REPÚBLICA DEL ECUADOR
Escuela Politécnica Nacional
"E SCIENTIA HOMINIS SALUS"

La versión digital de esta tesis está protegida por la Ley de Derechos de Autor del Ecuador.

Los derechos de autor han sido entregados a la "ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL" bajo el libre consentimiento del (los) autor(es).

Al consultar esta tesis deberá acatar con las disposiciones de la Ley y las siguientes condiciones de uso:

- Cualquier uso que haga de estos documentos o imágenes deben ser sólo para efectos de investigación o estudio académico, y usted no puede ponerlos a disposición de otra persona.

- Usted deberá reconocer el derecho del autor a ser identificado y citado como el autor de esta tesis.

- No se podrá obtener ningún beneficio comercial y las obras derivadas tienen que estar bajo los mismos términos de licencia que el trabajo original.

El Libre Acceso a la información, promueve el reconocimiento de la originalidad de las ideas de los demás, respetando las normas de presentación y de citación de autores con el fin de no incurrir en actos ilegítimos de copiar y hacer pasar como propias las creaciones de terceras personas.

Respeto hacia sí mismo y hacia los demás.

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

SIMULACIÓN EN MATLAB DE LOS MÉTODOS DE ACCESO OFDMA Y SC-FDMA PARA LA TECNOLOGÍA LTE SOBRE UN CANAL INALÁMBRICO AWGN Y UN CANAL MULTITRAYECTORIA CON DISTRIBUCIÓN NAKAGAMI

PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

ACUÑA MOLINA JENNY ELIZABETH

(jennyely92@hotmail.com)

TERÁN JARAMILLO MARÍA JOSÉ

(makuteran@hotmail.com)

DIRECTOR: MSC. REYES CASTRO ANDRÉS FERNANDO

(andres.reyes@epn.edu.ec)

CODIRECTORA: DRA. PAREDES MARTHA CECILIA

(cecilia.paredes@epn.edu.ec)

Quito, junio 2017

DECLARACIÓN

Nosotras, Jenny Elizabeth Acuña Molina y María José Terán Jaramillo, declaramos bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de nuestra autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que hemos consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración cedemos nuestros derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.

Jenny Elizabeth Acuña Molina

María José Terán Jaramillo

CERTIFICACIÓN

Certificamos que el presente trabajo fue desarrollado por Jenny Elizabeth Acuña Molina y María José Terán Jaramillo, bajo nuestra supervisión.

Ing. Andrés Reyes MSc.	Dra. Martha Cecilia Paredes
DIRECTOR DEL PROYECTO	CODIRECTORA DEL PROYECTO

AGRADECIMIENTO

Al terminar esta importante etapa, le agradezco a Dios por haberme guiado a lo largo de mi vida, por ser mi luz y mi camino. Por darme la vida, la salud, una maravillosa familia, la sabiduría y la perseverancia que me han permitido cumplir esta meta.

Le doy gracias a mis padres Jaime y Alicia, por su amor, por sus consejos y por haber inculcado en mí, los valores y principios que me han convertido hoy en una mujer de bien.

A mis hermanas Paola y Vanessa, por ser un ejemplo para mí, por cuidarme y por demostrarme que soy capaz de conseguir todo lo que me proponga.

A mis sobrinos Valentina y Santiago, por ser mi inspiración, y por llenar mi vida de alegría.

A Alexis, por su apoyo incondicional en todo este proceso, y por estar a mi lado en los buenos y en los malos momentos.

A mi abuelita, a mis tíos, a mis primos, a mi cuñado, y a toda mi familia por haberme acompañado en todo momento.

A María José, porque a más de ser mi compañera de tesis, ha sido una excelente amiga.

Al MSc. Andrés Reyes y a la Dra. Cecilia Paredes por haber dirigido nuestra tesis, y estar siempre dispuestos a ayudarnos y guiarnos.

A la Escuela Politécnica Nacional, y a los docentes por los conocimientos impartidos en mi etapa de formación profesional.

A mis amigos y compañeros por todas las experiencias compartidas y por formar parte de este capítulo de mi vida.

Jenny Elizabeth Acuña Molina

AGRADECIMIENTO

Agradezco sobre todo a Dios por su fidelidad. Por haberme acompañado a lo largo de toda mi vida, por levantarme en los momentos más difíciles, por amarme sin medida, y por la sabiduría que me da en cada paso del camino. Gracias por permitirme culminar esta etapa.

A mi amada familia, que con su inmenso amor, y enseñanzas, han forjado en mí la mujer que soy. Gracias por su apoyo, por su cariño, por alegrar mis días con sus ocurrencias. De manera especial agradezco a mi mami, por guiarme día a día, y por su amor incondicional. Gracias por ser una mujer virtuosa, por ser mi ejemplo de perseverancia y valentía.

A la Escuela Politécnica Nacional y a sus docentes, por la completa formación profesional y humana que recibí en sus aulas durante toda mi carrera universitaria.

A Jenny, por su entrega, esfuerzo y dedicación en este Proyecto, por ser la mejor de las compañeras, y por ser mi gran amiga.

Al MSc. Andrés Reyes y a la Dra. Cecilia Paredes, por su acertada dirección y ayuda en el desarrollo de este Proyecto de Titulación.

Finalmente, a mis amigos y compañeros de universidad y colegio, por todo el apoyo brindado y por su cariño.

María José Terán Jaramillo

DEDICATORIA

Este Proyecto de Titulación va dedicado a toda mi familia. A mis padres Jaime y Alicia, a mis hermanas Paola y Vanessa, a mis sobrinos Valentina y Santiago, y a Alexis. Ustedes creyeron en mí, me apoyaron y me dieron fuerzas para seguir. Muchas gracias, los amo mucho. Este logró es suyo.

Jenny Elizabeth Acuña Molina

Dedico este Proyecto de Titulación a mi abuelito Segundo Francisco Jaramillo, que con su amor y consejos, siempre me inculcó a luchar por mis metas y a ser una persona de bien. Sé que desde el cielo debe estar sonriéndome, y que pronto nos volveremos a ver.

A todas las personas que me acompañaron en este proceso, por su entrega y comprensión, que me ayudó a cumplir este objetivo, a superarme, y seguir creciendo como persona.

María José Terán Jaramillo

RESUMEN

En los últimos años se ha incrementado la demanda de usuarios de las redes de telefonía móvil, mismas que han mejorado sus prestaciones tecnológicas, a fin de solventar requerimientos en temas de calidad, velocidad, capacidad, seguridad, entre otros. Por lo cual, las mejoras de las características de las redes celulares, ya han alcanzado la cuarta generación (4G) y continúan desarrollando.

LTE (*Long Term Evolution*) es la antecesora de las redes celulares 4G, cuya principal característica radica en la transmisión de datos mediante paquetes IP (*Internet Protocol*). Para acceder al canal inalámbrico, LTE hace uso de las técnicas de acceso OFDMA (*Orthogonal Frecuency Division Multiple Access*) para el enlace descendente, y SC-FDMA (*Single Carrier Frequency Divison Multiple Access*) para el enlace ascendente. El principio de ambas técnicas es el de OFDM (*Orthogonal Frecuency Division Multiplexing*), es decir, usa subportadoras ortogonales entre sí, lo que permite un mejor uso del espectro y evita la interferencia intersímbolo.

El presente trabajo de titulación, implementa mediante simulaciones las técnicas de acceso OFDMA y SC-FDMA, para analizar la respuesta de ambos métodos utilizados por la tecnología LTE al transmitir por el canal inalámbrico. Para simular el canal inalámbrico se ha considerado un canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) y un canal multitrayectoria con distribución Nakagami.

Además, el análisis está enfocado a la comparación de las dos técnicas de acceso evaluando los parámetros PAPR (*Peak-to-Average Rate*) y BER (*Bit Error Rate*), con la finalidad de determinar el desempeño de las mismas en el sistema. De esta manera, se puede tener una idea más clara del rendimiento de la tecnología LTE, actualmente implementada en el país.

Finalmente, de los resultados obtenidos se concluye que OFDMA ofrece una mejor respuesta en cuanto al nivel de BER en comparación con SC-FDMA, sin embargo presenta una PAPR más elevada que SC-FDMA. Esta es la principal razón por la cual se ha escogido esta técnica de acceso para el enlace ascendente de LTE. Adicionalmente, se puede constatar que para una determinada relación señal a ruido (SNR – *Signal to Noise Rate*), a medida que aumenta el índice de modulación la tasa de bits errados (BER) aumenta.

PRESENTACIÓN

Hoy en día tener un celular no es un lujo, se ha convertido en una necesidad, ya sea con el fin de estar comunicados, o incluso como herramienta de trabajo. La evolución de las redes de telefonía móvil se ha dado debido al rápido crecimiento de los usuarios de telefonía celular y de sus demandas.

Actualmente, en Ecuador se ha implementado la tecnología de redes de telefonía móvil denominada LTE, la cual es comúnmente confundida con 4G, aunque no cumple con todas las características que dicha generación contempla, sin embargo, ofrece muchas ventajas en comparación con las tecnologías anteriores.

Cada tecnología celular especifica la técnica utilizada para acceder al canal inalámbrico, siendo OFDMA y SC-FDMA las seleccionadas por LTE en el *Release* 8 debido a sus beneficios. Con el fin de comprobar su rendimiento, en este trabajo se realiza la simulación a través de MATLAB de estas dos técnicas de acceso contempladas en LTE, con asignación de recursos Round Robin, y sobre un canal inalámbrico AWGN y un canal multitrayectoria con distribución Nakagami.

Este trabajo contempla 4 capítulos, cuyos detalles de cada uno se explican a continuación.

En el capítulo I, se presenta la información teórica que sustenta el funcionamiento de la interfaz radio de LTE, así como las principales características de los dos métodos de acceso utilizados: OFDMA y SC-FDMA. Además, se realiza una revisión de las características y tipos de canal inalámbrico.

En el capítulo II, se definen los escenarios a considerar para el diseño de la simulación, los cuales surgen de la combinación de las técnicas de acceso (OFDMA y SC-FDMA), los distintos tipos de modulación soportados por LTE (QPSK – *Quadrature Phase-Shift Keying*, 16QAM – *16 Quadrature Amplitude Modulation* y 64QAM – *64 Quadrature Amplitude Modulation*), y el tipo de canal por el cual se transmite la señal (AWGN, y Nakagami).

En el capítulo III, se explica la implementación de la simulación de los dos métodos de acceso, desarrollada en línea de comandos de MATLAB. Adicionalmente, se realiza el análisis de los resultados obtenidos tanto de la tasa de bits errados (BER) en función de la relación señal a ruido (SNR), como de la relación de potencia pico promedio (PAPR) evaluada en función de la CCDF (*Complementary Cumulative Distribution Function*).

Finalmente, en el capítulo IV se plantean las conclusiones y recomendaciones surgidas a lo largo del proyecto.

CONTENIDO

DECLARACIÓN i
CERTIFICACIÓN ii
AGRADECIMIENTO iii
DEDICATORIA v
RESUMEN vi
PRESENTACIÓN vii
INDICE GENERAL ix
INDICE DE FIGURAS xvi
INDICE DE TABLAS xx
ACRÓNIMOS Y ABREVIATURAS xxii

CAPITULO 1. FUNDAMENTOS TEÓRICOS 1

1.1 CANAL INALÁMBRICO 1
1.1.1 FENÓMENOS DE PROPAGACIÓN EN CANAL INALÁMBRICO 1
1.1.1.1 Reflexión 1
1.1.1.2 Difracción 2
1.1.1.3 Dispersión 3
1.1.2 EFECTOS PRODUCIDOS POR EL CANAL INALÁMBRICO 3
1.1.2.1 Interferencia 3
1.1.2.2 Atenuación 4
1.1.2.2.1 Atenuación por espacio libre 4
1.1.2.2.2 Atenuación sobre superficies reflectoras 5
1.1.2.3 Ruido 6
1.1.2.3.1 Ruido Térmico 6
1.1.2.3.2 Ruido por Intermodulación 7
1.1.2.3.3 Diafonía 7
1.1.2.3.4 Ruido Impulsivo 7
1.1.2.4 Desvanecimiento 7
1.1.2.4.1 Desvanecimiento a gran escala 8
1.1.2.4.2 Desvanecimiento a pequeña escala 9
1.1.2.5 Multitrayectoria 9

1.1.2.5.1 Desvanecimiento plano 10
1.1.2.5.2 Desvanecimiento de frecuencia selectiva 11
1.1.2.6 Ensanchamiento Doppler 12
1.1.2.6.1 Desvanecimiento rápido 12
1.1.2.6.2 Desvanecimiento lento 13
1.1.3 MODELAMIENTO DEL CANAL INALÁMBRICO 13
1.1.3.1 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 13
1.1.3.2 Log Normal 14
1.1.3.3 Rayleigh 14
1.1.3.4 Rician 15
1.1.3.5 Nakagami 16
1.1.4 MODELOS DE PROPAGACIÓN 17
1.1.4.1 De espacio libre 17
1.1.4.2 De dos Rayos 18
1.1.4.3 Okumura 18
1.1.4.4 Hata 19
1.1.4.5 Extensión PCS del modelo de Hata 21
1.2 EVOLUCIÓN DE LAS TECNOLOGÍAS CELULARES 21
1.2.1 PRIMERA GENERACIÓN 1G 21
1.2.2 SEGUNDA GENERACIÓN 2G Y 2.5G 21
1.2.3 TERCERA GENERACIÓN 3G 22
1.2.4 EL CAMINO A CUARTA GENERACIÓN 4G 23
1.3 LTE (LONG TERM EVOLUTION) 24
1.3.1 CARACTERÍSTICAS DE LTE 26
1.3.1.1 Movilidad 26
1.3.1.2 Cobertura 26
1.3.1.3 Acceso Múltiple 26
1.3.1.4 Nueva Arquitectura de Red 27
1.3.1.5 Técnicas de transmisión Multi-Antena (MIMO) 27
1.3.1.6 Soporte MBMS (Multimedia Broadcast Multicast Service) 27
1.4 ARQUITECTURA DE RED LTE 28
1.4.1 EQUIPO DE USUARIO (UE) 29
1.4.1.1 Categorías de Equipos de Usuario (UE-Categories) 30

1.4.2 RED DE ACCESO E-UTRAN 30
1.4.2.1 Evolved NodeB (E-NodeB o eNB)..... 31
1.4.2.2 Interfaz Uu, LTE Uu, E-UTRAN Uu o Interfaz Radio 32
1.4.2.3 Interfaz X2 32
1.4.2.4 Interfaz S1 32
1.4.3 RED TRONCAL EPC 33

1.5 TÉCNICAS DE ACCESO A LA INTERFAZ RADIO DE LTE..... 35

1.5.1 OFDMA (ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLE ACCESS)..... 36
1.5.2 SC-FDMA (SINGLE CARRIER FREQUENCY DIVISION MULTIPLE ACCESS)..... 40

1.6 INTERFAZ RADIO DE LTE..... 42

1.6.1 MODOS DE TRANSMISIÓN 42
1.6.2 ASIGNACIÓN DE ANCHO DE BANDA 44
1.6.3 STACK DE PROTOCOLOS DE LA INTERFAZ RADIO DE LTE..... 46
1.6.3.1 Protocolo de Control de Recursos de Radio (RRC) 47
1.6.3.1.1 Portadoras de Señalización de Radio (SRBs)..... 47
1.6.3.1.2 Estados RRC 47
1.6.3.2 Protocolo de Convergencia de Datos en Paquetes (PDCP)..... 48
1.6.3.3 Protocolo de Control del Radio Enlace (RLC) 48
1.6.3.4 Protocolo de Control de Acceso al Medio (MAC) 48
1.6.3.5 Capa Física..... 48
1.6.4 CANALES DE LA INTERFAZ RADIO DE LTE 49
1.6.4.1 Canales Lógicos 50
1.6.4.1.1 Canales Lógicos de Control 50
1.6.4.1.2 Canales Lógicos de Tráfico..... 51
1.6.4.2 Canales de Transporte..... 51
1.6.4.2.1 Canales de Transporte para Downlink 51
1.6.4.2.2 Canales de Transporte para Uplink..... 52
1.6.4.3 Canales Físicos 53
1.6.4.3.1 Canales Físicos de Downlink 53
1.6.4.3.2 Canales Físicos de Uplink..... 53
1.6.5 SEÑALES FÍSICAS..... 54

1.6.5.1 Señales de Referencia 55
1.6.5.1.1 Señales de Referencia en Downlink 55
1.6.5.1.2 Señales de Referencia en Uplink 58
1.6.5.2 Señales de Sincronización 59
1.6.5.2.1 Señal de Sincronización Primaria (PSS) 60
1.6.5.2.2 Señal de Sincronización Secundaria (SSS) 60
1.6.6 ENTRAMADO LTE EN EL DOMINIO DEL TIEMPO 61
1.6.6.1 Prefijo Cíclico (CP) 61
1.6.7 SUBTRAMAS EN LTE 62
1.6.8 REPRESENTACIÓN TIEMPO – FRECUENCIA DE LTE 63
1.6.9 CONTENIDO DE UN RESOURCE GRID 64

CAPITULO 2. ESTABLECIMIENTO DE PARÁMETROS DE SIMULACIÓN 67

2.1 INTRODUCCIÓN 67

2.2 PARAMETRIZACIÓN 67

2.3 ASIGNACIÓN DE RECURSOS EN LTE 68
2.3.1 MAXIMUM RATE (MR) 69
2.3.2 ROUND ROBIN (RR) 69
2.3.3 PROPORTIONAL FAIR (PF) 70
2.3.4 MAX-MIN 70
2.3.5 MAXIMUM-LARGEST WEIGHTED DELAY FIRST (M-LWDF) 70
2.3.6 EXPONENCIAL (EXP) 71
2.3.6.1 Exponential Proportional Fair (EXP/PF) 71
2.3.6.2 Exponential Rule (EXP-Rule) 71
2.3.6.3 Log Rule 72

2.4 DIAGRAMA DE BLOQUES DE OFDMA Y SC-FDMA 72
2.4.1 ENTRADA DE DATOS 74
2.4.2 CONVERSIÓN DE BITS A SÍMBOLOS 75
2.4.2.1 CQI (Channel Quality Indicator) 76
2.4.2.2 Esquemas de Modulación 78
2.4.2.2.1 BPSK (Binary Phase-Shift Keying) 80
2.4.2.2.2 QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying) 80
2.4.2.2.3 16QAM 80

2.4.2.2.4 64QAM 81
2.4.3 CONVERSIÓN SERIE A PARALELO 81
2.4.4 FFT DE M-PUNTOS 82
2.4.5 MAPEO DE RESOURCE ELEMENTS 83
2.4.5.1 Enlace Descendente 83
2.4.5.1.1 Mapeo de Datos de Usuario 84
2.4.5.1.2 Mapeo de Señalización L1/L2 para DL 85
2.4.5.1.3 Mapeo de Señales de Sincronismo PSS y SSS 89
2.4.5.1.4 Mapeo de Señales de Referencia RS 90
2.4.5.2 Enlace Ascendente 91
2.4.5.2.1 Mapeo de Datos de Usuario 92
2.4.5.2.2 Mapeo de Señalización L1/L2 para UL 92
2.4.5.2.3 Mapeo de Señales de Referencia SRS y DM-RS: 93
2.4.6 IFFT DE N-PUNTOS 95
2.4.7 INSERCIÓN DEL PREFIJO CÍCLICO 96
2.4.8 CONVERSIÓN PARALELO A SERIE 97
2.4.9 TRANSMISOR ANALÓGICO 97
2.4.10 BLOQUES DEL RECEPTOR 98
2.4.11 CANALES 98
2.4.11.1 AWGN 98
2.4.11.2 NAKAGAMI 99

2.5 MÉTODOS DE EVALUACIÓN 100
2.5.1 BER 100
2.5.2 PAPR 101
2.5.3 CCDF 102

CAPITULO 3. SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS 103

3.1 INTRODUCCIÓN 103

3.2 GENERALIDADES DE MATLAB 103

3.3 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA INTERFAZ GRÁFICA 104

3.4 SIMULACIÓN EN MATLAB 109
3.4.1 TRANSMISOR 111

3.4.1.1 Modulación 111
3.4.1.2 Conversión Serie a Paralelo.....113
3.4.1.3 Transformada Rápida de Fourier FFT 113
3.4.1.4 Mapeo de Resource Elements 114
3.4.1.5 Inversa de la Transformada Rápida de Fourier IFFT.....116
3.4.1.6 Agregación de Prefijo Cíclico 116
3.4.1.7 Conversión Paralelo a Serie.....117
3.4.1.8 Transmisión análoga.....117
3.4.2 RECEPTOR.....118
3.4.2.1 Receptor Análogo 118
3.4.2.2 Conversión Serie a Paralelo.....119
3.4.2.3 Remoción del Prefijo Cíclico 120
3.4.2.4 Transformada Rápida de Fourier FFT 120
3.4.2.5 Demapeo de Resource Elements.....121
3.4.2.6 Transformada Rápida de Fourier Inversa IFFT 122
3.4.2.7 Demodulación de Datos 123
3.4.3 CANAL INALÁMBRICO.....124

3.5 ANÁLISIS DE RESULTADOS 126
3.5.1 ESCENARIO DE LA SIMULACIÓN 126
3.5.2 ANÁLISIS DE BER.....127
3.5.2.1 Canal AWGN 127
3.5.2.2 Canal Nakagami 130
3.5.2.2.1 Canal Nakagami con índice m=1 131
3.5.2.2.2 Canal Nakagami con índice m=1.5.....133
3.5.2.2.3 Canal Nakagami con índice m=3 135
3.5.2.2.4 Canal Nakagami con índice m=10.....137
3.5.3 ANÁLISIS DE PAPR.....139

CAPITULO 4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES 144

4.1 CONCLUSIONES 144

4.2 RECOMENDACIONES.....146

BIBLIOGRAFÍA 147

ANEXOS.....154
Anexo A. Funciones y comandos de MATLAB utilizados 155
Anexo B. Código implementado en MATLAB.....157
Anexo C. Símbolos asignados para cada Esquema de Modulación.....178
Anexo D. Mapeo en la RGRID 180

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1. Características de la propagación en el canal inalámbrico 2
Figura 1.2. Desvanecimiento de la señal 8
Figura 1.3. Desvanecimiento Plano y de Frecuencia Selectiva 10
Figura 1.4. Desvanecimiento Plano 10
Figura 1.5. Desvanecimiento de Frecuencia Selectiva 11
Figura 1.6. Desvanecimiento rápido y desvanecimiento lento 12
Figura 1.7. Probabilidad de bit errado de acuerdo al modelo del canal 15
Figura 1.8. Función de densidad de probabilidad de la distribución Nakagami para distintos factores m 16
Figura 1.9. Modelo de dos rayos 18
Figura 1.10. Factor de corrección 19
Figura 1.11. Evolución de las Tecnologías Celulares 21
Figura 1.12. Evolución de los Releases del 3GPP 23
Figura 1.13. Evolución de LTE 24
Figura 1.14. Arquitectura del Sistema LTE 28
Figura 1.15. Equipo de Usuario en LTE 29
Figura 1.16. Red de Acceso E-UTRAN en LTE 31
Figura 1.17. Red troncal EPC en LTE 33
Figura 1.18. Técnicas de acceso usadas en LTE 35
Figura 1.19. Espectro de una señal OFDM 36
Figura 1.20. Eficiencia espectral de transmisión multiportadora (a) comparada con OFDMA (b) 36
Figura 1.21. Asignación de recurso en OFDM y OFDMA 37
Figura 1.22. Inserción del prefijo cíclico 38
Figura 1.23. Diagrama de bloques de un transmisor y receptor OFDMA 39
Figura 1.24. Diagrama de bloques de un transmisor y receptor SC-FDMA 40
Figura 1.25. Diferencia entre OFDMA y SC-FDMA 41
Figura 1.26. Modos de Transmisión en LTE 43
Figura 1.27. Diagrama tiempo-frecuencia en los modos FDD y TDD de LTE . 44
Figura 1.28. Estructura de LTE en el dominio de la frecuencia 45
Figura 1.29. Relación entre Ancho de Banda de Canal y de Banda de Transmisión 45

Figura 1.30. Stack de Protocolos de la Interfaz Radio de LTE..... 47
Figura 1.31. Mapeo de Canales lógicos, de transporte y físicos para UL 49
Figura 1.32. Mapeo de Canales lógicos, de transporte y físicos para DL 49
Figura 1.33. Estructura de dos Señales de Referencia Específica 56
Figura 1.34. Estructura de una o dos señales DM-RS..... 57
Figura 1.35. Transmisión de la señal de referencia DM-RS, sobre PUSCH ... 58
Figura 1.36. Posición de señales PSS y SSS en LTE para transmisión FDD y TDD 59
Figura 1.37. Estructura de una señal PSS..... 60
Figura 1.38. Estructura de dos señales SSS en una celda 60
Figura 1.39. Estructura de una trama LTE..... 61
Figura 1.40. División de una subtrama en LTE..... 62
Figura 1.41. Señalización de control L1/L2 para *uplink* en el canal PUCCH... 63
Figura 1.42. Estructura de un Resource Grid con prefijo cíclico normal..... 64
Figura 1.43. Mapeo de resource elements en DL, modo FDD, prefijo cíclico normal, ancho de banda de 3 (MHz), el puerto 1 de la antena de dos y un ID de celda igual a 1 65
Figura 1.44. Mapeo de resource elements en UL, modo FDD, prefijo cíclico normal, ancho de banda de 3 (MHz), configuración de PRACH 3 y subtrama SRS con configuración 5 66
Figura 2.1. Diagrama de bloques SC-FDMA y OFDMA..... 73
Figura 2.2. Crecimiento del tráfico mensual en redes de todo el mundo 74
Figura 2.3. Codificador Convolucional de tasa 1/3 75
Figura 2.4. Representación polar de un símbolo 79
Figura 2.5. Diagrama de constelación BPSK..... 80
Figura 2.6. Diagrama de constelación QPSK 80
Figura 2.7. Diagrama de constelación 16QAM 80
Figura 2.8. Diagrama de constelación 64QAM 81
Figura 2.9. Conversión serie a paralelo para OFDM..... 82
Figura 2.10. Mapeo del flujo de Información de LTE en downlink..... 84
Figura 2.11. Construcción de la señal PHICH 86
Figura 2.12. Ubicación de las Señales de Sincronismo en la Resource Grid.. 90
Figura 2.13. Distintas distribuciones de una Señal de Referencia Específica. 91
Figura 2.14. Mapeo del flujo de Información de LTE en el enlace de uplink ... 91

Figura 2.15. Mapeo del Canal PUCCH formato 1, 1a y 1b 93
Figura 2.16. Mapeo de la señal SRS en LTE..... 94
Figura 2.17. Bloque de Inserción de Prefijo Cíclico en LTE 96
Figura 2.18. BER vs SNR para diferentes tipos de modulaciones 101
Figura 3.1. Versión de MATLAB 104
Figura 3.2. Diagrama de flujo de GUIDE 105
Figura 3.3. Ventana Inicial.....106
Figura 3.4. Ventana Principal 106
Figura 3.5. Ventana Simular.....107
Figura 3.6. Ejemplos de mensajes de error. a) Mensaje de error al no seleccionar el tipo de canal b) Mensaje de error al seleccionar la técnica de acceso.....108
Figura 3.7. Ventana Graficar 108
Figura 3.8. Diagrama de Bloques principal de las funciones ofdma_lte.m y scfdma_lte.m.....109
Figura 3.9. BER vs SNR de referencia para OFDMA con modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM en un canal AWGN.....127
Figura 3.10. BER vs SNR de referencia para SC-FDMA con modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM en un canal AWGN 127
Figura 3.11. BER vs SNR para OFDMA con modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM en un canal AWGN 128
Figura 3.12. BER vs SNR para SC-FDMA con modulaciones QPSK, y 16QAM en un canal AWGN 129
Figura 3.13. BER vs SNR con modulación QPSK en canal Nakagami m=1 (Rayleigh), m=3.7 (Rician K=6dB), y m=6.76 (Rician K=12dB) 130
Figura 3.14. BER vs SNR con modulación 16QAM en canal Nakagami m=1 (Rayleigh), m=3.7 (Rician K=6dB), y m=6.76 (Rician K=12dB) 131
Figura 3.15. BER vs SNR para OFDMA con modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM en un canal Nakagami con índice $m = 1$ 131
Figura 3.16. BER vs SNR para SC-FDMA con modulaciones QPSK, y 16QAM en un canal Nakagami con índice $m = 1$ 132
Figura 3.17. BER vs SNR para OFDMA con modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM en un canal Nakagami con índice $m = 1.5$ 133
Figura 3.18. BER vs SNR para SC-FDMA con modulaciones QPSK, y 16QAM en un canal Nakagami con índice $m = 1.5$ 134

Figura 3.19. BER vs SNR para OFDMA con modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM en un canal Nakagami con índice $m = 3$ 135
Figura 3.20. BER vs SNR para SC-FDMA con modulaciones QPSK, y 16QAM en un canal Nakagami con índice $m = 3$ 136
Figura 3.21. BER vs SNR para OFDMA con modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM en un canal Nakagami con índice $m = 10$ 137
Figura 3.22. BER vs SNR para SC-FDMA con modulaciones QPSK, y 16QAM en un canal Nakagami con índice $m = 10$ 138
Figura 3.23. PAPR vs CCDF de referencia para OFDMA y SC-FDMA con modulación: a) QPSK, b) 16QAM, y c) 64QAM 140
Figura 3.24. PAPR vs CCDF para OFDMA 140
Figura 3.25. PAPR vs CCDF para SC-FDMA 141

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1. Fórmulas para el modelo de propagación Okumura-Hata 20
Tabla 1.2. Fórmulas para el modelo de propagación Hata Extendido 20
Tabla 1.3. Especificaciones de LTE 25
Tabla 1.4. Esquema MIMO en LTE 27
Tabla 1.5. Categorías de los Equipos de Usuario en LTE Release 8 29
Tabla 1.6. Entidades de red e interfaces de E-UTRAN 30
Tabla 1.7. Entidades de red e interfaces de EPC 34
Tabla 1.8. Características de los modos de transmisión en LTE 43
Tabla 1.9. Anchos de Banda que LTE soporta y características 46
Tabla 1.10. Canales Lógicos 51
Tabla 1.11. Canales de transporte 52
Tabla 1.12. Canales Físicos 54
Tabla 1.13. Señales físicas de LTE 54
Tabla 1.14. Especificaciones de LTE para Prefijo Cíclico 62
Tabla 2.1. Modulaciones de los Canales Físicos 76
Tabla 2.2. Tipo de Modulación y Tasa de Codificación en función del CQI 77
Tabla 2.3. Tipo de modulación en función de la configuración multiantena 77
Tabla 2.4. Tamaño para IFFT y FFT para downlink y uplink 83
Tabla 2.5. Modos de operación del canal PDSCH 84
Tabla 2.6. Valores de CFI 85
Tabla 2.7. Secuencias Ortogonales para PHICH 86
Tabla 2.8. Cantidad de Grupos PHICH 87
Tabla 2.9. Formatos de PDCCH soportados en LTE Release 8 87
Tabla 2.10. Formatos de DCI soportados en LTE Release 8 88
Tabla 2.11. Formatos de canal PUCCH soportados en LTE Release 8 92
Tabla 2.12. Secuencias Ortogonales para PUCCH Formato 1a con SF=4 93
Tabla 2.13. Configuración por subtrama de la señal SRS para transmisión FDD 94
Tabla 2.14. Subtramas SRS para la configuración 7 de la señal SRS 95
Tabla 2.15. Relación entre SNR y CQI 99
Tabla 2.16. Factor K en función del parámetro m utilizado 100

Tabla 3.1. Parámetros de entrada y salida de las funciones ofdma_lte.m y scfdma_lte.m.....110
Tabla 3.2. Parámetros de entrada y salida de la función funcionmod.m 112
Tabla 3.3. Parámetros de entrada y salida de la función fft_tx.m 113
Tabla 3.4. Parámetros de entrada y salida de las funciones mapeoRRB_DL.m y mapeoRRB_UL.m 115
Tabla 3.5. Parámetros de entrada y salida de las funciones demapeoRRB_DL.m y demapeoRRB_UL.m 122
Tabla 3.6. Parámetros de entrada y salida de la función ifft_rx.m 122
Tabla 3.7. Parámetros de entrada y salida de la función funciondemod.m 123
Tabla 3.8. Parámetros de entrada y salida de la función dat_char.m 124
Tabla 3.9. Parámetros de entrada y salida de las funciones *canal_inalambrico.m* 125

ACRÓNIMOS Y ABREVIATURAS

1G	First Generation
2G	Second Generation
3G	Third Generation
3GPP	3rd Generation Partnership Project
4G	Fourth Generation
ACK	Acknowledgement
AMPS	Advanced Mobile Phone Service
AS	Access Stratum
ASCII	American Standard Code for Information Interchange
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BCCH	Broadcast Control Channel
BCH	Broadcast Channel
BER	Bit Error Rate
BLER	Block Error Rate
BPSK	Binary Phase-Shift Keying
CAF	Clipping and Filtering
CCCH	Common Control Channel
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
CCE	Control Channel Elements
CDMA	Code Division Multiple Access
CFI	Control Format Indicator
CP	Cyclic Prefix
CQI	Channel Quality Indicator
CSI	Channel State Information
CSI-RS	Channel State Information-Reference Signals
CSR	Channel Status Reports
CT	Companding Transform
D-AMPS	Digital AMPS
DC	Direct Current
DCCH	Dedicated Control Channels
DCI	Downlink Control Information
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications

DL	Downlink
DL-SCH	Downlink Shared Channel
DM-RS	Demodulation Reference Signal
DTCH	Dedicated Traffic Channel
EDGE	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
eNB	Evolved NodeB
EPC	Evolved Packet Core
EPS	Evolved Packet System
E-RAB	E-UTRAN Radio Access Bearer
E-UTRAN	Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network
EXP	Exponencial
EXP/PF	Exponential Proportional Fair
FDD	Frequency-Division Duplex
FFT	Fast Fourier Transform
GPRS	General Packet Radio Service
GSM	Global System for Mobile Communications
GUIDE	Graphical User Interface Development Environment
HARQ	Hybrid Automatic Repeat Request
HOL	Head of Line
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
HSPA	High-Speed Packet Access
HSS	Home Subscriber Server
HSUPA	High-Speed Uplink Packet Access
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IMSI	International Mobile Subscriber Identity
IMT-2000	International Mobile Telecommunications System 2000
IMT-DS	IMT Direct Spread
IMT-FT	IMT Frecuency Time
IMT-MC	IMT Multicarrier
IMT-SC	IMT Single Carrier
IMT-TC	IMT Time Code
IP	Internet Protocol
IS-95	Interim Standard 95

ISDN	Integrated Services Digital Network
ISI	Intersimbol interference
ITU	International Telecommunication Union
J-TACS	Japan Total Access Communications Systems
LCR	Low Chip Rate
LTE	Long Term Evolution
MAC	Medium Access Control
MBMS	Multimedia Broadcast Multicast Service
MBSFN	Multicast-Broadcast Single-Frequency Network
MCCH	Multicast Control Channel
MCH	Multicast Channel
ME	Mobile Equipment
MIB	Master Information Block
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
M-LWDF	Maximum-Largest Weighted Delay First
MME	Mobility Management Entity
MR	Maximum rate
MSIN	International Mobile Subscriber Identity
MT	Mobile Termination
MTCH	Multicast Traffic Channel
NACK	Negative Acknoledgment
NAS	Non Access Stratum
NMT	Nordic Mobile Telephone
OFDM	Orthogonal Frequency Division
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PAPR	Peak to Average Power Rate
PBCH	Physical Broadcast Channel
PCCH	Paging Control Channel
PCFICH	Physical Control Format Indicator Channel
PCH	Paging Channel
PCRF	Policy and Charging Rules Function
PDCCH	Physical Downlink Control Channel
PDCP	Packet Data Convergence Protocol

PDN	Packet Data Network
PDSCH	Physical Downlink Shared Channel
PDU	Protocol Data Unit
PF	Proportional Fair
P-GW	Packet Data Network Gateway
PHICH	Physical Hybrid-ARQ Indicator Channel
PMCH	Physical Multicast Channel
PMI	Pre-coding Matrix Indicator
PRACH	Physical Random Access Channel
PSK	Phase Shift Keying
PSS	Primary Synchronization Signal
PTS	Partial Transmit Sequences
PUCCH	Physical Uplink Control Channel
PUSCH	Physical Uplink Shared Channel
PW	Peak Windowing
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RACH	Random Access Channel
RaB	Radio Bearer
RB	Resource Block
RE	Resource Element
REG	Resource Group Elements
RI	Rank Indicator
RLC	Radio Link Control
R-PDCCH	Relay-Physical Downlink Control Channel
RR	Round Robin
RRC	Radio Resource Control
RRM	Radio Resource Management
SC	Single Carrier
SC-FDMA	Single Carrier - Frequency Division Multiple Access
SF	Spread Factor
S-GW	Serving Gateway

SIM	Subscriber Identity Module
SIMO	Simple Input Multiple Output
SISO	Simple Input Simple Output
SLM	Selected Mapping
SMS	Short Message Service
SNR	Signal to Noise Ratio
SRB	Signalling Radio Bearers
SRS	Sounding Reference Signal
SSS	Secondary Synchronization Signal
TACS	Total Access Communications Systems
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
TD-SCDMA	Time Division Synchronous Code Division Multiple Access
TE	Terminal Equipmen
UE	User Equipment
UICC	Universal Integrated Circuit Card
UL	Uplink
UL-SCH	Uplink Shared Channel
UMTS	Universal Mobile Telecomunications System
USIM	UMTS SIM
UTP	Unshielded twisted pair
UTRA	Universal Terrestrial Radio Access
UWC-136	Universal Wireless Communications -136
VoIP	Voice over IP
WAN	Wide Area Network
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WIMAX	Woldwide Iteroperability for Microwave Access
ZC	Zadoff-Chu

CAPITULO 1.

FUNDAMENTOS TEÓRICOS

1.1 CANAL INALÁMBRICO

Las comunicaciones inalámbricas han ido evolucionando con el pasar de los años, gracias a ello hoy en día es posible transmitir señales de radio, televisión y telefonía sin necesidad de cables y atendiendo a la demanda de miles de usuarios de manera simultánea. Las ventajas que trae el uso de un medio inalámbrico son principalmente las características de movilidad, portabilidad, y su naturaleza de *broadcast*, es decir, que la señal puede ser entregada a un gran número de usuarios [1].

La señal al viajar por un medio no guiado es propensa a reflexiones, difracciones, dispersiones, desvanecimientos y demás alteraciones causadas por la distancia, las condiciones ambientales, objetos presentes entre el transmisor y el receptor, entre otros [1]. Adicionalmente, otro factor que se debe considerar es la movilidad, ya que los usuarios de telefonía móvil pueden usar sus terminales dentro de edificios, mientras caminan o incluso mientras viajan en un vehículo, y dichos desplazamientos no deberían afectar la comunicación establecida [2].

A continuación, se detallan algunas consideraciones que se deben tomar en cuenta cuando una señal es transmitida por un canal inalámbrico.

1.1.1 FENÓMENOS DE PROPAGACIÓN EN CANAL INALÁMBRICO

Una señal electromagnética al viajar por un medio inalámbrico, se encuentra con obstáculos los cuales provocan que la señal se refleje, difracte o disperse antes de llegar al receptor, tal como se puede observar en la Figura 1.1. A continuación, se describen los mecanismos físicos que experimenta la señal [3] [4].

1.1.1.1 Reflexión

Cuando una señal pasa de un medio de propagación a otro medio con diferentes propiedades electromagnéticas se produce la reflexión, como se lo puede apreciar en la Figura 1.1 (a) en donde la señal que transmite choca contra un

obstáculo de mayores dimensiones comparado con la longitud de onda de la señal incidente. Los obstáculos que pueden causar reflexión son superficies del suelo, construcciones y paredes, ya sean de materiales metálicos o dieléctricos [1] [4].

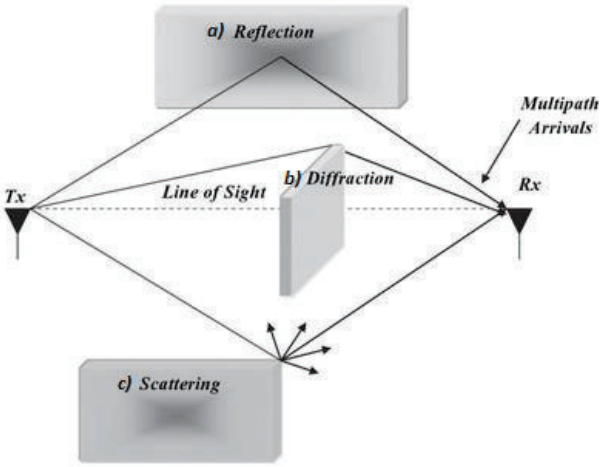


Figura 1.1. Características de la propagación en el canal inalámbrico [4]

Asimismo, la amplitud y la fase de la señal reflejada serán diferentes con respecto a la señal transmitida, esto se debe a que parte de la onda es absorbida por el medio. Por lo tanto, las características de la señal resultante después de la reflexión dependerán de la impedancia intrínseca del medio, el ángulo de incidencia y la polarización del campo eléctrico [1].

1.1.1.2 Difracción

La señal transmitida se difracta cuando en su trayecto choca en los bordes de un obstáculo cuyas dimensiones son mucho mayores a la longitud de onda de la señal incidente, haciendo que se generen ondas secundarias que se propagan dentro del obstáculo. En la Figura 1.1 (b) se observa que como consecuencia de la difracción, la señal se desvía de su trayectoria normal [1] [4].

Similar al fenómeno de reflexión, la difracción depende de la geometría y materiales del obstáculo y de la amplitud, fase y polarización de la onda incidente. Los obstáculos que producen difracción son las montañas, las construcciones, las paredes, entre otros [1] [4].

1.1.1.3 Dispersión

La dispersión, también denominada en inglés como *Scattering*, se produce cuando al propagarse la señal, se encuentra con obstáculos cuyas dimensiones son menores o similares a la longitud de onda de la señal incidente. En consecuencia, la señal toma varias direcciones cada una con diferente fase y amplitud, como se observa en la Figura 1.1 (c) [1] [4].

Este fenómeno es el más difícil de predecir puesto que se generan muchas señales en diferentes direcciones. Los obstáculos que ocasionan la dispersión generalmente son muebles, postes de luz, señales de tránsito, entre otros [1] [4].

1.1.2 EFECTOS PRODUCIDOS POR EL CANAL INALÁMBRICO

1.1.2.1 Interferencia

El medio inalámbrico por el que se transmiten las señales es propenso a presentar interferencia, es decir, que la señal transmitida se contamine con señales no deseadas que también propagan por el mismo medio [5].

Considerando que el medio inalámbrico consta de tres dimensiones: tiempo, espacio y frecuencia, se encuentran tres tipos de interferencias relacionadas con sistemas de comunicación inalámbrica mencionados a continuación. [5]

- Interferencia de canal adyacente: se produce cuando al propagarse la señal ubicada en un canal de frecuencia, se desborda al canal adyacente. Puede controlarse con el uso de filtros en el transmisor y en el receptor.
- Interferencia co-canal: se presenta cuando una señal ocupa la zona espacial de otra señal. Es decir, cuando hay presencia de una señal no deseada en la misma frecuencia de la señal útil. La señal no deseada puede ser proveniente de otro clúster[1].
- Interferencia intersímbolo: se produce debido a que la señal de un *slot* de tiempo pasa a otro *slot*. Una forma de controlar la interferencia intersímbolo es utilizar ecualizadores.

---

[1] Clúster es la agrupación de celdas de un sistema celular, donde las frecuencias asignadas para cada celda no se pueden reutilizar. Se realiza la agrupación de celdas con el fin de aumentar la capacidad del sistema celular [1].

1.1.2.2 Atenuación

En cualquier medio de comunicación, la intensidad de la señal decrece en función de la distancia. En los medios guiados la atenuación sigue una distribución exponencial, mientras en los medios no guiados la atenuación sigue una función más compleja, puesto que la pérdida de fuerza de la señal en los medios inalámbricos depende de la distancia y de las condiciones ambientales [6].

Se debe garantizar que la intensidad de la señal sea la adecuada para que los datos puedan ser recuperados en el receptor. Esto se puede conseguir con amplificadores de señal. Además, se debe conseguir que el nivel de la señal sea mayor que el nivel del ruido con el fin de que los datos no lleguen errados [6].

1.1.2.2.1 Atenuación por espacio libre

La atenuación en el espacio libre es la disminución de la señal producida por la distancia que debe recorrer la misma. Por ende, a mayor distancia de propagación, mayor es la pérdida por espacio libre [6].

Para el análisis de la atenuación en el espacio libre se considera una propagación directa con línea de vista, donde no existen obstáculos de ningún tipo. La señal es radiada por una antena isotrópica ideal, es decir, se esparce uniformemente para todas las direcciones. En consecuencia, la potencia recibida se rige por la siguiente ecuación:

$$P_r = P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 G_b G_m \tag{1.1}$$

donde, P_t es la potencia del transmisor, λ es la longitud de onda de la señal, d es la distancia entre el transmisor y el receptor, G_b es la ganancia en la radio base, y G_m la ganancia en el terminal móvil [1].

En consecuencia, las pérdidas en el espacio libre se expresan de la siguiente manera:

$$L_p = 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \text{ [dB]} \tag{1.2}$$

donde, $\lambda = \frac{c}{f}$ es la longitud de onda, siendo f la frecuencia de la señal transmitida y $c = 3x10^8\ (\mathrm{m/s})$ es la velocidad de las ondas electromagnéticas en el espacio libre.

También se puede expresar a las pérdidas de espacio libre con la ecuación:

$$L_p = 32.44 + 20\log f + 20\log d\ \ [\mathrm{dB}] \tag{1.3}$$

donde, la frecuencia se expresa en Mega Hertzios, y la distancia en kilómetros. Por consiguiente, la atenuación en el espacio libre se incrementa en 6 (dB) si se duplica la longitud del trayecto o la frecuencia [6] [1].

Aplicando estos conceptos se obtiene el modelo de propagación de espacio libre.

1.1.2.2.2 Atenuación sobre superficies reflectoras

En la práctica, la atenuación en espacio libre se encuentra en pocas ocasiones tales como enlaces microonda. Sin embargo, en trayectos terrestres generalmente hay obstáculos que impiden un trayecto directo, como son los árboles, edificios, carros, entre otros [1].

La señal transmitida toma diversos trayectos debido a las reflexiones producidas por los obstáculos. Por ende, el modelo de dos rayos considera el trayecto directo desde el transmisor al receptor, y el trayecto producido por la reflexión con la superficie del suelo [1].

Si la altura de la estación base y del terminal móvil es mucho menor que la distancia entre ambos, entonces la potencia en el receptor es el resultado de:

$$P_r = \left[\frac{h_b h_m}{d^2}\right]^2 \frac{(G_b G_m)}{L_O} P_t \tag{1.4}$$

donde, h_b es la altura de la antena en la radio base, h_m es la altura del terminal móvil, y L_O son otras pérdidas no referentes a la propagación. Esta ecuación se cumple si $d \gg \frac{4\,h_b h_m}{\lambda}$.

De la ecuación antes descrita se observa que la potencia en recepción no depende de la frecuencia. Además, la atenuación total aumenta en 12 (dB) cuando se duplica la distancia de separación [1].

En el análisis anterior se desprecian los efectos de la curvatura de la Tierra. Sin embargo, en la realidad, la curvatura de la Tierra afecta la propagación si es que se consideran grandes distancias de propagación, ya que se bloquea parcialmente la línea de vista [1].

1.1.2.3 Ruido

El ruido es una señal no deseada que se agrega a la señal transmitida producto del paso de la señal por el canal inalámbrico. Este fenómeno es un limitante dentro del rendimiento de las comunicaciones inalámbricas, ya que se debe cuidar que la intensidad del ruido no sobrepase la intensidad de la señal para que los datos recuperados lleguen sin errores [6].

El ruido puede ser generado por factores internos o externos a los circuitos de transmisión y recepción, siendo el ruido térmico uno de los que más afectan al sistema [7]. También se puede presentar ruido por intermodulación, *crosstalk* y ruido impulsivo [6].

1.1.2.3.1 Ruido Térmico

El ruido térmico, también conocido como ruido de Nyquist o ruido Johnson, como su nombre lo indica varía en función de la temperatura de varios componentes electrónicos en el receptor [7].

Esta clase de ruido está distribuido uniformemente en el espectro de frecuencia por lo que se denomina ruido blanco. Se origina por la agitación térmica, la cual provoca el movimiento aleatorio de los electrones dentro de los materiales resistivos [6] [8].

La cantidad de ruido térmico en un ancho de banda determinado, está relacionada con la constante de Boltzmann[2] de la siguiente manera:

$$N = 10\log(kTB)\ \ [\mathrm{dB}] \tag{1.5}$$

donde, k es la constante de Boltzman, B es el ancho de banda, y T es la temperatura que viene expresada en grados Kelvin [6].

[2] La constante de Boltzmann denominada k, tiene un valor de $1.3803 * 10^{23}\left[\frac{J}{K}\right]$.

1.1.2.3.2 Ruido por Intermodulación

Se conoce como ruido por intermodulación a la presencia de frecuencias no deseadas que interfieren en la frecuencia de la señal que se desea transmitir. Generalmente, las frecuencias que aparecen son asociadas a un proceso de modulación o mezcla de señales [6] [9].

Se produce como consecuencia de las no linealidades presentes en equipos de transmisión y recepción. Los equipos idealmente deberían ser lineales, es decir, que la señal de salida sea igual a la señal de entrada multiplicada por una constante. Las no linealidades son ocasionadas por niveles excesivos de señal, la naturaleza de los amplificadores, o por falla en algún componente del equipo transmisor o receptor [6].

1.1.2.3.3 Diafonía

La diafonía, también denominada *crosstalk*, es el resultado de la inducción electromagnética que produce una señal no deseada sobre la señal transmitida. Principalmente se presenta en medios cableados como UTP (*Unshielded twisted pair* - Par trenzado sin blindaje), no obstante, también afecta al canal inalámbrico puesto que la antena puede captar señales no deseadas que se propagan por el medio [6] [9].

