Mbps	0

Tabla 4.24. *Throughput* para diferentes SNR (dB) en el escenario 5.

En la tabla 4.25 se muestran los valores de *throughput* máximo en condiciones ideales, para las diferentes tasas de codificación definidas. Se observó que para una tasa de codificación de 1/3 se alcanzó un *throughput* de 4.85 Mbps mostrado en la tabla 4.24, esto es aproximadamente el 97% del *throughput* máximo, mientras que para las tasa de 3/4 se obtuvo menos del 25%. Para un valor de BLER objetivo del 10% se obtuvo un *throughput* de 4.46 Mbps.

Si no se utiliza codificación, las características dispersivas del canal hacen que todos los bloques se reciban con errores.

Tasa de codificación configurada	Tasa de codificación efectiva	<i>Throughput</i> máximo
1/3	0.345	4.96 Mbps
3/4	0.7417	10.68 Mbps
1	0.98	14.11 Mbps

Tabla 4.25. *Throughput* máximo en condiciones ideales para el escenario 5.

5. CONCLUSIONES

5.1 CONCLUSIONES

- La adaptación y aplicación de la metodología para la simulación de equipos de telecomunicaciones, permitió obtener el modelo de simulación del sistema y una clara definición de los objetivos, las etapas y los alcances de la simulación, para su posterior adaptación y análisis en el software *SystemVue*®.
- 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 *SystemVue*®, es una herramienta muy flexible para el análisis de desempeño a nivel físico de LTE, ya que incluye una librería especializada, que cumple con las especificaciones del *Release 8* del 3GPP, organizada en módulos jerárquicos que facilitan la implementación de modelos de simulación, con diferentes niveles de abstracción.
- El análisis comparativo entre los diferentes modelos de canal: AWGN, EPA5, EVA70 y ETU70, demostró que con el canal AWGN se obtiene mejor desempeño para la BER, BLER y *throughput*, debido a que únicamente considera los efectos del ruido blanco. Mientras que entre los canales multitrayecto, el de mejor desempeño es el EPA5, el canal menos dispersivo y menor velocidad de desplazamiento del UE.
- Los esquemas de modulación de mayor orden como 16-QAM o 64-QAM, permiten aumentar la velocidad de bits a costa de mayores limitaciones en cuanto a recepción de la señal, ya que presentan peor desempeño en términos de BER y BLER a bajas SNR, pero logran mayores *throughput* a altas SNR.



- Para los escenarios estudiados, el máximo throughput obtenido es 27.94 Mbps lo que equivale al 98.59% del valor máximo alcanzable para un sistema SISO con tasa de codificación 1/3 y modulación 64 QAM, con un ancho de banda de 20 MHz en un canal EPA5.
- En la simulación de un sistema SISO, con un modelo de canal multitrayecto EVA70 y modulación 64QAM, la variación del ancho de banda presenta un efecto mínimo en el desempeño del sistema en relación a la BER. Por tanto la elección del ancho de banda dependerá principalmente del tipo de servicios que desee prestar el operador y la disponibilidad de espectro radioeléctrico.
- En un sistema SISO con ancho de banda igual a 15 MHz y para diferentes tasas de codificación, se observó que para una BER objetivo de 0.1 se requiere una SNR de 13.3 dB, 16.96 dB y 25.91 dB para tasas de codificación de 1/3, 3/4 y 1 respectivamente. Por lo tanto a mayor tasa de codificación, es necesario un mayor valor de SNR para alcanzar una BER específica, ya que con menor cantidad de bits de redundancia es más difícil realizar la detección y corrección de errores en el receptor.
- En las simulaciones realizadas se observó, que para las curvas BER vs SNR a medida que la relación SNR aumenta, la respuesta del sistema mejora frente a las condiciones del canal y la cantidad de bits erróneos disminuye, aunque en los modelos de canal multitrayecto, especialmente en los más dispersivos, existe un punto en el cual la BER no disminuye con el aumento de la SNR y tiende a ser constante.



5.2 TRABAJOS FUTUROS

- Análisis de desempeño a nivel físico de LTE para el enlace de subida utilizando HARQ y mecanismos de Modulación y Codificación Adaptativa (AMC, *Adaptive Modulation and Coding*).
- Análisis de LTE a nivel de sistema en términos de capacidad y cobertura, considerando los mecanismos de Gestión de Recursos Radio (RRM, *Radio Resource Management*) como la planificación de paquetes y la asignación dinámica de espectro.
- Estudio de los efectos de las técnicas de salto en frecuencia y el uso de prefijo cíclico extendido en entornos altamente dispersivos sobre el desempeño a nivel físico de LTE.
- Estudio de los requerimientos técnicos para el proceso de migración desde LTE hacia LTE-A en Colombia, considerando las limitaciones y la interoperabilidad con sistemas UMTS y GSM.
- Realizar un análisis de desempeño a nivel físico de LTE para el enlace de bajada considerando los esquemas MIMO de diversidad en transmisión y multiplexación espacial, para determinar las mejoras en comparación a sistemas SISO mediante el *throughput* y la BER.