1.1.2.3.4 Ruido Impulsivo

El ruido impulsivo corresponde a picos de ruido de alta amplitud y corta duración, producidos a intervalos irregulares, por lo que resulta difícil su localización. Las fuentes que generan esta clase de ruido son rayos y fallas en los sistemas de comunicaciones [6] [9].

No es tan perjudicial si se presenta ruido impulsivo en señales analógicas, sin embargo, al presentarse en señales digitales, este tipo de ruido puede provocar que un 0L sea interpretado como un 1L, o viceversa [6] [9].

1.1.2.4 Desvanecimiento

Se conoce como desvanecimiento a las fluctuaciones de amplitud, fase y polarización, que presenta una señal al pasar por el canal inalámbrico. Dichas fluctuaciones son causadas cuando al receptor llegan varias señales con

diferentes direcciones y retardos de tiempo, de modo que estas señales se combinan para obtener la señal deseada. Dependiendo de las condiciones ambientales, la señal resultante puede ser de mayor o menor amplitud [1].

Se puede dividir al desvanecimiento según la distancia a la cual se analizan las fluctuaciones. En la Figura 1.2 se observan dos tipos de desvanecimientos: a pequeña escala, y a gran escala.

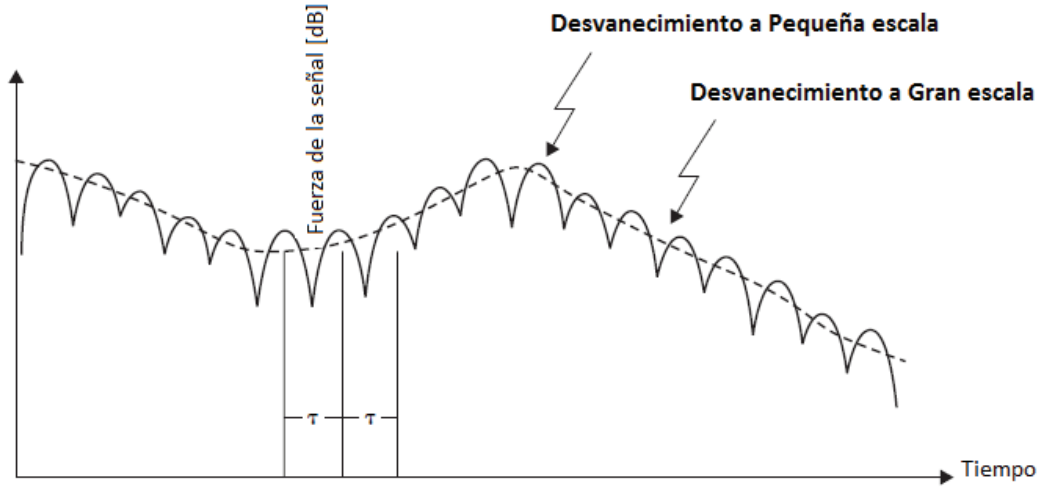


Figura 1.2. Desvanecimiento de la señal [1]

1.1.2.4.1 Desvanecimiento a gran escala

Se conoce como desvanecimiento a gran escala (*Long-Term Fading*) cuando la potencia de la señal fluctúa alrededor de un valor medio, la duración del periodo de fluctuaciones es relativamente grande, y la separación entre el transmisor y el receptor es de hasta miles de metros [1].

El desvanecimiento a gran escala es provocado por el desplazamiento de grandes distancias en el orden del tamaño de la celda, y generalmente es independiente de la frecuencia. En inglés se denomina *shadowing*, cuya traducción es ensombrecimiento debido a que la señal es afectada por obstáculos grandes tales como montañas o edificios [1] [2].

Al seguir un comportamiento estadístico, puede ser modelado con una distribución de probabilidad log-normal [1].

1.1.2.4.2 Desvanecimiento a pequeña escala

Se conoce como desvanecimiento a pequeña escala (*Short-Term Fading*) cuando la potencia de la señal fluctúa rápidamente y la separación entre el transmisor y el receptor es de cientos de metros [1].

El desvanecimiento a pequeña escala se presenta en distancia cercana a media longitud de onda. Por ejemplo, un vehículo en movimiento puede encontrarse con una gran cantidad de estos desvanecimientos en un segundo [1].

Debido a la naturaleza aleatoria, se utilizan propiedades estadísticas para determinar el rendimiento del sistema de comunicación inalámbrico. Por lo tanto, la función de densidad de probabilidad que describe el comportamiento de este desvanecimiento, puede aproximarse a la distribución de Rayleigh si se tiene un ambiente con muchos obstáculos, y a la distribución de Rician si es un ambiente donde la estación base y la estación móvil se encuentran visibles [1].

1.1.2.5 Multitrayectoria

Los retardos multitrayectoria se producen porque la señal transmitida se refleja en varios objetos como edificios, árboles, vehículos, entro otros, los cuales provocan que en el receptor lleguen varias copias de la señal transmitida con diferentes retardos de tiempo [1].

Las señales generadas producto de múltiples reflexiones, siguen un camino distinto antes de llegar al receptor. Dichas señales aleatorias pueden afectar destructiva o constructivamente a otras señales, provocando que parte de la energía de la señal se elimine o se adicione durante un pequeño periodo de tiempo [1].

El ancho de banda de coherencia y el tiempo de coherencia son parámetros a considerar al analizar el efecto multitrayectoria. Se conoce como ancho de banda de coherencia, al rango de frecuencias sobre las cuales la atenuación afecta a todas las componentes de frecuencia de manera idéntica. Mientras, el tiempo de coherencia es el tiempo en el cual el canal es relativamente constante [1].

Debido al esparcimiento del retardo del tiempo generado por los múltiples trayectos que toma la señal, se presentan dos tipos de desvanecimiento de pequeña escala (*fading*), denominados desvanecimiento plano y

desvanecimiento de frecuencia selectiva, los cuales se observan en la Figura 1.3 [10].

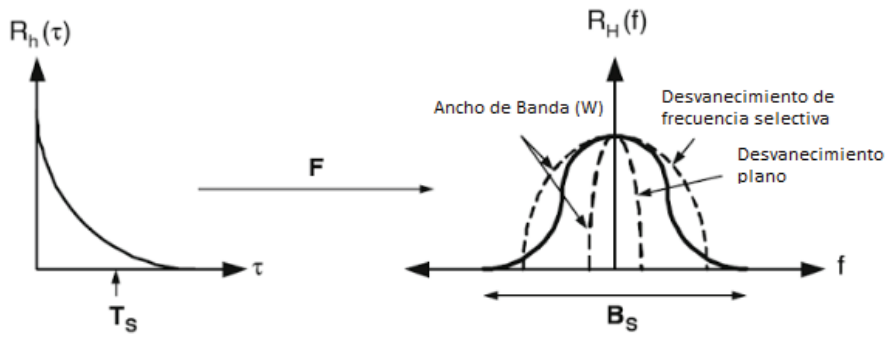


Figura 1.3. Desvanecimiento Plano y Desvanecimiento de Frecuencia Selectiva [11]

1.1.2.5.1 Desvanecimiento plano

El desvanecimiento plano (*Flat Fading*) también es denominado desvanecimiento no selectivo. Es producido cuando todas las componentes de frecuencia de la señal recibida, son afectadas simultáneamente en la misma proporción [10].

Bajo esta situación, el canal presentará una ganancia constante y una respuesta de fase lineal. El ancho de banda de la señal es menor que el del canal, lo que conlleva a que todo el ancho de banda de la señal deseada esté cubierto por el del canal, afectando a todo el espectro por igual como se puede apreciar en la Figura 1.4 [10].

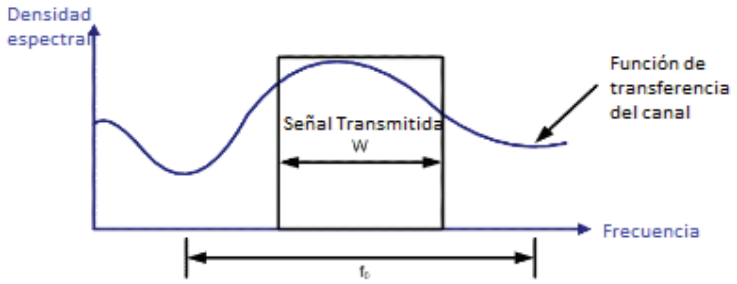


Figura 1.4. Desvanecimiento Plano [12]

Las características espectrales de la señal transmitida se conservan en la señal recibida, sin embargo, el estrechamiento de la señal cambia con el tiempo debido a las variaciones en la intensidad de la señal ocasionada por efecto de la multitrayectoria. Por lo tanto, la dispersión por retardo es menor que el tiempo de

símbolo, y, la amplitud de la señal deseada puede ser descrita por la distribución de Rayleigh [10].

Se puede tratar a este efecto mediante el aumento de la potencia de la señal transmitida, logrando disminuir la tasa de bit errados en el momento que ocurre el desvanecimiento.

1.1.2.5.2 Desvanecimiento de frecuencia selectiva

El desvanecimiento de frecuencia selectiva (*Frequency-selective fading*), ocurre cuando los componentes espectrales de la señal recibida son afectados desproporcionalmente, es decir, ciertos componentes se desvanecerán más que otros al transmitirse por el canal [10].

El canal presenta una ganancia constante y una respuesta de fase linear. El ancho de banda de la señal es mayor que el del canal, por lo que únicamente se atenúa una porción del ancho de banda de la señal deseada, como se puede apreciar en la Figura 1.5 [10].

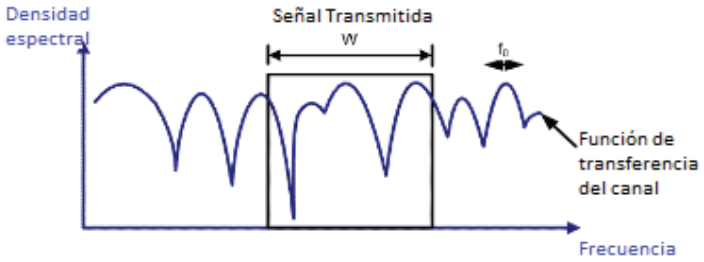


Figura 1.5. Desvanecimiento de Frecuencia Selectiva [12]

En este caso, la señal recibida sufre desvanecimiento y retardos de tiempo debido a los múltiples trayectos que toma la señal, siendo la dispersión por retardo mayor que el tiempo de símbolo. El desvanecimiento es diferente para cada frecuencia, por lo que resulta complicado medir o compensar este efecto [10].

Cabe señalar que los canales con desvanecimiento de frecuencia selectiva producen dispersión, por lo que la señal asociada a un símbolo se desborda en el dominio del tiempo afectando así a los símbolos adyacentes [10].

1.1.2.6 Ensanchamiento Doppler

El ensanchamiento Doppler (*Doppler Spread*), consiste en el esparcimiento de las componentes de frecuencia ocasionado por la rapidez de los cambios del canal en el dominio del tiempo. Principalmente, los factores que provocan estos cambios son la movilidad relativa entre el transmisor y el receptor, y el movimiento de los obstáculos presentes en el canal [3] [10].

Además, en función del ensanchamiento Doppler y considerando la rapidez con la que cambia la señal transmitida en banda base con respecto a los cambios que experimenta el canal, el efecto que se produce sobre la señal puede ser clasificado como desvanecimiento rápido o desvanecimiento lento, cuya diferencia se evidencia en la Figura 1.6 [10].

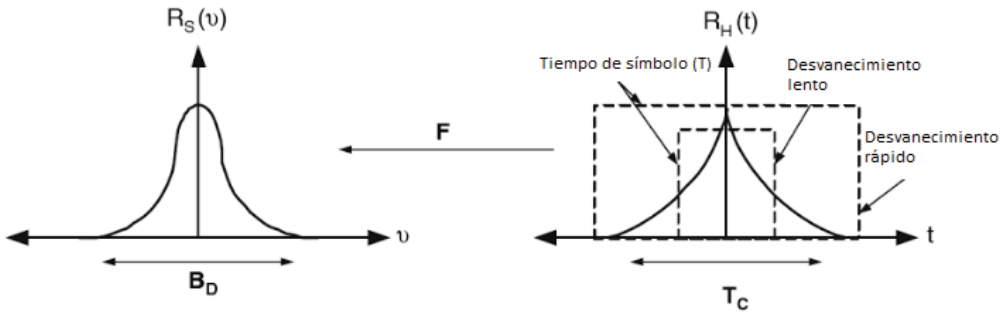


Figura 1.6. Desvanecimiento rápido y desvanecimiento lento [11]

1.1.2.6.1 Desvanecimiento rápido

Se denomina desvanecimiento rápido (*Fast-Fading*), cuando los cambios que experimenta el canal ocurren más rápidamente que la duración de un símbolo, por ende, el tiempo de coherencia del canal es menor que el periodo del símbolo de la señal. Este desvanecimiento es causado por la movilidad del usuario mientras mantiene una comunicación [3] [10].

El desvanecimiento rápido causa dispersión de frecuencia debido a un alto nivel de ensanchamiento Doppler, lo que conlleva a que la señal se distorsione. Al aumentar el esparcimiento Doppler en relación con el ancho de banda de la señal transmitida, se incrementa la distorsión que sufre la señal [10].

Por ejemplo, la señal deseada podría decaer alrededor de unos 40 (dB) cuando el usuario se desplace cortas distancias, ya sea que la persona viaje en carro o

caminando. Este tipo de desvanecimiento generalmente se presenta en zonas urbanas [10].

1.1.2.6.2 Desvanecimiento lento

El desvanecimiento lento (*Slow-Fading*) se produce cuando los cambios que experimenta el canal ocurren a una tasa menor que la tasa de la señal transmitida en banda base, considerando que el canal permanece estático durante uno o algunos intervalos del ancho de banda [3] [10].

Si se analiza en función de la frecuencia, se evidencia que el ensanchamiento Doppler es menor que el ancho de banda de la señal en banda base. Mientras que, si se analiza en el dominio temporal, el tiempo de coherencia del canal es mayor que el periodo de símbolo de la señal [3].

La señal transmitida recorre grandes distancias atravesando en el camino varios obstáculos, por ende, la potencia promedio de la señal recibida genera una forma de onda con cambios lentos. Por otro lado, a una misma distancia del transmisor al receptor, la intensidad de la señal recibida tomará distintos valores, dependiendo de las condiciones ambientales por las que atraviesa. Así también, a la variación de la intensidad se le conoce como desvanecimiento por sombra (*Shadow Fading*), la cual es similar al desvanecimiento lento, ya que a mayor distancia las variaciones son más lentas [10].

1.1.3 MODELAMIENTO DEL CANAL INALÁMBRICO

Al diseñar un sistema de comunicación cuyo medio de propagación es inalámbrico, se deben considerar los efectos de desvanecimiento multitrayectoria, el ruido y demás condiciones que afectan el canal. A continuación, las funciones de distribución que se describen, pretenden estimar las condiciones por las cuales debe atravesar la señal al viajar por el medio, es decir, modelan canales inalámbricos considerando las propiedades del entorno [13].

1.1.3.1 AWGN (Additive White Gaussian Noise)

El canal AWGN, también denominado canal de ruido Blanco, representa la degradación que sufre la señal deseada, debido a la presencia de ruido térmico

existente tanto en el mismo canal, como en los circuitos de transmisión y recepción [13].

Es un modelo de canal simple que consiste en la adición de una señal aleatoria que semeje al ruido térmico, y es bastante exacto para comunicaciones espaciales y transmisiones alámbricas. Por otra parte, resulta insuficiente para transmisiones inalámbricas terrestres, sobre todo si se considera movilidad [13] [14].

1.1.3.2 Log Normal

El modelo de propagación Log Normal permite caracterizar los desvanecimientos producidos por las condiciones atmosféricas, la lluvia, la neblina, los árboles, edificios, los cuales producen un cambio en la potencia media [15] [13].

También se utiliza este modelo de distribución para analizar ambientes interiores (*indoor*), sin línea de vista producidos generalmente cuando la señal penetra paredes, ventanas, etc. [15]

1.1.3.3 Rayleigh

Se tiene una distribución de Rayleigh cuando el ambiente de propagación es sin línea de vista, de tal forma que al receptor llegan múltiples copias de la señal, producto de la multitrayectoria [13]. La función de densidad de probabilidad está descrita por la siguiente ecuación:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)} \tag{1.6}$$

donde, σ es el valor rms de la señal recibida, $\frac{r^2}{2}$ es la potencia instantánea, y σ^2 es el promedio de la potencia local de la señal recibida antes de la detección de la envolvente [1].

El modelo de Rayleigh es útil para ambientes críticos, donde se presenta un gran número de elementos reflectores entre el transmisor y el receptor, como el caso de ambientes externos (*outdoor*) [2] [13].

1.1.3.4 Rician

Se tiene una distribución de Rician cuando se transmite en un ambiente de propagación con línea de vista, en donde la componente de la señal estacionaria dominante está presente. La función de densidad de probabilidad se refleja en la siguiente ecuación:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{r^2+A^2}{2\sigma^2}\right)} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) \tag{1.7}$$

donde, A es la amplitud pico de la señal dominante la cual debe ser mayor que cero, I_0 es la función modificada de Bessel de orden cero. La potencia instantánea es $\frac{r^2}{2}$, siendo r mayor que cero, y σ es la desviación estándar de la potencia local [1].

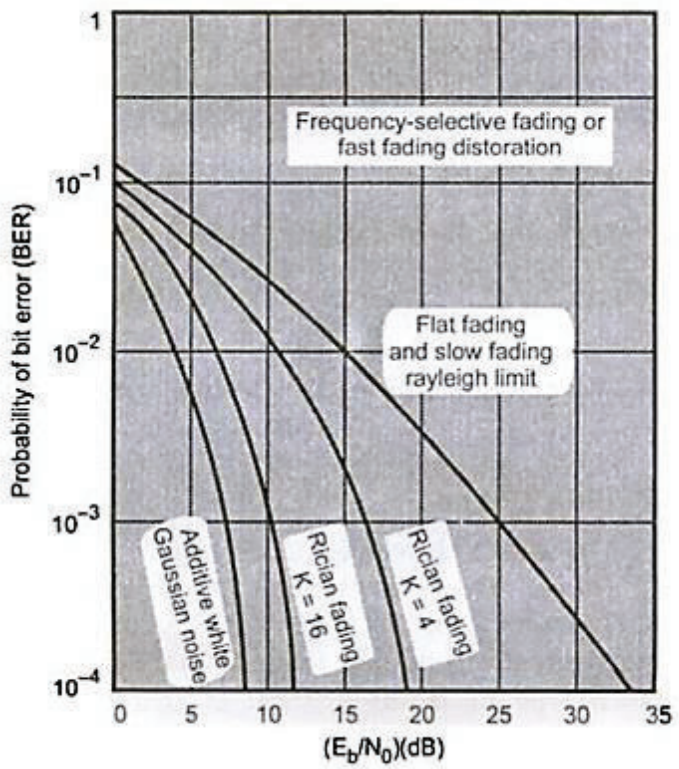


Figura 1.7. Probabilidad de bit errado de acuerdo al modelo del canal [13]

Generalmente, se describe a la distribución de Rician en base al factor K, cuyo valor está regido por la siguiente ecuación:

$$K = 10 \log \frac{A^2}{2\sigma^2} \text{ (dB)} \tag{1.8}$$

El factor K es la relación entre la potencia de la señal dominante y la potencia de las señales reflejadas. En un canal de Rayleigh la potencia de la señal dominante es casi nula por lo que el factor K es cero, mientras, en un canal AWGN la potencia de la señal reflejada es nula por lo que el factor K es sumamente grande. Por otro lado, en un canal Rician con señal dominante fuerte, el factor K está en orden de unidades o decenas [13]. En la Figura 1.7, se puede apreciar la relación entre el factor K y la tasa de bits errados BER (*Bit Error Rate*).

1.1.3.5 Nakagami

La distribución Nakagami, también denominada distribución Nakagami-m, permite caracterizar señal terrestres móviles, ambientes interiores (*indoor*) y radio enlaces ionosféricos[3]. Dependiendo del factor m, la distribución Nakagami se aproxima a las distribuciones de AWGN, Rayleigh, Rician y Media Gaussiana, como se lo puede apreciar en la Figura 1.8 [15].

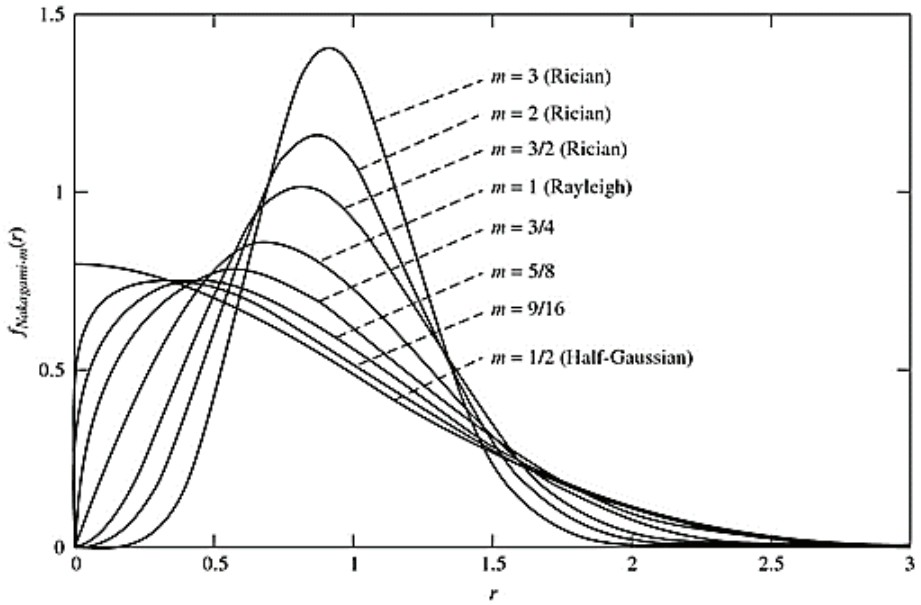


Figura 1.8. Función de densidad de probabilidad de la distribución Nakagami para distintos factores m [15]

La función de densidad de probabilidad que describe a esta distribución se representa en la siguiente ecuación:

[3] Se consideran enlaces ionosféricos cuando la señal es reflejada por la capa ionosfera de la atmósfera terrestre [88].

$$p(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\overline{P_r}}\right)^m r^{2m-1} e^{-m\frac{r^2}{\overline{P_r}}} \tag{1.9}$$

donde, $\overline{P_r}$ es el promedio de la potencia recibida, $\Gamma(.)$ es la función Gamma, y m es la figura de desvanecimiento (*fading figure*) cuyo valor debe ser mayor o igual a ½. La potencia instantánea de la señal recibida es r^2, y satisface la distribución Gamma [16] [17].

Si bien el modelo de distribución Nakagami no es tan conocido como los de Rayleigh y Rician, resulta igualmente útil para modelar desvanecimientos para las comunicaciones móviles [16].

1.1.4 MODELOS DE PROPAGACIÓN

Los modelos de propagación pretenden simular las condiciones del canal por el cual se transmiten las señales. Al hablar de sistemas inalámbricos, y en específico de sistemas celulares, el uso de los modelos de propagación resulta de gran utilidad en el diseño del sistema, ya que determina parámetros como altura de la antena, potencia de transmisión, área de cobertura, entre otros [1].

Algunos factores que se consideran para realizar los modelos de propagación son: regiones montañosas, edificios altos, arboles, vehículos, aviones, y otros obstáculos que pudieran afectar a la señal. Además, se debe tomar en cuenta si la transmisión se realiza en ambientes interiores o exteriores, zonas rurales, urbanas o suburbanas [1] [18].

Actualmente existe una gran variedad de modelos de propagación, los cuales han sido obtenidos en base a mediciones o análisis de los efectos de reflexiones y difracciones que sufre la señal [1].

Los modelos de propagación no logran considerar todas las variaciones que existen en un ambiente real, sin embargo, son de gran utilidad para el diseño de los sistemas de comunicaciones inalámbricos [1]. A continuación, se describen los modelos más utilizados.

1.1.4.1 De espacio libre

El modelo de propagación en espacio libre considera una transmisión con línea de vista entre el transmisor y el receptor. Es decir, se desprecian los obstáculos

que pudieran existir en el trayecto. Este modelo puede ser usado en enlaces de microonda y en comunicaciones satelitales [18].

Según este modelo, la potencia de la señal recibida disminuye en función de la distancia que separa al transmisor del receptor. También dependerá de las ganancias de las antenas, de otras pérdidas asociadas al canal, de la longitud de onda y de la potencia de transmisión [1], tal como lo describe la siguiente ecuación.

$$P_r = \frac{P_t G_b G_m}{L}\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \tag{1.10}$$

donde, P_t es la potencia de la señal en el transmisor, G_b es la ganancia de la antena de la estación base, G_m es la ganancia de la antena del terminal móvil, λ es la logitud de onda de la señal, d es la distancia entre el transmisor y el receptor, y L son otras pérdidas asociadas al canal [1].

1.1.4.2 De dos Rayos

El modelo de dos rayos considera que al receptor llegan dos señales, la señal directa y la señal reflejada, como se observa en la Figura 1.9. Este modelo es de gran utilidad para sistemas de microceldas con línea de vista [18].

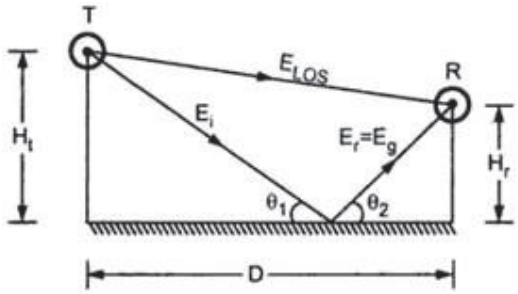


Figura 1.9. Modelo de dos rayos [18]

Para el modelamiento de la propagación se utiliza principios geométricos, donde la señal que llega al receptor es la suma de la señal con línea de vista y la señal reflejada [18].

1.1.4.3 Okumura

El modelo de Okumura es utilizado para describir la propagación de comunicaciones móviles en zonas urbanas. Para el desarrollo de este modelo

se recolectó una gran cantidad de datos experimentales en Tokyo-Japón. Con los resultados se seleccionó las condiciones de propagación y se obtuvo curvas características para zonas urbanas con desvanecimiento plano [1] [18].

Finalmente, se aplicaron factores de corrección para abarcar otras condiciones de propagación, como se puede apreciar en la Figura 1.10. Este factor depende de las alturas de las antenas, la presencia de montañas, mares y lagos, frecuencia de portadora, entre otros [1] [18].

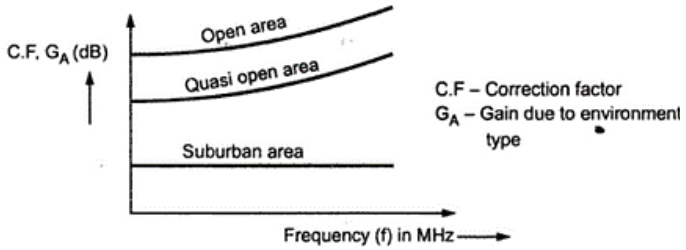


Figura 1.10. Factor de corrección [18]

El modelo de Okumura es un método simple que permite predecir con gran exactitud las pérdidas en ambientes móviles en zonas muy pobladas. Sin embargo, este modelo responde mejor en zonas urbanas que en rurales, puesto que tiene una respuesta lenta para los rápidos cambios en los ambientes [18].

1.1.4.4 Hata

El modelo de Hata plantea fórmulas empíricas que obedezcan a las curvas desarrolladas por el modelo de Okumura. Es por ello, que también se lo denomina modelo de Okumura-Hata y funciona para pérdidas por propagación en transmisiones terrestres móviles [1] [18].

Las fórmulas desarrolladas pueden ser aplicadas a zonas urbanas, suburbanas o rurales. En la Tabla 1.1, se detallan las fórmulas dependientes del tipo de zona. Estas ecuaciones son válidas para frecuencias entre 150 y 1500 (MHz), altura de la antena de la radiobase entre 30 y 200 (m), la altura de la antena del móvil entre 1 y 10 (m), y la distancia entre 1 y 20 (Km) [1] [18].

Cabe señalar que en las fórmulas se expresa la frecuencia en Mega Hertzios, las alturas en metros, y la distancia entre la estación base y el terminal móvil en Kilómetros [1].

Tabla 1.1. Fórmulas para el modelo de propagación Okumura-Hata [1] [18]

Zona Urbana	$L(urbana) = 69.55 + 26.16 \log f_c + (44.9 - 6.55 \log h_b) \log d - 13.82 \log h_b - a(h_m)$ (dB)
	• Ciudades grandes: $a(h_m) = 8.29[\log(1.54h_m)]^2 - 11 \quad \rightarrow \quad f_c \leq 200(\text{MHz})$ $a(h_m) = 3.2[\log(11.57h_m)]^2 - 4.97 \quad \rightarrow \quad f_c \geq 400(\text{MHz})$
	• Ciudades medianas y pequeñas: $a(h_m) = [1.11\, log(f_c) - 0.7]h_m - [1.56\, log(f_c) - 0.8]$
Zona Suburbana	$L(suburbana) = L_{urbana} - 2\left(\log\left(\frac{f_c}{28}\right)\right)^2 - 5.4$ (dB)
Zona Rural	• Cuasi libre $L(rural - cl) = L_{urbana} - 4.78(\log f_c)^2 + 18.33 \log f_c - 35.94$ (dB) • Libre $L(rural - l) = L_{urbana} - 4.78(\log f_c)^2 + 18.33 \log f_c - 40.94$ (dB)

Tabla 1.2. Fórmulas para el modelo de propagación Hata Extendido [1] [18]

Zona Urbana	$L(urbana) = 46.3 + 33.9 \log f_c + (44.9 - 6.55 \log h_b) \log d - 13.82 \log h_b - a(h_m) + C_M(\text{dB})$
	• Ciudades grandes: $C_M = 3(\text{dB})$ $a(h_m) = 8.29[\log(1.54h_m)]^2 - 11 \quad \rightarrow \quad f_c \leq 200(\text{MHz})$ $a(h_m) = 3.2[\log(11.57h_m)]^2 - 4.97 \quad \rightarrow \quad f_c \geq 400(\text{MHz})$
	• Ciudades medianas y pequeñas: $C_M = 0[\text{dB}]$ $a(h_m) = [1.11\, log(f_c) - 0.7]h_m - [1.56\, log(f_c) - 0.8]$
Zona Suburbana	$L(suburbana) = L_{urbana} - 2\left(\log\left(\frac{f_c}{28}\right)\right)^2 - 5.4$ (dB)
Zona Rural	• Cuasi libre $L(rural - cl) = L_{urbana} - 4.78(\log f_c)^2 + 18.33 \log f_c - 35.94$ (dB) • Libre $L(rural - l) = L_{urbana} - 4.78(\log f_c)^2 + 18.33 \log f_c - 40.94$ (dB)

1.1.4.5 Extensión PCS del modelo de Hata

Como su nombre lo indica, este modelo es únicamente una extensión del modelo Hata, cuya diferencia radica en la banda de operación. De tal forma que para este modelo se aceptan frecuencias de 1500 a 2200 (MHz). En la Tabla 1.2, se detallan las fórmulas que rigen para esta condición [18].

1.2 EVOLUCIÓN DE LAS TECNOLOGÍAS CELULARES

A partir de la creación de la primera generación (1G) de telefonía celular a inicios de los años 80, las tecnologías celulares han evolucionado para ofrecer mayores tasas de transmisión y recepción de datos, y a su vez mejores servicios. Un resumen de la evolución de las tecnologías celulares y estándares inalámbricos más importantes, puede ser visualizado en la Figura 1.11.

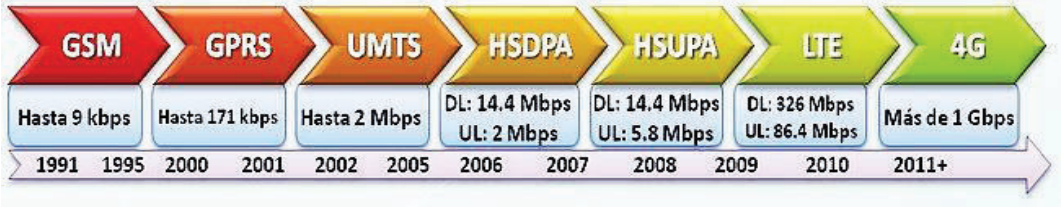


Figura 1.11. Evolución de las Tecnologías Celulares [19]

1.2.1 PRIMERA GENERACIÓN 1G

La primera generación de telefonía celular se introdujo a inicios de los 80's. Las tecnologías 1G consistieron en: AMPS (*Advanced Mobile Phone Service* – Sistema de Telefonía Móvil Avanzado) en USA, TACS (*Total Access Communications Systems* – Sistemas de Comunicaciones de Acceso Total) en Europa, J-TACS (*Japan Total Access Communications Systems* – Sistemas de Comunicaciones de Acceso Total Japonés) en Japón y NMT (*Nordic Mobile Telephone* – Telefonía Móvil Nórdica) en los países nórdicos. Esta generación se caracterizó por ser analógica, y poseer equipos de gran volumen y peso. Además, soporta únicamente el servicio de voz [20].

1.2.2 SEGUNDA GENERACIÓN 2G Y 2.5G

La segunda generación 2G de telefonía se caracterizó por ser digital, e introducir servicios de mensajería SMS (*Short Message Service* – Servicio de Mensaje

Corto) [21] [22]. La tecnología más popular de esta generación fue GSM (*Global System for Mobile Communications* – Sistema Global de Comunicaciones Móviles) en Europa. Otras tecnologías 2G fueron IS-95 (*Interim Standard 95* – Estándar Interno 95), conocida como cdmaONE en USA y D-AMPS (*Digital AMPS* – AMPS Digital) en América del Norte [22].

Las tecnologías de generación 2.5G se desarrollaron para manejar voz y datos, por lo cual GSM evolucionó a GPRS (*General Packet Radio Service* – Servicio General de Paquetes), tecnología en la cual se realizaron cambios en la interfaz aire de GSM. Adicionalmente, GPRS introduce una red *core* en la arquitectura de GSM. La evolución de GPRS se denominó EDGE (*Enhanced Data Rates for GSM Evolution* - Tasas de Datos Mejoradas para la Evolución de GSM), cuya característica principal consiste en ser compatible con las redes GSM y alcanzar tasas de datos superiores [22].

1.2.3 TERCERA GENERACIÓN 3G

A partir de 1999 surgieron las denominadas tecnologías de tercera generación 3G, cuyo objetivo consistió en alcanzar altas velocidades para comunicaciones de voz, datos y multimedia. En ese año, la ITU (*International Telecommunication Union* - Unión Internacional de Telecomunicaciones), decide crear un estándar global de comunicaciones, que normalice las especificaciones técnicas de las tecnologías de tercera generación, para lo cual creó el IMT-2000 (*International Mobile Telecommunications System 2000* - Sistema de Telecomunicaciones Móvil Internacional 2000). El IMT-2000, define las especificaciones para las interfaces radio: *IMT Direct Spread* (IMT-DS) conocida como WCDMA[4], *IMT Multicarrier* (IMT-MC) conocida como CDMA2000[5], *IMT Time Code* (IMT-TC) conocida como TD-SCDMA[6], *IMT Single Carrier* (IMT-SC) conocida como UWC-136[7], e *IMT Frecuency Time* (IMT-FT) conocida como DECT[8]. El 3GPP (*3rd*

---

[4] WCDMA es posteriormente utilizado como la Interfaz Radio de la tecnología UMTS, por lo cual es conocida como UTRA FDD [24].
[5] CDMA2000 consiste en la evolución de la tecnología celular 2G IS-95 [83].
[6] TD-SCDMA es la versión de banda estrecha del estándar UTRA TDD. Dentro del grupo 3GPP, se la conoce como LCR (*Low Chip Rate*) [25].
[7] UWC-136 es una interfaz aire conocida como EDGE. Está basada en TDMA, y se derivada de los estándares celulares de segunda generación IS-54 e IS-136 [24] [83].
[8] DECT es un estándar desarrollado por el ETSI (Instituto Europeo de Normas de Telecomunicaciones), y está basado en la combinación de FDMA, TDMA y TDD [83].

Generation Partnership Project - Proyecto Asociación de Tercera Generación) se formó para coordinar el proceso de desarrollo de los estándares 3G, basados en la interfaz radio UTRA[9] (*Universal Terrestrial Radio Access* – Radio Acceso Universal Terrestre) y en los avances de la tecnología GSM [22] [23] [24] [25].
Como principal tecnología 3G, se desarrolló UMTS (*Universal Mobile Telecomunications System* - Sistema de Telecomunicaciones Móviles Universal) a partir de GSM. UMTS cambia la interfaz aire de GSM a WCDMA, la cual es denominada también UTRA FDD por el 3GPP [22].

1.2.4 EL CAMINO A CUARTA GENERACIÓN 4G

A través de los años el comité 3GPP, ha lanzado actualizaciones denominadas "*Releases*" de las tecnologías celulares, a partir de las mejoras de GSM, GPRS y EDGE. En la Figura 1.12 se observa un resumen de la evolución de los *Releases* del 3GPP hasta la actualidad [26].

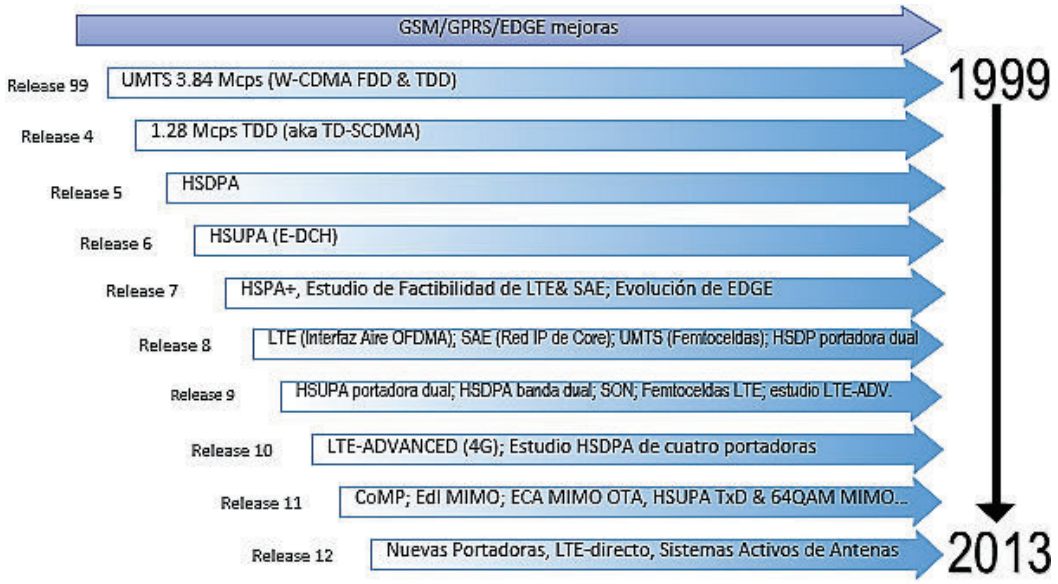


Figura 1.12. Evolución de los Releases del 3GPP [27]

La evolución de las tecnologías celulares ha crecido en función del requerimiento de los usuarios, hasta llegar a las tecnologías celulares de generación 3.5G y cuarta generación 4G. LTE es considerada como una tecnología anterior a 4G, y se basa en el *Release* 8 del 3GPP, publicado en el 2008. Tanto LTE como LTE-

[9] UTRA consiste en la tecnología de radio acceso usada por el 3GPP. La red de radio acceso universal terrestre es conocida como UTRAN [84].

Advanced han sido desarrollados por el comité 3GPP, a partir de tecnologías como UMTS y HSPA (*High-Speed Packet Access* – Acceso a Paquetes de Alta Velocidad). Por otro lado, las tecnologías de cuarta generación son aquellas que cumplen las especificaciones IMT-Advanced[10] como son: LTE-Advanced y WiMAX 2.0 [28].

En la Figura 1.13 se visualiza la evolución de los *Releases* del 3GPP para LTE y LTE-Advanced.

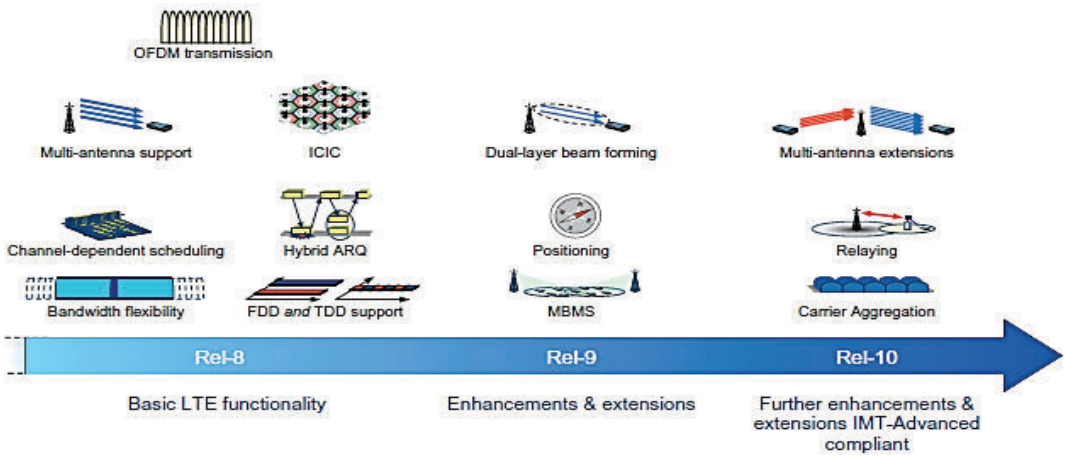


Figura 1.13. Evolución de LTE [20]

1.3 LTE (LONG TERM EVOLUTION)

LTE (*Long Term Evolution*) es una tecnología que fue estandarizada por el 3GPP en base a las tecnologías UMTS y HSPA. El proceso de estandarización de LTE se completó en el 2008 con el *Release* 8 del 3GPP. LTE se creó para mejorar las prestaciones de tecnologías anteriores creadas por el 3GPP y ofrecer una solución en cuanto al crecimiento y congestión de las redes con tecnologías 3G [29] [30].

Esta solución comprende la utilización de OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) y SC-FDMA (*Single Carrier - Frequency Division Multiple Access*) como los métodos de acceso de la interfaz radio, así como también esquemas de modulación y codificación que permiten obtener una alta

[10] IMT-Advanced es un estándar creado por la ITU en el 2012. Este estándar es la base para desarrollar futuras generaciones de tecnologías celulares según tres principios: altas tasas de datos, servicio de mensajería unificado y multimedia de banda ancha mediante nuevos servicios interactivos [82].

eficiencia espectral, y la introducción de técnicas de transmisión multi-antena MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*). LTE optimiza el manejo del tráfico de datos mediante la conmutación de paquetes IP (*Internet Protocol*), tomando en cuenta los niveles de calidad de servicio QoS (*Quality of Service*). Además, ofrece mejoras en cuanto a movilidad y cobertura [29] [30].

La Tabla 1.3 muestra las especificaciones generales de LTE para *uplink*, *downlink* y para el sistema:

Tabla 1.3. Especificaciones de LTE [21]

		Release 8	**Comentarios**
DOWNLINK	Velocidad de Transmisión	> 100 (Mbps)	LTE con 20 (MHz) FDD, y MIMO 2x2.
	Eficiencia Espectral	> 5 (bps/Hz)	
	Eficiencia Espectral promedio en la celda	> 1.6-2.1 (bps/Hz/celda)	LTE con MIMO 2x2.
	Eficiencia Espectral en el borde de la celda	>0.04-0.06 (bps/Hz/usuario)	Se asumen 10 usuarios por celda.
	Eficiencia Espectral en *Broadcast*	> 1 (bps/Hz)	Portadoras dedicadas en modo *Broadcast*.
UPLINK	Velocidad de Transmisión	> 50 (Mbps)	LTE con 20 (MHz) FDD, y una antena transmisora
	Eficiencia Espectral	> 2.5 (bps/Hz)	
	Eficiencia Espectral promedio en la celda	> 0.66-1.0 (bps/Hz/celda)	LTE con una antena transmisora
	Eficiencia Espectral en el borde de la celda	>0.02-0.03 (bps/Hz/usuario)	Se asumen 10 usuarios por celda.
SISTEMA	Latencia	< 10 (ms)	Referencia Estándar
	Latencia en la conexión	< 100 (ms)	Cambio de Estado
	Ancho de Banda Escalable	1.4-20 (MHz)	Requerimiento inicial empieza en 1.25 (MHz)
	Capacidad VoIP	> 60 (sesiones/MHz/celda)	

Algunos de los requerimientos de la tecnología LTE son mencionados a continuación [21] [31].

- Velocidades de transmisión superiores a las tecnologías anteriores pertenecientes al 3GPP, para enlace ascendente y descendente respectivamente.
- Mejor rendimiento, eficiencia y flexibilidad del espectro para el usuario del sistema.
- Optimización del consumo de potencia de los terminales móviles.
- Minimización de retardos en el establecimiento de la conexión y en la transmisión de información.
- Arquitectura de red Simplificada.
- Uniformidad en la prestación de servicios mediante el aumento de la tasa de bits en el borde de la celda.
- Buen nivel de seguridad y movilidad. Se incluye además un manejo de movilidad entre diferentes tecnologías (GSM y WCDMA).

1.3.1 CARACTERÍSTICAS DE LTE

1.3.1.1 Movilidad

El mayor rendimiento del sistema se obtiene con bajas velocidades de los terminales, entre 0 y 15 (Km/h). Para velocidades mayores existe una pequeña degradación de la señal, es así que, para velocidades mayores a 120 (Km/h) el sistema debe ser capaz de mantener la conexión. Además, la máxima velocidad de los terminales móviles que LTE puede manejar es 350 (Km/h) o 500 (Km/h), según la banda de frecuencia. El *handover* entre celdas es posible con mínimo retardo y confiabilidad de la transmisión de datos [21] [32].

1.3.1.2 Cobertura

Se puede tener escenarios típicos con celdas cuyos radios superan los 5 (Km). Para celdas con radios superiores a 30 (Km), existe una ligera degradación de la señal, mientras que las celdas con radios superiores a 100 (Km) no están especificadas en LTE [32].

1.3.1.3 Acceso Múltiple

La tecnología LTE especifica los métodos de acceso OFDMA para *downlink* y SC-FDMA para *uplink*. Estas técnicas de acceso le permitirán establecer la

comunicación entre el teléfono móvil y la estación base en la interfaz radio de LTE [30]. Más adelante, se explica detalladamente el funcionamiento de los dos métodos de acceso de la interfaz radio.

1.3.1.4 Nueva Arquitectura de Red

Dadas las mejoras que LTE introduce respecto a tecnologías anteriores, el 3GPP introduce una nueva y avanzada arquitectura de red denominada EPS (*Evolved Packet System*). El objetivo de esta arquitectura de red es ser escalable ante el incremento de tráfico en la red, y minimizar la latencia mediante la reducción de elementos en la red [31].

1.3.1.5 Técnicas de transmisión Multi-Antena (MIMO)

LTE incluye el soporte para las técnicas de transmisión multi-antena denominadas MIMO, que describen la transmisión/recepción de diversas antenas, lo cual mejora las características del sistema LTE. Las ventajas que MIMO ofrece son: aumento de la capacidad de usuarios por celda, incremento del área de cobertura, y mejora de la velocidad de transmisión a nivel de usuario. MIMO se implementa a nivel de la interfaz radio de LTE, y permite una utilización eficiente de la misma [23].

LTE establece varios esquemas MIMO para UL y DL. En la Tabla 1.4, se observan las distintas técnicas MIMO soportadas en LTE.

Tabla 1.4. Esquema MIMO en LTE [29]

Enlace	Esquema MIMO
Downlink	1 × 2, 2 × 2, 4 × 2, 4 × 4
Uplink	1 × 2, 1 × 4

1.3.1.6 Soporte MBMS (Multimedia Broadcast Multicast Service)

LTE ofrece la posibilidad de realizar transmisiones *Multicast/Broadcast*, esto implica que la información es provista paralelamente sobre múltiples terminales móviles. Además, permite tener servicios multimedia MBMS (*Multimedia Broadcast Multicast Service*), y llamadas de voz simultáneamente [32].

LTE utiliza una red de frecuencia única MBSFN para soportar un servicio MBMS, el cual proporciona servicios multimedia con altas velocidades de datos, como

son: televisión, radiodifusión y *streaming* de audio y video. Para modo *broadcast* se requiere una eficiencia espectral mínima de 1 (bit/s/Hz) [33] [28].

1.4 ARQUITECTURA DE RED LTE

LTE fue diseñada para manejar servicios de conmutación de paquetes. La arquitectura de LTE se denomina Sistema Evolucionado de Paquetes EPS, y sus componentes fundamentales son: la red de acceso E-UTRAN (*Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network*), la red troncal EPC (*Evolved Packet Core*), y el Equipo de Usuario UE (*User Equipment*) [28] [23]. Cada una de estas partes posee su arquitectura propia, y se enlazan mediante las interfaces Uu, S1 y SGi [22].

La interfaz entre la red de acceso E-UTRAN y la red troncal EPC, es denominada S1. En cambio, la interfaz que enlaza el equipo de usuario y la red de acceso E-UTRAN por el canal de radio, se denomina interfaz Uu, E-UTRAN Uu o Interfaz Radio. Por otro lado, la interfaz SGi interconecta plataformas de servicios y redes externas, con la red troncal EPC [23].

En la Figura 1.14 se observa la arquitectura de LTE, así como sus componentes y las interfaces que los interconectan.

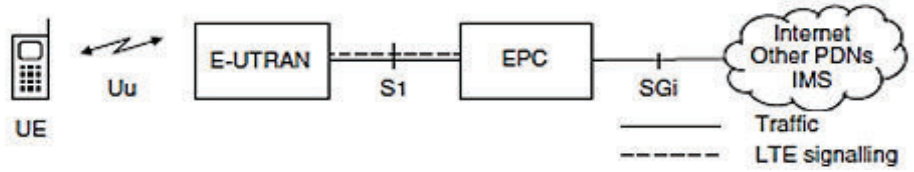


Figura 1.14. Arquitectura del Sistema LTE [22]

La arquitectura EPS proporciona servicios de transferencia de paquetes IP. "Un servicio de transferencia de paquetes IP ofrecido por la red LTE entre el equipo de usuario y una red externa, se denomina servicio portador EPS (*EPS Bearer Service*). La parte del servicio de transferencia de paquetes que proporciona la red de acceso E-UTRAN, se denomina E-UTRAN *Radio Access Bearer* (E-RAB[11])" [23].

[11] Un servicio portador completo E-RAB, se compone de un servicio portador de radio RaB y un servicio portador S1 [19].

1.4.1 EQUIPO DE USUARIO (UE)

En LTE, un equipo de usuario UE se compone de una tarjeta inteligente, y un equipo de comunicaciones denominado Equipo Móvil (ME). Un ME se divide a su vez en dos entidades: Terminación Móvil (MT), y Equipo Terminal (TE) [23] [22]. La estructura de un equipo de usuario se detalla en la Figura 1.15 a continuación.

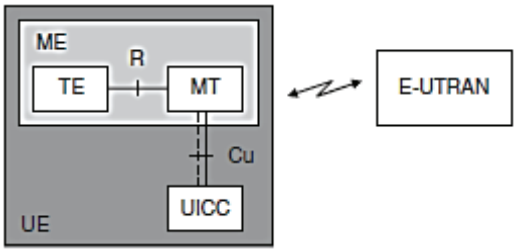


Figura 1.15. Equipo de Usuario en LTE [22]

El ME permite la comunicación con la red celular, y la interacción con los servicios de red. La MT se encarga de las funciones de comunicación, mientras, un TE se encarga de la interacción con el usuario [23] [22].

Por otro lado, la tarjeta inteligente denominada UICC (*Universal Integrated Circuit Card*), almacena la información de usuario, como el número e identidad del usuario en la red. Además, engloba un módulo de suscripción de usuario SIM (*Subscriber Identity Module*) o USIM (*UMTS SIM*) [23] [22].

Tabla 1.5. Categorías de los Equipos de Usuario en LTE Release 8 [31]

Categoría	Vtx pico DL (Mbps)	Vtx pico UL (Mbps)	Modulación DL	Modulación UL
1	10	5	QPSK 16QAM 64QAM	QPSK 16QAM
2	50	25		QPSK 16QAM
3	100	50		QPSK 16QAM
4	150	50		QPSK 16QAM
5	300	75		QPSK 16QAM 64QAM

1.4.1.1 Categorías de Equipos de Usuario (UE-Categories)

LTE clasifica los equipos de usuario en categorías según la capacidad, la velocidad de transmisión, las tecnologías que soportan, entre otras características. Las especificaciones del *Release* 8 de LTE para los equipos de usuario, agrupados en *UE-Categories*, son detalladas en la Tabla 1.5.

1.4.2 RED DE ACCESO E-UTRAN

La red de acceso E-UTRAN, maneja la radio comunicación entre el equipo de usuario y la red troncal EPC. Asimismo, es la responsable del Manejo de los Recursos de Radio RRM (*Radio Resource Management*), relacionado con la asignación dinámica de recursos y con el control, admisión y movilidad de las portadoras radio RaB (*Radio Bearers*). Adicionalmente, posee otras funciones que añaden eficiencia a la interfaz radio de LTE como son: compresión de la cabecera de los paquetes IP, funciones de seguridad (mediante encripción de datos), codificación, modulación y posicionamiento de los equipos de usuario [21].

E-UTRAN se compone solamente de e-Nodos B (eNB), y se conecta con otros componentes de la arquitectura de LTE, mediante las interfaces: Uu, S1 y X2 [22] [23].

En la Tabla 1.6 se observan los componentes de E-UTRAN.

Tabla 1.6. Entidades de red e interfaces de E-UTRAN [23]

Componentes E-UTRAN	Denominación	Descripción
Entidad de Red	Evolved NodeB	Estación Base
Interfaces	Uu, LTE Uu, E-UTRAN Uu o Interfaz Radio	Conecta eNB y UE
	X2	Conecta eNBs
	S1-MME	Conecta eNBs y MME
	S1-U	Conecta eNBs y S-GW

En la Figura 1.16 se visualiza el diagrama de la red de acceso E-UTRAN y las interfaces que lo conectan.

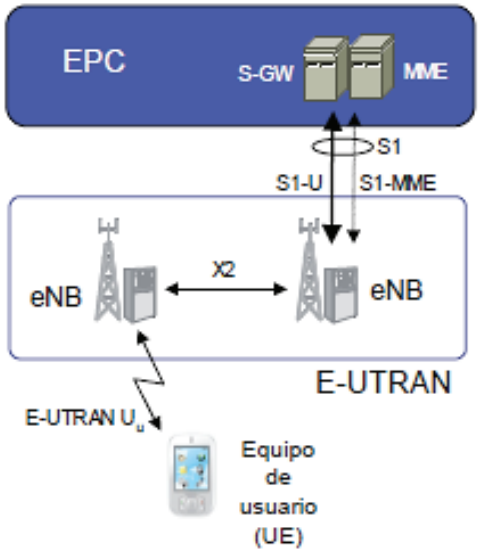


Figura 1.16. Red de Acceso E-UTRAN en LTE [23]

1.4.2.1 Evolved NodeB (E-NodeB o eNB)

Un eNB, consiste en una estación base que gestiona los recursos radio. “El eNB realiza la transmisión de los paquetes IP hacia/desde los equipos de usuario, junto con los mensajes de señalización necesarios para controlar la operación de la interfaz radio. El servicio de transferencia de paquetes IP entre un eNB y un equipo de usuario se denomina servicio portador radio (RaB)” [23].

Algunas de sus principales características son:

- Manejo dinámico de los recursos radio [23].
- Responsable de la transmisión y recepción de mensajes en la interfaz radio. Por lo tanto, transmite información a los móviles mediante *downlink*, y recibe transmisiones de los mismos a través de *uplink*. Por ejemplo, transmite en *downlink* la información del sistema mediante transmisiones *broadcast* a todos los terminales de su área de cobertura [22] [34].
- Control de la operación de los móviles en la red celular, mediante mensajes de señalización [22].

- Manejo de una o varias celdas. Generalmente se utiliza sectorización, por ende un eNB maneja celdas y sectores [23].

1.4.2.2 Interfaz Uu, LTE Uu, E-UTRAN Uu o Interfaz Radio

La interfaz Uu, LTE Uu, E-UTRAN Uu o Interfaz Radio, permite la comunicación entre el equipo de usuario y la red de acceso E-UTRAN por el canal de radio. Además, admite tres tipos de transmisión de la información: transmisión *broadcast* de señalización de control, transmisión de paquetes IP y transmisión de señalización de control dedicada. La transmisión de señalización dedicada permite la gestión de los servicios portadores radio, y es soportada gracias al protocolo de Control de los Recursos Radio RRC (*Radio Resource Control*) [23].

Más adelante, se detallarán las características y el funcionamiento de la Interfaz Radio de LTE.

1.4.2.3 Interfaz X2

Las interfaces X2 conectan eNBs entre sí, y permiten la transmisión de la información de usuario y de señalización entre eNBs. De igual manera, permite que exista movilidad entre celdas vecinas. Generalmente, es utilizada para reenvío de paquetes y transmisión de mensajes de señalización durante procesos de *handover* [20] [22] [23].

1.4.2.4 Interfaz S1

Como se mencionó anteriormente, la interfaz S1 conecta la red de acceso E-UTRAN con la red troncal EPC. S1 se segmenta en dos interfaces distintas: S1-MME para el plano de control[12], y S1-U para el plano de usuario[13]. La interfaz S1-U permite la transmisión de datos entre los eNBs, y la entidad S-GW (*Serving Gateway*) de la red troncal EPC.

Por otro lado, la interfaz S1-MME lleva los mensajes de señalización para la Entidad de Manejo de la Movilidad MME (*Mobility Management Entity*) de la red troncal EPC [23].

---

[12] El plano de control, maneja las funciones para la operación de una interfaz [23].
[13] El plano de usuario, permite el envío de tráfico de usuario a través de una interfaz [23].

1.4.3 RED TRONCAL EPC

La red troncal EPC es la encargada de la gestión: del coste mensual de cada usuario, de suscriptores, de movilidad, de portadora, y de calidad de servicio. Además, realiza el control de datos de usuario y la interconexión con redes externas [23].

El núcleo de la red troncal se compone por tres entidades de red: entidad MME, entidad S-GW, y un nodo de enrutamiento a redes externas P-GW (*Packet Data Network Gateway*) [30]. Las entidades mencionadas y la base de datos principal del sistema HSS (*Home Subscriber Server*), permiten la conectividad IP de los equipos de usuario conectados mediante la red de acceso E-UTRAN, y redes externas conectadas a la red troncal EPC [23].

La señalización AS *(Access Stratum)* hace referencia a la conexión entre la red de acceso E-UTRAN y el equipo de usuario, mientras la señalización NAS *(Non Access Stratum)* hace referencia a la conexión entre la red troncal EPC y el equipo de usuario [20].

En la Figura 1.17 se observa el diagrama de una troncal EPC y las interfaces que lo conectan.

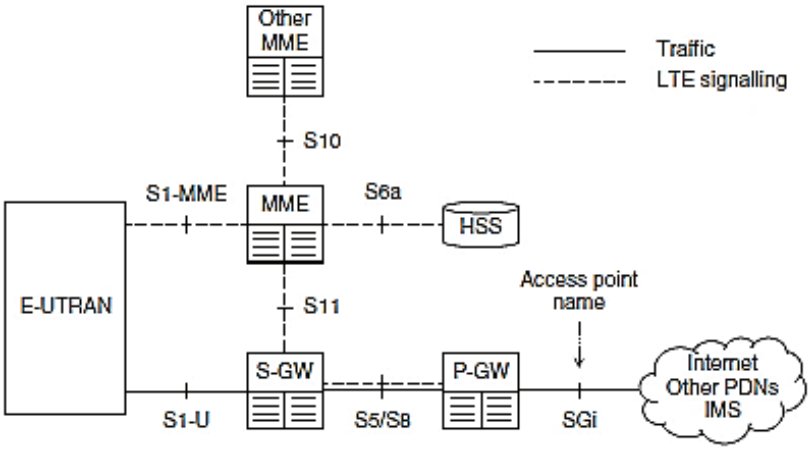


Figura 1.17. Red troncal EPC en LTE [22]

En la Tabla 1.7 se detallan los componentes de la red troncal EPC.

Tabla 1.7. Entidades de red e interfaces de EPC [23]

Componentes EPC	Nombre	Descripción
Entidades de Red	MME	Es un nodo que canaliza el plano de control de la red LTE. Controla el funcionamiento del móvil mediante mensajes de señalización no relacionados a las comunicaciones de radio. Es responsable de la conexión y liberación de las portadoras de un terminal, se encarga del cambio de estados, y del manejo de las claves de seguridad [20] [22].
	S-GW	Punto de anclaje del plano de usuario en la red troncal. Permite la movilidad del equipo de usuario entre eNBs y entre sistemas con distintas tecnologías 3GPP. Se encarga de manejar la información y estadísticas necesarias para el balanceo de carga, y de encaminar el tráfico de los equipos de usuario hacia la entidad P-GW y viceversa [20].
	P-GW	Permite la conexión con redes externas PDN (*Packet Data Network*), y la movilidad de un equipo de usuario con sistemas no 3GPP, conectados a la EPC. Maneja la asignación de direcciones IP a los terminales móviles. Se encarga del manejo de la QoS de acuerdo a la entidad PCRF (*Policy and Charging Rules Function),* y del control de la tarifación a los servicios portadores [20] [23].
Entidades de Red comunes a las redes 3GPP	HSS	Base de datos global del sistema, contiene los datos de subscripción de los usuarios. Almacena: identificadores universales del usuario IMSI[14] (*International Mobile Subscriber Identity*), identificadores de servicio MSISDN[15] *(Mobile Station ISDN*), información de seguridad y cifrado, información de localización del usuario, e información necesaria para la provisión de servicios [23].

[14] IMSI: Es un identificador único por abonado móvil ubicado en la tarjeta SIM, que facilita el *roaming* mundial. Está compuesto de 15 dígitos, tres para identificar el país, dos para identificar la red móvil y 10 para identificar el MSIN (Número de Identificación del Subscriptor Móvil) [85] [86].

[15] MSISDN: Hace referencia al número telefónico del abonado en la ISDN (Red Digital de Servicios Integrados). Se utiliza para el encaminamiento de las llamadas. Se compone de 2 a 3 dígitos del código del país, 2 a 3 dígitos del operador de la red, y del número de abonado [54].

Componentes EPC	Nombre	Descripción
	PCRF	Elemento central del sistema de control del uso de la red y de tarificación.
	OCS	Nodo de control para la provisión de servicios que requieren tarificación online
	OFCS	Nodo de recogida de la información de tarificación para su posterior transferencia al sistema de facturación.
Interfaces	S1-MME	Conecta eNBs y MME
	S1-U	Conecta eNBs y S-GW
	SGi	Conecta P-GW y Redes externas
	S6a	Conecta y MME HSS
	S5/S8	Conecta P-GW y S-GW
	S11	Conecta MME y S-GW
	S10	Conecta MME y MME
	Señali-zación NAS	Conecta UE y MME

1.5 TÉCNICAS DE ACCESO A LA INTERFAZ RADIO DE LTE

El *Release* 8 de LTE define a OFDMA y SC-FDMA, como las técnicas usadas para transmisión en la capa física de la interfaz radio a la red de acceso, para el enlace *downlink* y *uplink* respectivamente, como se aprecia en la Figura 1.18. Se adoptaron estas técnicas debido a la eficiencia espectral y a la robustez que presentan frente a los problemas inherentes de los canales inalámbricos móviles.

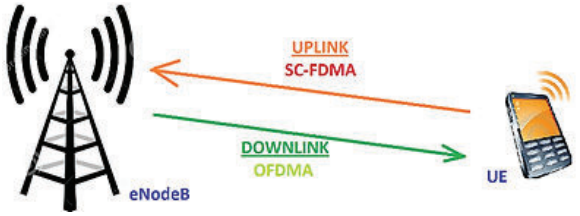


Figura 1.18. Técnicas de acceso usadas en LTE

1.5.1 OFDMA (ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLE ACCESS)

OFDMA es la técnica utilizada para el enlace descendente (*downlink*) en redes LTE. Se basa en OFDM, cuyo principio básico es el uso de la ortogonalidad para transmitir pequeñas porciones de los datos en subportadoras ortogonales, muy cercanas la una de la otra, con la finalidad de suprimir la interferencia de canal adyacente. Como se visualiza en la Figura 1.19, cada subportadora alcanza su máxima amplitud cuando las demás subportadoras están en cero, por tal motivo no interfieren entre sí.

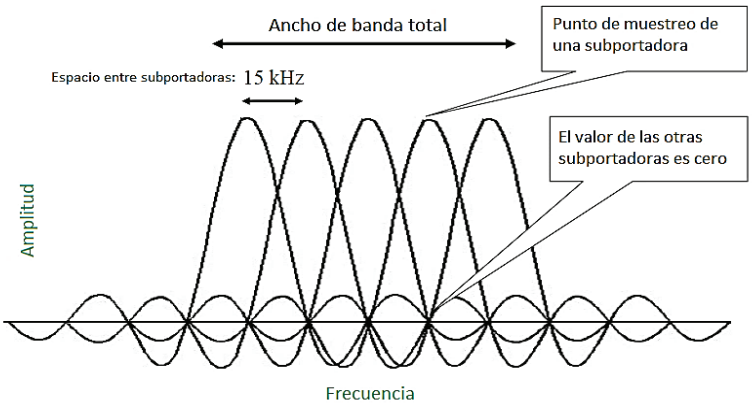


Figura 1.19. Espectro de una señal OFDM [31]

La ortogonalidad entre subportadoras permite el uso eficiente del espectro de frecuencia, de tal forma que se puede colocarlas cercanamente en el espectro (espacio entre subportadoras de 15 (KHz)), sin riesgo de provocar interferencia con otras subportadoras [22]. Como se observa en la Figura 1.20, se sobrelapan las subportadoras guardando el principio de ortogonalidad, en consecuencia, se reduce significativamente el uso del espectro [21].

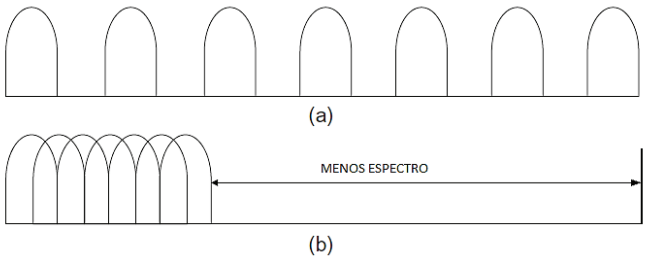


Figura 1.20. Eficiencia espectral de transmisión multiportadora (a) comparada con OFDMA (b) [21]

En OFDM se asignan todas las subportadoras de un símbolo para un usuario en un intervalo de tiempo, mientras, en OFDMA se reparten dichas subportadoras para varios usuarios con el fin de transmitir simultáneamente sus datos, cumpliendo así con su característica de acceso múltiple.

Por otro lado, en OFDMA se realiza asignación dinámica de recursos, es decir, no se reparten las subportadoras en orden sino según se requiera, con el fin de mejorar la utilización del canal. Como se observa en la Figura 1.21, en OFDM el recurso compartido es el tiempo, mientras en OFDMA son el tiempo y la frecuencia. En consecuencia, la estación base se comunica con mayor cantidad de usuarios móviles al mismo tiempo, mejorando la eficiencia espectral del sistema y minimizando los problemas de desvanecimiento e interferencia intersímbolo (ISI)[16].

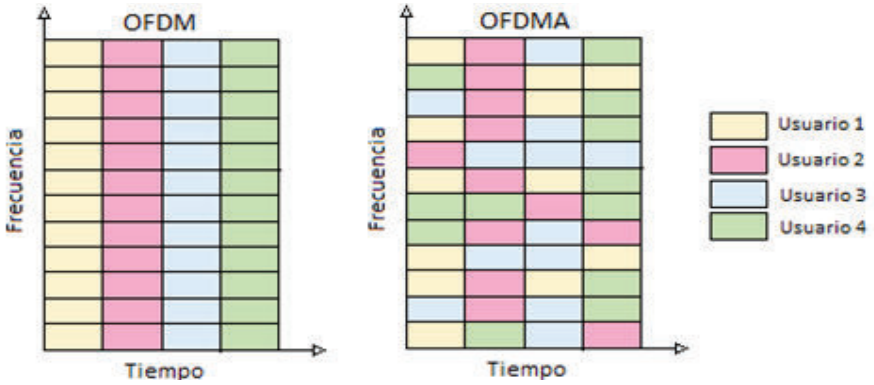


Figura 1.21. Asignación de recurso en OFDM y OFDMA [35]

El Indicador de la Calidad del Canal CQI (*Channel Quality Indicator*) está constantemente revisando la calidad del canal. Por consiguiente, su utiización en conjunto con las subportadoras, permite que la estación base determine la modulación y tasa de codificación que el móvil requiere. El transmisor OFDMA utiliza esta técnica para minimizar el impacto del desvanecimiento dependiente del tiempo y de la frecuencia [22].

A mayor velocidad de transmisión, los efectos provocados por el canal inalámbrico son mayores, por ende, OFDMA reparte los datos en diferentes subportadoras a fin de disminuir la tasa de símbolo de cada subportadora, y

[16] Interferencia Intersímbolo (ISI): sucede cuando un símbolo experimenta interferencia de otros símbolos, debido a los retardos que sufrieron al viajar por el canal inalámbrico, generalmente ocasionados por las múltiples trayectorias que toma la señal.

aumentar el tiempo de duración del símbolo. De esta forma, se logra reducir significativamente los niveles de interferencia intersímbolo, y los errores en el receptor. Cabe señalar que esta reducción es proporcional al número de subportadoras [22] [32].

El tiempo de duración de un símbolo OFDMA es relativamente largo, y, al combinarse con el prefijo cíclico, provee un alto grado de robustez frente a canales con desvanecimiento de frecuencia selectiva.

La inserción de un tiempo de guarda antes de cada símbolo garantiza que las subportadoras mantengan la ortogonalidad. Adicionalmente, el prefijo cíclico rellena el tiempo de guarda con los últimos bits del símbolo siguiente como se aprecia en la Figura 1.22. De esta forma, el receptor tiene mayor confianza en la lectura de información, y se superan los efectos multitrayectoria del canal [22].

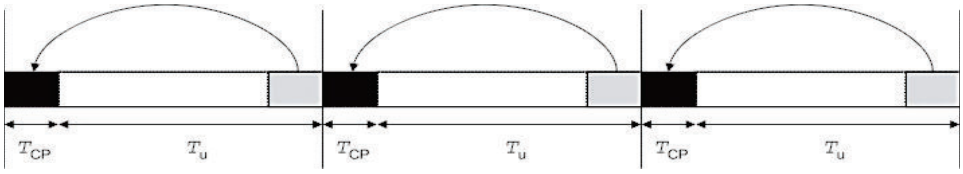


Figura 1.22. Inserción del prefijo cíclico [21]

Adicionalmente, el uso de OFDMA permite la sencilla implementación de MIMO, una técnica que aumenta la capacidad del enlace, haciendo uso de la multitrayectoria. Esto se consigue mediante la precodificación de la señal transmitida por las diferentes antenas, dando a cada una diferente ponderación con el fin de maximizar la relación Señal a Ruido (*Signal to Noise Ratio - SNR*) [31].

En la Figura 1.23, se aprecia el diagrama de bloque del transmisor y receptor OFDMA. En el enlace descendente, el transmisor es la estación base y el receptor es el terminal móvil [22].

En el transmisor, los bits de cada usuario son convertidos a símbolos mediante el esquema de modulación más adecuado para cada terminal. A continuación, los símbolos producidos de la modulación, pasan al conversor serie a paralelo para realizar la dividisión en subtramas dependiendo la tasa de datos requerida por el móvil [22].

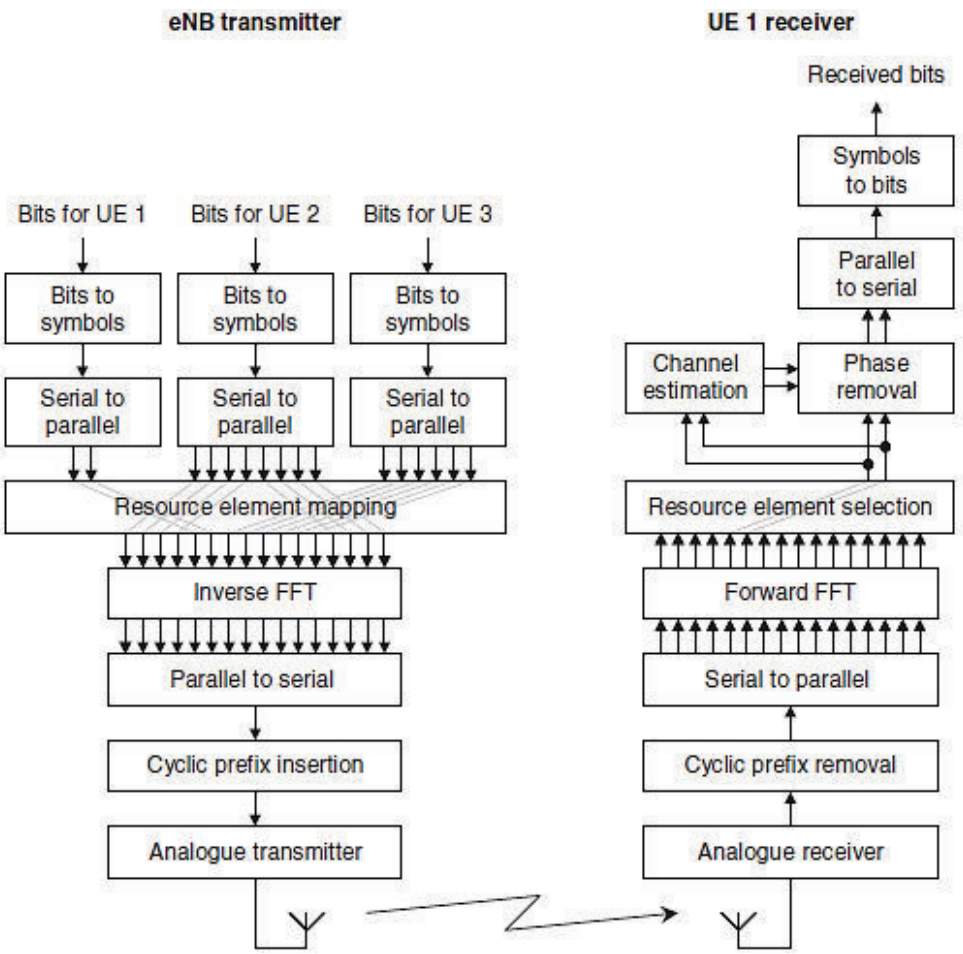


Figura 1.23. Diagrama de bloques de un transmisor y receptor OFDMA [22]

Después del conversor serie a paralelo, se realiza el mapeo de recursos para seleccionar la subportadora sobre la cual se enviará la subtrama. Posteriormente, se aplica la transformada inversa de Fourier para pasar del dominio de frecuencia al dominio del tiempo. Finalmente, se realiza la conversión paralelo a serie, y se inserta el prefijo cíclico para realizar la transmisión analógica. Cabe señalar que en el terminal móvil se realiza el proceso inverso para recibir la señal [22].

OFDMA presenta una relación de potencia pico promedio (PAPR) de la señal transmitida elevada. Esto se debe a que para algunas secuencias existen múltiples subportadoras que están en fase, y al sumarse se producen picos muy grandes, lo que a su vez produce que la señal en el dominio del tiempo tenga un rango dinámico alto después del proceso de modulación y de transformación a señal de tiempo [34].

1.5.2 SC-FDMA (SINGLE CARRIER FREQUENCY DIVISION MULTIPLE ACCESS)

SC-FDMA es la técnica usada para el enlace ascendente en redes LTE. Se basa en varias características de OFDM y en esquemas de transmisión de una portadora. Es una técnica para la transmisión de datos de alta velocidad, que hace uso de modulación de una portadora y ecualización en el dominio de frecuencia [36].

El método utilizado por SC-FDMA para superar la PAPR elevada de OFDMA, consiste en realizar una precodificación con una FFT (*Fast Fourier Transform*) extra después de la conversión serie a paralelo en el transmisor para pasar los datos al dominio de la frecuencia, y en el receptor se realiza una IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*). De esta forma, se mezclan los símbolos adecuadamente para conseguir reducir la variación de potencia [22].

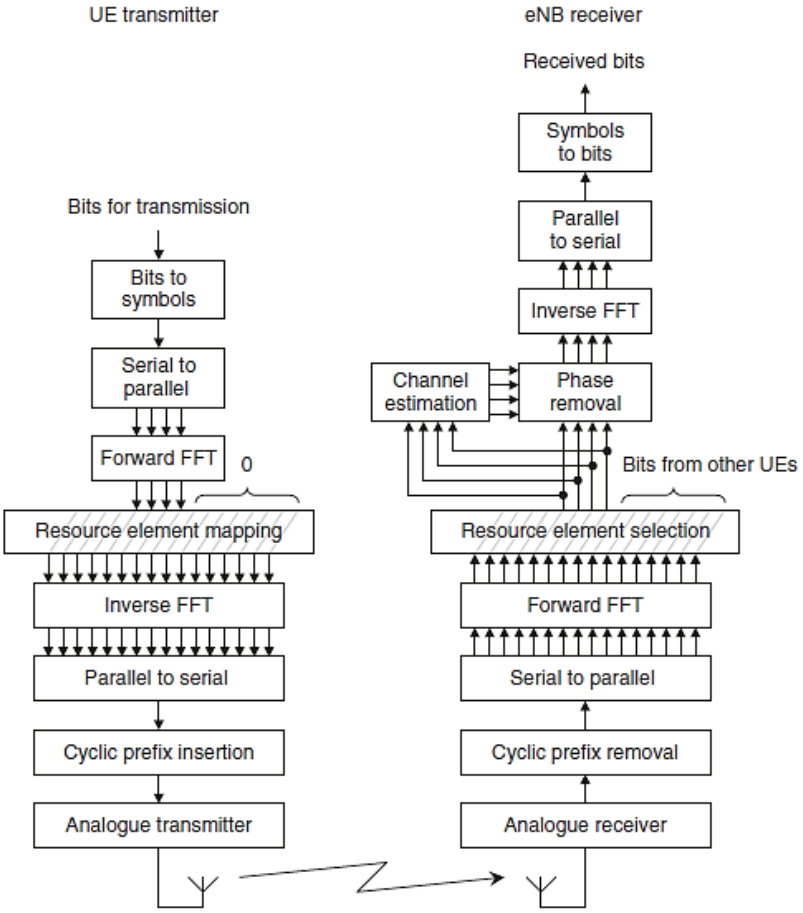


Figura 1.24. Diagrama de bloques de un transmisor y receptor SC-FDMA [22]

En la Figura 1.24 se aprecia el diagrama de bloque de SC-FDMA, el cual es muy similar al de OFDMA. La diferencia consiste en la adición de un bloque de FFT después de la conversión serie a paralelo. Al realizar esta mezcla de símbolos antes de colocarlos en las subportadoras, se logra ajustar la señal y reducir las variaciones de potencia [22].

Sin embargo, el uso de SC-FDMA para el enlace descendente no resulta adecuado, ya que la estación base debe transmitir a varios terminales móviles a la vez. Si bien se podría agregar una FFT por móvil, pero esto se iría en contra del principio de una sola subportadora (*Single Carrier*) [22].

En la Figura 1.25 se puede apreciar la diferencia entre OFDMA y SC-FDMA. Para OFDMA cada subportadora es modulada por un símbolo de datos con una duración relativamente larga, mientras que para SC-FDMA todas las subportadoras son moduladas por un mismo dato, pero la duración del símbolo es mucho menor.

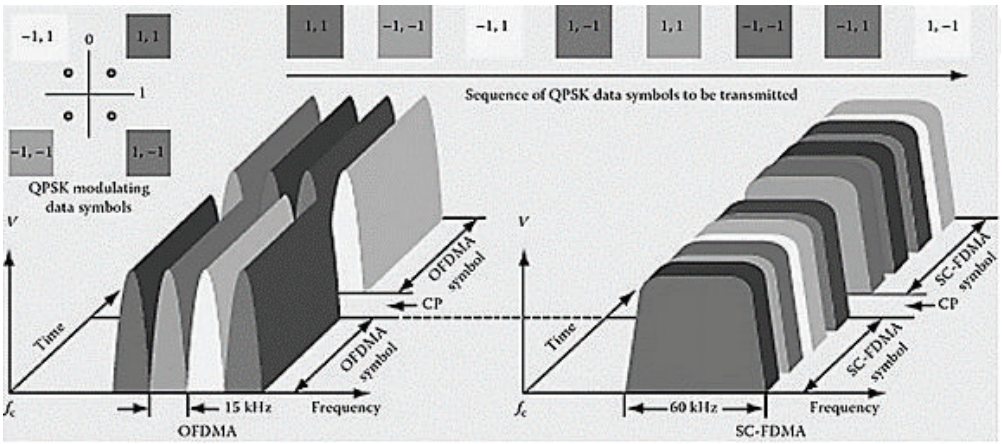


Figura 1.25. Diferencia entre OFDMA y SC-FDMA [37]

En SC-FDMA el receptor de la estación base resulta más complejo que el receptor de OFDMA ubicado en el terminal móvil. Ya que se requiere ecualizar un símbolo cuya duración es mucho menor a la obtenida con los símbolos en OFDMA, por lo tanto, es más propenso a problemas de interferencia intersímbolo [31].

SC-FDMA requiere mayor consumo de energía para el procesamiento de la señal en recepción, no obstante, la estación base admite mayor consumo de energía [31].

1.6 INTERFAZ RADIO DE LTE

La Interfaz Radio de LTE permite la transmisión de datos y señalización entre un terminal móvil y una eNB. Adicionalmente, la interfaz radio de LTE se basa fundamentalmente en cinco aspectos: una arquitectura de red plana, técnicas de acceso al medio definidas para *uplink* y *downlink*, modulación y codificación adaptativa, transmisión de paquetes IP, y soporte de técnicas de transmisión Multi-Antena MIMO.

Las especificaciones del 3GPP para la interfaz radio de una red LTE son: [23] [28] [29] [38]

- Altas velocidades de transmisión: mayores de 100 (Mbps) en *downlink* y 50 (Mbps) en *uplink*.
- Modulación de elevada eficiencia espectral: QPSK, 16QAM y 64QAM.
- Codificación de canal mediante Turbo códigos (*Turbo Channel Coding*), para el procesamiento de los datos de usuario.
- Incremento de la eficiencia espectral frente a la del sistema UMTS.
- Disminución en la latencia del sistema.
- Ancho de banda escalable: 1.4, 3, 5,10, 15 y 20 (MHz).
- Modos de transmisión FDD, TDD, y semi dúplex FDD.
- Configuración de antena para *downlink*: (1×1) SISO; (1×2) SIMO; (2×2, 4×2, 4×4) MIMO. Y, para *uplink*: (1×1) SISO; (1×2, 1×4) SIMO.
- Interconexión con sistemas de comunicaciones móviles previos (UMTS, GPRS, etc.).
- Eficiencia del sistema en costes.

1.6.1 MODOS DE TRANSMISIÓN

Como se especifica en el *Release* 8 correspondiente a LTE, esta tecnología soporta dos modos de transmisión dúplex: FDD (*Frequency-Division Duplex*) y TDD (*Time Division Duplex*), y también un modo semi-dúplex: FDD semi-dúplex (*Half Duplex FDD*) [33].

Los modos de transmisión que LTE soporta pueden ser visualizados en la Figura 1.26.

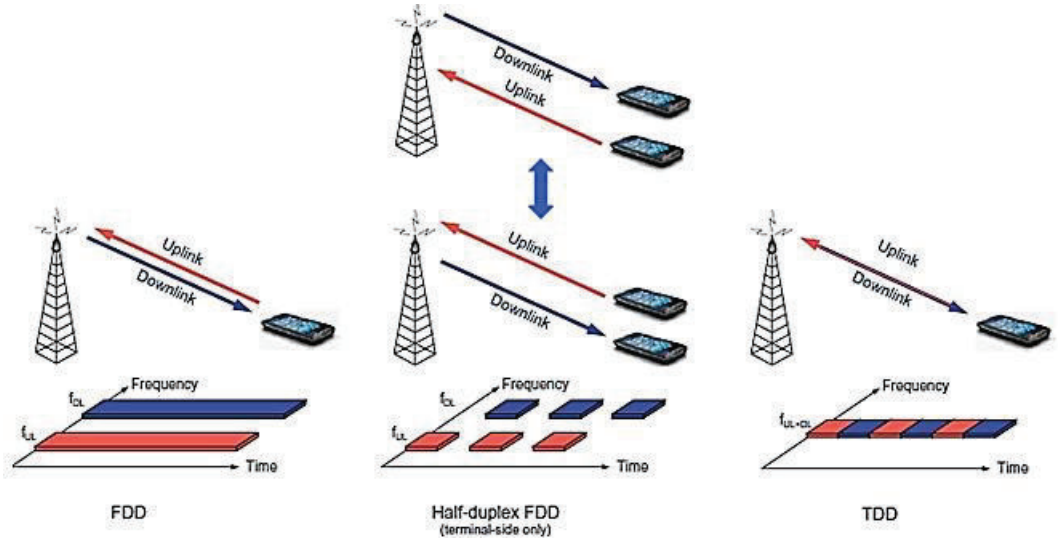


Figura 1.26. Modos de Transmisión en LTE [20]

En la Tabla 1.8 se observan las principales características de los modos de transmisión en LTE.

Tabla 1.8. Características de los modos de transmisión en LTE [22]

Modo LTE FDD	Modo LTE TDD
La estación base y el móvil transmiten y reciben al mismo tiempo, usando distintas portadoras.	La estación base y el móvil transmiten y reciben con las mismas portadoras en tiempos distintos.
LTE FDD opera en frecuencias pares.	LTE TDD opera en frecuencias impares.
Los anchos de Banda de enlace ascendente y descendente son fijos y generalmente iguales.	El sistema puede definir el tiempo asignado al enlace ascendente o descendente.
Es adecuado para comunicaciones de voz, ya que las velocidades de datos son muy similares.	Adecuado en aplicaciones donde la velocidad de datos del enlace descendente es muy superior a la velocidad del enlace ascendente, como navegación web.
Adecuado para redes WAN, sin regiones aisladas.	Adecuado para redes con puntos aislados.
Equipos móviles que trabajan en modo FDD, poseen filtros de alta atenuación dúplex, para separar el transmisor en canal ascendente, del receptor en canal descendente.	Es susceptible a interferencia, por lo cual el sistema debe ser sincronizado en tiempo.

En el modo de transmisión FDD, la estación base puede transmitir y receptar simultáneamente. Además, posee dos frecuencias portadoras, una para el

enlace ascendente y una para enlace descendente. Durante cada trama, existen 10 subtramas para cada enlace [20].

En el modo de transmisión TDD, existe una única frecuencia portadora para el enlace ascendente y el enlace descendente. La transmisión y recepción están separados en el dominio del tiempo, por ende, existen subtramas para cada enlace. Asimismo, existe una subtrama especial encargada del cambio entre enlaces, la cual generalmente es la subtrama 1 o la subtrama 6 [20].

La Figura 1.27, muestra el diagrama tiempo-frecuencia para los enlaces ascendente y descendente en los modos FDD y TDD de LTE.

Una celda LTE puede utilizar los modos: FDD o TDD, mientras un equipo celular móvil puede soportar los modos: FDD, FDD semi-dúplex, y TDD [22].

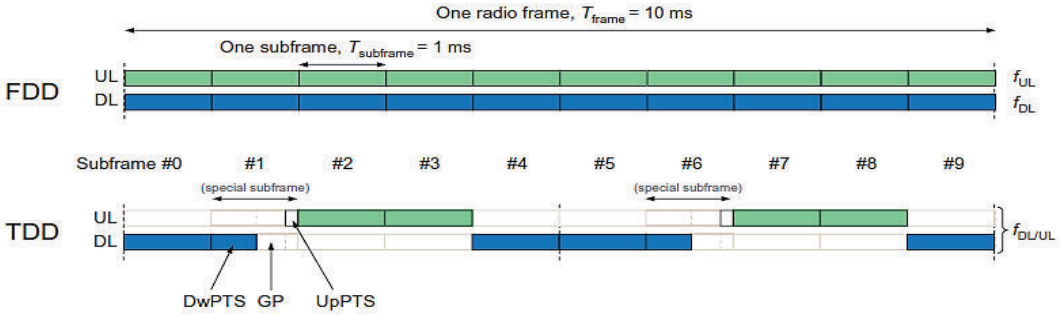


Figura 1.27. Diagrama tiempo-frecuencia en los modos FDD y TDD de LTE [20]

1.6.2 ASIGNACIÓN DE ANCHO DE BANDA

Una característica de LTE consiste en la flexibilidad en frecuencia, ya que permite escalabilidad en la asignación de ancho de banda, tales como: 1.4, 3, 5, 10, 15, y 20 (MHz) [28].

El espectro de LTE está formado por concatenaciones de resource blocks[17], formados por 12 subportadoras. Cada subportadora está separada 15 (KHz), por ende, el ancho de banda de un resource block es 180 (KHz). En la Figura 1.28 se observa la estructura de LTE en el dominio de la frecuencia. En downlink, al número de subportadoras que se transmiten, se adiciona una subportadora de

[17] Un *Resource Block* es el mínimo elemento de información que puede ser asignado a un terminal móvil en LTE. (véase la sección 1.6.8)

DC (Direct Current), la cual se transmite vacía para evitar interferencias como la generada por un oscilador local. Esta subportadora de DC, se ubica en la frecuencia portadora central [20] [28].

Para frecuencias portadoras únicas pueden asignarse de 6 a 110 *resource blocks,* lo cual permite una transmisión multiportadora en canales con distintos anchos de banda [28].

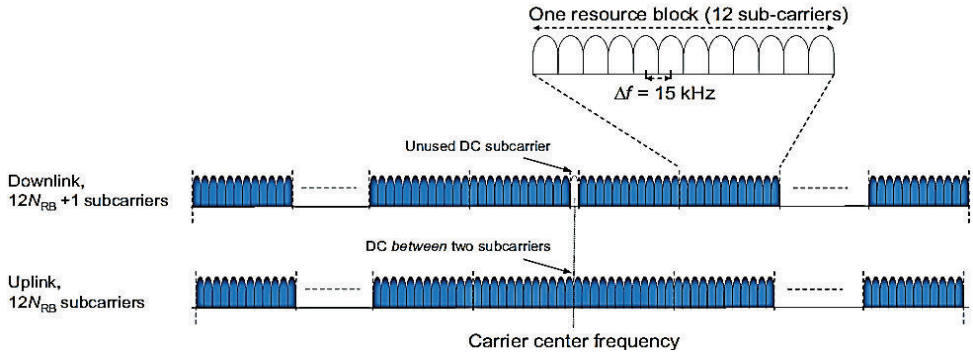


Figura 1.28. Estructura de LTE en el dominio de la frecuencia [20]

La Figura 1.29 hace referencia a la relación entre el ancho de banda de transmisión y el ancho de banda del canal.

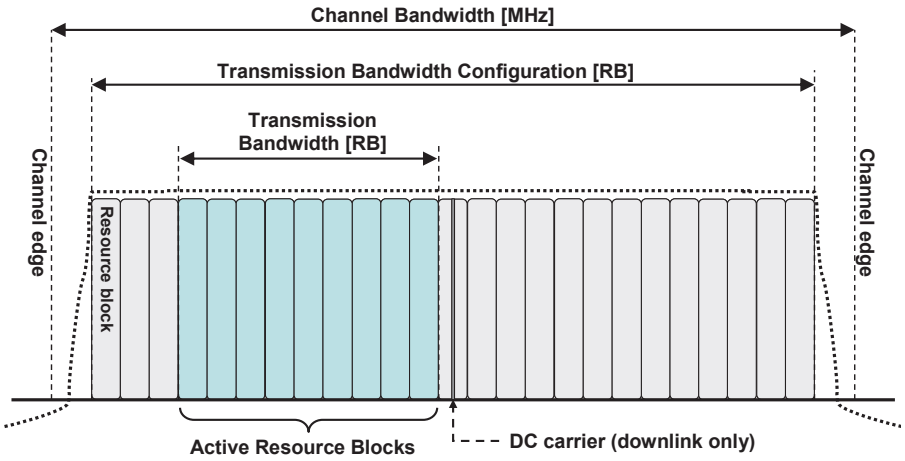


Figura 1.29. Relación entre Ancho de Banda de Canal y de Banda de Transmisión [33]

Entre canales OFDM, se utilizan bandas de guarda para minimizar la interferencia entre canales adyacentes [22]. En la Tabla 1.9, se puede observar los anchos de banda soportados en LTE y sus especificaciones.

Tabla 1.9. Anchos de Banda que LTE soporta y características [22] [28]

Ancho de Banda Total (MHz)	Número de Resource Blocks	Número de Sub-portadoras	Ancho de Banda ocupado (MHz)	Bandas de Guarda Usuales (MHz)	Frecuencia de Muestreo (MHz)	Tamaño FFT
1.4	6	72	1.08	2 x 0.16	1.92	128
3	15	180	2.7	2 x 0.15	3.84	256
5	25	300	4.5	2 x 0.25	7.68	512
10	50	600	9	2 x 0.5	15.36	1024
15	75	900	13.5	2 x 0.75	23.04	1536
20	100	1200	18	2 x 1	30.72	2048

1.6.3 STACK DE PROTOCOLOS DE LA INTERFAZ RADIO DE LTE

Para el envío de paquetes IP entre un eNB y un equipo terminal, existe un *stack* de protocolos que respaldan dicho proceso. Los protocolos de la interfaz radio se organizan en capas y subcapas de la siguiente manera. Primero, la capa 3 del *stack* de protocolos está conformada por el protocolo RRC (*Radio Resource Control* – Control de Recursos de Radio), este protocolo forma parte del plano de Control. A continuación, en la capa 2 se encuentran los protocolos: MAC (*Medium Access Control* – Control de Acceso al Medio), RLC (*Radio Link Control* – Control del Radio Enlace) y PDCP (*Packet Data Convergence Protocol* - Protocolo de Convergencia de Datos en Paquetes). Finalmente, la capa 1 del *Stack* de Protocolos corresponde a la capa física de LTE [22] [31].

Por otro lado, el *stack* de protocolos se compone de dos planos: el plano de usuario y el plano de control. En el plano de usuario, la capa de aplicación crea paquetes de datos, los cuales son procesados por capas superiores. Mientras en el plano de control, el protocolo RRC, genera mensajes de señalización que son intercambiados por la estación base y el terminal móvil. En ambos escenarios, la información es procesada por las subcapas PDCP, RLC y MAC, para posteriormente ser procesadas por la capa física [22]. El plano de usuario y el *Gateway* se conectan mediante los Servicios Portadores de radio S1 (*S1 Bearer*), los cuales permiten la transmisión de los mensajes IP [23]. En la Figura 1.30, se detalla el *Stack* de Protocolos de la interfaz Radio de LTE.

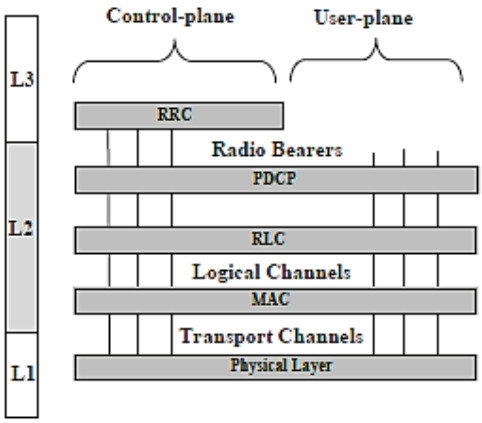


Figura 1.30. Stack de Protocolos de la Interfaz Radio de LTE [31]

A continuación, se realizará un breve análisis de los protocolos pertenecientes al *Stack* de Protocolos de la Interfaz Radio de LTE.

1.6.3.1 Protocolo de Control de Recursos de Radio (RRC)

Monitorea la interfaz radio de LTE, controla la utilización de los servicios portadores radio, maneja la señalización de los equipos de usuario, y soporta las funciones de movilidad (procesos de *handover*) y de *broadcast* [23] [31]. Los mensajes RRC son transmitidos al terminal utilizando servicios Portadores de Señalización de Radio SRBs (*Signalling Radio Bearers*) [20].

1.6.3.1.1 Portadoras de Señalización de Radio (SRBs)

LTE especifica tres tipos de SBRs: SBR0, SBR1 y SBR2. La SBR0 permite la transmisión de mensajes RRC utilizando canales CCCH[18]. Mientras, la SBR1 permite la transmisión de mensajes RRC y mensajes NAS, usando canales DCCH[19]. Por otro lado, la SBR2 permite la transmisión de mensajes RRC y mensajes NAS mediante canales DCCH, además, posee menor prioridad que SBR1 [31].

1.6.3.1.2 Estados RRC

En LTE, un terminal puede tener dos estados: RRC_CONNECTED y RRC_IDLE. El estado RRC_CONNECTED es usado para la transferencia de datos desde/hacia el terminal. En este estado, los parámetros de configuración son conocidos y el equipo de usuario pertenece a una celda conocida [20].

---

[18] CCCH hace referencia al Canal de Control Común en LTE. (véase la sección 1.6.4)
[19] DCCH hace referencia al Canal de Control Dedicado en LTE. (véase la sección 1.6.4)

En el estado RRC_IDLE, el equipo de usuario no pertenece a una celda específica, y no se transfieren datos exceptuando información *broadcast/multicast*, puesto que el terminal permanece dormido para reducir el consumo de batería [20]. Un terminal cambia de RRC_IDLE a RRC_CONNECTED cuando se establece una conexión RRC [29] [31].

1.6.3.2 Protocolo de Convergencia de Datos en Paquetes (PDCP)

Se encarga principalmente de la compresión de la cabecera de los paquetes IP, del cifrado de los datos y protección de la integridad de los mismos, y de cuidar la secuencia de los datos. En el receptor se realizan procesos inversos a los mencionados, como descifrado, y descompresión [20]. Existe una entidad PDCP por portadora de radio configurada en cada terminal [32].

1.6.3.3 Protocolo de Control del Radio Enlace (RLC)

Se encarga de la segmentación/concatenación de los paquetes IP comprimidos en bloques RLC. Además, maneja los procesos de retransmisión de PDU's (*Protocol Data Unit*) erróneos, y detección de PDU's duplicados [20]. Entre la subcapa RLC y la subcapa MAC, se intercambian canales lógicos, los cuales describen el tipo de información que se transmite por la interfaz radio [23] [31].

1.6.3.4 Protocolo de Control de Acceso al Medio (MAC)

Realiza la multiplexación/demultiplexación de canales lógicos en canales de transporte, retransmisiones HARQ[20] y el esquema de los enlaces de *uplink* y *downlink* [20]. Además, mapea los bloques RLC en canales de transporte entregados a la capa física. Los canales de transporte describen la forma como son llevados los datos en la interfaz radio [31] [34].

1.6.3.5 Capa Física

Realiza la transmisión a través del canal radio. Adicionalmente, se encarga de la codificación/decodificación, modulación/demodulación, el mapeo muti-antena, entre otras funciones. En esta capa se definen los canales y señales físicas, necesarias para la transmisión y recepción de información [20].

---

[20] HARQ (*Hybrid Automatic Repeat Request*), es una técnica de retransmisión híbrida, que se compone de un código detector de errores y un código corrector de errores [87].

1.6.4 CANALES DE LA INTERFAZ RADIO DE LTE

Los protocolos pertenecientes a la interfaz radio de LTE, se enlazan mediante los canales lógicos, canales físicos y canales de transporte. En la Figura 1.31 y Figura 1.32, se visualiza el mapeo de los distintos canales para *uplink* y *downlink* correspondientemente [21].