REFERENCIAS

- [1] A. Mishra, *“Cellular Technologies for Emerging Markets: 2G, 3G and Beyond.”* Inglaterra, Wiley, 2010.
- [2] 3rd Generation Partnership Project, *“3GPP Release 8,” 3rd Generation Partnership Project, 3GPP, Mar. 2008.* [En línea]. Disponible en: <http://www.3gpp.org/Release-8>. [Citado Marzo de 2012].
- [3] H. Holma, A. Toskala, *“LTE for UMTS, OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access.”* Inglaterra, Wiley, 2009.
- [4] P. Lescuyer, T. Lucidarme, *“Evolved Packet System, LTE and SAE Evolution of 3G UMTS.”* Inglaterra, Wiley, 2008.
- [5] Agilent SystemVue 2011.03 Free Trial [En línea]. Disponible en: http://edocs.soco.agilent.com/display/support/SystemVue+Downloads?cmpid=zzfind_ezzfi-systemvue-latest-downloads [Citado Abril 2012].
- [6] C. Muñoz y J. Muñoz, *“Metodología para la Simulación de Equipos de Telecomunicaciones,”* Proyecto de Grado, Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad del Cauca, Popayán, Colombia, 1995.
- [7] 3GPP, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network, *“Requirements for Evolved UTRA (E-UTRA) and Evolved UTRAN (E-UTRAN)”* (Release 8) [En línea]. Disponible en: http://ftp.3gpp.org/Specs/2010-12/Rel-8/25_series/25913-800.zip [Citado Abril 2012].
- [8] S. Sesia, I. Toufik y M. Baker, *“LTE, The UMTS Long Term Evolution, From Theory to Practice”*, Wiley, Edición 2009.
- [9] E. Dalhman, et al. *“3G Evolution, HSPA and LTE for Mobile Broadband”*. Elsevier, segunda edición, 2008.



- [10] 3GPP, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network, “Evolved Universal Radio Access Network (E-UTRA): Physical Channels and Modulation” (Release 8) [En línea]. Disponible en: http://ftp.3gpp.org/Specs/2010-12/Rel-8/36_series/36211-890.zip [Citado Abril 2012].
- [11] 3GPP, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network, “Evolved Universal Radio Access Network (E-UTRA): Multiplexing and Channel Coding” [En línea]. Disponible en: http://ftp.3gpp.org/Specs/2010-12/Rel-8/36_series/36212-880.zip [Citado Abril 2012].
- [12] 3GPP, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network, “Evolved Universal Radio Access Network (E-UTRA): Physical Layer Procedures” (Release 8) [En línea]. Disponible en: http://ftp.3gpp.org/Specs/2010-12/Rel-8/36_series/36213-880.zip [Citado Abril 2012].
- [13] 3GPP, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network, “Evolved Universal Radio Access Network (E-UTRA): Physical Layer Measurements” (Release 8) [En línea]. Disponible en: http://ftp.3gpp.org/Specs/2010-12/Rel-8/36_series/36214-870.zip [Citado Abril 2012].
- [14] A. Romero. “Estudio Teórico de la Arquitectura de Turbo-códigos para aplicaciones de Telefonía Celular de 3G”. Tesis de Pregrado, Universidad de las Américas Puebla, 2007.
- [15] B. Feito. “Desarrollo de un esquema de codificación basado en los turbo códigos definidos en el estándar 3GPP (UMTS)”. Tesis de maestría, Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación de Barcelona, Universidad Politécnica de Cataluña, 2010.
- [16] R. Agusti, et al. “LTE: Nuevas Tendencias en Telecomunicaciones Móviles”. Fundación Vodafone, primera edición, 2010.
- [17] G. Orozco y J. Rosero, “Simulación y Análisis de la Interferencia ICI en OFDM sobre un Enlace Punto a Punto,” tesis de pregrado, Ingeniería electrónica y telecomunicaciones, universidad del Cauca, Colombia, 2010.



- [18] A. Sheikh “*Wireless Communications, Theory and Techniques.*” Massachusetts, Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [19] 3GPP, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network, “Evolved Universal Radio Access Network (E-UTRA): User Equipment (UE) radio transmission and reception” (Release 8) [En línea]. Disponible en: http://ftp.3gpp.org/Specs/2010-12/Rel-8/36_series/36101-8c0.zip [Citado 2012].