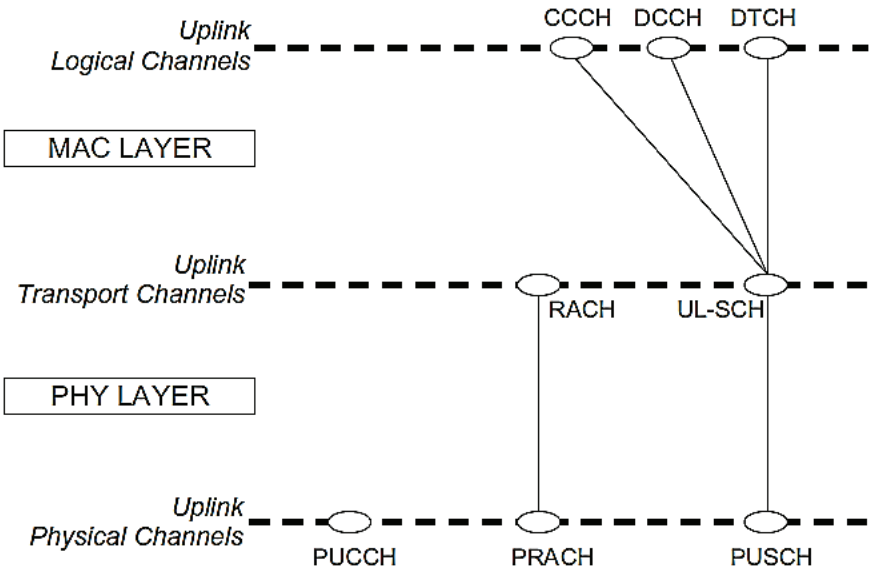


Figura 1.31. Mapeo de Canales lógicos, de transporte y físicos para uplink [21]

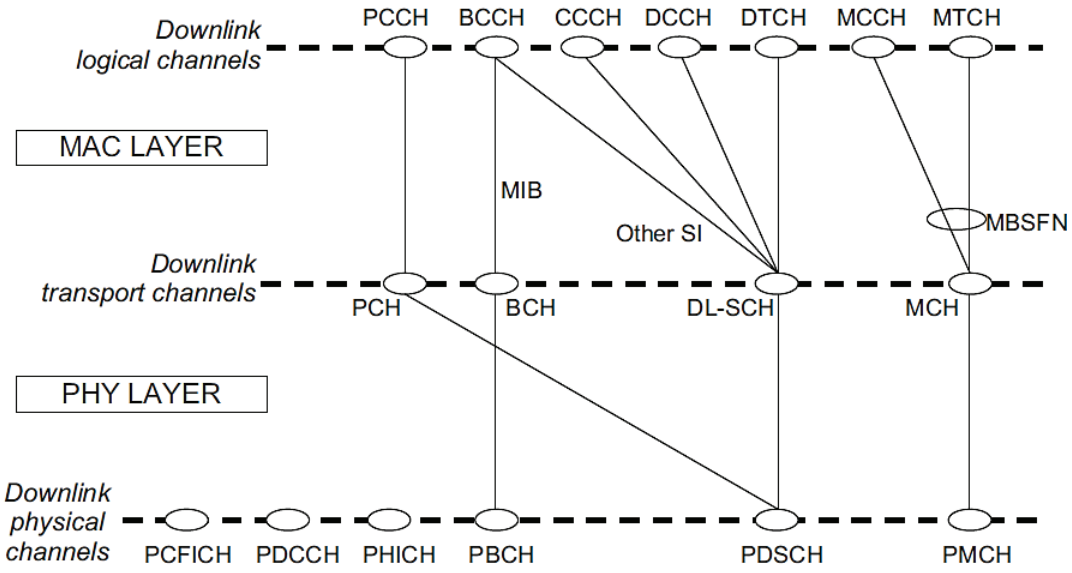


Figura 1.32. Mapeo de Canales lógicos, de transporte y físicos para downlink. [21]

1.6.4.1 Canales Lógicos

A través de los canales lógicos, la subcapa MAC transfiere datos a la subcapa RLC de LTE. Los canales lógicos se definen por el tipo de información que llevan y pueden ser: canales lógicos de tráfico, y canales lógicos de control. Los canales lógicos de tráfico llevan datos en el plano de usuario, mientras los canales lógicos de control llevan mensajes de señalización en el plano de control [21] [22].

Así también, los canales lógicos pueden ser dedicados o comunes. Los canales dedicados son específicos de un móvil determinado, mientras los comunes pueden ser asignados a más de un móvil [22].

1.6.4.1.1 Canales Lógicos de Control

- Canal de Control Dedicado (DCCH): Usado para transmitir información de control a un terminal específico. También lleva mensajes de señalización de las SRB1 y SRB2, a un terminal específico, y es usado cuando un terminal posee un estado de conexión RRC_CONNECTED con el eNB [21].
- Canal de Control Común (CCCH): Usado para transmitir información de control en acceso aleatorio. Además, lleva mensajes de señalización de la SRB0, para móviles que están cambiando de un estado RRC_IDLE a RRC_CONNECTED, en el establecimiento de la conexión RRC [22].
- Canal de Control de *Paging* (PCCH): Lleva mensajes de *paging* con los cuales la estación base transmite si desea ubicar a móviles que se encuentran en estado RRC_IDLE, de los cuales no se conoce la localización específica de la celda o estación base donde están localizados [22] [23].
- Canal de Control *Broadcast* (BCCH): La estación base utiliza canales BCCH para difundir a los terminales móviles en el área de cobertura, los parámetros de configuración de la celda. Adicionalmente, el canal BCCH lleva los mensajes de señalización RRC del sistema [20] [22].
- Canal de Control *Multicast* (MCCH): Utilizado para llevar los mensajes de control en la recepción de servicios MBMS [22].

1.6.4.1.2 Canales Lógicos de Tráfico

- Canal de Tráfico Dedicado (DTCH): Lleva información entre la red y un terminal específico, y transmite datos de usuario o señalización correspondiente al flujo de datos de usuario [22] [23].
- Canal de Tráfico *Multicast* (MTCH): Es un canal punto a multipunto, utilizado en relación al servicio MBMS en *downlink* [22] [23].

La Tabla 1.10 muestra las principales características de los canales lógicos de LTE.

Tabla 1.10. Canales Lógicos [22]

Canal	Release	Nombre	Información Contenida	Enlace
DTCH	R8	Canal de Tráfico Dedicado	Información del plano de usuario	UL y DL
DCCH	R8	Canal de Control Dedicado	Señalización en SRB 1 y 2	UL y DL
CCCH	R8	Canal de Control Común	Señalización en SRB 0	UL y DL
PCCH	R8	Canal de Control de *Paging*	Mensajes de *Paging*	DL
BCCH	R8	Canal de Control *Broadcast*	Información del Sistema	DL
MCCH	R9	Canal de Control *Multicast*	Señalización MBMS	DL
MTCH	R9	Canal de Tráfico *Multicast*	Información MBMS	DL

1.6.4.2 Canales de Transporte

Los datos de la subcapa MAC de LTE son transmitidos a la capa física mediante canales de transporte, lo cuales describen las características con las que se transmite la información de la interfaz radio [23]. Pueden clasificarse en canales para *downlink* y *uplink* [20] [21] [22].

1.6.4.2.1 Canales de Transporte para Downlink

- Canal Compartido de *Downlink* (DL-SCH): Canal utilizado para transportar datos de usuario y mensajes de señalización para *downlink*, y llevar todos los canales de tráfico de un terminal específico. “Soporta técnicas de retransmisión basadas en HARQ y adaptación dinámica del enlace radio,

por lo que permite que le sean asignados recursos tanto de forma dinámica como semi-estática" [23].

- Canal de *Paging* (PCH): Lleva los mensajes de *paging* originados en el canal de control de *paging* PCCH, hacia los terminales móviles de toda la celda [23].
- Canal *Broadcast* (BCH): Lleva la información del canal de control BCCH, específicamente el Bloque de Información Principal MIB (*Master Information Block*) [20] [21] [22].
- Canal *Multicast* (MCH): Transporta datos de usuario o mensajes de señalización. Para el servicio MBMS, facilita el uso de red MBSFN [23].

1.6.4.2.2 Canales de Transporte para Uplink

- Canal Compartido de *Uplink* (UL-SCH): Canal utilizado para transportar datos de usuario y mensajes de señalización de *uplink*. Es similar al canal DL-SCH de *downlink*. El canal UL-SCH, "soporta técnicas de retransmisión basadas en HARQ y adaptación dinámica del enlace radio, así como de conformación del haz *beamforming*. Además, permite asignar recursos tanto de forma dinámica, como semi-estática" [23].
- Canal de Acceso Aleatorio (RACH): Le permite a un terminal móvil contactarse con la red cuando éste no posee tiempo de sincronización, ni otros recursos asignados para transmisión [21].

La Tabla 1.11 muestra las principales características de los canales de transporte de LTE.

Tabla 1.11. Canales de transporte [22]

Canal	Release	Nombre	Información Contenida	Enlace
UL-SCH	R8	Canal Compartido de *Uplink*	Datos y señalización de *Uplink*	UL
RACH	R8	Canal de Acceso Aleatorio	Requerimientos de Acceso Aleatorios	UL
DL-SCH	R8	Canal Compartido de *Downlink*	Datos y señalización de *Downlink*	DL
PCH	R8	Canal de *Paging*	Mensajes de *Paging*	DL
BCH	R8	Canal *Broadcast*	Información Principal de los bloques del Sistema (MIB)	DL
MCH	R8/R9	Canal *Multicast*	MBMS	DL

1.6.4.3 Canales Físicos

Los canales físicos son el resultado de la multiplexación de canales de transporte. Cada canal físico está definido por un conjunto de *resource elements*[21] que llevan la información de las capas superiores del *stack* de protocolos, para la transmisión en la interfaz de aire [28].

1.6.4.3.1 Canales Físicos de Downlink

Los canales PDSCH, PDCCH, PHICH y PCFICH, otorgan los datos de usuario, la información de control y la información del sistema en modo *Unicast*. Para los modos *Multicast* y Broadcast son necesarios los canales PBCH y PMCH [28].

- Canal Físico Compartido de *Downlink* (PDSCH): Lleva información del tráfico de datos de usuario *Unicast* e información de *Paging* [20] [28].
- Canal Físico de Control de *Downlink* (PDCCH): lleva información de control para *downlink* conocida como DCI (*Downlink Control Information*), la cual determina el tipo de asignación de recursos utilizado para ambos enlaces [20] [28].
- Canal Físico Indicador HARQ (PHICH): Permite llevar ACK/NACK's para paquetes HARQ con el fin de indicar si se necesita retransmisión [20] [28].
- Canal Físico Indicador de Formato de Control (PCFICH): Lleva información del formato de control, y contiene información para decodificar la información del Canal PDCCH. Además, define el número de símbolos OFDM que los canales de control PDCCH y PHICH ocupan en una subtrama [20] [28].
- Canal Físico *Broadcast* (PBCH): Lleva la parte de la información requerida por el sistema cuando el terminal móvil desea acceder a la red, durante el proceso de búsqueda de la celda [28].
- Canal Físico *Multicast* (PMCH): Permite la operación de red MBSFN [20].

1.6.4.3.2 Canales Físicos de Uplink

- Canal Físico Compartido de *Uplink* (PUSCH): Lleva el tráfico de datos de usuario [20] [28].

---

[21] Un *Resource Element* es una subportadora OFDM en un determinado símbolo OFDM dentro de un *slot* de tiempo (véase la sección 1.6.8) [23].

- Canal Físico de Acceso Aleatorio (PRACH): Permite el acceso inicial a la red con parámetros aleatorios [20] [28].
- Canal Físico de Control de *Uplink* (PUCCH): Lleva la información de control necesaria para *uplink*, transmitida por el terminal móvil, e indica a la estación base si la información fue recibida correctamente [20] [28].

La Tabla 1.12 muestra las principales características de los canales físicos de LTE.

Tabla 1.12. Canales Físicos [22] [28]

Canal	Release	Nombre	Información Contenida	Enlace
PUSCH	R8	Canal Físico Compartido de *Uplink*	UL-SCH	UL
PRACH	R8	Canal Físico de Acceso Aleatorio	RACH	UL
PUCCH	R8	Canal Físico de Control de *Uplink*	Información de Control de UL	UL
PDSCH	R8	Canal Físico Compartido de *Downlink*	DL-SCH y PCH	DL
PDCCH	R8	Canal Físico de Control de *Downlink*	Información de Control de DL (DCI)	DL
PHICH	R8	Canal Físico Indicador HARQ	Indicador ACK/NACK's HARQ (HI)	DL
PCFICH	R8	Canal Físico Indicador de Formato de Control	Información del Formato de Control (CFI)	DL
PBCH	R8	Canal Físico *Broadcast*	BCH	DL
PMCH	R8/R9	Canal Físico *Multicast*	MCH	DL

1.6.5 SEÑALES FÍSICAS

Las señales físicas transportan información de sincronización temporal, estimación del canal, e identificación de la celda. Estas señales se mapean en *resource elements* de capa física y no llevan información de capas superiores [28].

Se clasifican en señales físicas de referencia, y de sincronización. En la Tabla 1.13 se detallan las distintas señales físicas de LTE.

Tabla 1.13. Señales físicas de LTE [22]

Señal	Release	Nombre	Utilización	Enlace
DRS o DM-RS	R8	Señal de Referencia para Demodulación	Estimación del Canal	UL
SRS	R8	Señal de Referencia de Sondeo	Asignación de recursos	UL
PSS	R8	Señal de Sincronización Primaria	Adquisición	DL
SSS	R8	Señal de Sincronización Secundaria	Adquisición	DL
RS	R8	Señal de Referencia Específica	Asignación de recursos y estimación del canal	DL
	R8	Señal de Referencia para Demodulación	Estimación del Canal	DL
	R8/R9	Señal de referencia para MBMS	Estimación del Canal	DL
	R9	Señal de referencia para posicionamiento	Localización Geográfica	DL
	R10	Señal de referencia CSI	Asignación de recursos	DL

1.6.5.1 Señales de Referencia

Las señales de referencia son creadas por generadores de secuencia sincronizados en el transmisor y receptor. Estas señales son posicionadas en determinados *resource elements* del *resource grid*[22], y son necesarias para realizar la estimación del canal [28].

1.6.5.1.1 Señales de Referencia en Downlink

Las señales de referencia en *downlink* realizan la estimación de la funcionalidad y de la calidad del canal, para ecualizar y demodular la información de datos y control en el receptor. Además, permiten realizar las mediciones del estado del canal, obteniendo la CSI (*Channel State Information* - Información de Estado del Canal). Los reportes de CSI contienen indicadores: de rango RI[23] (*Rank*

[22] Una *Resource Grid* consiste en una malla de recursos distribuidos en función del tiempo y de la frecuencia. Es ahí donde se organiza la información de LTE, mapeando en *resource elements* [23]. (véase la sección 1.6.8)

[23] El Indicador RI, consiste en un par de bits que indican la multiplexación espacial MIMO de las antenas del sistema [23].

Indicator), de calidad del canal CQI, y de la matriz de pre-codificación PMI[24] (*Pre-coding Matrix Indicator*) [28].

Existen cinco tipos de señales de referencia en *downlink*:

- Señales de Referencia Especificas por celda (CSR): son transmitidas en todas las subtramas de *downlink* y en cada *resource block* en el dominio de la frecuencia. Son comunes para todos los usuarios de una celda [20] [28].

  Además, son utilizadas por el terminal móvil para la estimación de canal de cualquier canal físico de *downlink*, exceptuando los canales PMCH y PDSCH. Adicionalmente, pueden ser usadas para medir la CSI del canal. Estas señales son claves para los procesos de selección de celda y de *handover* [28] [20].

  - Estructura de una Señal de Referencia Específica

  Según el *Release* 8 de LTE, pueden existir uno, dos o cuatro señales de referencia específicas, correspondientes a uno, dos o cuatro puertos de una antena [20]. En la Figura 1.33, se puede observar la estructura de una señal de referencia específica por celda.

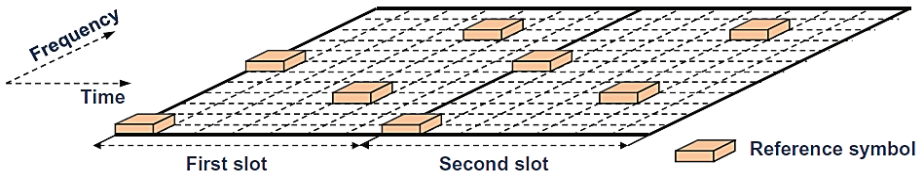


Figura 1.33. Estructura de dos Señales de Referencia Específica [20]

El valor de los símbolos de referencia, varía según la posición de los símbolos de referencia, y según la celda. La secuencia de una señal de referencia básica tiene una longitud de 8880 símbolos, tomando en cuenta un ancho de banda máximo. Existen 504 secuencias distintas de señales de referencia; cada una corresponde a una distinta identidad de capa física de la celda [20] [28].

[24] El indicador PMI, señala la matriz de precodificación preferida, dentro de un conjunto de matrices admisibles, a fin de maximizar la relación S/N en *downlink*. “La matriz de precodificación define el mapeo de los flujos de datos por antena” [23] [91].

- Señales de Referencia para Demodulación o Señal de Referencia específica para UE (DM-RS): Sirven para la estimación del canal PDSCH de cada terminal móvil, y son transmitidas solamente en los *resorce blocks* asignados para la transmisión de canales PDSCH a un terminal móvil específico [20] [28].

  - Estructura de una Señal de Referencia para Demodulación

  En el *Release* 8 de LTE, se especifican señales de referencia para demodulación DM-RS sin MIMO, es decir, una señal de referencia para cada terminal móvil. Un DM-RS contiene 6 símbolos de referencia dentro de un *resource block*. En el *Release* 9 de LTE, se especifica el soporte para dos señales DM-RS. En este caso, se transmiten los 12 símbolos de referencia para ambas señales DM-RS (en el puerto de cada antena). Por ende, para evitar la interferencia entre símbolos de referencia pares, se utilizan OCC's (*Ortogonal Cover Codes* – Códigos Ortogonales de Cobertura). En la Figura 1.34, se observa la estructura de una o dos señales DM-RS. El valor de OCC's se especifica para separar dos señales DM-RS [20].

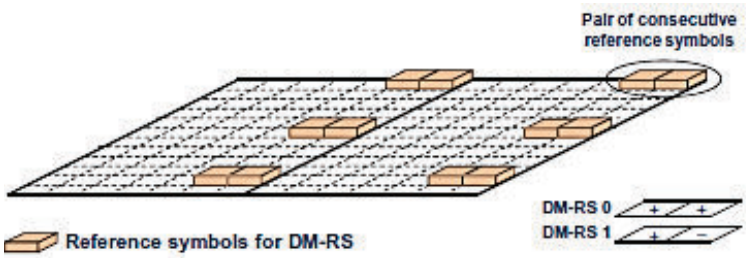


Figura 1.34. Estructura de una o dos señales DM-RS [20]

  Para transmitir señales DM-RS, el mapeo de canales PDSCH cambia, evitando aquellos *resource elements* que son asignados a las señales DM-RS. Como consecuencia, las señales DM-RS son transmitidas para terminales móviles de *Releases* superiores, que soportan señales DM-RS y entienden el cambio del mapeo de canales PDSCH [20].

- Señales de Referencia para la Información del estado del canal (CSI-RS): son introducidas a LTE en el *Release* 10, y permiten adquirir valores de CSI cuando las señales DM-RS son utilizadas para la estimación del canal

(en el modo 9 de transmisión). El uso de estas señales de referencia está limitado a una transmisión multiusuario en *downlink* [20] [28].

- Señales de Referencia MBSFN: Empleadas para demodulación coherente en servicios MBSFN [20].
- Señales de Referencia de Posicionamiento: Estas señales de referencia son introducidas a LTE en el *Release* 9. Permiten estimar la posición geográfica de un terminal móvil [20].

1.6.5.1.2 Señales de Referencia en Uplink

Las señales de referencia en *uplink* están basadas en las secuencias Zadoff-Chu (ZC)[25]. Existen dos tipos de señales de referencia en *uplink*:

- Señales de Referencia para Demodulación (DM-RS): Estas señales son usadas por la estación base para la estimación del canal en *uplink*, y para ecualizar y demodular el contenido del canal PUCCH, que lleva la señalización de control de capa 1 y 2 (L1/L2), de *uplink* y la información del canal de transporte UL-SCH, mapeada en el canal PUSCH. Las señales DM-RS son solamente transmitidas juntos a los canales PUCCH y PUSCH [28].

  Un ejemplo de la transmisión de una señal de referencia DM-RS para *uplink*, se puede observar en la Figura 1.35.

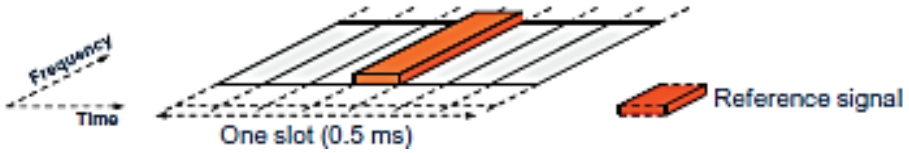


Figura 1.35. Transmisión de la señal de referencia DM-RS, sobre PUSCH [20]

- Señales de Referencia de Sondeo (SRS): le permiten a la estación base, estimar la respuesta del canal a distintas frecuencias. Por otro lado, realiza la estimación en tiempo y el control de las condiciones del canal para *downlink*, cuando los enlaces de *uplink* y *downlink* son recíprocos o idénticos [20] [28].

  Existen dos tipos de transmisiones de señales SRS definidas en LTE, una transmisión SRS periódica (*Release* 8), y una transmisión SRS aperiódica

[25] Las secuencias Zadoff-Chu (ZC) mantienen la potencia constante en el dominio del tiempo y de la frecuencia. Generan Señales de Sincronización Primarias (PSSs) y preámbulos en *uplink*.

(*Release* 10). La transmisión SRS periódica se da en intervalos de tiempo de 2 a 160 (ms), mientras las transmisiones aperiódicas se transmiten en un solo disparo. Ambas transmisiones ocupan el último símbolo en una subtrama [20] [28].

1.6.5.2 Señales de Sincronización

Existen dos señales de sincronización en LTE, la Señal de Sincronización Primaria (PSS) y la Señal de Sincronización Secundaria (SSS). Las señales de sincronización en LTE se transmiten en *downlink* y sirven: en la detección de los límites de la trama, para determinar el número de antenas, en la búsqueda de celdas y celdas vecinas, y en los procesos de *handover* [28].

Las señales de sincronismo están relacionadas con la identidad de las celdas. En LTE existen 504 identidades de las celdas, y se encuentran organizadas en 168 grupos, donde cada grupo posee tres identidades únicas [28].

En modo de transmisión FDD, la señal PSS se trasmite en el último símbolo del primer *slot* de las subtramas 0 y 5, mientras la señal SSS se transmite en el penúltimo símbolo del primer *slot* de las subtramas 0 y 5. En modo de transmisión TDD, las señales PSS son situadas en el tercer símbolo de las subtramas 1 y 6, mientras, las señales SSS se transmiten en el último símbolo de las subtramas 0 y 5 [20].

En la Figura 1.36, se observa la posición de las señales PSS y SSS de LTE en el dominio del tiempo para los modos de transmisión FDD y TDD.

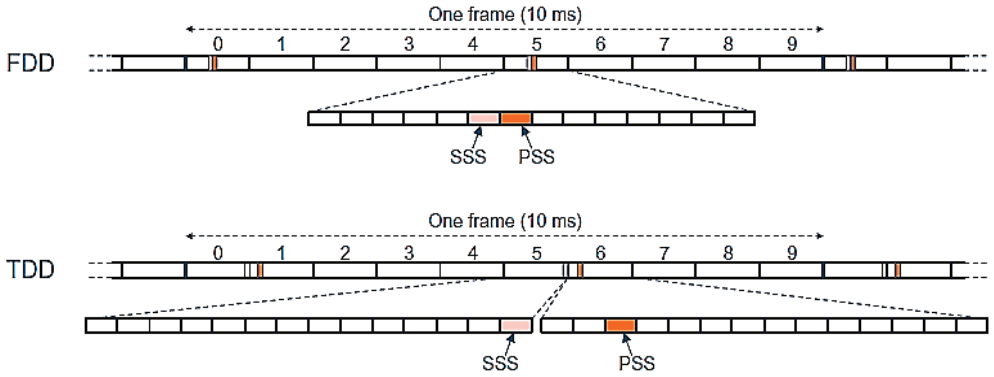


Figura 1.36. Posición de señales PSS y SSS en LTE para transmisión FDD y TDD [20]

1.6.5.2.1 Señal de Sincronización Primaria (PSS)

Permite la temporización del intervalo y lleva la identidad de la celda dentro de un grupo de celdas, es decir, las identidades únicas de celda 0, 1 o 2.

Ocupa 72 *resource elements*, los cuales no son ocupados para transmisión de los canales DL-SCH. La estructura de una señal PSS se detalla en la Figura 1.37, a continuación [20].

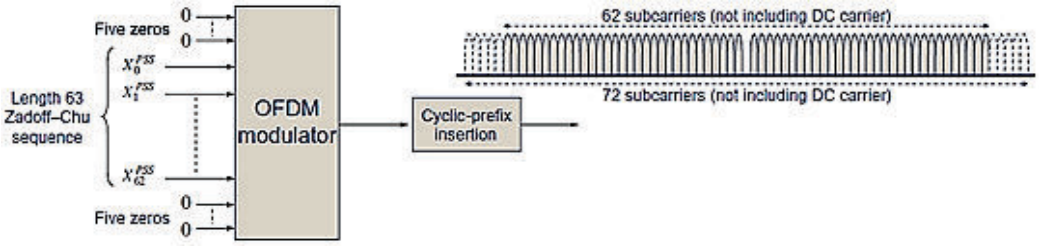


Figura 1.37. Estructura de una señal PSS [20]

1.6.5.2.2 Señal de Sincronización Secundaria (SSS)

Permite la temporización de la trama y lleva las identidades de grupo de celdas, con valores de 0 a 167. La señal SSS es similar a una señal PSS, por ende, está formada por 72 subportadoras localizadas alrededor de la subportadora en DC [20].

La señal perteneciente a la subtrama 0 se denomina SSS_1, y la perteneciente a la subtrama 5 se denomina SSS_2. Como se observa en la Figura 1.38, la señal SSS_1 se genera a partir de las secuencias X y Y. Dentro de una celda, ambas señales se generan a partir de las mismas secuencias, intercambiadas en el dominio de la frecuencia [20].

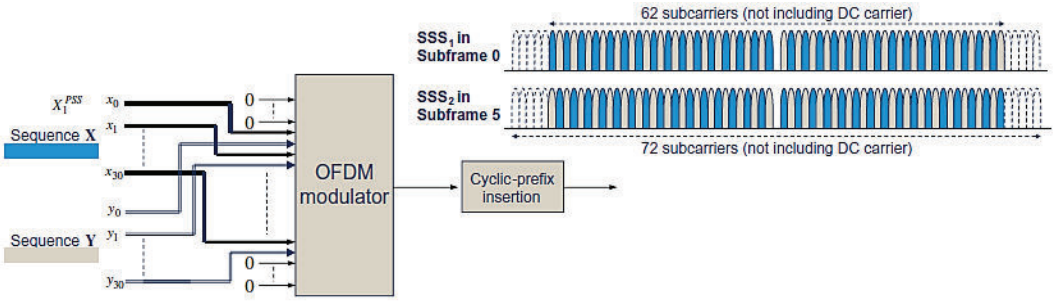


Figura 1.38. Estructura de dos señales SSS en una celda [20]

1.6.6 ENTRAMADO LTE EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

LTE organiza su transmisión como secuencias de tramas de longitud de 10 (ms). Cada trama se divide en 10 subtramas de 1 (ms), donde cada subtrama se compone de 2 *slots* de 0.5 (ms), y cada *slot* se compone de 7 símbolos OFDM con prefijo cíclico normal y 6 símbolos OFDM con prefijo cíclico extendido [28]. En la Figura 1.39, se observa la estructura de una trama LTE en el dominio del tiempo.

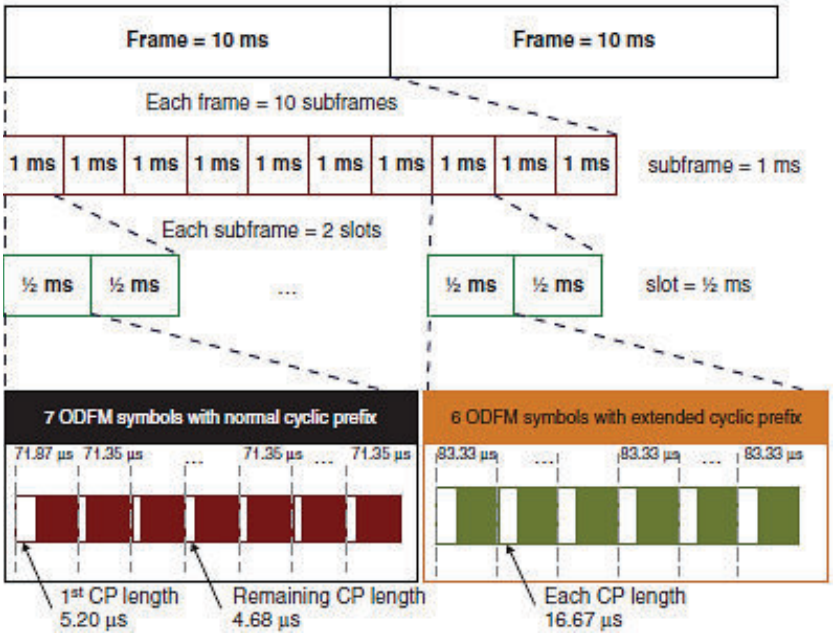


Figura 1.39. Estructura de una trama LTE [28]

1.6.6.1 Prefijo Cíclico (CP)

El prefijo cíclico CP (*Cyclic Prefix*) es necesario para prevenir la interferencia intersímbolo, la cual puede ser causada por propagación multitrayectoria. La inserción del prefijo cíclico es importante para la generación de la señal OFDM, y para mantener la ortogonalidad entre subportadoras en recepción [20] [28].

Es importante tomar en cuenta la longitud del prefijo cíclico en el diseño de un sistema multiportadora, puesto que de ello depende cubrir el retardo en la propagación de un sistema celular. Sin embargo, esta longitud implica tener datos redundantes, por lo cual LTE especifica prefijos cíclicos de pequeño tamaño para reducir el *overhead*[26] y maximizar la eficiencia espectral [20] [28].

[26] El overhead en sistemas con prefijo cíclico normal es de aproximadamente el 7%, mientras con prefijo cíclico extendido es de 25%.

En la Tabla 1.14 se muestran las especificaciones de la longitud del prefijo cíclico en LTE.

Tabla 1.14. Especificaciones de LTE para Prefijo Cíclico [28]

Configuración del Prefijo Cíclico	Duración (µs)	Espaciamiento entre subportadoras (KHz)	Subportadoras por Resource Block	Número de símbolos OFDM por Resource Block
Normal	4.7[27]	15	12	7
Extendido	16.6	15	12	6
	33	7.5[28]	24	3

1.6.7 SUBTRAMAS EN LTE

Las subtramas en LTE están divididas en dos regiones: región de control y región de datos. La región de control lleva señalización L1/L2, necesaria para el control de las transmisiones de datos en *uplink* y *downlink*. Generalmente, la región de control se compone de 3 o 4 símbolos OFDM, a excepción de la subtrama MBSFN con dos símbolos OFDM en la región de control. La Figura 1.40, hace referencia a un ejemplo de subtrama en LTE [20].

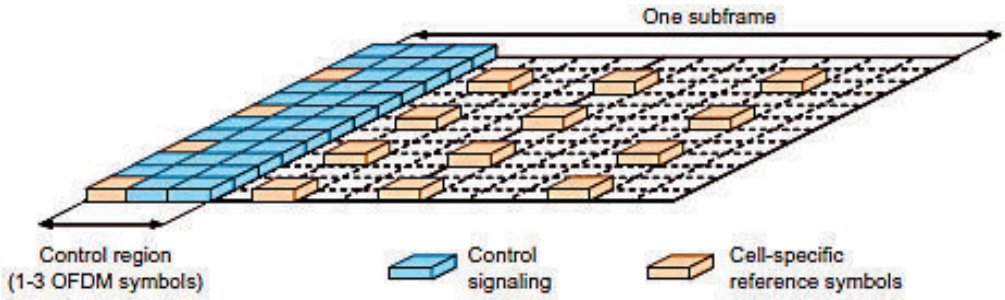


Figura 1.40. División de una subtrama en LTE [20]

La señalización de control L1/L2 para *downlink*, consiste de cuatro distintos canales físicos: PCFICH, PDCCH, PHICH y R-PDCCH[29]. En cambio, la señalización de control L1/L2 para *uplink*, envía ACK's para los canales recibidos DL-SCH, reporta las condiciones del estado del canal, e indica los requerimientos

[27] Un prefijo cíclico con duración de 4.7 (µs) es adecuado en ambientes urbanos y suburbanos.
[28] Un espaciamiento entre subportadoras de 7.5 (KHz) puede solamente ser usado en servicios MBMS.
[29] El Canal Físico de Control de Retransmisión para *Downlink* (R-PDCCH). Se transmite en LTE-Advanced.

para transmisiones de canales UL-SCH, además, se envía en los canales físicos: PUSCH y PUCCH [20].

Cuando un terminal no tiene asignado recursos para transmisión en el canal UL-SCH, la información de señalización de control L1/L2 se transmite en el canal PUCCH. Por otro lado, para optimizar los recursos de señalización en un resource block, existen 12 distintas rotaciones ortogonales de fase en una celda.

Cuando un terminal posee recursos asignados para transmisión en el canal UL-SCH, la información de señalización de control L1/L2 se transmite en el canal PUSCH [20].

La Figura 1.41 hace referencia a un ejemplo de señalización L1/L2 para *uplink* usando el canal de PUCCH [20].

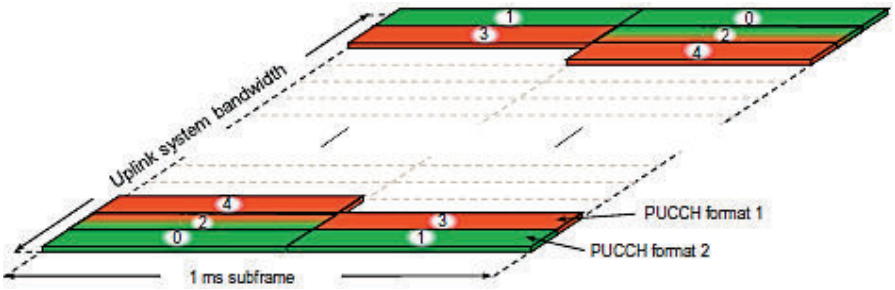


Figura 1.41. Señalización de control L1/L2 para *uplink* en el canal PUCCH [20]

1.6.8 REPRESENTACIÓN TIEMPO – FRECUENCIA DE LTE

En LTE la información está organizada por *resource grids*. Después de que la señal es modulada y codificada, un *resource element* es mapeado en un sistema en función del tiempo y frecuencia, denominado *resource grid*. El eje x del *resource grid* corresponde al tiempo, y el eje y corresponde a la frecuencia [28].

En la Figura 1.42, se visualiza la estructura de un *resource grid*, y como esta se compone de la concatenación de *resource blocks* y *resource elements*.

La división más pequeña del espectro de LTE que transporta datos es una subportadora. Un *Resource Element* (RE), es la unidad lógica más pequeña del espectro de LTE. Consiste en una subportadora durante un símbolo OFDM, y posee un ancho de banda de 15 (KHz) con prefijo cíclico normal y extendido.

Cada *resource element* lleva 2, 4 o 6 bits, según el tipo de esquema de modulación (QPSK, 16QAM o 64QAM) [20] [34].

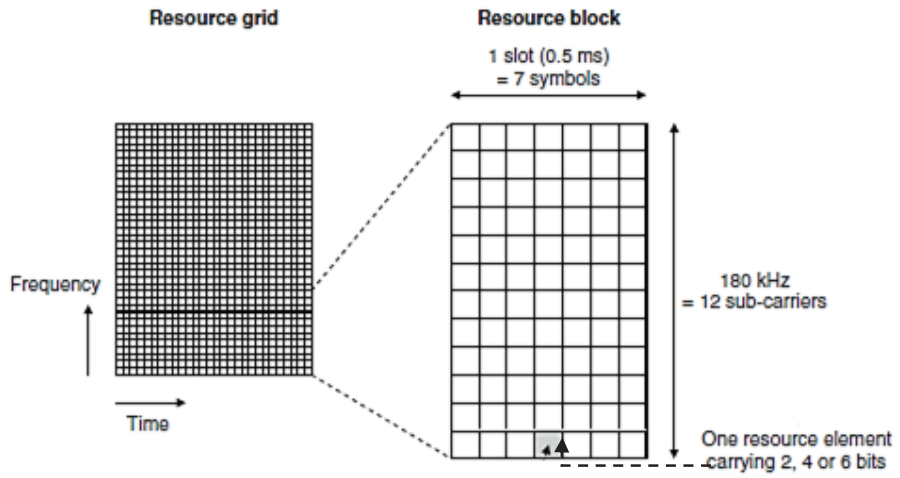


Figura 1.42. Estructura de un Resource Grid con prefijo cíclico normal [22]

Los *resource elements* se agrupan en bloques de recursos denominados *Resource Blocks* (RB). Un *resource block* se compone de 12 subportadoras en el eje de la frecuencia, mientras, en el eje del tiempo se compone de 7 símbolos OFDM cuando se utiliza prefijo cíclico normal, o 6 símbolos OFDM utilizando prefijo cíclico extendido. Cada *resource block* agrupa 84 *resource elements* con prefijo cíclico normal y 72 *resource elements* con prefijo cíclico extendido [22]. Un *resource block* constituye la unidad más pequeña de transmisión en LTE, es decir, el mínimo elemento de información que puede ser asignado por el eNB a un terminal móvil. Cada subportadora de 1 (ms) lleva de 12 a 14 símbolos OFDM [23] [28].

1.6.9 CONTENIDO DE UN RESOURCE GRID

Un *Resource Grid* puede contener tres tipos de información. Cada *resource element* contiene un símbolo modulado de datos de usuario, una señal de referencia o sincronización, o información de control [22] [23] [28].

El mapeo de los *resource elements* dependerá también de la configuración del sistema, del terminal móvil y del tipo de enlace, sea este *uplink* o *downlink*. A continuación, en la Figura 1.43 y Figura 1.44 se presentan ejemplos del mapeo de *resource elements* en *downlink* y *uplink* respectivamente [22] [23] [28].

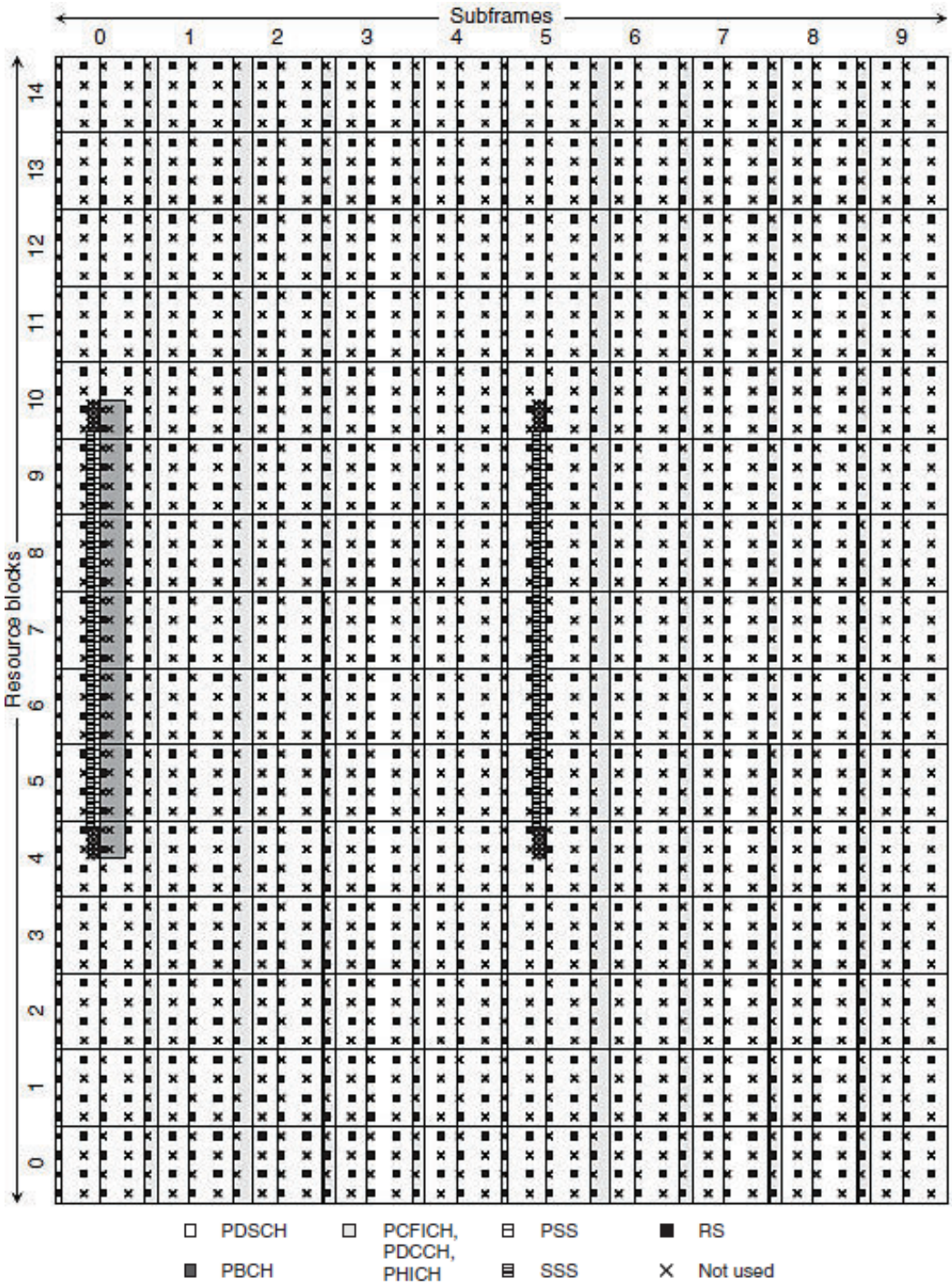


Figura 1.43. Mapeo de resource elements en DL, modo FDD, prefijo cíclico normal, ancho de banda de 3 (MHz), el puerto 1 de la antena de dos y un ID de celda igual a 1 [22]

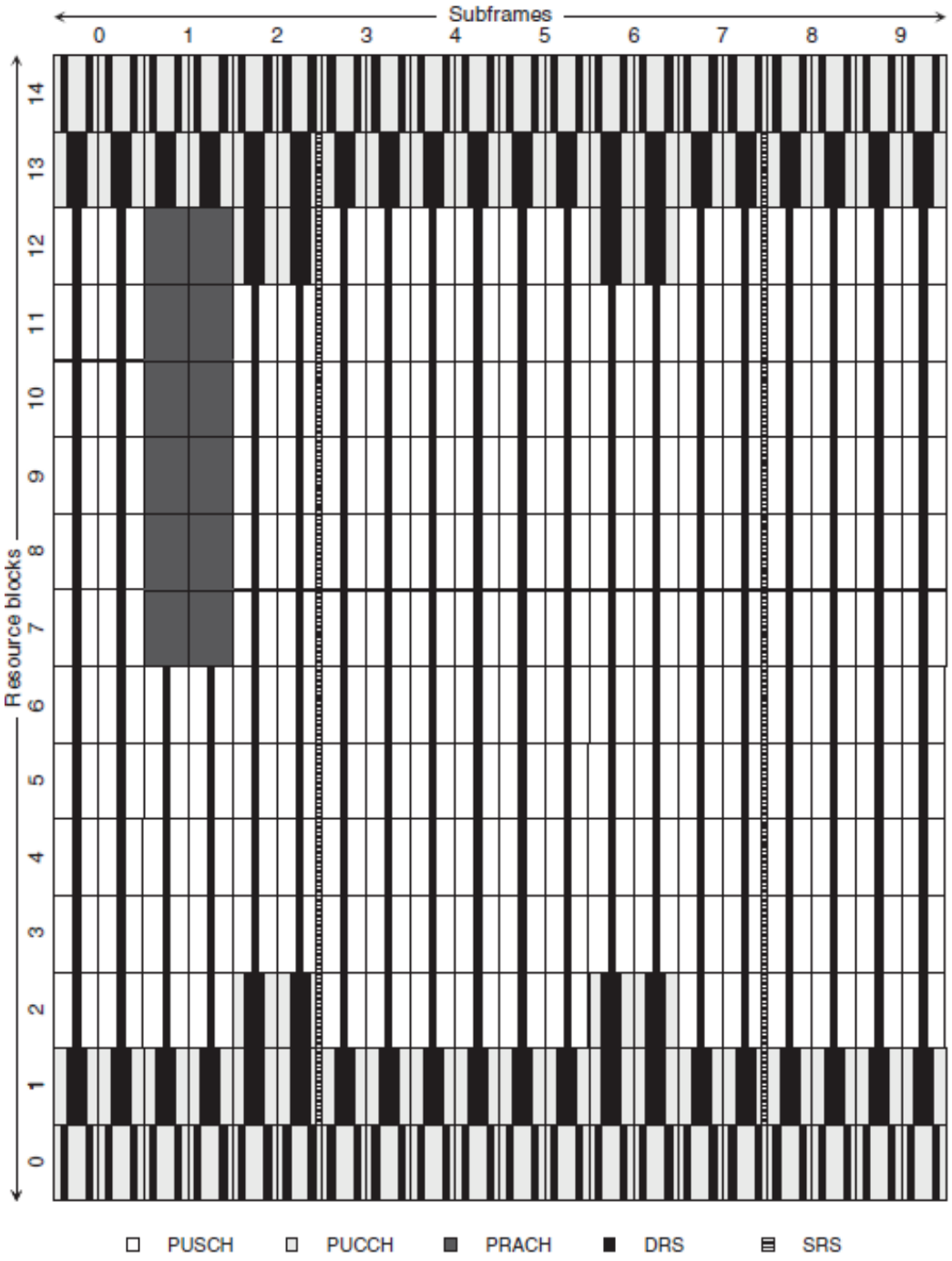


Figura 1.44. Mapeo de resource elements en UL, modo FDD, prefijo cíclico normal, ancho de banda de 3 (MHz), configuración de PRACH 3 y subtrama SRS con configuración 5 [22]

CAPITULO 2.

ESTABLECIMIENTO DE PARÁMETROS DE SIMULACIÓN

2.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se analizan las características de parametrización, asignación de recursos y el diagrama de bloques de las técnicas de acceso del interfaz radio de LTE, OFDMA y SC-FDMA, utilizadas por la tecnología de telefonía móvil LTE, para el enlace descendente y ascendente respectivamente. Es así que, se realizará el análisis individual de cada bloque a fin de encontrar los parámetros necesarios para proceder con la simulación.

Además, se analizarán los canales AWGN, y multitrayectoria con distribución Nakagami, utilizados para la transmisión de la señal sobre el canal inalámbrico.

Adicionalmente, se describirán los métodos de evaluación del rendimiento del sistema que se obtendrán de la simulación, tales como BER (*Bit Error Rate*), y PAPR (*Peak-to-Average Rate*).

2.2 PARAMETRIZACIÓN

Como se describió anteriormente, el *Release* 8 de LTE define dos tipos de estructuras de tramas para los modos de transmisión FDD y TDD. Para el desarrollo de la simulación, se utiliza la estructura de trama tipo 1, correspondiente a una trama LTE-FDD con duración de 10 (ms). Una trama LTE-FDD se compone de 10 subtramas, y cada subtrama de 2 *slots* de tiempo. Por otro lado, se define la utilización de prefijo cíclico normal, donde un *slot* de tiempo equivale a 7 símbolos OFDM [33].

Adicionalmente, se define un ancho de banda de 5 (MHz), por lo cual la simulación utilizará 25 *resource blocks* y 300 subportadoras, a una frecuencia de muestreo f_s equivalente a 7.68 (MHz), y un tamaño de ventana para la FFT igual a 512 [33].

En cuanto a las técnicas de transmisión multiantena MIMO disponibles en LTE, se determinada la utilización del modo de trasmisión SISO (*Simple Input Simple Output*), el cual permite la transmisión por única antena en el eNB.

2.3 ASIGNACIÓN DE RECURSOS EN LTE

La asignación de recursos en LTE permite que los usuarios transmitan la información ordenadamente en el sistema. Asimismo, pretende satisfacer las necesidades de la mayoría de usuarios, manteniendo los niveles de QoS requeridos por las aplicaciones, y tomando en cuenta la calidad del canal. El protocolo RRM se encarga de planificar la asignación de recursos en LTE [29] [39].

La asignación de recursos en *uplink* y *downlink* se ejecuta en el eNB, por lo cual requiere de señalización entre usuario y eNB. En *downlink* la asignación de recursos determina: qué usuarios transmiten en el canal PDSCH, cómo multiplexan sus canales lógicos, con qué formato transmiten, y qué modulación y codificación emplean. Por otro lado, en *uplink* la asignación de recursos determina: qué usuarios transmiten en el canal PUSCH en cada subtrama y *resource block*, y en qué formato transmiten [23].

Para el proceso de asignación de recursos, es necesario que en ambos enlaces se estime el canal para cada usuario. En *downlink*, los usuarios envían reportes del estado del canal CSR (*Channel Status Reports*) al eNB, obteniendo así la información del estado de canal CSI[30]. Sin embargo, en *uplink* el eNB puede estimar el canal, analizando la señal de referencia de sondeo en los *resource blocks* [23].

La asignación de recursos en LTE puede realizarse en el dominio del tiempo y de la frecuencia. En el dominio del tiempo, se realiza en intervalos equivalentes a la duración de subtramas, por lo cual, le permite a un usuario poseer buena calidad del canal en una determinada subtrama, además, provee un mecanismo primario para el control de QoS de los usuarios [23] [40]. No obstante, la asignación de recursos en frecuencia, otorga *resource blocks* a los usuarios

[30] Ver sección 1.6.6.1.1.

según las condiciones del canal [40]. En este tipo de asignación, la capacidad de la celda disminuye a medida que la tasa de datos de los usuarios aumenta [39].

LTE utiliza algoritmos para realizar la asignación dinámica de recursos, a fin de seleccionar los usuarios que transmiten durante una subtrama, con la métrica M más alta de cada algoritmo [23]. Los principales algoritmos están detallados a continuación.

2.3.1 MAXIMUM RATE (MR)

Este algoritmo maximiza el *throughput* del sistema, asignando recursos a aquellos usuarios que disponen de las mejores condiciones del canal y mayores velocidades de transmisión. Además, permite que los usuarios alcancen una elevada tasa de transmisión media [39] [23] [40].

Matemáticamente, la métrica M de MR se expresa como [40]:

$$M = \underbrace{\arg max}_{i} \{r_i(t)\} \qquad (2.1)$$ [31]

donde, $r_i(t)$ es la velocidad de transmisión de un usuario i, en una subtrama t.

MR no es equitativo para aquellos usuarios con menores velocidades de transmisión, ni cumple los niveles requeridos de calidad de servicio [23] [39].

2.3.2 ROUND ROBIN (RR)

Este algoritmo asigna el canal secuencialmente a los usuarios, sin considerar las condiciones del mismo. De tal forma que, otorga el mismo número de recursos a cada usuario, por lo cual es considerado como un algoritmo equitativo. No se utiliza en la práctica, ya que no toma en cuenta las necesidades de cada usuario y genera un bajo *throughput* para el usuario y el sistema [23] [39] [40].

Matemáticamente, la probabilidad de asignación de recursos por usuario es [23]:

$$p_i = \frac{1}{N} \qquad (2.2)$$

donde N, es el número total de usuarios en el sistema.

[31] La función arg max, obtiene los valores máximos de un grupo de elementos.

2.3.3 PROPORTIONAL FAIR (PF)

Este algoritmo intenta maximizar la capacidad del canal, tomando en cuenta las condiciones del mismo, y, pretende garantizar una tasa mínima de transmisión para cada usuario, asignando prioridad a usuarios con velocidades bajas, a fin de que puedan transmitir aquellos usuarios con peores condiciones de canal. Es considerado como un algoritmo justo, por lo cual es frecuentemente utilizado en sistemas LTE [23] [39] [40].

Matemáticamente, la métrica M de PF se basa en [40]:

$$M = \underbrace{\arg max}_{i} \left\{ \frac{r_i(t)}{\overline{R}_i(t)} \right\} \tag{2.3}$$

donde, $\overline{R}_i(t)$ es la tasa media asignada al usuario i, en una subtrama t.

2.3.4 MAX-MIN

Este algoritmo se basa en la asignación de recursos a los usuarios que menos recursos demanden, es decir, otorga prioridad de asignación a quienes menos recursos soliciten [39].

Matemáticamente, la regla de asignación de recursos de este algoritmo se basa en [39]:

$$R = \frac{Recursos\ totales\ disponibles - \sum Recursos\ Asignados}{\sum Usuarios\ insatisfechos} \tag{2.4}$$

donde R es la tasa de transmisión resultante de cada usuario.

2.3.5 MAXIMUM-LARGEST WEIGHTED DELAY FIRST (M-LWDF)

M-LWDF toma en cuenta las variaciones del canal, y los retardos de los paquetes para la asignación de recursos. Es así que, pretende asignar recursos a distintos usuarios con diferentes niveles de QoS requeridos. Por lo tanto, es adecuado con tráfico en tiempo real, ya que asigna prioridad en la entrega de recursos a los usuarios que utilizan servicios en tiempo real. Además, tiene como objeto obtener paquetes con bajas pérdidas, y buen *throughput* [39] [40].

Matemáticamente, la métrica M de M-LWDF se expresa como [40]:

$$M = \underbrace{\arg max}_{i} \left\{ \propto_i \ W_i(t) \frac{r_i(t)}{\overline{R_i}(t)} \right\} \tag{2.5}$$

siendo, $\propto_i = -\frac{\log \delta_i}{\tau_i}$

donde, τ_i es el retardo máximo que puede tolerar un usuario y δi es la probabilidad de que ese retardo sea superado. $W_i(t)$, es denominado *Head of Line* (HOL) y consiste en el retardo del paquete [39] [40].

2.3.6 EXPONENCIAL (EXP)

El algoritmo exponencial es el más equitativo con usuarios que utilizan aplicaciones multimedia con el mejor esfuerzo. Este algoritmo combinado con el algoritmo *Proportional Fair* se denomina *Exponential Proportional Fair* (EXP/PF) [39] [40].

2.3.6.1 Exponential Proportional Fair (EXP/PF)

El algoritmo EXP/PF es adecuado tanto para servicios en tiempo real, como no real. Sin embargo, asigna prioridad a usuarios que requieren servicios en tiempo real. Este algoritmo acepta usuarios con modulación y codificación adaptativas [39] [40].

Matemáticamente, la métrica M de EXP/PF consiste en [40] [41]:

$$M = \underbrace{\arg max}_{i} \left\{ \frac{r_i(t)}{\overline{R_i}(t)} \ exp\left(\frac{\propto_i \ W_i(t) - \overline{W(t)}}{1 + \sqrt{\overline{W(t)}}} \right) \right\} \tag{2.6}$$

siendo, $\overline{W(t)} = \frac{1}{N_{RT}} \sum_{i=1}^{N_{RT}} \propto_i \ W_i(t)$

donde, $\overline{W(t)}$ es denominado retardo medio ponderado, y N_{RT}, el número de usuarios para servicios en tiempo real. La métrica usada para servicios en tiempo no real, corresponde a la métrica del algoritmo PF [40] [41].

2.3.6.2 Exponential Rule (EXP-Rule)

Se basa en el algoritmo exponencial, y es considerado como el desarrollo del algoritmo EXP/PF [40]:

Matemáticamente, la métrica M de EXP-Rule consiste en [40]:

$$M = \underbrace{\arg max}_{i} \left\{ b_i \, K_i \, exp \left(\frac{a_i \, W_i(t)}{c + \sqrt{\frac{1}{N_{RT}} \sum_j W_j(t)}} \right) \right\} \tag{2.7}$$

donde, K_i representa la eficiencia espectral del usuario i. Los valores óptimos de los parámetros a_i, b_i y c, son los siguientes [40]:

$$\begin{cases} a_i \in \left[\frac{5}{0.99\tau_i}, \frac{10}{0.99\tau_i} \right] \\ b_i = \frac{1}{E[K_i]} \\ c = 1 \end{cases}$$

siendo, $E[K_i]$ la esperanza matemática de la eficiencia espectral K_i.

2.3.6.3 Log Rule

Una variante del algoritmo EXP-Rule, es el algoritmo Log Rule, cuya métrica M se calcula logarítmicamente de la siguiente manera [40]:

$$M = \underbrace{\arg max}_{i} \left\{ b_i \, K_i \, log\big(c + a_i \, W_i(t)\big) \right\} \tag{2.8}$$

donde, los valores óptimos de los parámetros a_i, b_i y *c*, son los siguientes [40]:

$$\begin{cases} a_i = \frac{5}{0.99\tau_i} \\ b_i = \frac{1}{E[K_i]} \\ c = 1.1 \end{cases}$$

2.4 DIAGRAMA DE BLOQUES DE OFDMA Y SC-FDMA

Conforme a lo revisado en el primer capítulo, los principales bloques para llevar a cabo la simulación de las técnicas de acceso a la interfaz radio, OFDMA y SC-FDMA, en una red LTE, son los que se muestran en el diagrama de la Figura 2.1. Cabe señalar que ambas técnicas de acceso tienen prácticamente el mismo diagrama de bloques, a excepción del bloque amarillo, el cual es exclusivo para SC-FDMA.

Considerando que la técnica de acceso OFDMA es usada para *downlink*, el diagrama de bloques inicia desde la estación base, la cual después de procesar

la señal, la transmite por el canal inalámbrico, hasta llegar al terminal móvil donde se recupera la señal enviada. Por tanto, la estación base será el transmisor OFDMA mientras el terminal móvil será el receptor [22].

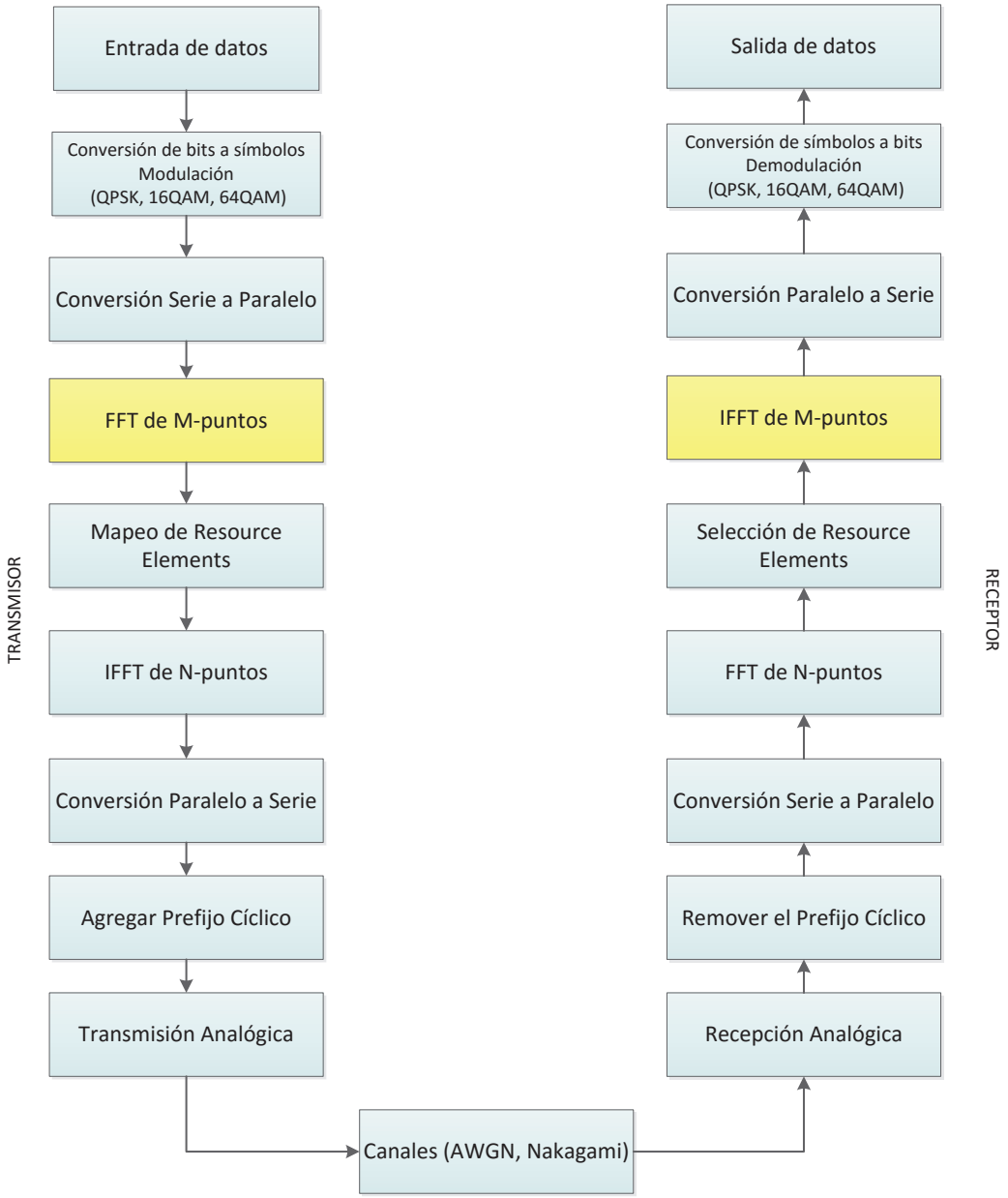


Figura 2.1. Diagrama de bloques SC-FDMA y OFDMA [22]

En cambio, en la técnica de acceso SC-FDMA usada para *uplink*, el diagrama de bloques inicia desde el terminal móvil, el cual genera la señal y la transmite por el canal inalámbrico, hasta llegar a la estación base donde se procesa la señal para posteriormente ser entregada al destinatario. Por tanto, la estación base será el receptor SC-FDMA, mientras el terminal móvil será el transmisor [22].

A continuación, se detalla cada uno de los bloques del transmisor a fin de establecer los parámetros necesarios para desarrollar la simulación. Cabe señalar que los bloques del receptor se agrupan para la explicación, debido a que realizan el proceso inverso al de transmisión.

2.4.1 ENTRADA DE DATOS

El gran crecimiento de la demanda del tráfico de datos móviles, comparado con un estancamiento del tráfico de voz, es la razón por la cual LTE se desarrolló con el fin de transmitir todo el tráfico sobre IP. En la Figura 2.2, se puede apreciar cómo se ha dado este drástico crecimiento en las redes de todo el mundo desde el 2011 hasta el 2016.

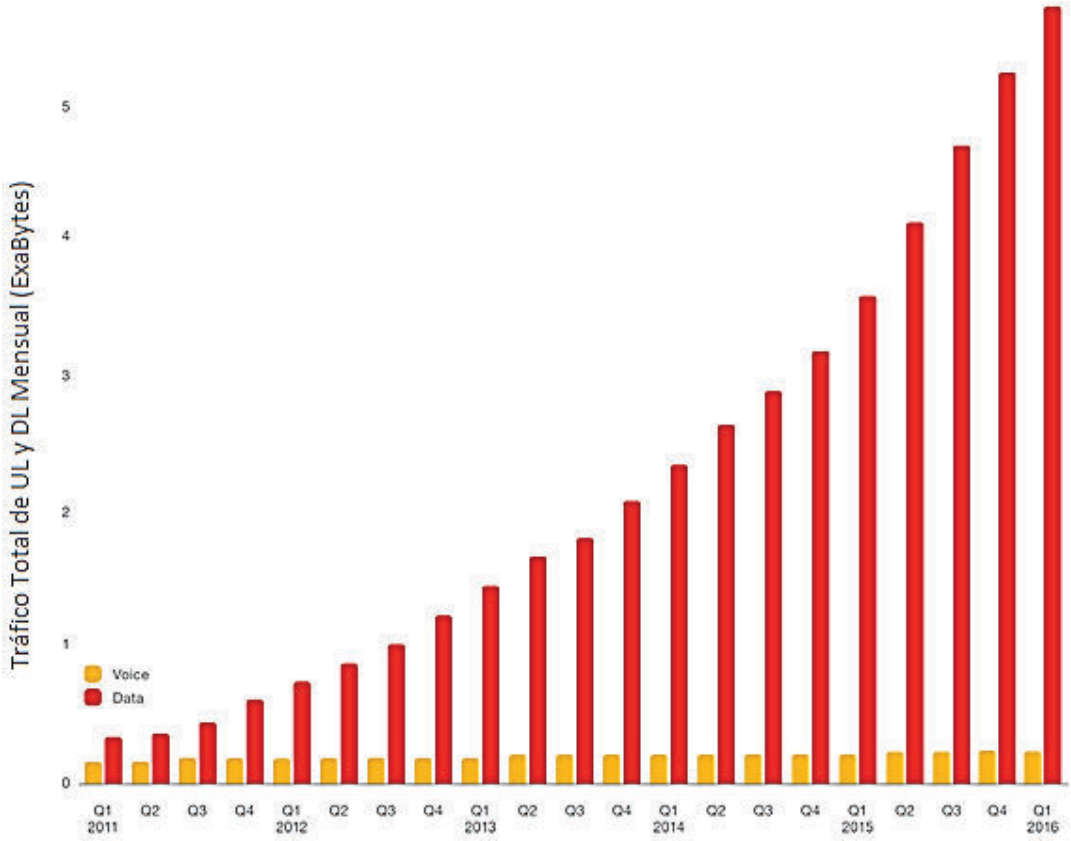


Figura 2.2. Crecimiento del tráfico mensual en redes de todo el mundo [42]

LTE es una tecnología celular orientada a la transmisión de datos móviles, razón por la cual las llamadas de voz y los SMS seguirán transmitiéndose en las tecnologías 2G y 3G.

El objetivo de este trabajo de titulación está enfocado al análisis de la interfaz radio, por lo que no se considerará para la simulación los procesos correspondientes a las capas superiores.

Los datos que ingresan al conversor de bits a símbolos son generados mediante una decodificación ASCII[32] de los datos ingresados previamente por teclado en la interfaz gráfica. El resultado de la decodificación es una matriz de 0 y 1 lógicos, los cuales son ordenados como un vector para pasar al bloque de conversión de bits a símbolo.

Con el fin de mejorar los resultados de BER vs SNR, se vio la necesidad de adicionar un bloque de codificación convolucional con tasa 1/3 para los datos de usuario. Se escogió dicha codificación debido a que LTE utiliza turbo códigos para la información de usuario, basado en concatenaciones de códigos convolucionales [43]. La codificación convolucional consiste en un código de corrección de errores, que se presenta como una alternativa a los códigos bloque. Los parámetros que definen a un código convolucional son: número de bits de salida n, número de bits de entrada k, y número de registros de memoria m, donde n debe ser mayor a k. Además, la tasa del código está definida por k/n, lo que indica la eficiencia de la codificación [44] [45]. En la Figura 2.3 se presenta el codificador convolucional de tasa 1/3 definido por LTE.

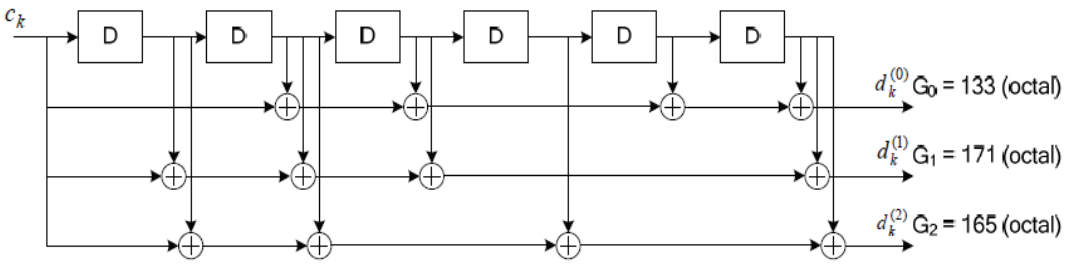


Figura 2.3. Codificador Convolucional de tasa 1/3 [43]

2.4.2 CONVERSIÓN DE BITS A SÍMBOLOS

En LTE se utiliza la modulación QPSK, 16QAM y 64QAM para la conversión de bits a símbolos de los datos de usuario, mientras que para la información de

[32] El código ASCII (*American Standard Code for Information Interchange*) es utilizado representar caracteres alfanuméricos del lenguaje humano en un ordenador. Cada carácter está formado por 8 bits [89].

control se ocupa BPSK y QPSK. En la Tabla 2.1 se puede evidenciar el tipo de modulación de cada canal físico tanto para *uplink* como para *downlink* [46].

Tabla 2.1. Modulaciones de los Canales Físicos [34]

Canal	Nombre	Tipo de Modulación
PUSCH	Canal Físico Compartido de *Uplink*	QPSK, 16QAM o 64QAM
PUCCH	Canal Físico de Control de *Uplink*	Formato 1 – No modulado Formato 1a – BPSK Formato 1b – QPSK Formato 2 – QPSK Formato 2a – QPSK + BPSK Formato 2b – QPSK + QPSK
PRACH	Canal Físico de Acceso Aleatorio	Secuencia Zadoff-Chu
PDSCH	Canal Físico Compartido de *Downlink*	QPSK, 16QAM o 64QAM
PDCCH	Canal Físico de Control de *Downlink*	QPSK
PHICH	Canal Físico Indicador HARQ	BPSK
PCFICH	Canal Físico Indicador de Formato de Control	QPSK
PBCH	Canal Físico *Broadcast*	QPSK
PMCH	Canal Físico *Multicast*	QPSK, 16QAM o 64QAM

2.4.2.1 CQI (Channel Quality Indicator)

La selección del tipo de modulación a utilizarse para los datos de usuario, está dada por la medición del CQI, el cual es el encargado de indicar la calidad del canal. Por ende, el terminal móvil mide la potencia de la señal recibida en las subportadoras, en base a la señal de referencia. Los resultados de las mediciones se transmiten a la estación base mediante el CQI [22].

En función del CQI se selecciona la modulación y codificación a utilizarse para la transmisión de los datos, como se observa en la Tabla 2.2. Además, se pueden escoger las subportadoras con mejor calidad de señal para transmitir sobre ellas [22].

Cabe señalar que el CQI especifica la máxima modulación y codificación que se puede implementar de tal forma que se tenga una relación de error por bloque menor o igual al 10% [22] [20].

Tabla 2.2. Tipo de Modulación y Tasa de Codificación en función del CQI [22]

CQI	Modulación	Tasa de codificación (unidades de 1/1024)	Bits de información por símbolo
0	N/A	0	0.00
1	QPSK	78	0.15
2	QPSK	120	0.23
3	QPSK	193	0.38
4	QPSK	308	0.60
5	QPSK	449	0.88
6	QPSK	602	1.18
7	16QAM	378	1.48
8	16QAM	490	1.91
9	16QAM	616	2.41
10	64QAM	466	2.73
11	64QAM	567	3.32
12	64QAM	666	3.90
13	64QAM	772	4.52
14	64QAM	873	5.12
15	64QAM	948	5.55

Para el enlace ascendente, considerando un esquema SISO, no está establecido la modulación 64QAM, como se puede observar en la Tabla 2.3. Por tal motivo, para SC-FDMA se aplica la modulación 16QAM para un CQI mayor o igual a 7.

Tabla 2.3. Tipo de modulación en función de la configuración multiantena [47]

Funcionalidad	Clase 1	Clase 2	Clase 3	Clase 4	Clase 5
Tasa de datos pico DL (Mbps)	10	50	100	150	300
Tasa de datos pico UL (Mbps)	5	25	50	50	75
Modulación DL	QPSK 16QAM 64QAM	QPSK 16QAM 64QAM	QPSK 16QAM 64QAM	QPSK 16QAM 64QAM	QPSK 16QAM 64QAM
Modulación UL	QPSK 16QAM	QPSK 16QAM	QPSK 16QAM	QPSK 16QAM	QPSK 16QAM 64QAM
MIMO DL	Opcional	2x2	2x2	2x2	4x4
MIMO UL	No	No	No	No	No

Existen tres formas mediante las cuales el terminal móvil comunica a la estación base el nivel de CQI [22] [31]:

- Reporte por ancho de banda (*Wideband reporting*): Se considera todo el ancho de banda del sistema. Este método permite reducir el número de bits de CQI que se deben enviar en la retroalimentación. Por tal motivo, resulta adecuado cuando se tiene un gran número de usuarios.
- Reporte por sub-banda configurada en capa superior (*High layer configured sub-band reporting*): La estación base divide al ancho de banda en sub-bandas, de esta manera se notifica un CQI por cada sub-banda. Consecuentemente, se consigue un mejor rendimiento, pero se incrementa la sobrecarga enviada en la retroalimentación.
- Reporte por sub-banda seleccionada por el terminal (*UE selected sub-band reporting*): También denominado promedio de las M mejores sub-bandas (*Best-M average*). El equipo terminal mide cada sub-banda y realiza un promedio de las sub-banda con el mejor CQI. Este método alcanza un buen rendimiento sin aumentar excesivamente la sobrecarga.

Para fines de la simulación, no se realiza una medición de CQI, ya que dicho proceso es realizado por capas superiores. Para definir la modulación a utilizarse se asigna un valor de CQI arbitrario por cada usuario, siguiendo el método *Wideband Reporting*.

2.4.2.2 Esquemas de Modulación

Modulación es el proceso de transportar información digital sobre una onda portadora, de modo que, permite codificar la secuencia de bits, ajustando parámetros como amplitud y fase inicial [22] [21] [48].

Cada conjunto de bits representa un símbolo, y corresponde a un estado de la señal portadora. El conjunto de símbolos forma una constelación, donde cada símbolo está definido en forma polar por un ángulo y una magnitud, como se puede apreciar en la Figura 2.4 [22] [21] [48]:

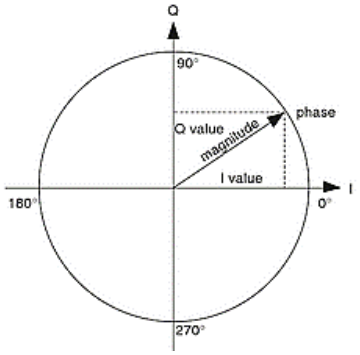


Figura 2.4. Representación polar de un símbolo [48]

La secuencia bits entrantes son transformados a un símbolo complejo $(I + jQ)$, descrito en términos de fase (I) y cuadratura (Q) por las siguientes ecuaciones [22] [21]:

$$I = A\cos\varphi \tag{2.9}$$

$$Q = A\sin\varphi \tag{2.10}$$

donde, A es la amplitud de la señal, y φ es el ángulo de fase inicial el cual se mide en sentido antihorario desde el eje X [22].

Mientras mayor sea el número de bits que forman un símbolo, la modulación será menos robusta frente a las interferencias producidas por el canal. Al utilizar menos bits por símbolo, el esquema es más robusto, sin embargo, se tiene una menor eficiencia, ya que se generará un mayor número de símbolos [22] [21] [46].

Existen diversos esquemas de modulación, siendo PSK[33] y QAM[34] los empleados para LTE, cuyas variantes dependiendo el número de bits utilizado por cada símbolo son: BPSK, QPSK, 16QAM y 64QAM; los cuales ocupan uno, dos, cuatro y seis bits por símbolo respectivamente. A continuación, se describe brevemente cada uno de ellos con su correspondiente diagrama de constelación según la codificación Gray[35] asignada de acuerdo a lo especificado en el 3GPP TS 36.211 V8.9.0 (2009-12) [32] [49].

---

[33] PSK (Phase Shift Keying - Modulación por Desplazamiento de Fase) es un esquema de modulación donde cada símbolo tiene una fase inicial diferente. Por ende, puede ser considerado como un caso particular de QAM [48].

[34] QAM (Quadrature Amplitude Modulation – Modulación de Amplitud por Cuadratura) es un esquema de modulación donde cada símbolo está asociado a una amplitud y fase inicial [48].

[35] Código de Gray fue desarrollado por Laboratorios Bell en 1953, consiste en una codificación en la cual entre símbolos consecutivos únicamente se cambia un bit [48].

2.4.2.2.1 BPSK (Binary Phase-Shift Keying)

BPSK es el esquema de modulación por desplazamiento de fase binaria, es decir que tiene dos estados en función de la fase. Posee dos símbolos de igual amplitud, y sus fases están separadas 180°. En esta modulación, un símbolo corresponde a un bit [22] [50].

En la Figura 2.5, se aprecia el diagrama de constelación para BPSK.

Figura 2.5. Diagrama de constelación BPSK

2.4.2.2.2 QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying)

Cada símbolo representa a una secuencia de dos bits, de las posibles combinaciones se obtienen cuatro símbolos de igual amplitud, pero diferente fase inicial. La separación de fase entre símbolos es 90° [22]. En la Figura 2.6, se observa el diagrama de constelación de QPSK.

Figura 2.6. Diagrama de constelación QPSK

2.4.2.2.3 16QAM

Cada símbolo representa a una secuencia de cuatro bits, de las posibles combinaciones se obtienen 16 símbolos de diferente amplitud y fase inicial [22]. En la Figura 2.7, se puede observar el diagrama de constelación de 16QAM.

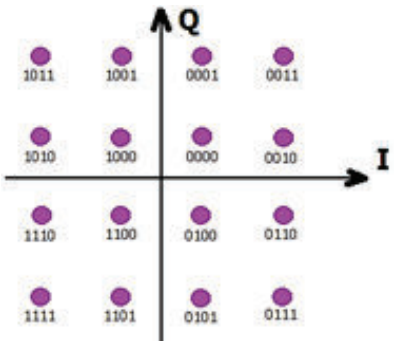


Figura 2.7. Diagrama de constelación 16QAM

2.4.2.2.4 64QAM

Cada símbolo representa a una secuencia de seis bits, de las posibles combinaciones se obtienen 64 símbolos de diferente amplitud y fase inicial [22]. En la Figura 2.8, se presenta el diagrama de constelación de 64QAM.

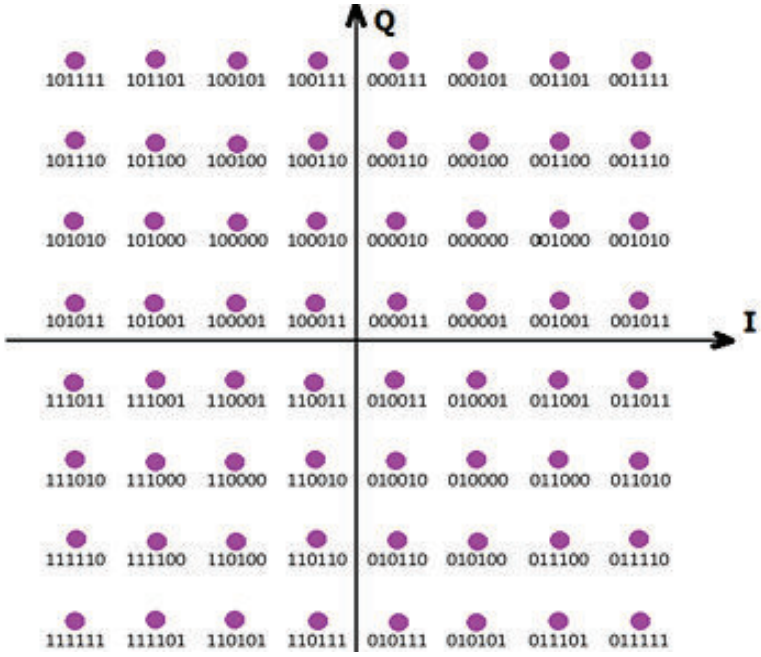


Figura 2.8. Diagrama de constelación 64QAM

2.4.3 CONVERSIÓN SERIE A PARALELO

El bloque de conversión serie a paralelo va de la mano con el mapeo de datos, en el cual entra un vector formado por símbolos, y se obtiene como resultado un bloque de información [21].

La conversión de serie a paralelo se realiza con el fin de dividir la cadena de símbolos en pequeñas cadenas (*substreams*), en donde el número de substreams asignados a cada usuario dependerá del tipo de método de asignación de recursos, de la aplicación que se transmita, y la tasa de transmisión requerida. [4]

Como se observa en la Figura 2.9 y de acuerdo a lo señalado en el primer capítulo, el espaciamiento entre subportadora para LTE es de 15 (KHz), y corresponde a una duración de símbolo de 66.7 (μs) [22].

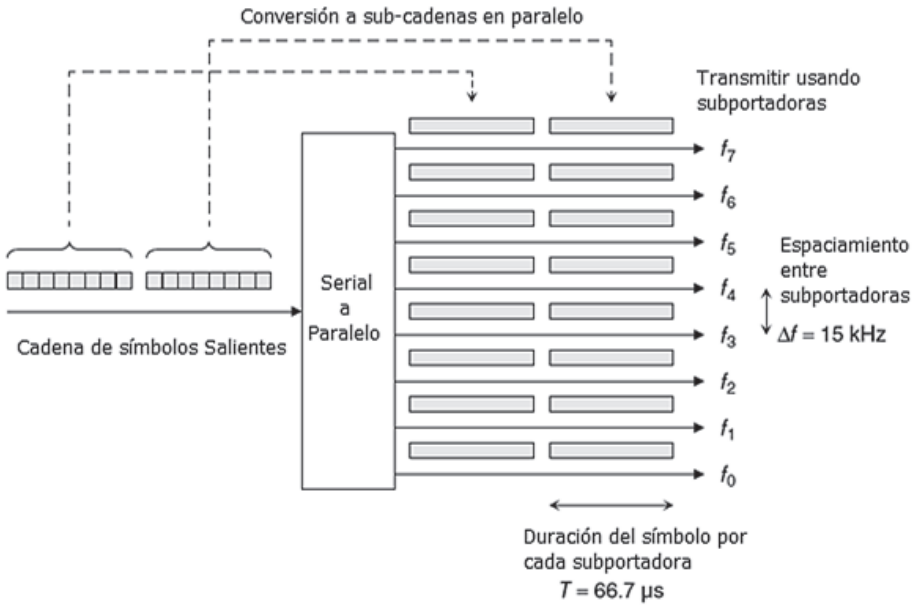


Figura 2.9. Conversión serie a paralelo para OFDM [22]

Para la conversión, se toma una cadena de N símbolos y se los convierte en N substreams paralelas, las cuales serán transmitidas en subportadoras diferentes. El valor de N indica el número de portadoras y depende del ancho de banda del sistema [22] [21].

2.4.4 FFT DE M-PUNTOS

El bloque FFT de M-Puntos es exclusivo de SC-FDMA, puesto que esta técnica de acceso se caracteriza por la transmisión en una única portadora, es decir, que la señal modulada en una subportadora es una combinación lineal de todos los símbolos transmitidos en el mismo instante, consecuentemente, SC-FDMA posee una PAPR baja [21].

La Transformada Rápida de Fourier (FFT) convierte una señal del dominio del tiempo al domino de la frecuencia, y se realiza después del bloque paralelo a serie, para conseguir la característica de portadora única (*Single Carrier*). Con la FFT se agrupan los símbolos de manera que se minimizan las variaciones de potencia [31] [22].

Como se puede apreciar en la Figura 2.1, en el transmisor SC-FDMA se realiza una FFT de M puntos, y una IFFT de N puntos. Siendo M y N diferentes para no invertir el proceso del primer bloque de la transformada de Fourier.

En la Tabla 2.4, se puede observar el tamaño de ventana M de la FFT para el enlace ascendente, así como también, el tamaño de ventana N de la IFFT que se realiza en el transmisor tanto en OFDMA como en SC-FDMA.

Tabla 2.4. Tamaño para IFFT y FFT para downlink y uplink [51]

Ancho de Banda (MHz)	Número de Resource Blocks	Número de Subportadoras	Downlink	Uplink	
			Tamaño N - IFFT	Tamaño M – FFT	Tamaño N – IFFT
1.4	6	72	128	72	128
3	15	180	256	180	256
5	25	300	512	300	512
10	50	600	1024	600	1024
15	75	900	1536	900	1536
20	100	1200	2048	1200	2048

Dado que LTE trabaja con 5 (MHz), el tamaño de ventana para la FFT adicional de SC-FDMA es $M = 300$, donde a cada uno de los cinco usuarios se les asignó 60 subportadoras.

Al finalizar el proceso de FFT e IFFT, se realiza la normalización de las mismas, multiplicando por $\sqrt{N}$ y $1/\sqrt{N}$ respectivamente, donde N corresponde al número de subportadoras utilizadas en el proceso.

2.4.5 MAPEO DE RESOURCE ELEMENTS

En este bloque del transmisor de LTE se mapea la información del sistema en los *resource elements* que conforman la *resource grid*. Este proceso dependerá de la configuración del sistema, del tipo de enlace, y tipo de asignación de recursos determinado. El mínimo recurso que puede ser asignado a un usuario es un *resource block* durante una subtrama [23].

2.4.5.1 Enlace Descendente

Como se mencionó anteriormente, una *resource grid* en *downlink* puede contener datos de usuario, señalización L1/L2 correspondiente al control del enlace de *downlink*, y señales de referencia y sincronización. Dicha información es mapeada en distintos canales y señales físicas, tal como se muestra en la Figura 2.10.

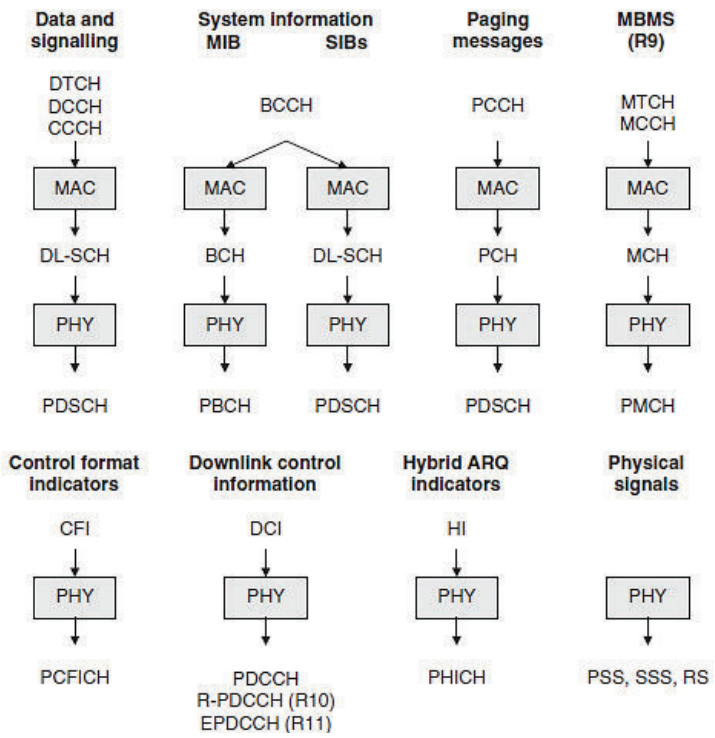


Figura 2.10. Mapeo del flujo de Información de LTE en el enlace de downlink [22]

2.4.5.1.1 Mapeo de Datos de Usuario

Los datos son transmitidos a través del canal físico PDSCH, en donde el tipo de modulación está especificado en la sección 2.4.2 según el valor de CQI [23].

Existen diversos modos de operación del canal PDSCH, los cuales son descritos en la Tabla 2.5.

Tabla 2.5. Modos de operación del canal PDSCH

Operación	Características Principales
Modo 1	Transmisión por una única antena en el eNB
Modo 2	Diversidad en transmisión
Modo 3	Multiplexado espacial en bucle abierto
Modo 4	Multiplexado espacial en bucle cerrado
Modo 5	MIMO para esquemas multiusuario
Modo 6	Conformación de haz con realimentación desde el terminal móvil para indicar el tipo de pre-codificación en el proceso de conformación de haz.
Modo 7	Conformación de haz sin realimentación. En este caso el eNB determina el esquema de pre-codificación apropiado para la conformación de haz.

Dado que la simulación utiliza el modo SISO de transmisión, se ha elegido utilizar el modo 1 de canal PDSCH.

El mapeo de canales PDSCH se da secuencialmente según el tipo de asignación de recursos elegido, en cada *resource element* del *resource grid* asignado para transmisión, exceptuando los *resource elements* asignados a: los canales PBCH, PMCH, PDCCH, PHICH, y PCFICH, y las señales de referencia y de sincronismo [52].

2.4.5.1.2 Mapeo de Señalización L1/L2 para DL

Como se menciona anteriormente, la señalización L1/L2 para *downlink* se transmite en los canales PDCCH, PHICH, y PCFICH.

- Mapeo del canal PCFICH:

El canal PCFICH contiene el Indicador del Formato de Control CFI (*Control Format Indicator*), cuyo valor equivale a la cantidad de símbolos asignados a los canales de control PDCCH y PHICH en cada subtrama. Existen cuatro valores de CFI asignables, los cuales pueden ser visualizados en la Tabla 2.6 [52] [53].

Tabla 2.6. Valores de CFI [43]

CFI	Palabra Código
1	<0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1>
2	<1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0>
3	<1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1,0,1,1>
4 (Reservado)	<0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0>

El valor de CFI utilizado en la simulación es el correspondiente al primer valor, por ende se trabaja con un símbolo OFDMA para los canales de control en cada subtrama.

PCFICH es codificado con codificación bloque 1/16 y modulado con el esquema de modulación QPSK [52] [43]. Es mapeado en 16 subportadoras distribuidas en 4 grupos de *resource elements* REGs[36] (*Resource Group Elements*), a lo largo de todo el ancho de banda en el primer símbolo OFDM de cada subtrama [52].

[36] Un Resource Group Element (REG), constituye cuatro Resource Elements consecutivos [21].

- Mapeo del canal PHICH

PHICH lleva ACK/NACKs en respuesta a la información enviada en el canal PUSCH de *Uplink*. El canal PHICH es codificado con código de repetición 1/3 y modulado con el esquema de modulación BPSK. Un ACK es codificado como 111, mientras un NACK es codificado como 000, para después ser modulado en símbolos OFDM. Adicionalmente, LTE define que cada símbolo se expande mediante secuencias ortogonales de Walsh[37], a cuatro símbolos $(SF = 4)$[38] utilizando prefijo cíclico normal, y a dos símbolos $(SF = 2)$ usando prefijo cíclico extendido. Por lo cual, cada canal PHICH con prefijo cíclico normal se expande en secuencias ortogonales de cuatro símbolos y se compone finalmente de 12 símbolos, como puede ser observado en la Figura 2.11 [52] [43] [53] [43].

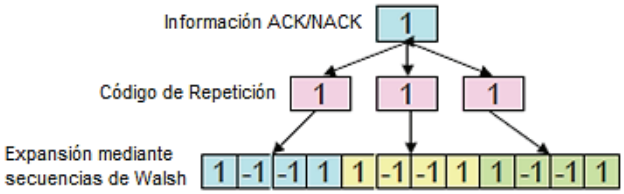


Figura 2.11. Construcción de la señal PHICH [23]

Las secuencias ortogonales disponibles para PHICH en LTE, están detalladas en la Tabla 2.7.

Tabla 2.7. Secuencias Ortogonales para PHICH [52]

Índice de secuencia	CP normal	CP extendido
0	[+1 +1 +1 +1]	[+1 +1]
1	[+1 −1 +1 −1]	[+1 −1]
2	[+1 +1 −1 −1]	[+ j + j]
3	[+1 −1 −1 +1]	[+ j − j]
4	[+ j + j + j + j]	-
5	[+ j − j + j − j]	-
6	[+ j + j − j − j]	-
7	[+ j − j − j + j]	-

PHICH es transmitido en el primer símbolo de cada subtrama, y puede ser transportado en un conjunto de REGs. A múltiples canales PHICH mapeados en los mismos REGs, se los denomina grupo de canales PHICH, los cuales poseen

[37] Las Funciones o Códigos de Walsh, se utilizan para expandir los bits de información y proporcionar redundancia [90].
[38] Spread Factor (SF), hace referencia al número de símbolos por secuencia expandida usados para codificar un solo símbolo de información [29].

códigos ortogonales entre sí. Para identificar un canal PHICH es necesario conocer el grupo e índice del código. Cada PHICH se compone de 12 símbolos BPSK, por lo que necesita de 12 *resource elements* para ser transmitido, es decir, de tres REGs respectivamente [53] [52].

El número de grupos PHICH en cada subtramas está dado por [52]:

$$N_{PHICH}^{group} = \begin{cases} N_g \left(\frac{N_{RB}^{DL}}{8}\right) para\ CP\ normal \\ 2\left[N_g \left(\frac{N_{RB}^{DL}}{8}\right)\right]\ para\ CP\ extendido \end{cases} \tag{2.11}$$

Donde $N_g \in \{1/2, 1/6, 1, 2\}$, y depende de las capas superiores. En la Tabla 2.8 se puede observar la cantidad de grupos PHICH según el factor N_g y el número de *resource blocks* de acuerdo al ancho de banda del sistema [52].

Tabla 2.8. Cantidad de Grupos PHICH [43]

N° *Resource Blocks*	N_g = 1/6	N_g = ½	N_g = 1	N_g = 2
6	1	1	1	2
15	1	1	2	4
25	1	2	4	7
50	2	4	7	13
75	2	5	10	19
100	3	7	13	25

Para la simulación se eligió utilizar un factor N_g igual a 1, por lo cual se establecen cuatro grupos de canales PHICH.

- Mapeo del canal PDCCH:

El canal PDCCH contiene la Información de Control para *downlink* DCI. Este canal soporta múltiples formatos, los cuales son descritos en la Tabla 2.9 [52]. El formato PDCCH escogido para la simulación es el formato 3.

Tabla 2.9. Formatos de PDCCH soportados en LTE Release 8 [52]

Formatos PDCCH	CCEs	REGs	Bits PDCCH
0	1	9	72
1	2	18	144
2	4	36	288
3	8	72	576

Así mismo, existen diversos formatos de DCI soportados en LTE, los cuales están descritos en la Tabla 2.10. El formato escogido para la simulación es el formato 1, puesto que permite la asignación de recursos a los canales PDSCH operando en el modo 1 correspondiente a transmisión SISO [23].

Tabla 2.10. Formatos de DCI soportados en LTE Release 8 [23]

Formato	Propósito	Información Transmitida
0	Reconocimiento, Petición, y Asignación de recursos para PUSCH.	Transmite la asignación de recursos para un PUSCH.
1	Asignación para PDSCH (modo simple)	Transmite la asignación de recursos para un PDSCH operando en los modos 1, 2 y 7.
1a	Asignación para PDSCH en formato compacto	Transmite la asignación (de forma compactada) de recursos para un PDSCH operando en los modos 1, 2 y 7.
1b	Asignación para PDSCH operando con conformación de haz	Transmite la asignación (de forma compactada) de recursos para un PDSCH operando con conformación de haz mediante realimentación desde el terminal móvil (modo 6 de operación del PDSCH).
1c	Asignación para PDSCH en formato muy compacto	Transmite la asignación (en forma compactada) de recursos para un PDSCH. El canal PDSCH sólo puede utilizar modulación QPSK.
1d	Asignación para PDSCH con MIMO multiusuario	Transmite la asignación (en forma compactada) de recursos para un PDSCH cuando el eNB considera técnicas MIMO para esquemas multiusuario.
2	Asignación para PDSCH con MIMO operando en bucle cerrado	Transmite la asignación de recursos para un PDSCH operando en el modo 4 (MIMO en bucle cerrado).
2a	Asignación para PDSCH con MIMO operando en bucle abierto	Transmite la asignación de recursos para un PDSCH operando en el modo 3 (MIMO en bucle abierto).
3	Control de potencia para PUCCH y PUSCH (ajuste de 2 bits)	Transmite comandos de ajuste del control de potencia para un grupo de terminales móviles. El ajuste se indica mediante 2 bits por cada terminal móvil.
3a	Control de potencia para PUCCH y PUSCH (ajuste de 1 bit)	Transmite comandos de ajuste del control de potencia para un grupo de terminales. El ajuste se indica mediante 1 bit por cada terminal móvil.

El canal PDCCH es codificado con turbo codificación 1/3 y modulado con el esquema de modulación QPSK. Es mapeado en uno o más CCEs[39] (*Control Channel Elements*), en el primer símbolo OFDM de cada subtrama. El mapeo de este canal depende del valor de CFI escogido, del ancho de banda del sistema, y del número de puerto de la antena [43] [52].

Para el cálculo del total de CCEs para el canal PDCCH, se deben considerar varios factores [54] [55]:

$$\text{Total RE's} = n * x * y = 1 * 12 * 25 = 300 \text{ RE's} \tag{2.12}$$

$$\text{RE's para PDCCH} = \text{Total RE's - RE's usados para señales de referencia, PHICH y PFICH} \tag{2.13}$$

donde, n corresponde al valor de CFI, x al número de subportadoras en un *resource block* (RB), y y el número total de RB's considerando un ancho de banda de 5 (MHz).

$$\text{CCE's disponibles para PDCCH} = \text{RE's para PDCCH}/36 \tag{2.14}$$

2.4.5.1.3 Mapeo de Señales de Sincronismo PSS y SSS

Las señales de sincronismo en LTE permiten principalmente los procesos de búsqueda de celdas, y el sincronismo de las mismas en tiempo y frecuencia. Las señales de sincronismo son transmitidas dos veces en cada trama.

- Mapeo de la Señal PSS

Dado que la simulación opera en el modo de transmisión FDD, la señal PSS es mapeada en el último símbolo del primer *slot* de las subtramas 0 y 5. Está formada por 72 subportadoras localizadas alrededor de la subportadora en DC, y ubicadas en los seis *resource blocks* centrales del *resource grid* [20].

La señal PSS se genera a partir de una secuencia Zadoff-Chu de longitud 63, mapeada en 63 subportadoras de las cuales solo 62 subportadoras son transmitidas, ya que la subportadora central coincide con la subportadora en DC. A estas subportadoras, se adicionan cinco subportadoras en cada borde, generadas a partir de 0's [20].

[39] Un Control Channel Element (CCE), corresponde a nueve REGs [21].

- Mapeo de la Señal SSS

En modo FDD, la señal SSS se transmite en el penúltimo símbolo del primer *slot* de las subtramas 0 y 5. Está formada por 72 subportadoras localizadas alrededor de la subportadora en DC, y se genera a partir de dos m-secuencias de longitud 31. Las subportadoras se mapean en 62 subportadoras sin transmitir la subportadora en DC, a las cuales se adicionan cinco subportadoras compuestas de 0's a cada extremo [20]. En la Figura 2.12, se observa la ubicación de las señales de sincronismo PSS y SSS en la *resource grid* de LTE.

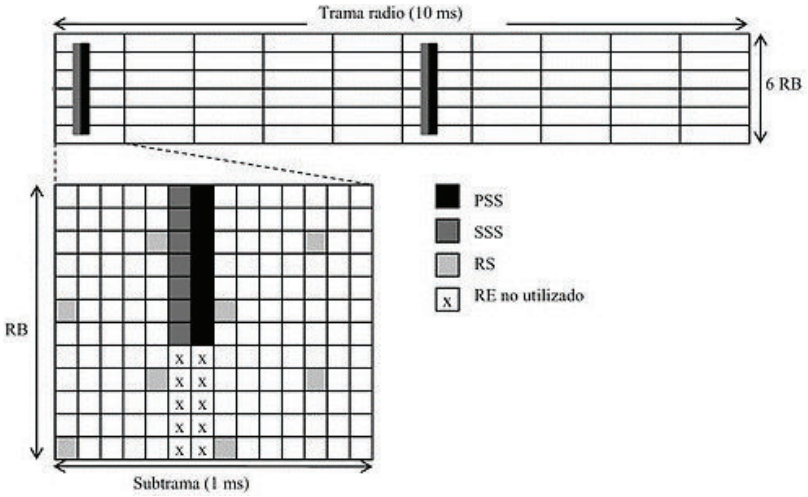


Figura 2.12. Ubicación de las Señales de Sincronismo en la Resource Grid [30]

2.4.5.1.4 Mapeo de Señales de Referencia RS

Para la simulación, las señales de referencia utilizadas son las específicas por celda para *downlink*. Una señal de referencia específica por celda consiste en una secuencia Gold que varía dependiendo de la identidad de la celda. Se compone de símbolos de referencia insertados en el símbolo OFDM 0 y 5 de cada *slot* en tiempo, con un espacio de 6 subportadoras en frecuencia. En una subtrama de 1 (ms), existen 8 símbolos de referencia, es decir, 4 símbolos de referencia por *resource block* [20].

El mapeo de estas señales depende del puerto de la antena, y de la identidad de la celda. Existen seis posibles combinaciones de símbolos de referencia en frecuencia. El uso de una combinación en particular depende de la identidad de la celda. Cada combinación corresponde a 84 distintas identidades de celda [20] [28].

En la Figura 2.13 se muestran tres de seis diferentes combinaciones de símbolos de referencia.

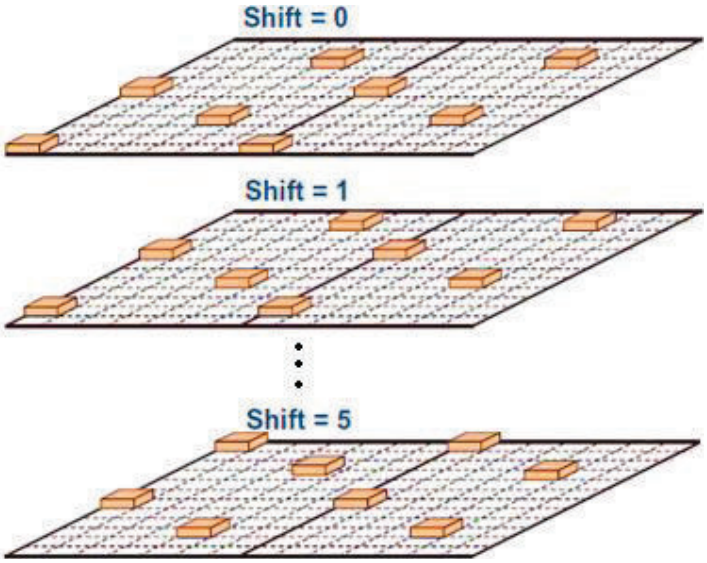


Figura 2.13. Distintas distribuciones de una Señal de Referencia Específica [20]

La distribución elegida para ser utilizada en la simulación es la primera combinación, correspondiente a ID de celda igual a 0 y un solo puerto de antena.

2.4.5.2 Enlace Ascendente

Como se mencionó anteriormente, una *resource grid* en *uplink* puede contener datos de usuario, señalización L1/L2 correspondiente al control del enlace de *uplink*, y señales de referencia. Dicha información es mapeada en distintos canales y señales físicas, tal como se muestra en la Figura 2.14 [23].

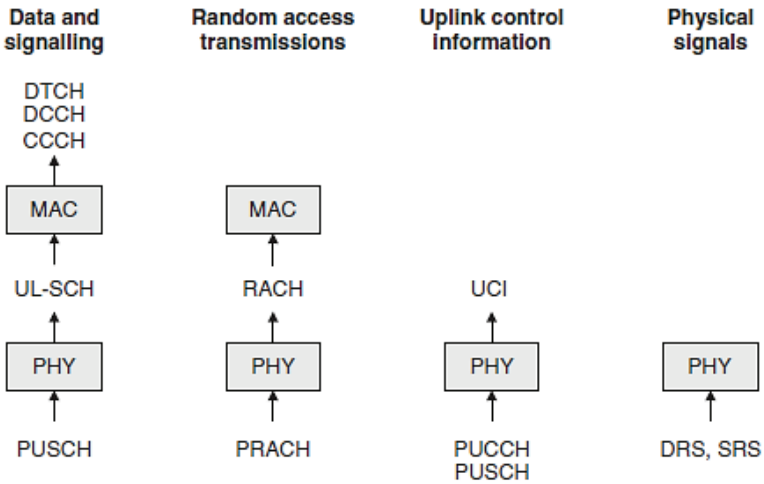


Figura 2.14. Mapeo del flujo de Información de LTE en el enlace de uplink [22]

2.4.5.2.1 Mapeo de Datos de Usuario

Los datos en *uplink* son transmitidos a través del canal físico PUSCH, para el cual se utiliza el tipo de modulación especificado en la sección 2.4.2 según el valor de CQI [23]. El canal PUSCH es mapeado en los símbolos OFDM de cada *slot*, que no pertenezcan a los canales de control, ni a las señales de referencia [53].

2.4.5.2.2 Mapeo de Señalización L1/L2 para UL

Como se menciona anteriormente, la señalización L1/L2 para *uplink* se transmite en los canales PUCCH, o PUSCH, sin embargo, para la simulación se ha determinado que la señalización L1/L2 para *uplink* se transmita en el canal PUCCH.

- Mapeo del canal PUCCH

El canal PUCCH lleva la Información de Control de *Uplink* UCI, y, es mapeado en los extremos superiores e inferiores de la trama. PUCCH es codificado con codificación convolucional 1/3 y modulado con el esquema de modulación señalado en la Tabla 2.11, dependiendo del formato PUCCH utilizado. Cada símbolo PUCCH consiste en el desplazamiento cíclico de una secuencia pseudo-randómica [43].

Tabla 2.11. Formatos de canal PUCCH soportados en LTE Release 8 [52] [53]

Formato PUCCH	Esquema de Modulación	Bits por Subtrama	Tipo UCI
1	N/A	N/A	Petición de asignación de recursos
1a	BPSK	1	SISO ACK/NACK
1b	QPSK	2	MIMO ACK/NACK
2	QPSK	20	CQI (20 bits codificados)
2a	QPSK+BPSK	21	CQI + SISO Ack/Nack
2b	QPSK+BPSK	22	CQI + MIMO Ack/Nack

Dado que la simulación trabaja con transmisión SISO, se ha elegido utilizar el canal PUCCH formato 1a, el cual utiliza modulación BPSK. Para generar el canal PUCCH Formato 1a, la información modulada se multiplica por una secuencia Zadoff-Chu de longitud 12, con lo cual se obtienen 12 símbolos. A continuación, cada símbolo se expande mediante secuencias ortogonales de Walsh a cuatro

símbolos, por ende, la secuencia Zadoff-Chu compuesta de 12 símbolos, se expande a secuencia ortogonal de 48 símbolos [23] [52] [53]. Las secuencias ortogonales para el canal PUCCH Formato 1a, soportadas en LTE se describen en la Tabla 2.12.

Tabla 2.12. Secuencias Ortogonales para PUCCH Formato 1a con SF=4 [52]

Índice de secuencia	Secuencia Ortogonal
0	[+1 +1 +1 +1]
1	[+1 −1 +1 −1]
2	[+1 −1 −1 +1]

Los formatos 2, 2a, y 2b del canal PUCCH se mapean en los *resource block* extremos superior e inferior de la trama, mientras los formatos 1, 1a, y 1b se mapean en los *resource block* extremos penúltimos de la trama. Este canal se mapea alternadamente en los *slots* de una subtrama. Los símbolos correspondientes al canal PUCCH Formato 1a/1b se ubican en el primer, segundo, sexto, y séptimo símbolo de cada *slot* [53] [20]. En la Figura 2.15 se puede observar el mapeo del canal PUCCH en color verde.

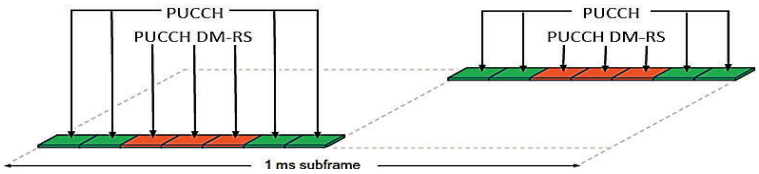


Figura 2.15. Mapeo del Canal PUCCH formato 1, 1a y 1b [20]

2.4.5.2.3 Mapeo de Señales de Referencia SRS y DM-RS:

Para la simulación, las señales de referencia mapeadas son las correspondientes a las señales de referencia para demodulación, y las señales de referencia de sondeo para *uplink*.

- Mapeo de la Señal de Referencia DM-RS

Las señales de referencia DM-RS consisten en extensiones cíclicas de secuencias ZC. Se transmiten junto a los canales PUSCH y PUCCH [28] [20].

- Señal DM-RS para el canal PUSCH

En el caso de la señal DM-RS para el canal PUSCH y utilizando prefijo cíclico normal, la señal DM-RS se ubica en el cuarto símbolo OFDM en todos los *resource blocks* asignados a PUSCH DM-RS [20].

- Señal DM-RS para el canal PUCCH

En el caso de la señal DM-RS para el canal PUCCH, la localización de esta señal dependerá del formato del canal. Para el canal PUCCH Formato 1a, la señal DM-RS se ubica en los símbolos OFDM 2, 3, y 4 en todos los *resource blocks* asignados a PUCCH DM-RS [20]. En la Figura 2.15 se observa el mapeo del canal PUCCH DM-RS en color rojo.

- Mapeo de la Señal de Referencia SRS

Las señales de referencia de sondeo también consisten en extensiones cíclicas de secuencias Zadoff-Chu. Estas señales son trasmitidas cada 2, 5, 10, 20, 40, 80, 160, o 320 (ms), en el último símbolo de la subtrama [20] [52] [53]. Un ejemplo de señal SRS se muestra en la Figura 2.16.

Figura 2.16. Mapeo de la señal SRS en LTE [20]

LTE define la periodicidad de la señal SRS, y sus valores de offset. En la Tabla 2.13 se detallan las especificaciones por subtrama para la señal SRS.

Tabla 2.13. Configuración por subtrama de la señal SRS para transmisión FDD [52]

Configuración de Subtramas para SRS	Binario	Periodo T_{SFC}	Offset de transmisión Δ_{SFC}
0	0000	1	$\{0\}$
1	0001	2	$\{0\}$
2	0010	2	$\{1\}$
3	0011	5	$\{0\}$
4	0100	5	$\{1\}$
5	0101	5	$\{2\}$
6	0110	5	$\{3\}$
7	0111	5	$\{0,1\}$
8	1000	5	$\{2,3\}$
9	1001	10	$\{0\}$
10	1010	10	$\{1\}$
11	1011	10	$\{2\}$
12	1100	10	$\{3\}$
13	1101	10	$\{0,1,2,3,4,6,8\}$
14	1110	10	$\{0,1,2,3,4,5,6,8\}$
15	1111	Reservado	reservado

Para la simulación, se ha seleccionado el modo de configuración 7 de señal SRS por subtramas. Para mapear la señal SRS en una subtrama determinada, se debe cumplir que:

$$\left[\frac{n_s}{2}\right] mod\ T_{SFC} \in \Delta_{SFC} \qquad (2.15)^{40}$$

Para la configuración de subtrama SRS 7, si el resultado a la ecuación 2.12 pertenece a $\Delta_{SFC} = \{0,1\}$, la señal SRS se mapea. En este caso, la señal SRS se transmite en las subtramas 0, 1, 5, y 6, como se detalla en la Tabla 2.14 a continuación.

Tabla 2.14. Subtramas SRS para la configuración 7 de la señal SRS [53]

Subtrama	n_s	$\left[\frac{n_s}{2}\right] mod\ 5$	Estado SRS
0	0	[0/2] mod 5 = 0	SRS ON
	1	[1/2] mod 5 = 0	
1	2	[2/2] mod 5 = 1	SRS ON
	3	[3/2] mod 5 = 1	
2	4	[4/2] mod 5 = 2	SRS OFF
	5	[5/2] mod 5 = 2	
3	6	[6/2] mod 5 = 3	SRS OFF
	7	[7/2] mod 5 = 3	
4	8	[8/2] mod 5 = 4	SRS OFF
	9	[9/2] mod 5 = 4	
5	10	[10/2] mod 5 = 0	SRS ON
	11	[11/2] mod 5 = 0	
6	12	[12/2] mod 5 = 1	SRS ON
	13	[13/2] mod 5 = 1	
7	14	[14/2] mod 5 = 2	SRS OFF
	15	[15/2] mod 5 = 2	
8	16	[16/2] mod 5 = 3	SRS OFF
	17	[17/2] mod 5 = 3	
9	18	[18/2] mod 5 = 4	SRS OFF
	19	[19/2] mod 5 = 4	

2.4.6 IFFT DE N-PUNTOS

Mediante el bloque de IFFT, se consigue cambiar a la señal del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo. A este bloque entran las subportadoras, y cada una es modulada independientemente de la otra [31].

---

[40] mod hace referencia al módulo de la expresión $[n_s/2]$, utilizando aritmética modular [53].

El tamaño de la IFFT depende del ancho de banda del sistema, como se lo aprecia en la Tabla 2.4. Para un ancho de banda de 5 (MHz) el tamaño de la IFFT en el enlace descendente es de 512, parámetro que se utiliza para la generación de este bloque.

Al aplicar la IFFT adicional a la conversión al dominio del tiempo, se asegura que las subportadoras se generen ortogonalmente. La ortogonalidad es un principio fundamental para OFDMA ya que de ello depende que la información que se transmite en una subportadora no interfiera con la siguiente subportadora [56] [31] [46].

El resultado del bloque de IFFT es una matriz de 140 símbolos, por 512 puntos por cada trama correspondientes al tamaño de la IFFT aplicada.

2.4.7 INSERCIÓN DEL PREFIJO CÍCLICO

En este bloque, la última parte del símbolo OFDM es copiado e insertado al inicio del símbolo OFDM, por lo cual, la longitud del símbolo se incrementa de T_u a $T_u + T_{CP}$ [32] [20]. En la Figura 2.17, se visualiza la inserción de prefijo cíclico en LTE.

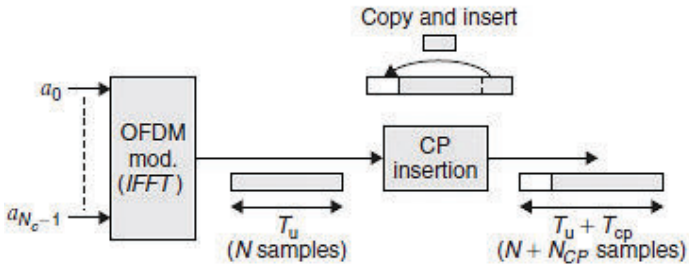


Figura 2.17. Bloque de Inserción de Prefijo Cíclico en LTE

La inserción del prefijo cíclico, se lleva a cabo en el dominio del tiempo. LTE define la duración de cada símbolo como 66.67 (μs). Utilizando prefijo cíclico normal, la duración del mismo en el primer símbolo de un *slot* equivale a 5.2 (μs), mientras en los siguientes seis símbolos es de 4.7 (μs) [34].

LTE define el periodo de muestra en unidades de tiempo como [52]:

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{7.68\ [\mathrm{MHz}]} = \frac{1}{\Delta f * N} = \frac{1}{15000 * 512} = 130.2\ (\mathrm{ns}) \qquad (2.16)$$

El tiempo de trama T_{Fr} para un sistema LTE es $T_{Fr} = X * T_s = 10\ (\mathrm{ms})$, donde X equivale a las unidades de tiempo por trama. Para un sistema con ancho de banda de 5 (MHz), X es igual a 76800. Por ende, el T_{Fr} utilizado en la simulación es:

$$T_{Fr} = 76800 \text{ unidades de tiempo} = 76800 * T_s = 10\ (\mathrm{ms}) \qquad (2.17)$$

Y el tiempo de *slot* para un sistema LTE es [52]:

$$T_{slot} = 3840 \text{ unidades de tiempo} = 3840 * T_s = 0.5\ (\mathrm{ms}) \qquad (2.18)$$

Como se observa en la Figura 2.17, el prefijo cíclico se inserta después del bloque IFFT de longitud N, por ende, N_{CP} muestras del bloque IFFT son añadidas al inicio de dicho bloque durante la inserción del prefijo cíclico [32] [20].

La simulación utiliza un tamaño de ventana IFFT de 512 muestras, por tanto, 512 unidades de tiempo equivalen a un símbolo de 66.67 (μs). El prefijo cíclico del primer símbolo de un *slot* con duración de 5.2 (μs), equivale a 40 unidades de tiempo; y el prefijo cíclico de los símbolos restantes con duración de 4.7 (μs) equivale a 36 unidades de tiempo [34].

2.4.8 CONVERSIÓN PARALELO A SERIE

En el bloque de conversión paralelo a serie, se organizan secuencialmente los datos obtenidos del bloque de inserción de prefijo cíclico para proceder con la transmisión analógica.

2.4.9 TRANSMISOR ANALÓGICO

Los sistemas celulares utilizan transmisores y receptores de baja potencia, los cuales deben estar correctamente sintonizados a la misma frecuencia. La potencia de la señal varía según la trayectoria y el canal inalámbrico utilizados en la transmisión [57] [58] [59].

Un transmisor análogo digital se compone de un oscilador y un amplificador. El oscilador genera una onda sinusoidal denominada portadora para transportar la señal a altas frecuencias. A continuación, el amplificador aumenta la potencia de la señal para que la misma sea alimentada a la antena y transportada por el canal [57] [58] [59].

Para poder recuperar la señal, es necesario que las características, y sensibilidad del receptor sean las adecuadas. Adicionalmente, se utiliza un banco de filtros para realizar la ecualización [59].

En la simulación se ha implementado un transmisor análogo mediante la utilización de un oscilador por desplazamiento de fase y un amplificador de baja potencia; de igual manera un receptor análogo, que realiza la estimación de una señal piloto al inicio de la señal enviada, para posteriormente enviarla a un ecualizador que corrige la distorsión en fase y amplitud.

2.4.10 BLOQUES DEL RECEPTOR

Como se mencionó anteriormente, en el receptor se hace el proceso inverso a la transmisión. Para OFDMA, los datos que llegan del canal son muestreados y transformados a banda base. Posteriormente, pasan al bloque de remoción de prefijo cíclico donde se retira la información excedente, y se realiza la conversión serie a paralelo para poder ingresar al bloque FFT, el cual permite recuperar la amplitud y la fase de cada subportadora. En el demapeo de *resource elements* se separan las señales de datos de usuario, de control, de referencia y de sincronismo. El presente trabajo de titulación no comprende el estudio de capas superiores, por ende, los datos de usuario son decodificados y demodulados para obtener la información deseada [22].

En SC-FDMA el proceso es muy similar, con un bloque de IFFT adicional, el cual separa los símbolos que en el transmisor fueron unidos con el fin de disminuir el PAPR [22].

2.4.11 CANALES

2.4.11.1 AWGN

El canal AWGN, también denominado canal de Ruido Blanco Gaussiano, adiciona ruido aleatorio a la señal entrante, como se lo mencionó en el primer capítulo. Siendo así que la señal que llega al receptor, corresponde a la suma de la señal que sale del transmisor con el ruido AWGN. Este ruido generado afecta tanto a la fase (I) como a la cuadratura (Q) de la señal [60].

En LTE, el terminal móvil estima el canal en función del nivel de relación señal a ruido (SNR), encontrado al analizar las señales de referencia. Este proceso se realiza con el fin de comunicar a la radiobase el CQI adecuado que le permita enviar la información, de tal manera, que en el receptor se la pueda recuperar [22].

La simulación no abarca la estimación del canal, por lo cual, se establece un valor de SNR en función del CQI generado previamente. Para ello, se analizó el modo de transmisión 111,0 de la Tabla 2.15, donde se relaciona los valores de CQI con el respectivo valor de SNR. Dicho modo transmisión es el utilizado para esquemas SISO [61].

Tabla 2.15. Relación entre SNR y CQI [61]

CQI	SNR				
	Modo de Transmisión				
	111,0 re-tx	111,3 re-tx	222	322	342
1	1.95	2.00	-7.00	-3.10	-4.80
2	4.00	4.05	-5.00	-1.15	-2.60
3	6.00	5.10	-3.15	1.50	0.00
4	8.00	8.00	-1.00	4.00	2.60
5	10.00	10.00	1.00	6.00	4.95
6	11.95	11.80	3.00	8.90	7.60
7	14.05	13.90	5.00	12.70	10.60
8	16.00	16.10	6.90	14.90	12.95
9	17.90	17.45	8.90	17.50	15.40
10	19.90	19.50	10.85	20.50	18.10
11	21.50	21.50	12.60	22.45	20.05
12	23.45	23.10	14.35	23.20	22.00
13	25.00	24.90	16.15	24.90	24.55
14	27.30	27.00	18.15	27.00	26.80
15	29.00	29.10	20.00	29.10	29.60

Como se observa en la Tabla 2.15, la SNR necesaria es aproximadamente dos veces el valor del indicador CQI, dicha relación es utilizada para la simulación.

2.4.11.2 NAKAGAMI

Para la implementación del canal Nakagami, un parámetro clave a considerar es el factor m, el cual determinará el comportamiento del canal. Por consiguiente,

se puede comportar como Media Gaussiana cuando $m = 1/2$, como distribución Rayleigh cuando $m = 1$, como distribución Rician cuando $m > 1$, como distribución log-normal conforme m aumenta, e incluso como AWGN cuando m es sumamente grande [62] [15].

Para la generación del canal modelado con distribución Nakagami, se utiliza la ecuación 2.19, la cual está definida en función de las distribuciones de Rayleigh y Rician [63].

$$R_{\boldsymbol{Nakagami}} = R_{\boldsymbol{Rayleigh}} * e^{1-m} + R_{\boldsymbol{Ricean}} * (1 - e^{1-m}) \qquad (2.19)$$

Para la generación de los canales con distribución Rayleigh y Rician fue necesario establecer la frecuencia de muestreo, así como el desplazamiento Doppler. Adicionalmente, para Rician es necesario especificar el factor K, en función del valor de m, cuya relación está dada por la ecuación 2.20 [64].

$$m = \frac{(K+1)^2}{2K+1} \qquad (2.20)$$

Para la simulación se consideran cinco índices m, los cuales están detallados en la Tabla 2.16, con su correspondiente valor de factor K.

Tabla 2.16. Factor K en función del parámetro m utilizado

$\boldsymbol{m}$	$\boldsymbol{K}$
1	0
1.5	1.36
3	4.45
5	8.5
10	18.49

2.5 MÉTODOS DE EVALUACIÓN

2.5.1 BER

BER y BLER (*Block Error Rate*) son parámetros que permiten medir la calidad de la señal en el receptor. Es necesario conocer esta información para poder retransmitirla cuando ha llegado con errores, a fin de que en el receptor se pueda recuperar la señal deseada.

El parámetro BER consiste en la relación entre los bits de información que llegan errados, en comparación con todos los bits que fueron transmitidos. En contraste, BLER especifica cuantos bloques de transporte llegan errados, en función del número total de bloques transmitidos. El receptor puede medir estos parámetros en base a la detección de errores conseguida por medio de los códigos de redundancia cíclica (CRC) [65] [66].

Debido a la naturaleza cambiante del canal inalámbrico, es necesario obtener una curva que compare el BER en función de la potencia de la señal recibida y por consiguiente en función de la SNR. Para ello es necesario obtener el BER para cada SNR dada, para posteriormente analizar la probabilidad de que ocurra una SNR determinada, y finalmente obtener las respectivas curvas para las diferentes modulaciones empleadas. En la Figura 2.18, se aprecia un ejemplo de curvas BER vs SNR, como se menciona anteriormente [67].

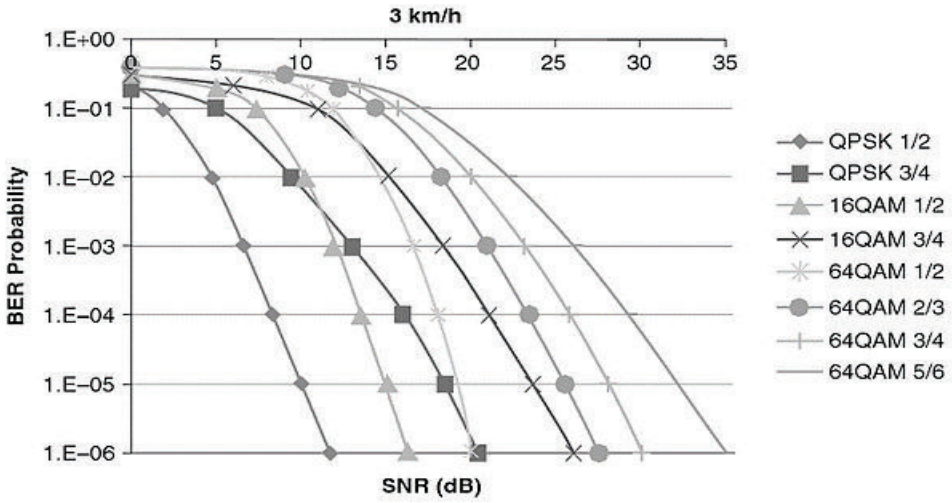


Figura 2.18. BER vs SNR para diferentes tipos de modulaciones [48]

2.5.2 PAPR

El parámetro PAPR, corresponde a la relación entre la potencia pico y la potencia promedio de una señal. En donde, la potencia media de una señal OFDM equivale a la suma de la potencia promedio de cada una de N subportadoras, mientras que, la potencia pico es la máxima potencia instantánea que se produce cuando las componentes complejas son iguales. En vista de que la potencia pico de la señal es superior a la potencia promedio del sistema, la PAPR adquiere valores muy altos, lo cual incrementa la complejidad en la conversión análoga

digital de la señal y reduce la eficiencia de un amplificador RF. LTE pretende reducir el valor de la PAPR con técnicas de mezclado, y técnicas de distorsión de la señal [54] [68] [69].

Matemáticamente, la PAPR se define como:

$$PAPR = \frac{\max[x(t) * conj(x(t))]}{E[x(t) * conj(x(t))]} = \frac{P_p}{P_m} \tag{2.21}$$

Tomando como ejemplo una modulación QPSK, la PAPR puede ser expresada como [54]:

$$PAPR_{db} = 10 * \log_{10} \frac{P_p}{P_m} = 10 * \log_{10} \frac{(N * \ a)^2}{N * \frac{a^2}{2}} = 10 * \log 2N \tag{2.22}$$

donde, P_p equivale a la potencia pico, P_m corresponde a la potencia promedio, y a corresponde a la amplitud de una subportadora.

2.5.3 CCDF

La función de distribución acumulativa complementaria CCDF (*Complementary Cumulative Distribution Function*), calcula estadísticamente el tiempo que una señal pasa por encima del nivel de potencia medio, o la probabilidad de que la potencia de la señal esté por encima del nivel de potencia promedio [70].

Para el análisis de resultados, los valores de PAPR obtenidos del sistema se presentarán utilizando la función CCDF, matemáticamente expresada como [68]:

$$P(PAPR \ \geq PAPR_0) = 1 - (1 - e^{-PAPR_0})^N \tag{2.23}$$

donde, $PAPR_0$ hace referencia al nivel umbral. En consecuencia, se puede interpretar a la CCDF como la probabilidad de que la PAPR sea mayor que un determinado umbral [68].

CAPITULO 3.

SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

3.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se explica la simulación de las técnicas de acceso OFDMA y SC-FDMA para un sistema con tecnología móvil LTE, la cual se desarrolló en línea de códigos de MATLAB. A la vez, se realizan las explicaciones pertinentes para que el usuario del programa pueda hacer uso del mismo.

Cabe señalar que el programa desarrollado presenta dos opciones: la simulación y la presentación de resultados. En la simulación, el usuario puede ingresar por teclado los mensajes a ser transmitidos y observar las alteraciones que sufrió el mensaje al transmitirse por el canal. Por otro lado, en la presentación de resultados el usuario especifica los parámetros para obtener las curvas correspondientes a BER en función de la SNR, y CCDF en función de los resultados de PAPR del sistema.

Finalmente, se realiza el análisis de los resultados obtenidos en la simulación. Para ello se han generado las curvas correspondientes, a fin de analizar el comportamiento de las técnicas de acceso, dependiendo del canal utilizado en la transmisión de la señal, y de la modulación empleada.

3.2 GENERALIDADES DE MATLAB

MATLAB es un software computacional de gran utilidad para áreas de ingeniería y técnicas, introducido a mediados de los años 80. Asimismo, consiste en un instrumento para computación matemática, procesamiento de información (datos, videos, imágenes), simulaciones, modelamiento, desarrollo de aplicaciones, generación y visualización de gráficas 2D y 3D, etc [71] [72].

Su nombre proviene de *Matrix Laboratory*, de ahí que los datos que se manejan en MATLAB son de tipo matriz. Por consiguiente, utiliza métodos basados en matrices, que le permiten solventar una amplia gama de problemas analíticos y numéricos. Por otra parte, es un software muy eficiente, robusto, flexible, versátil

y amigable con el usuario, el cual maneja su propio lenguaje de programación [71] [72].

Para la realización del presente trabajo de titulación se utilizaron dos ambientes de MATLAB: el ambiente de trabajo (*Working Environment*), y el ambiente de desarrollo de la interfaz gráfica denominado GUIDE (*Graphical User Interface Development Environment*).

El ambiente de trabajo es donde se desarrollan, depuran y compilan las funciones o *script*s de extensión .m; también se administran, manipulan, importan o exportan las variables. Por otra parte, en GUIDE se desarrolla la interfaz que permite que el usuario interactúe con el programa, ingresando los parámetros requeridos para la simulación [72].

MATLAB ofrece una gran variedad de comandos y funciones incluidas dentro de las herramientas estándar. En el Anexo A, se enlistarán las más utilizadas en el presente trabajo de titulación, junto con una breve descripción de las mismas.

Cabe señalar que la versión de MATLAB sobre la cual se trabajó fue la R2013a, que se muestra en la Figura 3.1.

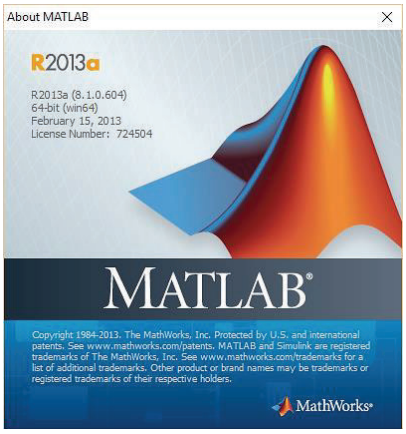


Figura 3.1. Versión de MATLAB

3.3 DIAGRAMA DE FLUJO DE LA INTERFAZ GRÁFICA

En la Figura 3.2 se puede apreciar el diagrama de flujo de la interfaz gráfica. Al iniciar el programa, se despliega la Ventana Inicial, la cual representa la portada donde se encuentra el nombre del trabajo de titulación e indica por quienes fue realizado. En la Figura 3.3, se muestra la Ventana Inicial.

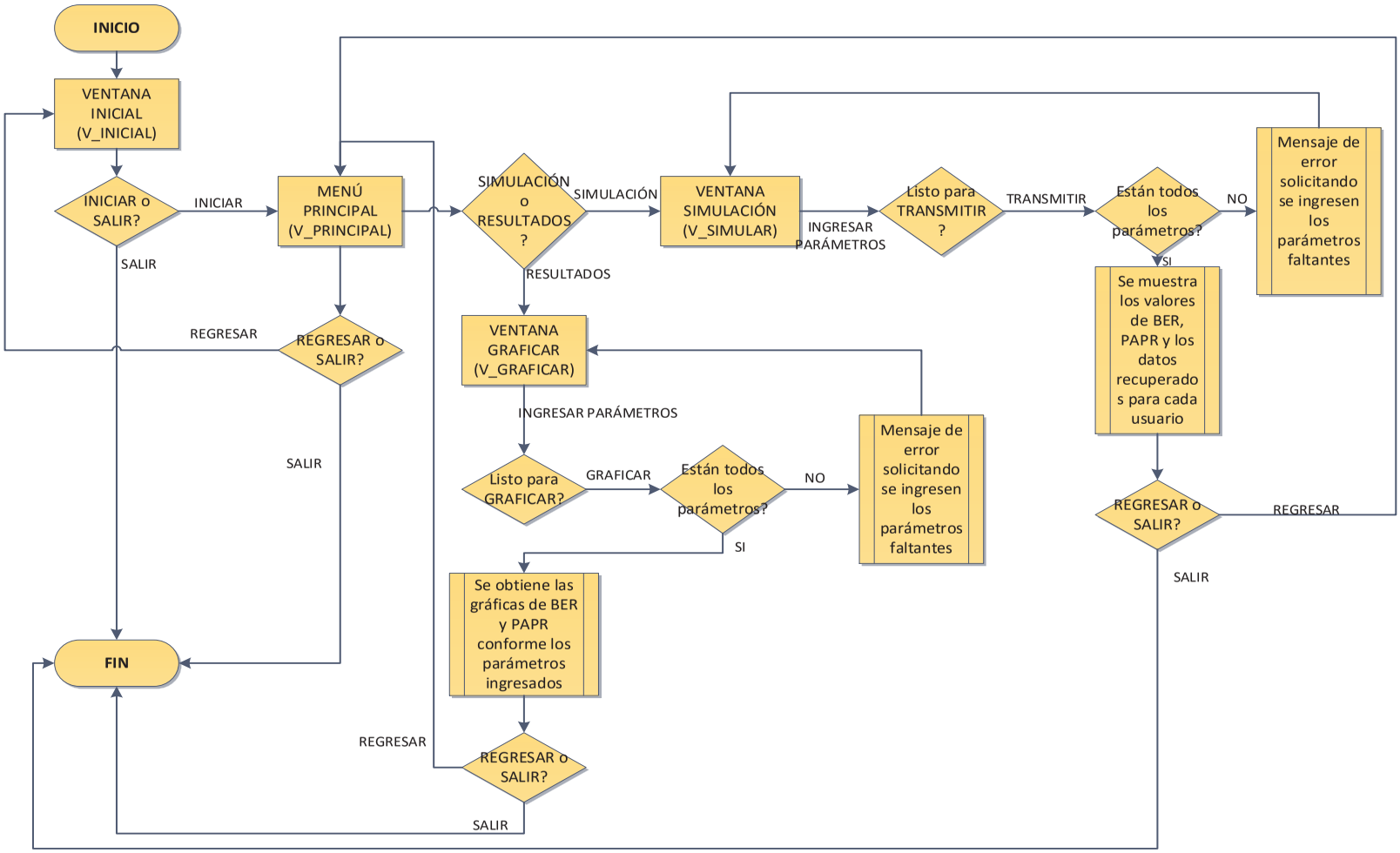


Figura 3.2. Diagrama de flujo de GUIDE

Figura 3.3. Ventana Inicial

Inicialmente, en la Ventana Inicial el usuario tiene dos opciones: presionar el botón INICIAR o presionar el botón de cerrar de la esquina superior derecha. Si selecciona el botón INICIAR, se desplegará la Ventana Principal, la cual se muestra en la Figura 3.4.

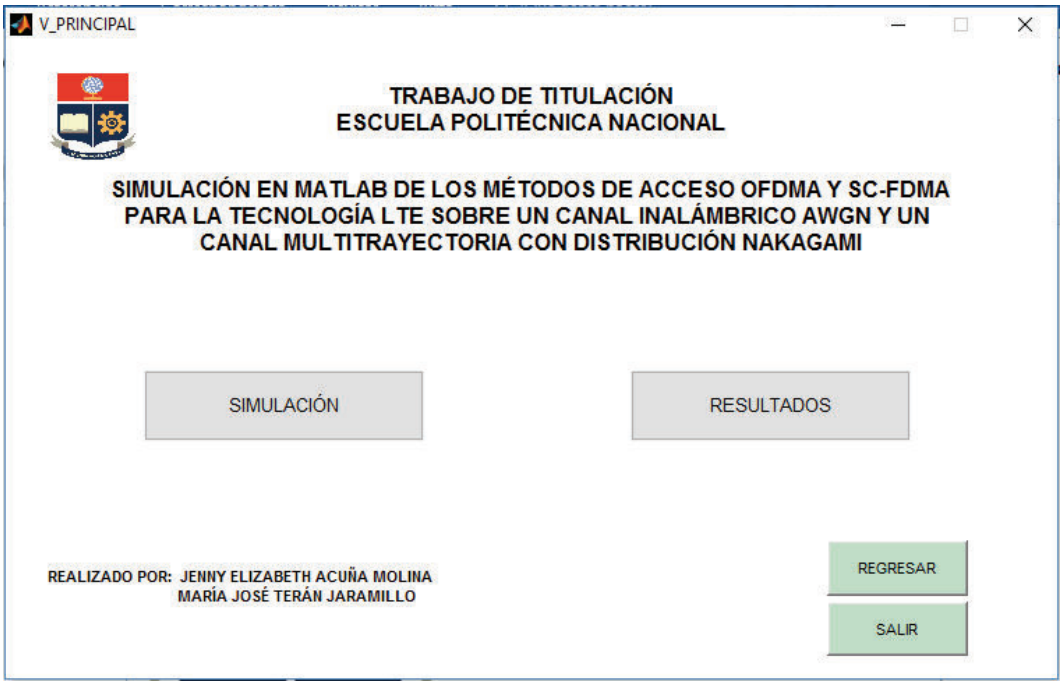


Figura 3.4. Ventana Principal

Después, en la Ventana Principal el usuario puede seleccionar cuatro opciones: SIMULACIÓN, RESULTADOS, REGRESAR, o SALIR. Al presionar sobre REGRESAR, se volverá a mostrar la Ventana Inicial. Mientras que, si se escoge SALIR, se cerrará el programa.

A continuación, al presionar en SIMULACIÓN se despliega la Ventana Simular, donde el usuario puede ingresar los parámetros para realizar la transmisión y obtener el BER, la PAPR, la modulación utilizada y los mensajes recuperados en el receptor después del paso por el canal. Además, se despliega el diagrama de constelación para la modulación escogida, y el espectro de la señal transmitida.

En la Figura 3.5 se presenta la Ventana Simular. En esta ventana se muestran los parámetros fijos como son el esquema de antenas, y el ancho de banda. Por lo demás, el usuario deberá especificar: el CQI, la técnica de acceso, el número de usuarios, el tipo de canal, y la banda de frecuencia sobre la cual se transmite. Adicionalmente, al especificar el número de usuarios, se activará un recuadro por cada usuario para que se ingrese el mensaje que será enviado. Igualmente, en caso de seleccionar el canal Nakagami, se deberá especificar el valor del parámetro m.

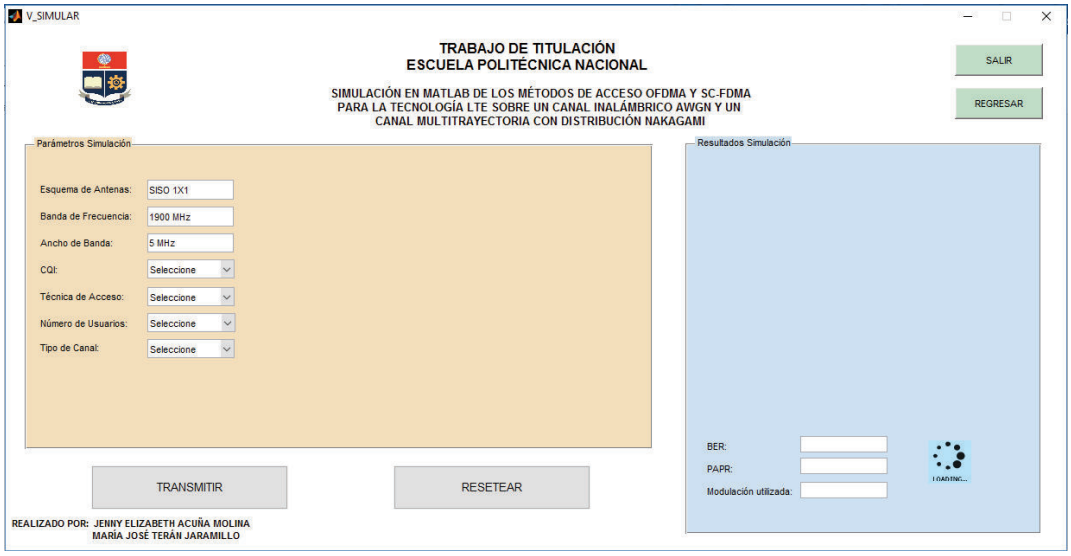


Figura 3.5. Ventana Simular

En el caso de que se presione TRANSMITIR antes de haber configurado todos los parámetros solicitados, se mostrará un mensaje de error indicando cuál es el parámetro que falta, esto se puede apreciar en la Figura 3.6.

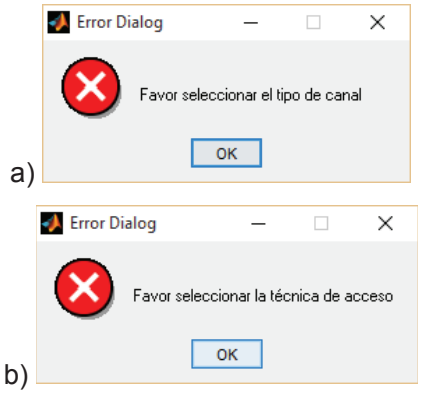


Figura 3.6. Ejemplos de mensajes de error. a) Mensaje de error al no seleccionar el tipo de canal b) Mensaje de error al seleccionar la técnica de acceso

Además, el usuario podrá escoger la opción RESETEAR, en caso que se desee borrar todos los parámetros seleccionados para que se pueda iniciar otra simulación.

Por otro lado, si se selecciona RESULTADOS, se despliega la Ventana Graficar, donde se puede observar las curvas de BER y CCDF en función de los parámetros ingresados. En la Figura 3.7 se muestra la Ventana Graficar, la cual es similar a la Ventana Simular, la diferencia entre ambas ventanas consiste en que aquí no se escribe el mensaje a transmitir, sino solamente se especifica la técnica de acceso, la modulación y el tipo de canal para obtener las curvas de BER vs SNR, y CCDF. Adicionalmente, se muestran los mensajes de error en el caso de no haber especificado todos los parámetros.

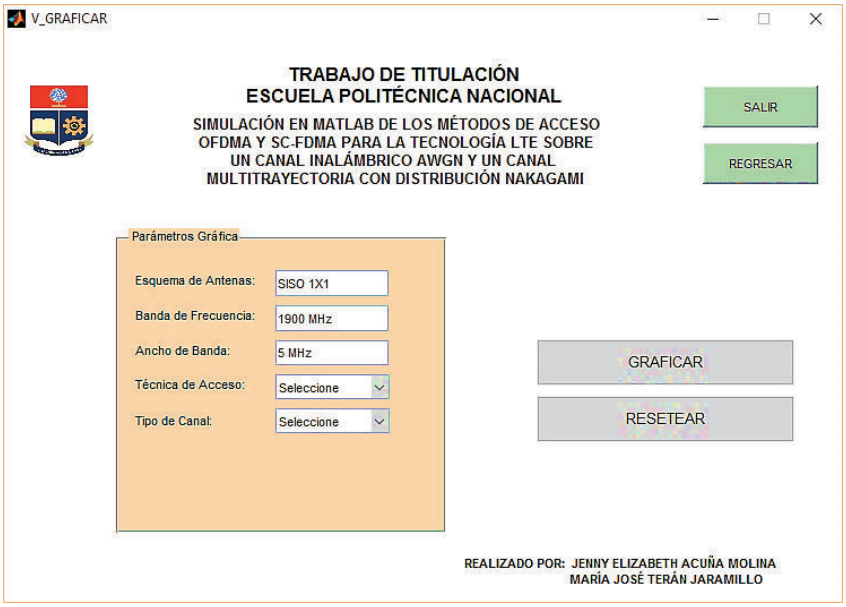


Figura 3.7. Ventana Graficar

Tanto la Ventana Simular, como la Ventana Graficar contienen los botones RESETEAR, REGRESAR y SALIR, donde al seleccionar la opción REGRESAR se abre la Ventana Principal, y con la opción SALIR se cierra el programa.

3.4 SIMULACIÓN EN MATLAB

Para el presente trabajo de titulación, se desarrollaron funciones individuales de MATLAB para las técnicas de acceso a la interfaz radio de LTE (***ofdma_lte.m*** y ***scfdma_lte.m***), así como para el canal inalámbrico (***canal_inalambrico.m***). En la Figura 3.8, se visualiza el diagrama de bloques de la simulación para OFDMA y SC-FDMA, los cuales se van a detallar a continuación en las secciones posteriores.

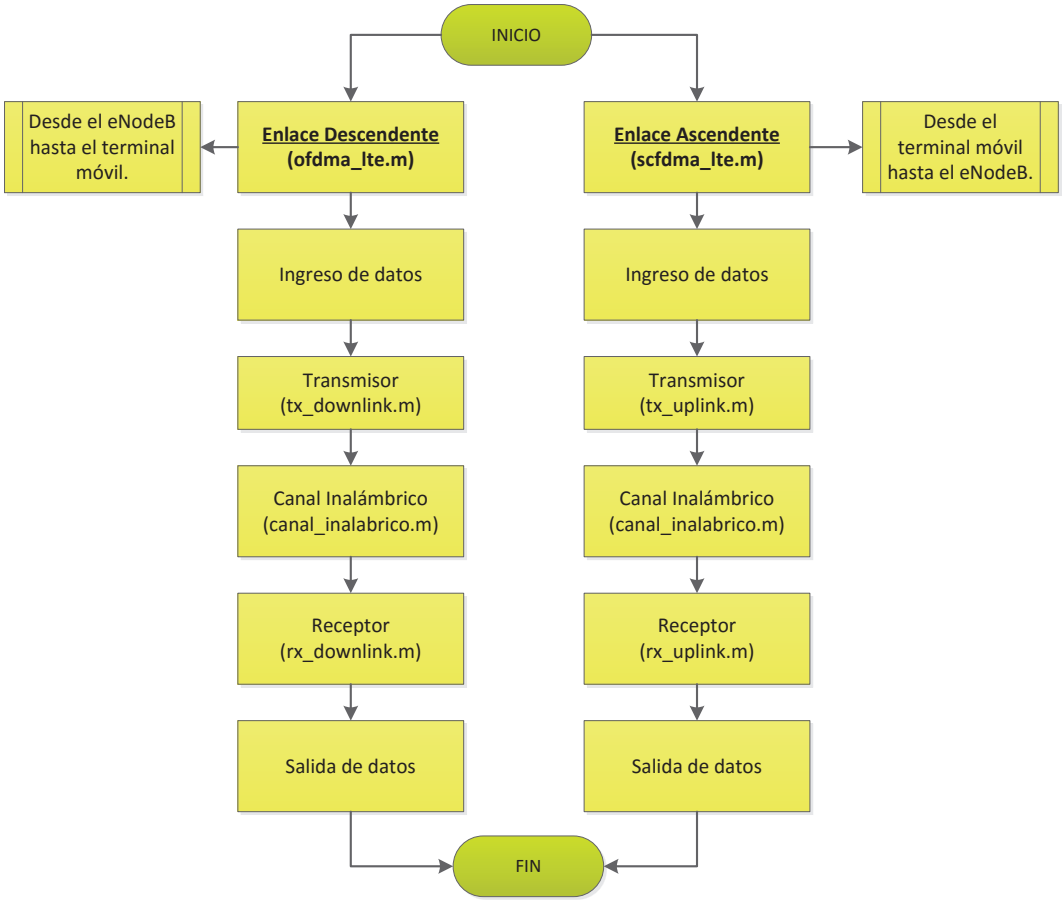


Figura 3.8. Diagrama de Bloques principal de las funciones ofdma_lte.m y scfdma_lte.m

La función ***ofdma_lte.m*** realiza la transmisión mediante la técnica de acceso a la interfaz radio del enlace descendente de LTE (OFDMA), mientras la función

scfdma_lte.m aplica la técnica de acceso a la interfaz radio del enlace ascendente de LTE (SC-FDMA). Los parámetros que ambas funciones utilizan son similares, como se puede observar en la Tabla 3.1 a continuación:

Tabla 3.1. Parámetros de entrada y salida de las funciones ofdma_lte.m y scfdma_lte.m

Parámetro	Descripción
u1,u2,u3,u4,u5	Datos de cada usuario ingresados en la simulación para ser transmitidos a través de *downlink*. Los datos que ingresan son de tipo caracter.
d1,d2,d3,d4,d5	Datos de cada usuario resultantes de la simulación para ser entregados a su destino.
VER	*Bit Error Rate* resultante de la transmisión a través de OFDMA o SC-FDMA.

Para el caso de *downlink*, la función ***ofdma_lte.m*** se subdivide en las funciones ***tx_downlink.m*** y ***rx_downlink.m***, y para el caso de *uplink*, la función ***scfdma_lte.m*** se subdivide en las funciones ***tx_uplink.m*** y ***rx_uplink.m***. Los datos de usuario son transmitidos de una función a otra, a través de la función ***canal_inalambrico.m***, según el canal elegido por el usuario (Ideal, AWGN, o Nakagami).

El código en MATLAB de la función ***ofdma_lte.m*** es el siguiente:

```
%SIMULACIÓN EN MATLAB DE LOS MÉTODOS DE ACCESO OFDMA Y SC-FDMA
%PARA LA TECNOLOGÍA LTE SOBRE UN CANAL INALÁMBRICO AWGN Y UN
%CANAL MULTITRAYECTORIA CON DISTRIBUCIÓN NAKAGAMI

function [d1,d2,d3,d4,d5,ber]=ofdma_lte(u1,u2,u3,u4,u5)
global d_enviados d_recibidos
%--------------------ENLACE DESCENDENTE(DOWNLINK)----------------------
%---------------------TRANSMISOR OFDMA(DOWNLINK)----------------------
[s_tx]=tx_downlink(u1,u2,u3,u4,u5);         %Transmisor OFDMA
%------------------------------------------------------------------------
%-------------------Transmisión Canal Inalámbrico---------------------
s_canal=canal_inalambrico(s_tx,40);         %Canal
%------------------------------------------------------------------------
%----------------------RECEPTOR OFDMA(DOWNLINK)-----------------------
[d1,d2,d3,d4,d5]=rx_downlink(s_canal);      %Receptor OFDMA
[nbit,ber]=biterr(d_enviados,d_recibidos);
end
```

El código en MATLAB de la función ***scfdma_lte.m*** es el siguiente:

```
%SIMULACIÓN EN MATLAB DE LOS MÉTODOS DE ACCESO OFDMA Y SC-FDMA
%PARA LA TECNOLOGÍA LTE SOBRE UN CANAL INALÁMBRICO AWGN Y UN
```

```
%CANAL MULTITRAYECTORIA CON DISTRIBUCIÓN NAKAGAMI

function [d1,d2,d3,d4,d5,ber]=scfdma_lte(u1,u2,u3,u4,u5)
global d_enviados d_recibidos
%---------------------ENLACE ASCENDENTE(UPLINK)-----------------------
%--------------------TRANSMISOR SC-FDMA(UPLINK)----------------------
[s_tx]=tx_uplink(u1,u2,u3,u4,u5);       %Transmisor SC-FDMA
%-------------------------------------------------------------------
%-------------------Transmisión Canal Inalámbrico--------------------
s_canal=canal_inalambrico(s_tx,0.5);    %Canal
%-------------------------------------------------------------------
%---------------------RECEPTOR OFDMA(UPLINK)--------------------------
[d1,d2,d3,d4,d5]=rx_uplink(s_canal);    %Receptor SC-FDMA
[nbit,ber]=biterr(d_enviados,d_recibidos);
end
```

3.4.1 TRANSMISOR

Inicialmente, para implementar el transmisor de ambos enlaces, se crearon las funciones ***tx_downlink.m***, y ***tx_uplink.m***. Como se puede observar en la sección 3.4, los parámetros de entrada a estas funciones (*u1, u2, u3, u4, u5*), constituyen los datos de usuario ingresados. Por otro lado, el parámetro de salida *s_tx* constituye la señal enviada por el canal inalámbrico en el dominio del tiempo.

3.4.1.1 Modulación

Antes de enviar los datos de usuario ingresados como *string* al bloque de modulación, son transformados a un vector binario, el cual ingresa a su vez al bloque de codificación convolucional de tasa 1/3[41], como se muestra a continuación:

```
%Conversión de String a Binario
a=dec2bin(usu1,8)' ;    %Conversión de decimal a binario Usuario 1
a=a(:)'-'0';            %Cambio de matriz a stream del Usuario 1

%Bloque de Codificación
G=[1 0 1 1 0 1 1;1 1 1 1 0 0 1;1 1 1 0 1 0 1]; % Código generador por
default
[N,K]=size(G);  %Calculo tamaño código generador para obtener la
constante K
cad_G=num2str(G); %Conversión código generador a cadena de caracteres
gen=str2num(dec2base(bin2dec(cad_G),8)); %Conversión de la cadena de
caracteres binaria a octal
trell=poly2trellis(K,[gen(1,1)  gen(2,1)  gen(3,1)]);  %Definición de
Trellis
c_conv1=convenc(a,trell); %Codificación convolucional del Usuario 1

%Bloque de Modulación
```

[41] El polinomio generador utilizado en la simulación es G=[1011011; 1111001; 1110101], definido para códigos convolucionales de tasa 1/3 en LTE [43].

```
[s_mod1,band1]=funcionmod(c_conv1,CQI);
```

Después, para el bloque de modulación se creó la función ***funcionmod.m***, la cual evalúa el CQI del canal, y decide la modulación correcta a emplearse según la Tabla 2.2. Los parámetros que la función ***funcionmod.m*** utiliza están descritos en la Tabla 3.2:

Tabla 3.2. Parámetros de entrada y salida de la función funcionmod.m

Parámetro	Descripción
c_conv1-5	Datos binarios de cada usuario codificados.
CQI	Indicador de la calidad del canal.
s_mod 1-5	Símbolos de usuario modulados según el CQI utilizado.
band 1-5	Bandera en caso de elegirse la modulación 64QAM.

Dado que la modulación 64QAM genera un símbolo por cada seis bits, y, considerando que los caracteres ingresados por teclado se componen de ocho bits, se adicionan ceros necesarios para generar el último símbolo. Para ello se emplea una bandera que indica cuantos ceros fueron utilizados. Cabe señalar que en las funciones QPSK y 16QAM, la bandera *band* es cero.

El código en MATLAB de la función ***funcionmod.m*** es el siguiente:

```
function [s_mod,band]=funcionmod(datos,CQI)
%Selección de la modulación en base al valor de CQI
    if CQI<7
        s_mod=funcionqpsk(datos);        %Modulación QPSK
        band=0;
    elseif CQI>=7 && CQI<10
        s_mod=funcionqam16(datos);       %Modulación 16QAM
        band=0;
    else
        [s_mod,band]=funcionqam64(datos);%Modulación 64QAM
    end
end
```

Como se puede observar, la función ***funcionmod.m*** utiliza a su vez las funciones ***funcionqpsk.m***, ***funcionqam16.m***, y ***funcionqam64.m***, cuyos códigos de MATLAB se encuentran adjuntos en el Anexo B. Estas funciones realizan la conversión de bits a símbolo, utilizando los valores definidos por el documento 3GPP TS 36.211 V8.9.0 (2009-12), que se encuentran adjuntas en el Anexo C.

3.4.1.2 Conversión Serie a Paralelo

En este bloque, los símbolos contenidos en el vector *s_mod1-5*, son convertidos a paralelo. Donde *N_simb1-5,* corresponde al número de símbolos por usuario cuantificados para después ser recuperados adecuadamente. Un extracto del código para el bloque S/P, se muestra a continuación:

```
s_mod1=reshape(s_mod1,length(s_mod1),1);     %S/P símbolos del U1
N_simb1=length(s_mod1);              %Cuenta el # de símbolos del U1
```

3.4.1.3 Transformada Rápida de Fourier FFT

Este bloque solo está presente en la función ***tx_uplink.m,*** puesto que es exclusivo de SC-FDMA. Tal como se describe en la sección 2.4.4, está diseñado para 300 puntos, equivalente al total de subportadoras para un sistema de 5 (MHz). Debido a que la simulación permite la transmisión de cinco usuarios simultáneamente, a cada usuario se le otorga una cantidad de N=60 subportadoras.

Para realizar dicho proceso, se creó la función ***fft_tx.m***, la cual lleva a cabo la transformada rápida de Fourier de 60 puntos para cada usuario, misma que es normalizada con su valor correspondiente. Los parámetros que la función ***fft_tx.m*** utiliza están descritos en la Tabla 3.3:

Tabla 3.3. Parámetros de entrada y salida de la función fft_tx.m

Parámetro	Descripción
s_mod 1-5	Símbolos de usuario resultantes del proceso de modulación.
s_fft1-5	Matriz de símbolos de usuario resultantes del bloque FFT de 60 puntos
Num_fft1-5	Número de símbolos FFT contenidos en la matriz *s_fft.*

El código en MATLAB de la función ***fft_tx.m*** es el siguiente:

```
%Función FFT para el transmisor de SC-FDMA
function [s_fft,Num_fft]=fft_tx(s_mod)
    for i=1:1:length(s_mod)
        s_fft(i,:)=fft(s_mod(i),300/5);  %Calcula la FFT de 60 puntos
    end
    Num_fft=numel(s_fft);     %Cuenta el número de símbolos de s_fft
    s_fft=sqrt(1/60)*s_fft;   %Normalización de FFT
end
```

3.4.1.4 Mapeo de Resource Elements

Posteriormente, se creó una matriz denominada *RGrid,* de dimensiones 300 x 140 correspondientes a 300 subportadoras y 140 símbolos OFDM, contenidos en 20 *slots* de tiempo. En OFDMA se mapean los datos de usuario (PDSCH), los canales físicos (PCFICH, PHICH, PDCCH, y PBCH), las señales de referencia (RS) y las señales de sincronismo (PSS y SSS). Por otro lado, en SC-FDMA se mapean los datos de usuario (PUSCH), los canales físicos (PUCCH), y las señales de referencia (RSPUCCH, RSPUSCH, y SRS). La posición de los REs para OFDMA y SC-FDMA fue determinada por las especificaciones del *Release* 8 de LTE, tal como se observa en el Anexo D.

El presente trabajo de titulación no abarca el estudio de capas superiores, ni la codificación de la información resultante de dichas capas, por ende, para obtener la señalización L1/L2 a mapearse en la *RGrid*, se han generado secuencias aleatorias en su mayoría. El código en MATLAB referente al mapeo de la señalización L1/L2 en *downlink* y *uplink*, se encuentra adjunto en el Anexo B.

La simulación decide el número de tramas a enviarse en base a la cantidad de símbolos de usuario enviados y la disponibilidad de recursos en la trama, tomando en cuenta los REs vacíos, como se muestra a continuación:

```
%Construcción de Tramas
cont_vacios=0;
for l=1:1:140             %Cuenta los espacios libres para mapear datos
    for i=1:1:300
        if abs(RGrid(i,l))==9
            cont_vacios=cont_vacios+1;
        end
    end
end
cont_datos=numel(s_mod1)+numel(s_mod2)+numel(s_mod3)+numel(s_mod4)
+numel(s_mod5)+margen;    %Cuenta los datos de los usuarios
num_tramas=ceil(cont_datos/cont_vacios);         %Calcula  las  tramas
necesarias para transmitir los datos
gridT=RGrid;
for i=2:1:num_tramas            %Genera el número de tramas necesarias
    gridT=[gridT RGrid];
end
```

El proceso anterior prepara los REs disponibles, para mapear los datos de usuario en la *gridT*, para lo cual se implementó la función ***mapeoRRB_DL.m*** para OFDMA, y la función ***mapeoRRB_UL.m*** para SC-FDMA. Donde, los símbolos de usuario contenidos en el vector *smod_1-5* para el caso de OFDMA,

son enviados directamente a la función ***mapeoRRB_DL.m.*** El mapeo de datos para *downlink*, se muestra a continuación:

```
%Mapeo datos en PDSCH
gridT=mapeoRRB_DL(gridT,N_simb1,N_simb2,N_simb3,N_simb4,N_simb5,s_mod1
,s_mod2,s_mod3,s_mod4,s_mod5);
```

En el caso de SC-FDMA, los símbolos de usuario resultantes de la FFT están contenidos en la matriz *s_fft1-5*, la cual para fines prácticos es enviada a la función ***mapeoRRB_UL.m*** por filas, agrupadas en el vector *ns_fft1-5.* Posteriormente, se muestra el mapeo de datos para *uplink*:

```
%Mapeo de Datos en PUSCH
ns_fft1=rot90(fliplr(s_fft1));            %Voltea la matriz s_fft1
ns_fft1=reshape(ns_fft1,1,Num_fft1);      %Convierte la matriz de datos
fft en vector

gridT=mapeoRRB_UL(gridT,Num_fft1,Num_fft2,Num_fft3,Num_fft4,Num_fft5,n
s_fft1,ns_fft2,ns_fft3,ns_fft4,ns_fft5);
```

Las funciones ***mapeoRRB_DL.m*** y ***mapeoRRB_UL.m*** asignan igual cantidad de recursos a cada usuario, debido a que se utiliza el método de asignación de recursos *Round Robin*. La asignación de recursos para OFDMA, se realiza por subportadora, y en SC-FDMA se realiza por símbolos.

En cambio, en OFDMA se ha asignado un *resource block* por usuario en toda la trama, siendo la mínima cantidad de recursos asignables un *resource block* durante una subtrama, mientras en SC-FDMA se ha asignado un símbolo OFDM para cada usuario. Los parámetros que las funciones ***mapeoRRB_DL.m*** y ***mapeoRRB_UL.m*** utilizan están descritos en la Tabla 3.4.

Tabla 3.4. Parámetros de entrada y salida de las funciones mapeoRRB_DL.m y mapeoRRB_UL.m

Parámetro	Función	Descripción
gridT	tx_downlink tx_uplink	Como parámetro de entrada hace referencia a la trama sin datos de usuario, y como parámetro de salida a la trama resultante de la asignación de recursos.
N_simb1-5	tx_downlink	Corresponde al número de símbolos por usuario.
s_mod1-5	tx_downlink	Símbolos de cada usuario modulados.
Num_fft1-5	tx_uplink	Corresponde al número de símbolos por usuario, resultantes del bloque FFT.
ns_fft1-5	tx_uplink	Símbolos por usuario, resultantes del bloque FFT.

El código en MATLAB de las funciones ***mapeoRRB_DL.m*** y ***mapeoRRB_UL.m*** se encuentra adjunto en el Anexo B.

3.4.1.5 Inversa de la Transformada Rápida de Fourier IFFT

Después, los símbolos de la matriz *gridT* resultante ingresan al bloque IFFT, que convierte la señal al dominio del tiempo, con múltiples subportadoras ortogonales. LTE especifica un bloque IFFT de 512 puntos para un ancho de banda de 5 (MHz), por ende, las dimensiones de la matriz *s_ifft* tendrán longitud de 512 elementos. Al finalizar la IFFT se realizó la normalización, tal como se muestra a continuación:

```
%Bloque IFFT
for i=1:1:((numel(gridT))/300)
    s_ifft(i,:)=ifft(gridT(:,i),512);       %Calculo de la IFFT de gridT
end
s_ifft=sqrt(300)*s_ifft;
```

3.4.1.6 Agregación de Prefijo Cíclico

A continuación, LTE agrega el prefijo cíclico a la matriz *s_ifft* saliente del bloque IFFT. En este proceso se ha tomado en cuenta las respectivas duraciones del prefijo cíclico en términos de unidades de tiempo, según el símbolo OFDM del *slot*. Siendo así, en el caso del primer símbolo de cada *slot*, se tomaron 40 muestras como prefijo cíclico con una duración de 5.2 (μs), mientras, para el resto de símbolos OFDM, se tomaron 36 muestras como prefijo cíclico con una duración de 4.7 (μs). Dado que MATLAB acepta matrices con filas de igual longitud, se ha rellenado de ceros a las filas con menor cantidad de muestras.

El código en MATLAB de la agregación de Prefijo Cíclico en LTE se detalla a continuación:

```
%Agregación del prefijo cíclico
for l=1:7:((numel(gridT))/300)  %Agrega CP a 1er símbolo por slot
    s_cp(l,:)=[s_ifft(l,473:512) s_ifft(l,1:512)];
end
for l=2:7:((numel(gridT))/300)  %Agrega CP a símbolos restantes por slot
    s_cp(l,:)=[s_ifft(l,477:512) s_ifft(l,1:512) 0 0 0 0];
    s_cp(l+1,:)=[s_ifft(l+1,477:512) s_ifft(l+1,1:512) 0 0 0 0];
    s_cp(l+2,:)=[s_ifft(l+2,477:512) s_ifft(l+2,1:512) 0 0 0 0];
    s_cp(l+3,:)=[s_ifft(l+3,477:512) s_ifft(l+3,1:512) 0 0 0 0];
    s_cp(l+4,:)=[s_ifft(l+4,477:512) s_ifft(l+4,1:512) 0 0 0 0];
    s_cp(l+5,:)=[s_ifft(l+5,477:512) s_ifft(l+5,1:512) 0 0 0 0];
end
```

3.4.1.7 Conversión Paralelo a Serie

Después, en este bloque se crea un vector *s_ps* a partir de la matriz *s_cp*, donde se suprimen los ceros de relleno, agregados durante el bloque anterior.

A continuación, se muestra el código en MATLAB del proceso Paralelo a Serie de LTE.

```
%Bloque Paralelo Serie
k=0;
s_ps=[];
for i=1:1:((numel(gridT))/300)  %Convierte la matriz s_cp a paralelo
    l_ps=length(s_ps);
    if i==7*k+1
        for l=1+l_ps:1:552+l_ps
            s_ps(l)=s_cp(i,l-l_ps);
        end
        k=k+1;
    else
        for l=1+l_ps:1:548+l_ps
            s_ps(l)=s_cp(i,l-l_ps);
        end
    end
end

PAPR=10*log10((max(abs(s_ps).^2))/mean(abs(s_ps).^2));  %Calculo de la
PAPR
```

Después de este bloque se realiza el cálculo de la PAPR, dado que la PAPR nos permite conocer el rango dinámico de los transmisores OFDMA y SC-FDMA.

3.4.1.8 Transmisión análoga

Posteriormente, se ha creado el transmisor análogo mediante la implementación de un oscilador por desplazamiento de fase y un amplificador lineal. Por consiguiente, para implementar el oscilador el *Release* 8 de LTE define las frecuencias portadoras tanto de *downlink*, como de *uplink* según la banda de frecuencia a utilizar.

Cálculo de la Frecuencia Portadora de *Downlink*:

```
%Bloque de Transmisión Analógica
F_low=1930;             %Frecuencia de Banda 1900 más baja para DL
Ndl=600;                %EARFCN de DL
Noff=600;               %Offset usado para calcular EARFCN de DL

Fc=F_low+0.1*(Ndl-Noff);
Fc=Fc*1000000;              %Frecuencia portadora para DL
```

Cálculo de la Frecuencia Portadora de *Uplink*:

```
%Bloque de Transmisión Analógica
F_low=1850;          %Frecuencia de Banda 1900 más baja para UL
Nul=13600;           %EARFCN de UL
Noff=13600;          %Offset usado para calcular EARFCN de UL

Fc=F_low+0.1*(Nul-Noff);
Fc=Fc*1000000;       %Frecuencia portadora para UL
```

A continuación, utilizando la frecuencia portadora calculada se implementa un oscilador por desplazamiento de fase. Además, se adiciona una señal piloto que permitirá realizar el proceso de corrección en fase y amplitud en el receptor.

```
t=linspace(0,8*pi,(length(s_ps)));        %76800 unidades de tiempo
x=sin(2*pi*Fc*t);                         %Oscilador
y=cos(2*pi*Fc*t);
s_tx=real(s_ps).*x+j*imag(s_ps).*y;       %Señal a RF
s_tx=[0.1+j*0.1 s_tx];                    %Agregado de la señal piloto
```

Asimismo, para implementar el amplificador lineal el *Release* 8 de LTE define un rango de potencias, con las cuales se puede establecer la ganancia del amplificador tanto para *downlink* como para *uplink*. Por ende, se puede observar que la potencia de *downlink* es mayor a la de *uplink*, debido a que las características de transmisión de la estación base son superiores a las del terminal móvil de usuario.

```
G_Amp=((pot_ref)/pmax);                     %Máxima potencia 40watts
s_tx=[0.1+1i*0.1 s_tx];                     %Agregado de la señal
piloto
s_txdb=10*log10(s_tx)+10*log10(G_Amp);      %Amplificación de potencia
s_tx=(10.^((s_txdb)/10));
```

3.4.2 RECEPTOR

De la misma manera, para implementar el receptor en ambos enlaces, se crearon las funciones ***rx_downlink.m*** y **rx_*uplink.m***, donde la señal que ingresa al receptor constituye la señal resultante del canal inalámbrico (*s_canal*) en el dominio del tiempo. Estas funciones realizan el proceso inverso al realizado en las funciones ***tx_downlink.m*** y ***tx_uplink.m*.**

3.4.2.1 Receptor Análogo

La simulación no toma en cuenta pérdidas por distancia entre transmisor y receptor, por lo que la señal que llega al receptor se encuentra con distorsiones en fase y amplitud, y con el ruido del canal inalámbrico adicionado.

Para recuperar la señal adecuadamente, se necesita buen sincronismo entre transmisor y receptor de ambas técnicas de acceso, razón por la cual, el receptor análogo debe genera las mismas frecuencias portadoras que el transmisor, tal como está especificado en el *Release* 8 de LTE [73].

Para la simulación, en el receptor análogo se ha atenuado la señal para simular las pérdidas causadas por distancia, y ruido térmico. A continuación, se ha implementado un mecanismo de corrección de la distorsión en fase y amplitud de la señal recibida, en el cual se estima la fase y la amplitud de la señal recibida, en comparación a la fase y amplitud de la señal piloto conocida.

Atenuador Lineal para *Downlink*:

```
s_rx1db=10*log10(s_canal)-10*log10(G_Amp); %Atenuador de Potencia dbs
s_rx1=(10.^((s_rx1db)/10));     %Señal de db a veces
```

Corrección de la distorsión en fase y amplitud:

```
teta=phase(s_rx1);              %Fase de Señal
amp=abs(s_rx1);                 %Amplitud de la Señal
teta_m=phase(s_rx1(1));         %Fase de Señal Piloto recibida
teta_ref=phase(0.1+j*0.1);      %Fase de Señal Piloto conocida
dif=teta_m-teta_ref;            %Diferencia de Fases
s_rx2=amp.*(cos(teta-dif)+j*sin(teta-dif)); %Corrección de Fase de Señal

R_Piloto=real(s_rx2(1));    %Parte Real de Señal Piloto recibida
I_Piloto=imag(s_rx2(1));    %Parte Imaginaria de Señal Piloto recibida
s_rxn=(0.1/R_Piloto)*real(s_rx2)+j*(0.1/I_Piloto)*imag(s_rx2);
%Corrección de Amplitud

for l=1:1:length(s_rxn)-1;  %Quita la señal piloto agregada
    s_rx(l)=s_rxn(l+1);
end

t2=linspace(0,8*pi,length(s_rx));   %Señal de tiempo sincronizada
x2=sin(2*pi*Fc*t2);
y2=cos(2*pi*Fc*t2);
r_rx=real(s_rx)./x2+j*imag(s_rx)./y2;       %Señal a Banda Base
long_rx=140*(round(length(r_rx)/(140*552)));%Longitud Señal Banda Base
```

3.4.2.2 Conversión Serie a Paralelo

A continuación, el vector *r_rx* entregado por el receptor análogo, se convierte en una matriz de símbolos OFDM con prefijo cíclico agregado *r_sp*, tal como se observa en seguida:

```
%Bloque Serie Paralelo
k=0;
lo=1;
r_sp=[];
```

```
for i=1:1:long_rx
    if i==7*k+1                %si es 1er símbolo, coge 552 muestras
        for l=1:1:552
            r_sp(i,l)=r_rx(lo);
            lo=lo+1;
        end
        k=k+1;
    else
        for l=1:1:548         %si no es 1er símbolo, coge 548 muestras
            r_sp(i,l)=r_rx(lo);
            lo=lo+1;
        end
        for l=549:1:552       %Relleno de ceros de posición 549 a 552
            r_sp(i,l)=0;
        end
    end
end
```

3.4.2.3 Remoción del Prefijo Cíclico

Este bloque se encarga de remover el CP contenido en la matriz *r_sp*. Para ello, se toma en cuenta que la longitud del prefijo cíclico del primer símbolo sea igual a 40 muestras, y de los símbolos restantes sea de 36 muestras. Además, remueve los ceros agregados en el bloque anterior y se almacena en la matriz *r_cp*, como se muestra a continuación:

```
%Bloque Remover prefijo cíclico
for l=1:7:long_rx                %Remueve el CP de los 1eros símbolos
    r_cp(l,:)=r_sp(l,41:552);
end
for l=2:7:long_rx                %Remueve el CP de símbolos restantes
    r_cp(l,:)=r_sp(l,37:548);
    r_cp(l+1,:)=r_sp(l+1,37:548);
    r_cp(l+2,:)=r_sp(l+2,37:548);
    r_cp(l+3,:)=r_sp(l+3,37:548);
    r_cp(l+4,:)=r_sp(l+4,37:548);
    r_cp(l+5,:)=r_sp(l+5,37:548);
end
```

3.4.2.4 Transformada Rápida de Fourier FFT

Después, este bloque convierte la señal del dominio del tiempo, al dominio de la frecuencia. La entrada de este bloque consiste en los símbolos OFDM contenidos en la matriz *r_cp*, con lo cual se obtiene la matriz resultante *r_fft* de dimensiones 512 x (Número de símbolos). Además, a esta matriz se le ha aplicado un redondeo a 10 decimales, en la cual los datos se encuentran contenidos en las primeras 300 subportadoras, por lo que se almacena dicha selección de información, en la matriz *RGrid2* de dimensiones 300 x número de símbolos. Al finalizar la FFT se realizó su respectiva normalización, tal como se muestra a continuación.

```
%Bloque FFT
for i=1:1:long_rx                    %Calcula la FFT
    r_fft(:,i)=fft(r_cp(i,:));
end
r_fft=roundn(r_fft,-15);             %Redondea a 15 decimales

for l=1:1:long_rx
    for i=1:1:300
        RGrid2(i,l)=r_fft(i,l);%Adquiere RGrid con 300 subportadoras
    end
end

RGrid2=(1/sqrt(300))*RGrid2;
```

3.4.2.5 Demapeo de Resource Elements

A este bloque ingresa la matriz *RGrid2*, de dimensiones 300 x número de símbolos OFDM, la cual contiene información: de usuario, de control, de referencia, y de sincronismo. Tanto para OFDMA, como para SC-FDMA, se realizó el demapeo de señalización L1/L2 mapeada en la matriz *RGrid2*, según el esquema definido por el *Release* 8 de LTE en el Anexo D, a fin de recuperar y almacenar dicha información. El código en MATLAB referente al demapeo de señalización L1/L2 en *downlink* y *uplink*, se encuentra adjunto en el Anexo B.

Posteriormente, se precedió a la recuperación de los símbolos de usuario, para lo cual se implementaron funciones las funciones ***demapeoRRB_DL.m*** para OFDMA y ***demapeoRRB_UL.m*** para SC-FDMA, tal como se muestra a continuación:

Detección de Datos de Usuario en *downlink*:

```
%Detección datos
[d_mod1,d_mod2,d_mod3,d_mod4,d_mod5]=demapeoRRB_DL(RGrid2,N_simb1,N_si
mb2,N_simb3,N_simb4,N_simb5);
```

Detección de Datos de Usuario en *uplink*:

```
%Detección datos
[d_fft1,d_fft2,d_fft3,d_fft4,d_fft5]=demapeoRRB_UL(RGrid2,Num_fft1,Num
_fft2,Num_fft3,Num_fft4,Num_fft5);
```

La funciones ***demapeoRRB_DL.m*** y ***demapeoRRB_UL.m*** realizan un proceso inverso a las funciones *mapeoRRB_DL.m* y *mapeoRRB_UL.m,* y detectan igual cantidad de recursos para cada usuario. Los parámetros que estas funciones utilizan están descritos en la Tabla 3.5:

Tabla 3.5. Parámetros de entrada y salida de las funciones demapeoRRB_DL.m y demapeoRRB_UL.m

Parámetro	Función	Descripción
RGrid2	tx_downlink tx_uplink	Hace referencia a la trama, que contiene los datos de usuario a ser recuperados.
N_simb1-5	tx_downlink	Corresponde al número de símbolos por usuario.
d_mod1-5	tx_downlink	Símbolos de cada usuario recuperados.
Num_fft1-5	tx_uplink	Corresponde al número de símbolos FFT por usuario.
d_fft1-5	tx_uplink	Símbolos por usuario FFT recuperados.

El código en MATLAB de las funciones ***demapeoRRB_DL.m*** y ***demapeoRRB_UL.m*** se encuentra adjunto en el Anexo B.

3.4.2.6 Transformada Rápida de Fourier Inversa IFFT

Este bloque es exclusivo de *uplink*, y envía los símbolos de usuario obtenidos en la función ***demapeoRRB_UL.m*** a la función ***ifft_rx.m***. La función ***ifft_rx.m*** convierte el vector *d_fft1-5* en una matriz de dimensiones: número de símbolos de usuario x 60 puntos. A continuación, se realiza la IFFT de dicha matriz y se redondea a 10 decimales, para posteriormente ser normalizada. Finalmente, se obtiene los símbolos de cada usuario en los vectores *d_mod1-5*.

Los parámetros que la función ***ifft_rx.m*** utiliza están descritos en la Tabla 3.6:

Tabla 3.6. Parámetros de entrada y salida de la función ifft_rx.m

Parámetro	Descripción
N_simb1-5	Número de símbolos de usuario modulados
d_fft1-5	Símbolos de usuario adquiridos del demapeo de recursos
d_mod1-5	Símbolos de usuario modulados, recuperados del bloque IFFT

El código en MATLAB de la función ***ifft_rx.m*** es el siguiente:

```
function [s_mod]=ifft_rx(s_fft,N_simb)
    r_ifft=reshape(s_fft,300/5,N_simb); %Matriz de 300puntos x N_simb
    r_ifft=rot90(fliplr(r_ifft));       %Da la vuelta la Matriz
    for i=1:1:N_simb
        nr_ifft(i,:)=ifft(r_ifft(i,:));%IFFT  de  300  puntos  con  un
usuario
    end
    nr_ifft=roundn(nr_ifft,-15);      %Redondea la matriz
    for i=1:1:N_simb
        s_mod(i)=nr_ifft(i,1);        %Adquiere los datos de la matriz
    end
    s_mod=sqrt(60)*s_mod;
end
```

3.4.2.7 Demodulación de Datos

Finalmente, este bloque se encarga de recuperar los datos de usuario a partir de los símbolos recuperados en el receptor *d_mod1-5*, para lo cual se creó la función ***funciondemod.m***. Para OFDMA, los símbolos resultantes de la función ***demapeoRRB_DL.m*** son enviados directamente hacia el demodulador, mientras, en SC-FDMA los símbolos resultantes de la función ***demapeoRRB_UL.m*** llegan al demodulador a través de la función ***ifft_rx.m.***

La función ***funciondemod.m*** demodula los símbolos de usuario recuperados, según el CQI asignado a la transmisión. Los parámetros que la función ***funciondemod.m*** utiliza están descritos en la Tabla 3.7:

Tabla 3.7. Parámetros de entrada y salida de la función funciondemod.m

Parámetro	Descripción
datos_dem1-5	Datos de cada usuario recuperados en binario
d_mod 1-5	Símbolos de usuario modulados
CQI	CQI del canal
band 1-5	Bandera en caso de elegirse la demodulación 64QAM

El código en MATLAB de la función ***funciondemod.m*** es el siguiente:

```
function [datos_dem]=funciondemod(d_mod,CQI,band)
%Escoge la demodulación en base al CQI
    if CQI<7
        datos_dem=funciondemqpsk(d_mod);         %Demodulación QPSK
    elseif CQI>=7 && CQI<10
        datos_dem=funciondemqam16(d_mod);        %Demodulación 16QAM
    else
        datos_dem=funciondemqam64(d_mod,band);   %Demodulación 64QAM
    end
end
```

De lo cual, se observa que la función ***funciondemod.m*** se subdivide en las funciones ***funciondemqpsk.m***, ***funciondemqam16.m***, y ***funciondemqam64.m***, cuyos códigos de MATLAB se encuentran adjuntos en el Anexo B.

A continuación, los bits obtenidos de la demodulación (*datos_dem1-5*), ingresan al bloque de decodificación convolucional de tasa 1/3, para posteriormente recuperar los datos de usuario, convirtiendo los bits de cada usuario (*dec_conv1-5*) en string (*datos_fin1-5*), por lo que se implementó la función ***dat_char.m.***

```
%Decodificador
G=[1 0 1 1 0 1 1;1 1 1 1 0 0 1;1 1 1 0 1 0 1]; % Código generador por
default
[N,K]=size(G); %Calculo tamaño código generador
cad_G=num2str(G); %Conversión código generador a cadena de caracteres
gen=str2num(dec2base(bin2dec(cad_G),8));    %Conversión    cadena    de
caracteres binaria a octal
trell=poly2trellis(K,[gen(1,1)  gen(2,1)  gen(3,1)]);  %Definición  de
Trellis
tb=3; %Tasa para la decodificación 1/3
dec_conv1=vitdec(datos_dem1,trell,tb,'trunc','hard'); % Decodificación
por Viterbi
%Recuperación de Datos
datos_fin1=dat_char(dec_conv1);    %Bits a String los datos de U1
```

Finalmente, la función ***dat_char.m*** elabora una matriz de binarios para convertir cada agrupación en string, y posteriormente desplegarlos. Los parámetros que la función ***dat_char.m*** utiliza están descritos en la Tabla 3.8:

Tabla 3.8. Parámetros de entrada y salida de la función dat_char.m

Parámetro	Descripción
dec_conv1-5	Datos decodificados de cada usuario recuperados en binario
datos_fin1-5	Datos de usuario recuperados en string

El código en MATLAB de la función ***dat_char.m*** es el siguiente:

```
function [datos_fin] = dat_char(datos_dem)
datos_dem=reshape(datos_dem,8,length(datos_dem)/8);%Elaboración      de
Matriz de Binarios

datos_dem=datos_dem';            %Transposición Matriz
for l=1:1:numel(datos_dem)/8     %Conversión a String cada Binario
    w(l,:)=num2str(datos_dem(l,:));
end

for l=1:1:numel(datos_dem)/8
    k=1;
    for i=1:3:22
        datos_fin(l,k)=w(l,i);   %Recuperación de Strings Numéricos sin
espacios
        k=k+1;
    end
end
datos_fin=bin2dec(datos_fin)';  %Conversión a Decimal
datos_fin=char(datos_fin);      %Conversión a Caracteres
end
```

3.4.3 CANAL INALÁMBRICO

La función ***canal_inalambrico.m*** simula las condiciones por las cuales se transmite la señal antes de llegar al receptor. Los parámetros que la función utiliza están descritos en la Tabla 3.9, a continuación:

Tabla 3.9. Parámetros de entrada y salida de las funciones ***canal_inalambrico.m***

Parámetro	Descripción
s_tx	Señal resultante del transmisor, tanto para *uplink* como para *downlink*.
s_canal	Señal resultante del paso por el canal.

Dependiendo del canal elegido por el usuario, la señal saliente del transmisor podrá transmitirse por condiciones ideales, AWGN, o Nakagami. En un canal ideal la señal de entrada será igual a la señal de salida. Mientras, en un canal AWGN se requiere conocer el valor de SNR, para que la señal se transmita por la distribución respectiva.

Por otro lado, en un canal Nakagami a la señal (*s_tx)* se le agrega ruido gaussiano, a fin de que la señal varíe en función de la SNR. Posteriormente, se transmite por los canales con distribución Rayleigh (*r1*) y Rician (*r2*), puesto que la señal Nakagami está compuesta por ambas, por ende, las señales resultantes (*y1* y *y2*) conforman la envolvente de Nakagami. El factor K utilizado por la distribución de Rician, se obtiene en función del parámetro m de Nakagami, que es ingresado por el usuario.

El código en MATLAB de la función ***canal_inalambrico.m*** es el siguiente:

```
function [s_canal]=canal_inalambrico(s_tx,pot)
    global SNR canal m
    SNR=10^(SNR/10);            %SNR lineal
    switch canal
        case 1                  %Canal Ideal
            s_canal=s_tx;
        case 2                  %Canal AWGN
            s_canal=awgn(s_tx,SNR,pot,'linear');
        case 3                  %Canal Nakagami
            if m==1/2  %Equivalente del m de Nakagami con k de Rician
                k=0;
            elseif m==1
                k=0;
            elseif m==3/2
                k=1.36;
            elseif m==2
                k=2.41;
            elseif m==3
                k=4.45;
            elseif m==5
                k=8.5;
            elseif m==10
                k=18.49;
            end
omega=0.25;         %Factor Omega de Rician
b=2;                %Factor Beta de Rayleigh
y=awgn(s_tx,SNR,pot,'linear');%Adición de Ruido Gausiano a la señal
r1=random('rayl',b,1,length(s_tx));%Distribución de Rayleigh
```

```
y1=(r1/max(r1)).*y;                 %Envolvente de Rayleigh
r2=random('rician',k,omega,1,length(s_tx)); %Distribución de Rician
y2=(r2/max(r2)).*y;                 %Envolvente de Rician
s_canal=(y1*exp(1-m))+(y2*(1-exp(1-m)));    %Envolvente de Nakagami
    end
end
```

3.5 ANÁLISIS DE RESULTADOS

En esta sección, los resultados obtenidos del presente Trabajo de Titulación, serán evaluados mediante el análisis de las curvas correspondientes a BER vs SNR, y CCDF en función de la PAPR, en OFDMA y SC-FDMA. Además, cada gráfica compara las curvas obtenidas según la modulación utilizada.

3.5.1 ESCENARIO DE LA SIMULACIÓN

Los tipos de modulación empleados para la generación de las distintas curvas son: QPSK, 16QAM, y 64QAM. Sin embargo, para SC-FDMA no se ha realizado la curva correspondiente a 64QAM, en vista de que en el *Release* 8 de LTE para un esquema SISO únicamente se especifican las modulaciones QPSK y 16QAM.

Adicionalmente, las curvas resultantes de BER se produjeron en base a un valor de SNR dentro de un rango de -10 (dB) a 30 (dB). Estas curvas fueron generadas dependiendo de las características del canal, con aproximadamente 800 muestras por cada SNR, mismas que equivalen a 10^5 símbolos OFDM por SNR. Cabe señalar que cada muestra se generó a partir de la simulación de una trama OFDMA o SC-FDMA en función de los datos ingresados por cinco usuarios, donde, cada trama corresponde a 140 símbolos OFDM repartidos en 20 *slots* de tiempo.

Finalmente, los resultados correspondientes a la PAPR de ambas técnicas de acceso, fueron adquiridos después del bloque paralelo a serie del transmisor, en el cual, se aleatorizaron los mensajes de usuario enviados. Las curvas correspondientes a la CCDF se generaron a partir de 10^5 muestras.

3.5.2 ANÁLISIS DE BER

3.5.2.1 Canal AWGN

Con el fin de validar el trabajo realizado, se han comparado los resultados obtenidos con las curvas del documento “SC-FDMA & OFDMA in LTE physical layer” desarrollado por Murtadha Ali Nsaif Sukar y Maninder Pal. A continuación, en las curvas correspondientes a la Figura 3.9 y Figura 3.10, se observan los resultados del documente de referencia mencionado [74].

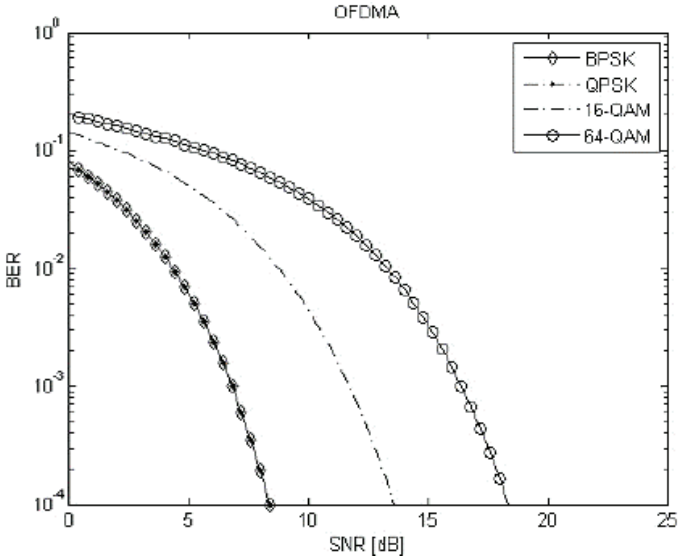


Figura 3.9. BER vs SNR de referencia para OFDMA con modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM en un canal AWGN [74]

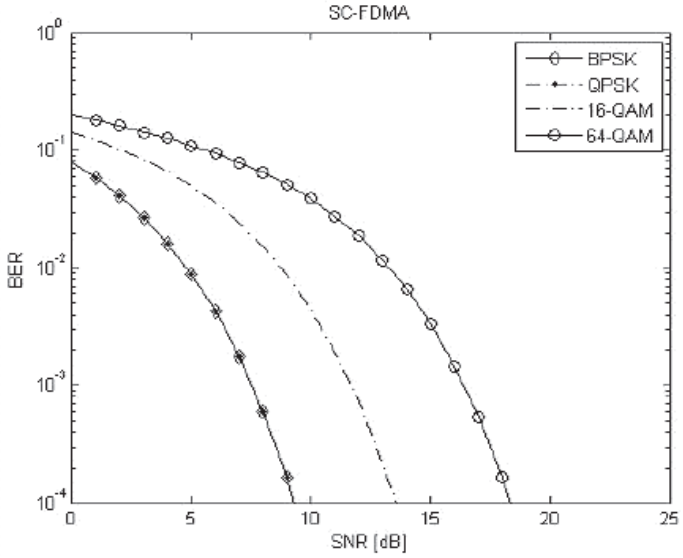


Figura 3.10. BER vs SNR de referencia para SC-FDMA con modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM en un canal AWGN [74]

En la Figura 3.11 y en la Figura 3.12, se presentan los resultados obtenidos para OFDMA y SC-FDMA respectivamente, los mismos que corresponden a la tasa de bits errados (BER) en función de la relación señal a ruido (SNR), sobre un canal AWGN.

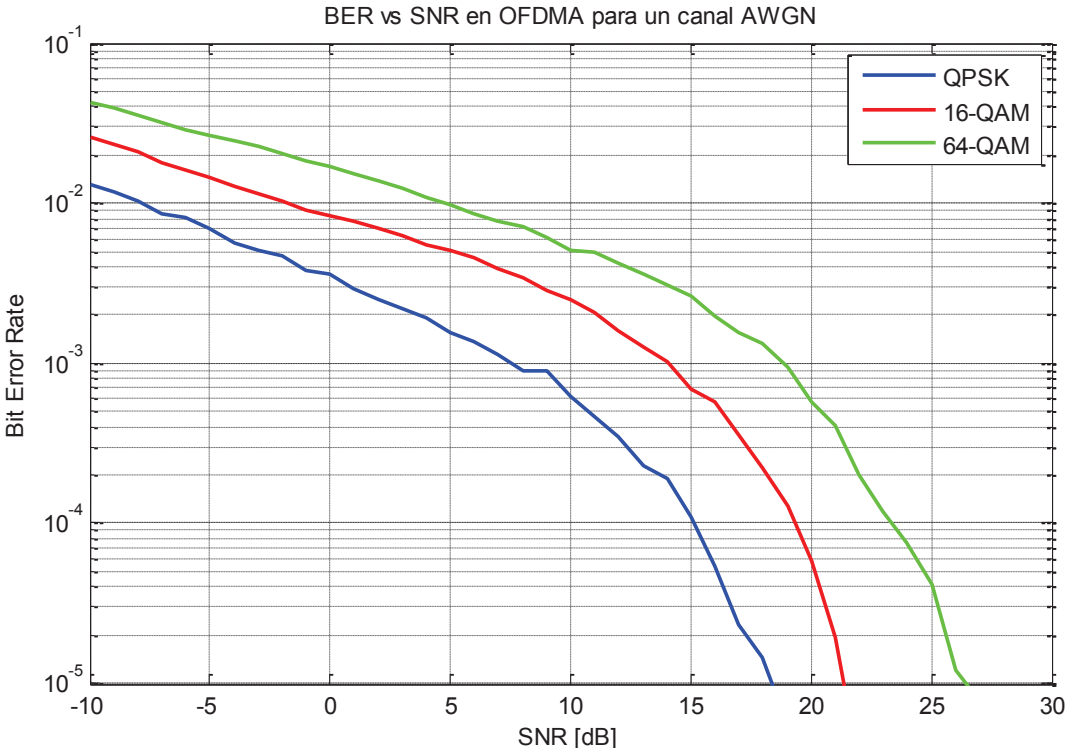


Figura 3.11. BER vs SNR para OFDMA con modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM en un canal AWGN

En OFDMA se puede observar que para un nivel de BER con probabilidad 10^{-2}, se necesita un valor de SNR igual a -7.82 (dB) para una modulación QPSK, un valor igual a -1.7 (dB) para 16QAM, y un valor igual a 4.71 (dB) para 64QAM. En consecuencia, se evidencia que entre el nivel de SNR alcanzado en QPSK y 16QAM existe una diferencia de 6.12 (dB), mientras entre QPSK y 64QAM existe una diferencia de 12.53 (dB), lo cual implica una ganancia de 6.12 (dB) para 16QAM y una ganancia de 12.53 (dB) para 64QAM con respecto a QPSK.

De igual modo, para un nivel de BER con probabilidad 10^{-4}, se necesita un valor de SNR igual a 15.12 (dB) para una modulación QPSK, un valor igual a 19.31 (dB) para 16QAM, y un valor igual a 23.37 (dB) para 64QAM. Por ello, se observa que entre el nivel de SNR alcanzado en QPSK y 16QAM existe una diferencia de 4.19 (dB), mientras entre QPSK y 64QAM existe una diferencia de 8.25 (dB),

lo cual implica una ganancia de 4.12 (dB) para 16QAM y una ganancia de 8.25 (dB) para 64QAM con respecto a QPSK.

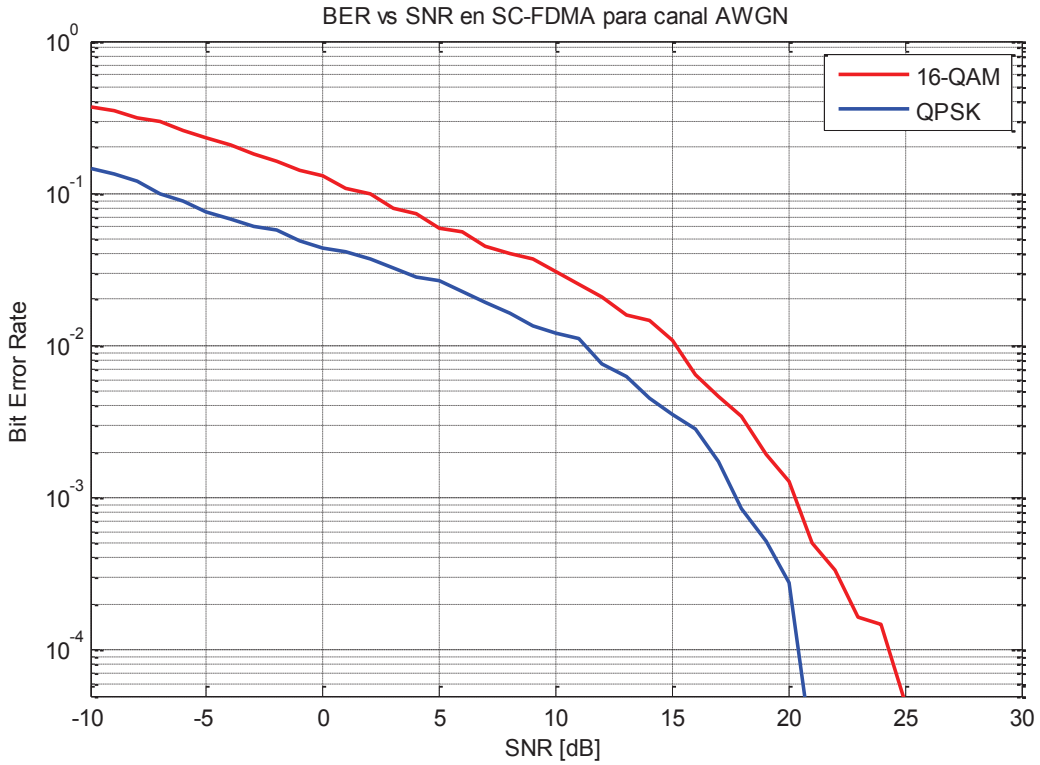


Figura 3.12. BER vs SNR para SC-FDMA con modulaciones QPSK, y 16QAM en un canal AWGN

Por otro lado, en SC-FDMA se observa que para un nivel de BER con probabilidad 10^{-2}, se necesita un valor de SNR igual a 11.25 (dB) para una modulación QPSK, y un valor igual a 15.14 (dB) para 16QAM. Por lo cual, se observa que entre el nivel de SNR alcanzado en QPSK y 16QAM existe una diferencia de 3.89 (dB), lo cual implica una ganancia de 3.89 (dB) para 16QAM con respecto a QPSK.

De igual modo, para un nivel de BER con probabilidad 10^{-4}, se necesita un valor de SNR igual a 20.41 (dB) para una modulación QPSK, y un valor igual a 24.34 (dB) para 16QAM. Por ende, se observa que entre el nivel de SNR alcanzado en QPSK y 16QAM existe una diferencia de 3.93 (dB), lo cual implica una ganancia de 3.93 (dB) para 16QAM con respecto a QPSK.

Al comparar las curvas de OFDMA con las de SC-FDMA para un canal AWGN, se evidencia que al incrementar el índice de modulación, la tasa de bits errados

(BER) aumenta para ambas técnicas de acceso. Es decir, el BER de QPSK es menor al de 16QAM, y este a su vez es menor al de 64QAM, conforme a lo esperado y en similitud a las curvas de la Figura 3.9 y Figura 3.10 del documento de referencia.

Al comparar las curvas obtenidas, con las curvas del documento de referencia para un nivel de BER con probabilidad 10^{-3}, se observa una diferencia de 0.5 (dB) para QPSK, 2 (dB) para 16QAM, y 2.5 (dB) para 64QAM, cumpliendo así con una desviación aceptable.

Adicionalmente, se observa que los niveles de BER son inferiores en OFDMA, relación que se cumple para todas las modulaciones comparadas acorde a las curvas de referencia. En ambas gráficas, valores posteriores a los presentes en las curvas, corresponden a un valor de BER nulo.

3.5.2.2 Canal Nakagami

Con el fin de validar el trabajo realizado se han comparado los resultados obtenidos con las curvas de los documentos "BER Performance of OFDM System over Nakagami-m Fading Channels with Different Modulation Schemes" desarrollado por Gunjit Jain y Rupesh Dubey, del Instituto de Ingeniería y Ciencias IPS Academy Indore, "Performance Analysis of adaptive M-QAM over a flat-fading Nakagami-m cannel" desarrollado por Tahmid Quazi y HongJun Xu, y "Performance Comparison of MPAM and MQAM in Nakagami-m and Rician Fading Channel" desarrollado por Pooja Seth y Kapil Gupta del Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones [75] [76] [77].

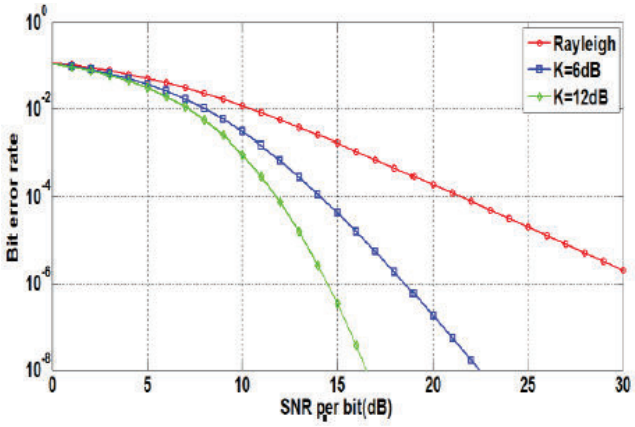


Figura 3.13. BER vs SNR con modulación QPSK en canal Nakagami m=1 (Rayleigh), m=3.7 (Rician K=6dB), y m=6.76 (Rician K=12dB) [77]

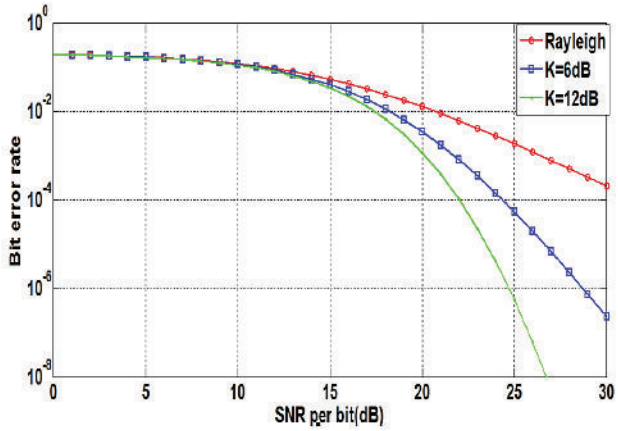


Figura 3.14. BER vs SNR con modulación 16QAM en canal Nakagami m=1 (Rayleigh), m=3.7 (Rician K=6dB), y m=6.76 (Rician K=12dB) [77]

En las gráficas de la Figura 3.13, y Figura 3.14, se observan las curvas de referencia obtenidas de los documentos antes mencionados.

Para el análisis de los resultados obtenidos en un canal con distribución Nakagami, se debe considerar el parámetro m que define esta distribución, por lo cual, se han generado las curvas de BER en función de SNR para los índices: $m = 1, m = 1.5, m = 3,$ y $m = 10$. A continuación, de la Figura 3.15 a la Figura 3.22 se presentan los resultados adquiridos para cada índice m simulado.

3.5.2.2.1 Canal Nakagami con índice m=1

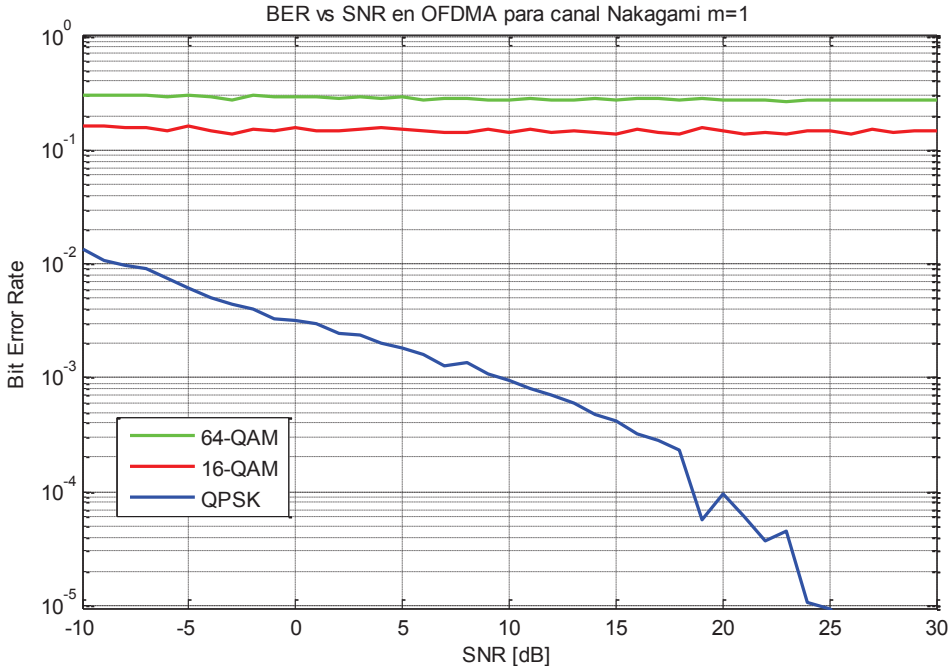


Figura 3.15. BER vs SNR para OFDMA con modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM en un canal Nakagami con índice $m = 1$

Analizando las curvas obtenidas en OFDMA para un canal Nakagami con índice $m = 1$, se observa que para las modulaciones 16QAM y 64QAM la disminución de la tasa de bits errados (BER) al aumentar la relación señal a ruido (SNR) es mínima. Sin embargo, para QPSK se obtuvo un nivel de BER con probabilidad 10^{-2} para una SNR de -8.34 (dB), alcanzando un nivel de BER con probabilidad 10^{-4} para una SNR de 20 (dB).

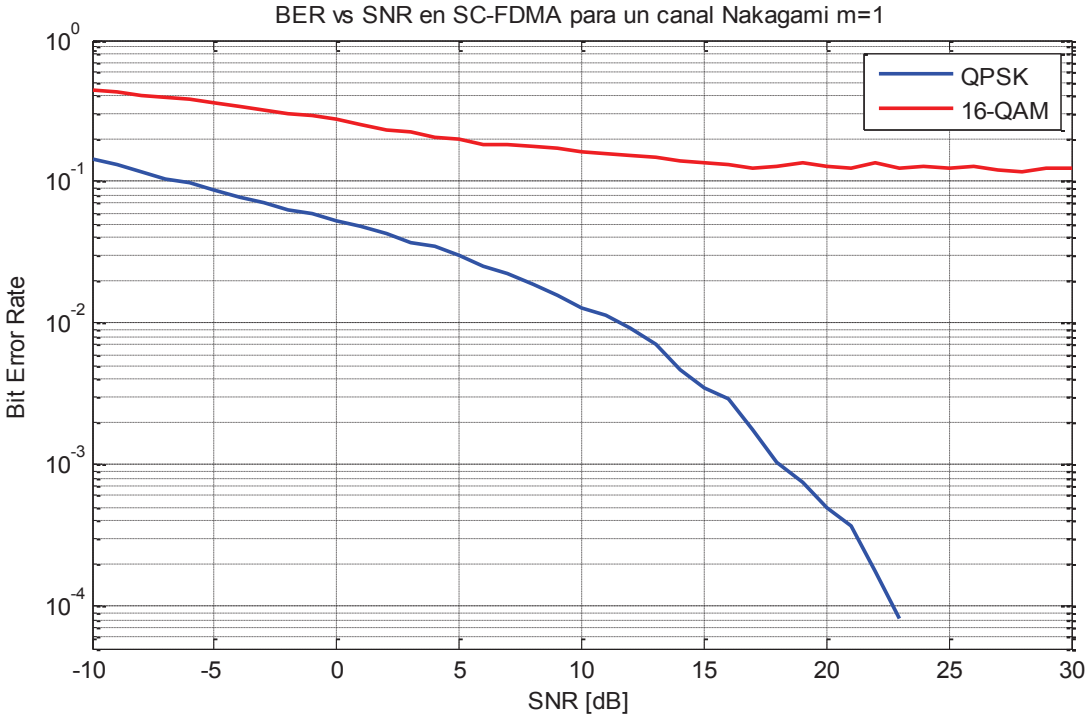


Figura 3.16. BER vs SNR para SC-FDMA con modulaciones QPSK, y 16QAM en un canal Nakagami con índice $m = 1$

Por otro lado, en SC-FDMA para un canal Nakagami con índice $m = 1$, se evidencia que en 16QAM el BER tiende a disminuir, conforme aumenta la SNR. Se observa que para un nivel de BER con probabilidad $10^{-0.84}$, se necesita un valor de SNR igual a -10 (dB) para una modulación QPSK, y un valor igual a 13.5 (dB) para 16QAM. Por lo tanto, se observa que entre el nivel de SNR alcanzado en QPSK y 16QAM existe una diferencia de 23.5 (dB), lo cual implica una ganancia de 23.5 (dB) para 16QAM con respecto a QPSK.

De igual modo, para QPSK se obtuvo un nivel de BER con probabilidad 10^{-2} para una SNR de 11.6 (dB), alcanzando un nivel de BER con probabilidad 10^{-4} para un valor de SNR igual a 22.74 (dB).

Comparando OFDMA con SC-FDMA, se evidencia que para ambas modulaciones en un canal Nakagami con índice $m = 1$, el BER es superior en SC-FDMA, similar a lo ocurrido en AWGN debido a la diferencia de potencias en la transmisión de downlink y uplink.

Los resultados obtenidos para un canal Nakagami con índice $m = 1$ difieren ligeramente respecto a las curvas de referencia de la Figura 3.13 y Figura 3.14. Siendo así, para una probabilidad de 10^{-3} con esquema de modulación QPSK, en OFDMA se obtuvo una desviación aproximada a -7 (dB), mientras que en SC-FDMA la desviación es aproximadamente nula. Sin embargo, no se logró obtener la desviación para los esquemas de modulación 16QAM y 64QAM con respecto a las curvas de referencia, debido a que las curvas de referencia no consideran un sistema específico, sino son evaluadas únicamente en función del esquema de modulación y de las características del canal. No obstante, se comprueba que al incrementarse el índice de modulación, la tasa de bits errados BER en función de la SNR es mayor.

3.5.2.2.2 Canal Nakagami con índice m=1.5

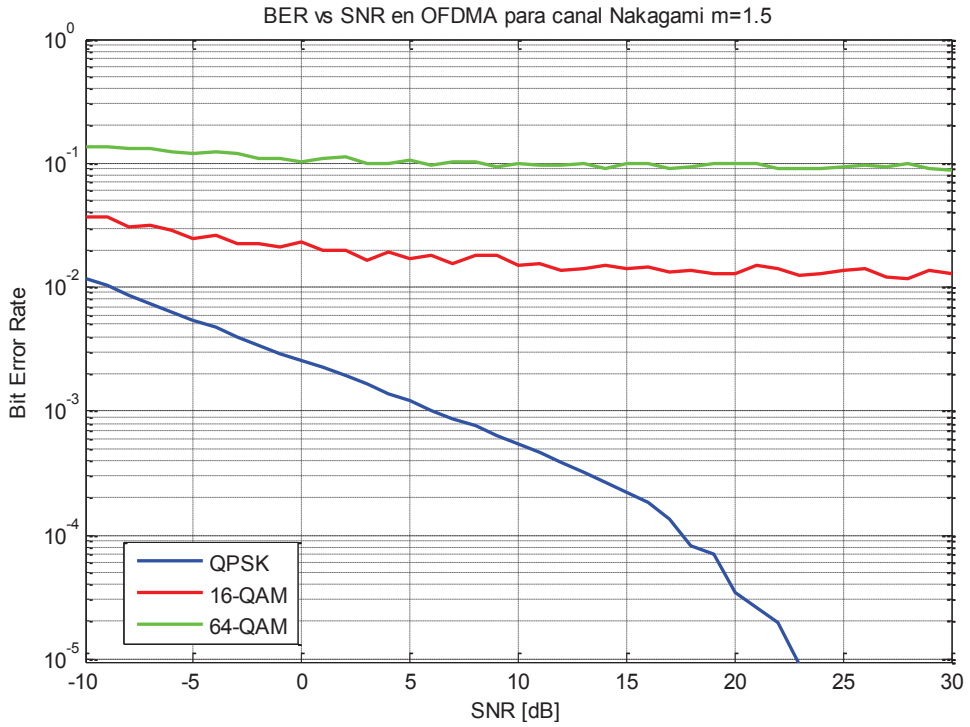


Figura 3.17. BER vs SNR para OFDMA con modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM en un canal Nakagami con índice $m = 1.5$

Analizando las curvas obtenidas en OFDMA para un canal Nakagami con índice $m = 1.5$, se observa que en las modulación 64QAM la disminución del BER al aumentar la SNR es mínima. Asimismo, para un nivel de BER con probabilidad $10^{-1.93}$, se necesita un valor de SNR igual a -10 (dB) para una modulación QPSK, y un valor igual a 28 (dB) para 16QAM. Por lo tanto, entre el nivel de SNR alcanzado en QPSK y 16QAM existe una diferencia de 38 (dB), lo cual implica una ganancia de 38 (dB) para 16QAM con respecto a QPSK.

De igual modo, para QPSK se obtuvo un nivel de BER con probabilidad 10^{-2} para una SNR de -8.8 (dB), alcanzando un nivel de BER con probabilidad 10^{-4} para una SNR de 17.61 (dB).

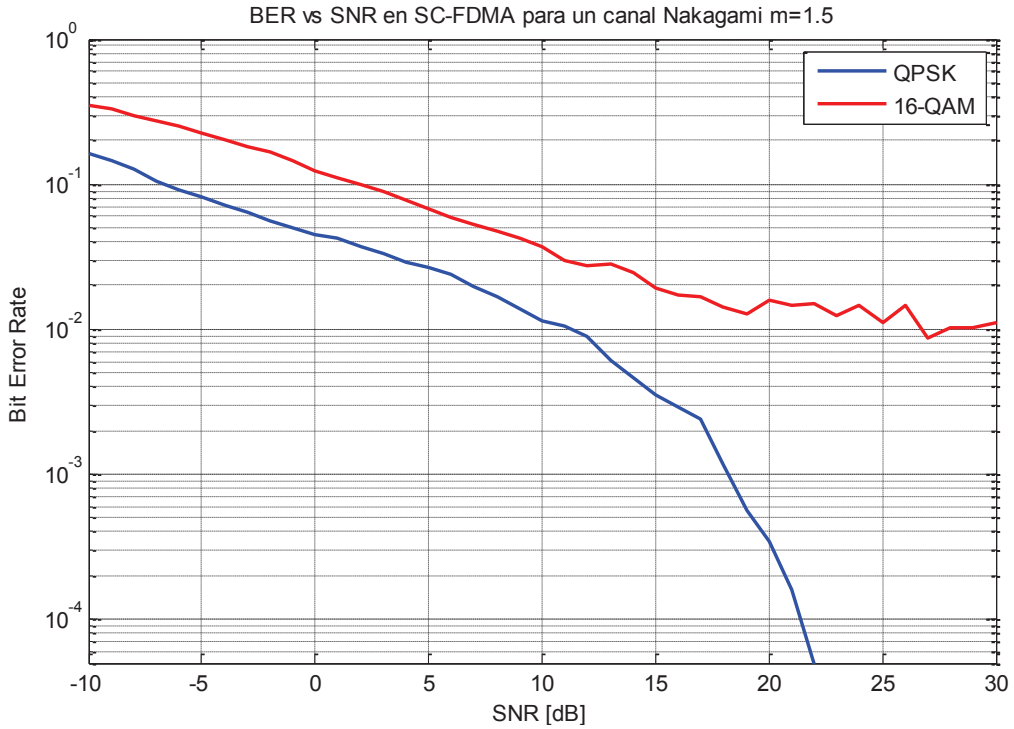


Figura 3.18. BER vs SNR para SC-FDMA con modulaciones QPSK, y 16QAM en un canal Nakagami con índice $m = 1.5$

Por otro lado, en SC-FDMA para un canal Nakagami con índice $m = 1.5$, se observa que para un nivel de BER con probabilidad 10^{-1}, se necesita un valor de SNR igual a -6.6 (dB) para una modulación QPSK, y un valor igual a 1.85 (dB) para 16QAM. Por ende, se observa que entre el nivel de SNR alcanzado en QPSK y 16QAM existe una diferencia de 8.45 (dB), lo cual implica una ganancia de 8.45 (dB) para 16QAM con respecto a QPSK.

Asimismo, para un nivel de BER con probabilidad 10^{-2}, se necesita un valor de SNR igual a 11.28 (dB) para una modulación QPSK, y un valor igual a 26.71 (dB) para 16QAM. Por lo tanto, se observa que entre el nivel de SNR alcanzado en QPSK y 16QAM existe una diferencia de 15.43 (dB), lo cual implica una ganancia de 15.43 (dB) para 16QAM con respecto a QPSK. QPSK alcanza un nivel de BER con probabilidad 10^{-4} para una SNR de 21.4 (dB).

Comparando OFDMA con SC-FDMA se evidencia que para ambas modulaciones en un canal Nakagami con índice $m = 1.5$, la tasa de bits errados (BER) es superior en SC-FDMA, similar a lo ocurrido en el canal AWGN.

3.5.2.2.3 Canal Nakagami con índice m=3

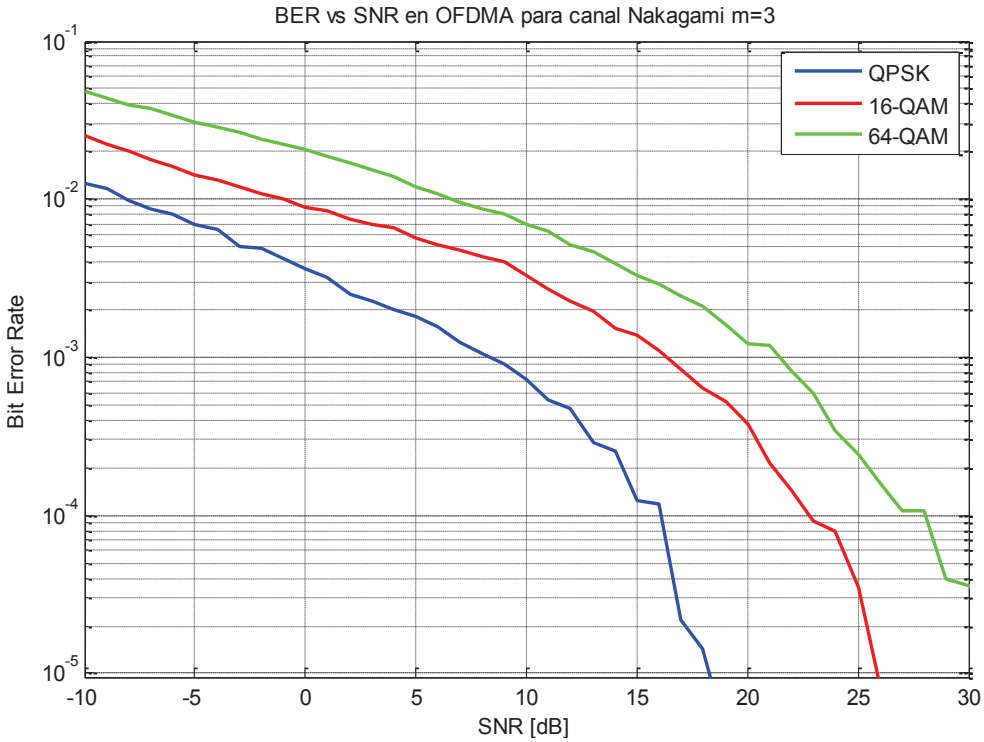


Figura 3.19. BER vs SNR para OFDMA con modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM en un canal Nakagami con índice $m = 3$

Analizando las curvas obtenidas en OFDMA para un canal Nakagami con índice $m = 3$, se observa que para un nivel de BER con probabilidad 10^{-2}, se necesita un valor de SNR igual a -8.05 (dB) para una modulación QPSK, un valor igual a -1.07 (dB) para 16QAM, y un valor igual a 6.66 (dB) para 64QAM. Por lo cual, se evidencia que entre el nivel de SNR alcanzado en QPSK y 16QAM existe una diferencia de 6.98 (dB), mientras entre QPSK y 64QAM existe una diferencia de

14.71 (dB), lo cual implica una ganancia de 6.98 (dB) para 16QAM y una ganancia de 14.71 (dB) para 64QAM con respecto a QPSK.

De igual modo, para un nivel de BER con probabilidad 10^{-4}, se necesita un valor de SNR igual a 16.09 (dB) para una modulación QPSK, un valor igual a 22.8 (dB) para 16QAM, y un valor igual a 28.05 (dB) para 64QAM. Por lo tanto, se observa que entre el nivel de SNR alcanzado en QPSK y 16QAM existe una diferencia de 6.71 (dB), mientras entre QPSK y 64QAM existe una diferencia de 11.96 (dB), lo cual implica una ganancia de 6.71 (dB) para 16QAM y de 11.96 (dB) para 64QAM con respecto a QPSK.

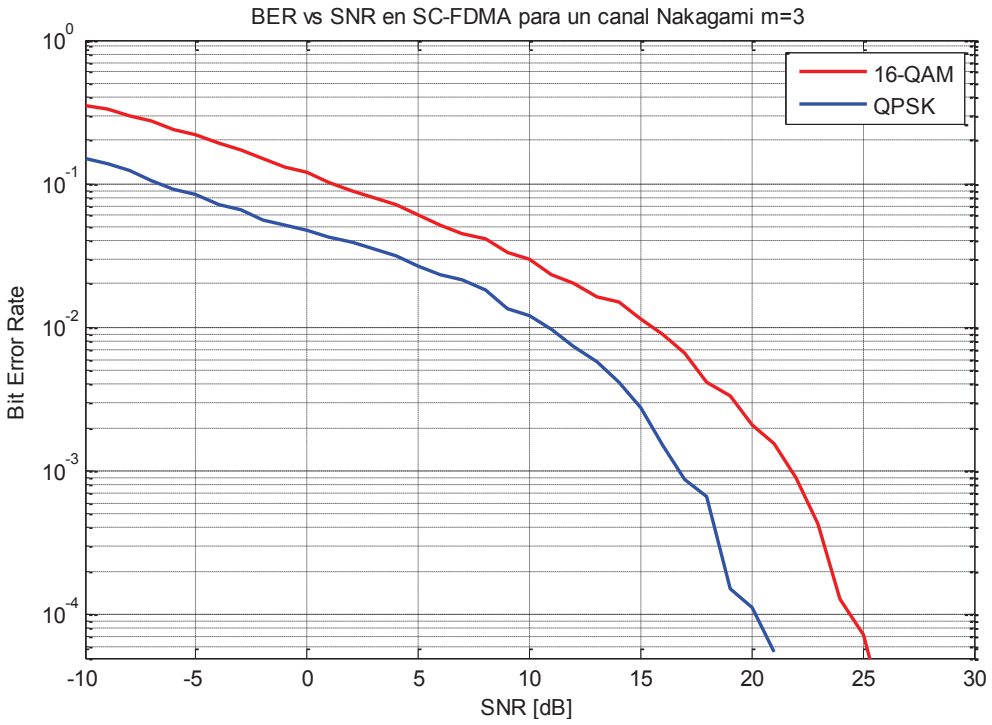


Figura 3.20. BER vs SNR para SC-FDMA con modulaciones QPSK, y 16QAM en un canal Nakagami con índice $m = 3$

En cambio, en SC-FDMA se observa que para un nivel de BER con probabilidad 10^{-2}, se necesita un valor de SNR igual a 10.88 (dB) para una modulación QPSK, y un valor igual a 15.52 (dB) para 16QAM. Por ende, se observa que entre el nivel de SNR alcanzado en QPSK y 16QAM existe una diferencia de 4.64 (dB), lo cual implica una ganancia de 4.64 (dB) para 16QAM con respecto a QPSK.

Asimismo, para un nivel de BER con probabilidad 10^{-4}, se necesita un valor de SNR igual a 20.17 (dB) para una modulación QPSK, y un valor igual a 24.44 (dB) para 16QAM. En consecuencia, se observa que entre el nivel de SNR alcanzado en QPSK y 16QAM existe una diferencia de 4.27 (dB), lo cual implica una ganancia de 4.27 (dB) para 16QAM con respecto a QPSK.

Comparando OFDMA con SC-FDMA se evidencia que para ambas modulaciones con un canal Nakagami con índice $m = 3$, la tasa de bits errados (BER) es superior en SC-FDMA, similar a lo ocurrido en el canal AWGN.

3.5.2.2.4 Canal Nakagami con índice m=10

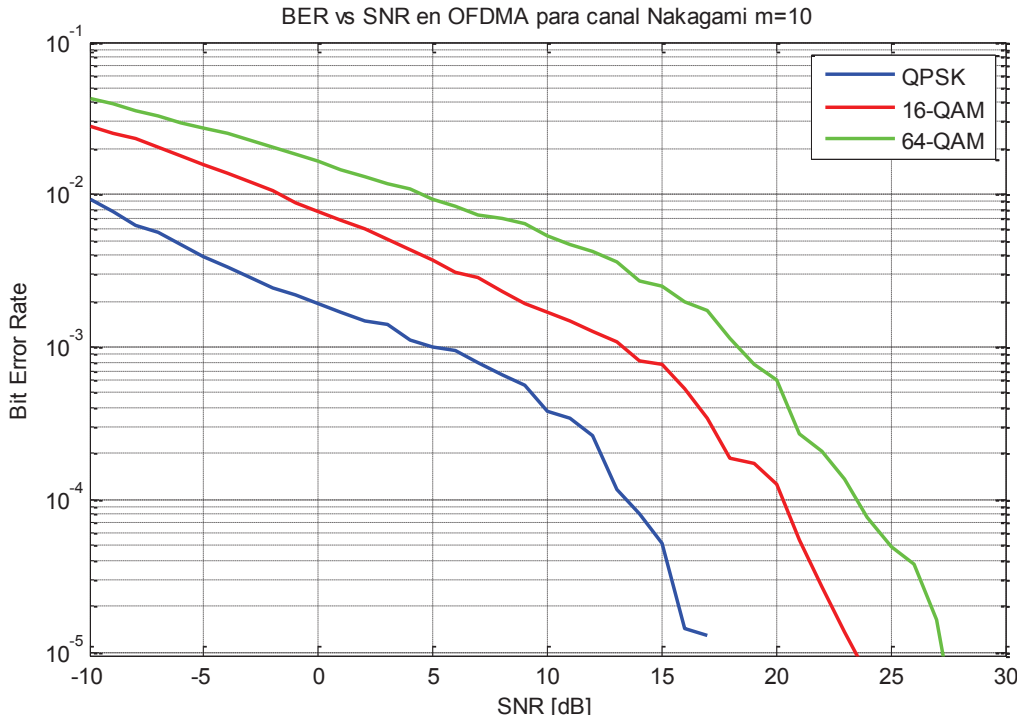


Figura 3.21. BER vs SNR para OFDMA con modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM en un canal Nakagami con índice $m = 10$

Analizando las curvas obtenidas en OFDMA para un canal Nakagami con índice $m = 10$, se observa que para un nivel de BER con probabilidad 10^{-2}, se necesita un valor de SNR igual a -10.5 (dB) para una modulación QPSK, un valor de SNR -1.66 (dB) para 16QAM, y un valor igual a 4.58 (dB) para 64QAM. Por lo tanto, se evidencia que entre el nivel de SNR alcanzado en QPSK y 16QAM existe una diferencia de 8.84 (dB), mientras entre QPSK y 64QAM existe una diferencia de 15.08 (dB), lo cual implica una ganancia de 8.84 (dB) para 16QAM y una ganancia de 15.08 (dB) para 64QAM con respecto a QPSK.

De igual manera, para un nivel de BER con probabilidad 10^{-4}, se necesita un valor de SNR igual a 13.42 (dB) para una modulación QPSK, un valor igual a 20.27 (dB) para 16QAM, y un valor igual a 23.53 (dB) para 64QAM. Por lo cual, se observa que entre el nivel de SNR alcanzado en QPSK y 16QAM existe una diferencia de 6.85 (dB), mientras entre QPSK y 64QAM existe una diferencia de 10.11 (dB), lo cual implica una ganancia de 6.85 (dB) para 16QAM y de 10.11 (dB) para 64QAM con respecto a QPSK.

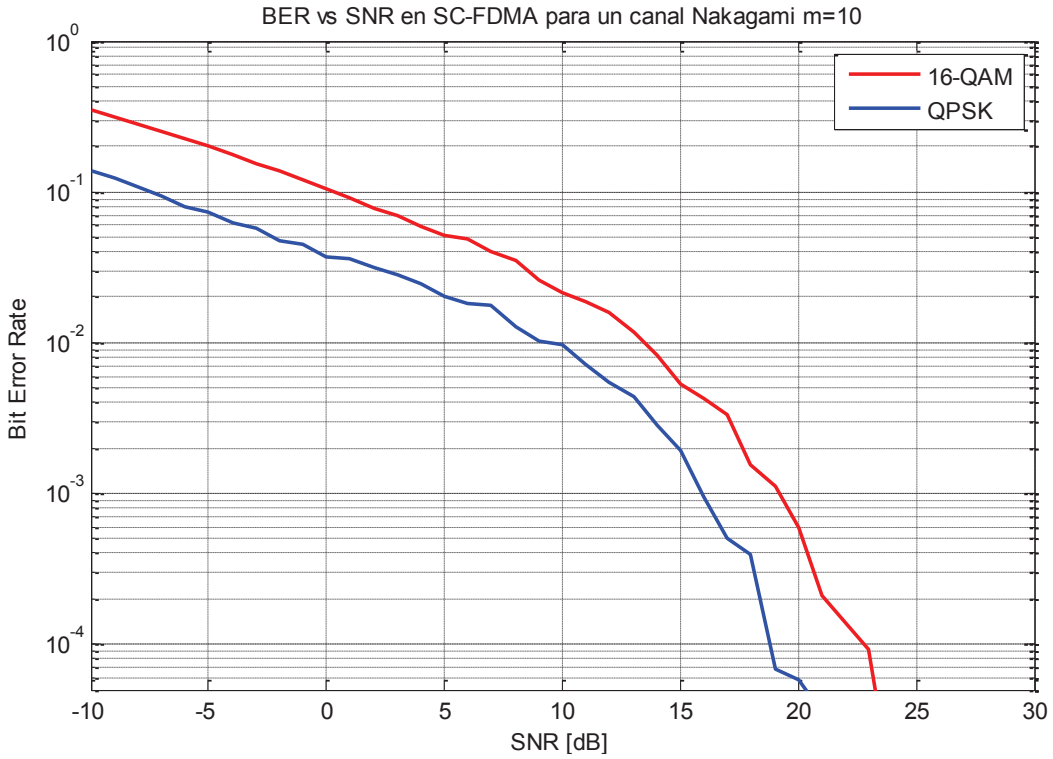


Figura 3.22. BER vs SNR para SC-FDMA con modulaciones QPSK, y 16QAM en un canal Nakagami con índice $m = 10$

No obstante, en SC-FDMA se observa que para un nivel de BER con probabilidad 10^{-2}, se necesita un valor de SNR igual a 9.55 (dB) para una modulación QPSK, y un valor igual a 13.42 (dB) para 16QAM. Por ello, se observa que entre el nivel de SNR alcanzado en QPSK y 16QAM existe una diferencia de 3.87 (dB), lo cual implica una ganancia de 3.87 (dB) para 16QAM con respecto a QPSK.

Asimismo, para un nivel de BER con probabilidad 10^{-4}, se necesita un valor de SNR igual a 18.79 (dB) para una modulación QPSK, y un valor igual a 22.84 (dB) para 16QAM. Por lo tanto, se observa que entre el nivel de SNR alcanzado en

QPSK y 16QAM existe una diferencia de 4.05 (dB), lo cual implica una ganancia de 4.05 (dB) para 16QAM con respecto a QPSK.

Comparando OFDMA con SC-FDMA se evidencia que para ambas modulaciones en un canal Nakagami con índice $m = 10$, la tasa de bits errados (BER) es superior en SC-FDMA, similar a lo ocurrido en el canal AWGN.

Además, se puede afirmar que el nivel de BER en las modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM, sigue una tendencia decreciente para los distintos índices m del canal Nakagami, obteniendo así curvas con niveles de BER más bajos para índices m más altos, similar a lo ocurrido en las curvas de referencia detalladas en la Figura 3.13 y Figura 3.14. Esto sucede ya que la distribución de Nakagami (compuesta por las distribuciones Rayleigh y Rician), varía en función del parámetro m, mismo que tiende a parecerse a un canal AWGN con índices m altos, mientras con un valor de índice m bajo, corresponde a una distribución Rayleigh.

3.5.3 ANÁLISIS DE PAPR

Con el fin de validar el trabajo realizado se han comparado los resultados obtenidos con las curvas del documento “Performance Improvement of PAPR Reduction for OFDM Signal in LTE System” desarrollado por Munjure Mowla y Mahmud Hasan, de la Universidad de Ingeniería y Tecnología Rajshahi, y “PAPR Reduction in LFDMA Using Hadamard Transform Technique” desarrollado por Mohamed M. El-Nabawy, Mohamed A. Aboul-Dahab, y Khairy El-Barbary. En la gráfica de la Figura 3.23, se observan las curvas de referencia obtenidas de los documentos antes mencionados [78] [79].

Para la evaluación de los resultados obtenidos de PAPR se han generado las curvas de CCDF a partir de 10^5 muestras de PAPR por cada una de las modulaciones en ambas técnicas de acceso. En la Figura 3.24 y en la Figura 3.25 se presentan los resultados obtenidos para ODFMA y SC-FDMA respectivamente.

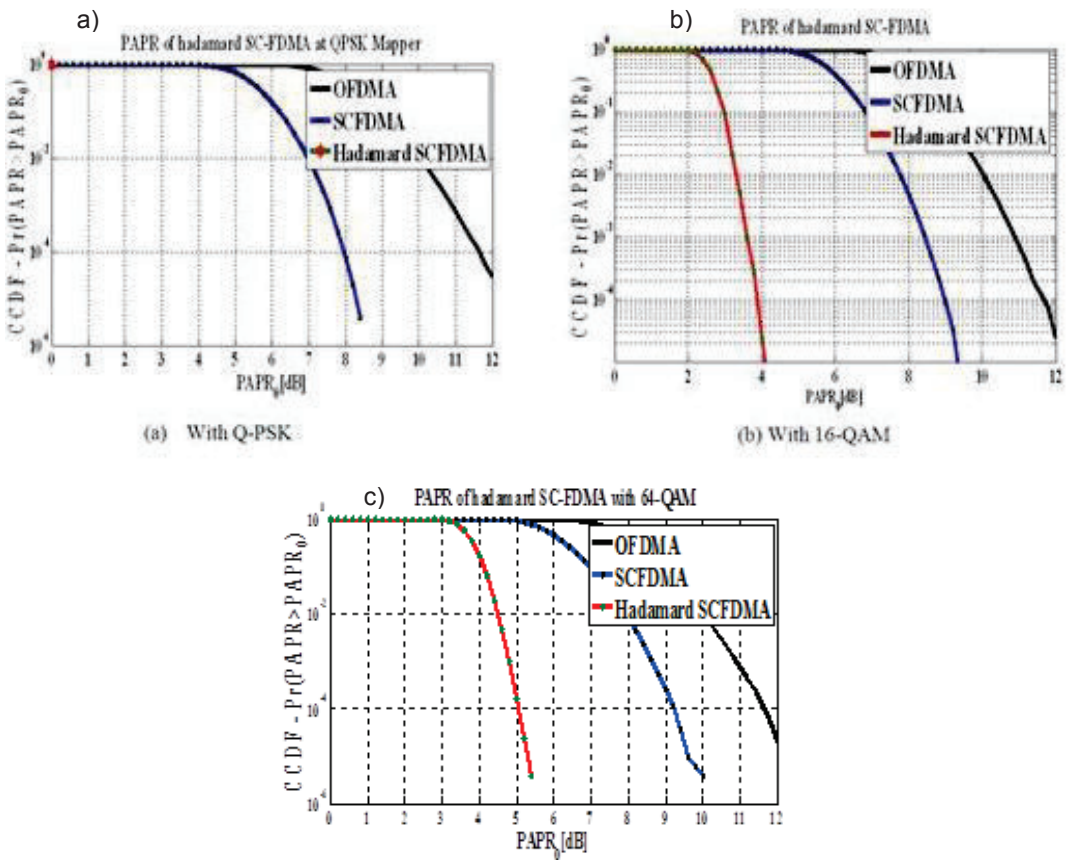


Figura 3.23. PAPR vs CCDF de referencia para OFDMA y SC-FDMA con modulación: a) QPSK, b) 16QAM, y c) 64QAM [78]

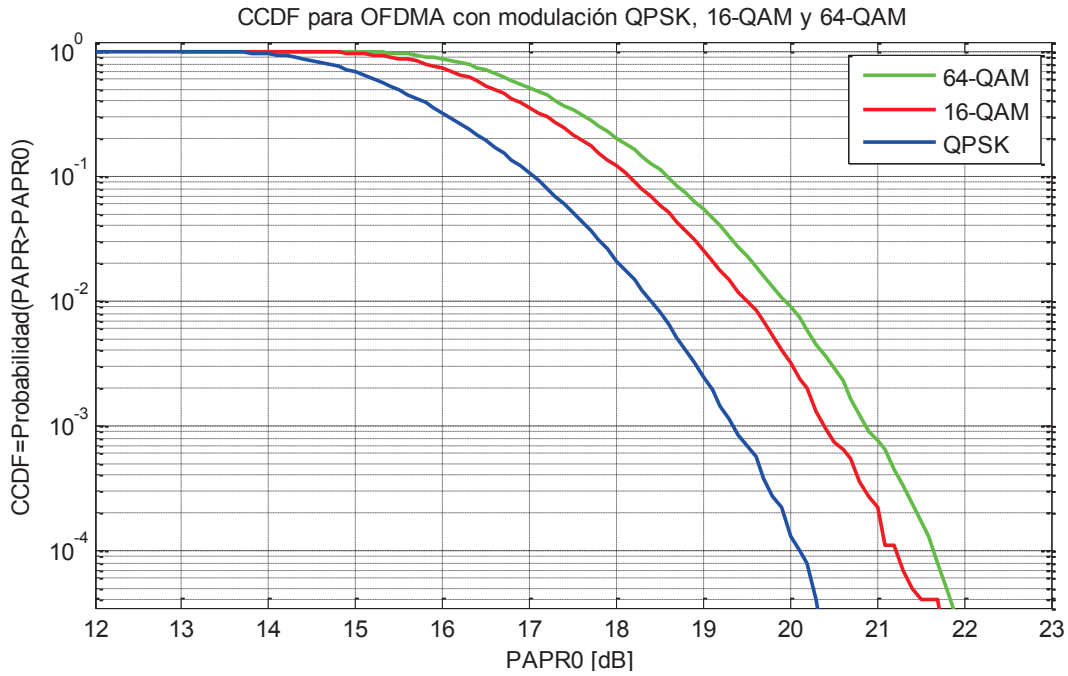


Figura 3.24. PAPR vs CCDF para OFDMA

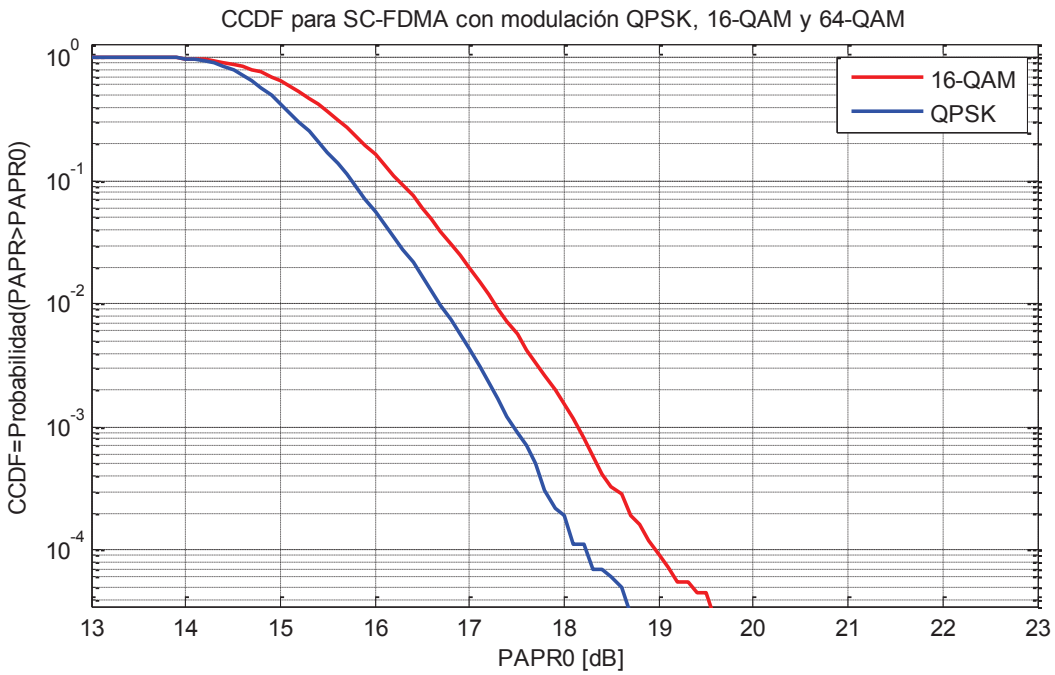


Figura 3.25. PAPR vs CCDF para SC-FDMA

De los resultados obtenidos se puede evidenciar que en ambas técnicas de acceso a menor índice de modulación, la PAPR será menor, tal como se visualiza en las curvas de referencia de la Figura 3.23.

Asimismo, como se visualiza en la Figura 3.24 y la Figura 3.25, para un nivel de probabilidad 10^{-3}, la desviación entre las curvas de OFDMA y de SC-FDMA en QPSK es de 1.8 (dB) y en 16QAM es de 2.3 (dB) aproximadamente. En cambio, de lo apreciado en las curvas de referencia, para el mismo nivel de probabilidad se tiene una desviación de 2 (dB) para QPSK, y de 1 (dB) para 16QAM. En consecuencia, se observa una diferencia aceptable de 0.2 (dB) para QPSK, y de 1 (dB) para 16QAM, lo que demuestra que la relación de potencia pico promedio PAPR es menor para SC-FDMA que para OFDMA.

Corroborando lo antes mencionado, se puede observar que los valores obtenidos de PAPR para OFDMA se encuentran en el rango de 12 – 22 (dB), y para SC-FDMA en el rango de 13 – 19.5 (dB). Por otro lado, se evidencia que los valores obtenidos en la simulación, son ligeramente superiores a los valores de las curvas de referencia. Esto sucede ya que el documento de referencia utiliza un tamaño de ventana para la IFFT de 256 puntos, mientras, el presente

trabajo de titulación ocupa 512 puntos. Cabe señalar, que los valores de PAPR aumentan, a medida que se incrementa el tamaño de la ventana [80].

Una PAPR alta causa problemas para el amplificador de potencia del transmisor, sobre todo si se trata de un amplificador no lineal. En el caso de que el amplificador sea lineal, la potencia de salida es proporcional a la de entrada, por lo que la forma de onda de salida posee una forma adecuada. Sin embago, si el amplificador es no lineal, la potencia de salida no es lo suficientemente grande comparada con la de entrada, haciendo que se produzca distorsión en la forma de onda de salida. En consecuencia, se genera una distorsión en el espectro de frecuencia, por lo que la señal puede ocupar la banda de frecuencia adyacente y producir inferencia a otros receptores [22].

En el transmisor se puede solventar este problema, ya que los equipos de la estación base son grandes y de alto costo, sin embargo, para los teléfonos móviles representa un alto costo y mayor consumo de batería lo que deja a OFDMA inadecuado para el enlace ascendente de la red LTE [22].

La precodificación que añade SC-FDMA disminuye la PAPR, como resultado, el amplificador de radio frecuencia es más efectivo en el terminal. Además, contribuye a un menor consumo de batería en los equipos móviles y por lo tanto una mayor vida útil de la misma [34].

Por otro lado, una estrategia para reducir la PAPR del sistema consiste en la asignación de potencia en el *resource grid* de LTE, asignando mayor nivel de potencia a las señales de referencia para favorecer la detección de la señal en el receptor. En el presente trabajo no se ha realizado una asignación diferenciada de potencia, lo cual implica un incremento de la PAPR del sistema. Además, no se han empleado técnicas de reducción de la PAPR [80] [81].

Algunas de las técnicas utilizadas para reducción de la PAPR son: recorte y filtrado (CAF - *Clipping and Filtering*), enventanado de picos (PW – *Peak Windowing*), transformaciones de compresión (CTs - *Companding Transforms*), mapeo selectivo (SLM – *Selected Mapping*), secuencias parciales de transmisión (PTS – *Partial Transmit Sequences*), inyección de tono (*Tone injection*), reserva de tono (*Tone reservation*), y codificación [80] [81].

Las tres primeras técnicas mencionadas, permiten reducir la PAPR, sin embargo, como son procesos no lineales introducen distorsiones que afectan el nivel de BER. Las restantes son técnicas que permiten reducir la PAPR sin introducir distorsiones, a cambio de adicionar información a la transmisión con el fin de realizar el control en el receptor [80] [81].

CAPITULO 4.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1 CONCLUSIONES

- La diferencia entre OFDMA y SC-FDMA radica en que SC-FDMA es una técnica de acceso múltiple de portadora única que implementa un FFT adicional en el transmisor, y su inversa recíproca IFFT en el receptor, como pre codificador de los datos de usuario. En consecuencia, la relación pico promedio PAPR de la señal OFDMA, originalmente alta, se reduce en SC-FDMA.

- La técnica de acceso OFDMA permite designar eficientemente los recursos del sistema a un grupo de usuarios, tanto en tiempo como en frecuencia. Siendo así, el mínimo recurso asignable un *resource block* durante una subtrama. Por otro lado, SC-FDMA asigna utilizando una sola portadora, siendo el mínimo recurso asignable un símbolo OFDM por usuario.

- El mapeo de *resource elements* varía en función del ancho de banda, de tal manera que si se desea trabajar con otro ancho de banda será necesario verificar la cantidad y la ubicación de los *resource elements* dedicados a la señalización y a los mensajes de control.

- En la simulación se adicionó un bloque de codificación convolucional de tasa 1/3, que permitió la corrección errores introducidos por el canal AWGN y NAKAGAMI, con lo cual se observó una mejora en la tasa de bits errados del sistema.

- El presente trabajo de titulación utiliza una medida de relación señal a ruido equivalente al doble del indicador de calidad de canal, relación encontrada en trabajos afines para compensar la estimación del canal realizada en la práctica.

- Del análisis de las distintas curvas de BER vs SNR para las modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM, se concluye que a medida que se incrementa

el índice de modulación, el nivel de BER es mayor. Donde, los resultados de BER varían en función de la SNR, de manera inversa. Es decir, para altos niveles de SNR o mejores condiciones del canal, el BER baja hasta ser nulo.

- El canal multitrayectoria Nakagami se basa en las distribuciones de Rayleigh y Rician, por ende, es de vital importancia seleccionar adecuadamente los parámetros las mismas.
- Se concluye que para un canal Nakagami, utilizando una modulación específica, el nivel de BER decrece ante el incremento del factor m de Nakagami.
- Los resultados con un canal Nakagami m=1, obtuvieron un alto nivel de BER, lo cual nos permite afirmar que un canal con distribución de Rayleigh es peor a un canal con distribución de Rician, donde las condiciones del canal mejoran en función del incremento del factor K de Rician.
- De los resultados obtenidos se puede afirmar que OFDMA posee altos niveles de PAPR en comparación a SC-FDMA, debido a la FFT adicional que posee SC-FDMA. Sin embargo, OFDMA presenta niveles de BER menores que SC-FDMA, debido a que la potencia de transmisión de OFDMA corresponde a la potencia del eNB, siendo esta más alta que la potencia del terminal móvil.
- No se realizó asignación de potencia, en donde generalmente se debe especificar una mayor potencia para las señales de control en comparación con los datos. Por ende, las señales de referencia poseen igual nivel de señal que los datos de usuario, factor que contribuyó al incremento de los valores de PAPR en OFDMA.
- Se observó que la normalización de la FFT e IFFT es importante, dado que mejora el nivel de señal y la PAPR, por ende el rendimiento del sistema en general.

4.2 RECOMENDACIONES

- Se recomienda la utilización de técnicas de transmisión multiantena MIMO, puesto que sería de utilidad en la reconstrucción y detección de la señal en el receptor, al pasar por un canal con multitrayectoria.
- Se recomienda la utilización de turbo códigos para los datos de usuario en LTE, dado que mejoran la tasa BER del sistema.
- En función del CQI, adicional a la modulación adaptativa, se puede manejar una tasa de codificación adaptativa que permita ajustarse a las condiciones del canal.
- El método de asignación de recursos utilizado Round Robin, permitió otorgar de manera proporcional los recursos del sistema a los cinco usuarios escogidos. Sin embargo, es un método teórico puesto que no considera las necesidades por usuario, ni las condiciones del canal. Para futuras líneas de investigación, se puede mejorar el *throughput* del sistema y del usuario seleccionando otros tipos de asignación de recursos que tomen en cuenta QoS y aplicaciones requeridas por el usuario.
- Se recomienda evitar la utilización del comando de MATLAB *linspace* en la creación de vectores de gran tamaño, dado que incrementa el tiempo de ejecución del programa significativamente.
- Dado que los canales AWGN y Nakagami introducen ruido aleatorio a la señal, se recomienda tomar una cantidad considerable de muestras por SNR, a fin de que las curvas de BER se aproximen a la realidad.
- Se recomienda adicionar asignación de potencia para mejorar los niveles de PAPR obtenidos. Además, se puede complementar con la aplicación de las distintas técnicas de reducción de PAPR.

BIBLIOGRAFÍA

[1] V. Garg, Wireless Communications and Networking, Primera ed., San Francisco, California: Elsevier Inc., 2007.

[2] D. Tse y P. Viswanath, Fundamentals of Wireless Communication, Cambridge University Press, 2005.

[3] T. Rappaport, Wireless Communications: Principles and Practice, Prentice Hall, 2002.

[4] N. Blaunstein y C. Christodoulou, Radio Propagation and Adaptive Antennas for Wireless Communication Links: Terrestrial, Atmospheric, and Ionospheric, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc, 2007.

[5] G. Calhoun, Third Generation Wireless Systems, vol. I, Norwood, Massachusetts: Artech House, Inc, 2003.

[6] I. Bernal, «Revisión de Conceptos Básicos de Antenas y Propagación,» Abril 2008. [En línea]. Available: http://clusterfie.epn.edu.ec/radiomobile/Clase/BreveRevAntenasPropag.pdf.

[7] T. Rouphael, Noise in Wireless Receiver Systems: Antennas, RF, Synthesizers, Mixed Signal, and Digital Signal Processing, Waltham, Massachusetts: Elsevier Inc, 2014.

[8] S. Wolf y R. Smith, Guía para Mediciones Electrónicas y Prácticas de Laboratorio, Naucalpan de Juárez: Prentice Hall Inc., 1992.

[9] R. Castro y R. Fusario, Teleinformática para ingenieros en Sistemas de Información, Segunda ed., vol. II, Barcelona: Reverté, S.A., 1999.

[10] T. L. Singal, Wireless Communications, Tata McGraw Hill Education Private Limited, 2010.

[11] M. Ergen, Mobile Broadband: Including WiMAX and LTE, Berkeley, California: Springer Science & Business Media, 2009.

[12] T. Do-Ngoc y T. Do-Hong, «Open Stax - CNX,» 13 Noviembre 2007. [En línea]. Available: http://cnx.org/contents/OFF8N0Z_@2/Signal-Time-Spreading.

[13] V. Bagad, Wireless Communication, Primera ed., Technical Publications Pune, 2009.

[14] H. Harada y R. Prasad, Simulation and Software radio for mobile communications, Artech House, 2002.

[15] H.-H. Chen y M. Guizani, Next Generation Wireless Systems and Networks, West Sussex, Inglaterra: John Wiley & Sons, Ltd, 2006.

[16] K.-L. Du y M. Swamy, Wireless Communication Systems from RF Subsystems to 4G Enabling Technologies, Nueva York: Cambridge University Press, 2010.

[17] A. Goldsmith, Wireless Communications, New York: Cambridge University Press, 2005.

[18] V. Jeyasri Arokiamary, Mobile Communications, Primera ed., Technical Publications Pune, 2009.

[19] J. Nuñez, «¿Qué es el 4G LTE?,» Taringa, 07 05 2013. [En línea]. Available: http://www.taringa.net/post/noticias/16694697/Que-es-LTE-4G-y-para-cuando-se-espera-en-Agentina.html.

[20] E. Dahlman, S. Parkvall y J. Sköld, 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband, Burlington, Massachusetts: Elsevier Inc., 2011.

[21] S. Sesia, I. Toufik y M. Baker, LTE - The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice, Segunda ed., John Wiley & Sons, Ltd, 2011.

[22] C. Cox, An Introduction to LTE: LTE, LTE-Advanced, SAE, VoLTE and 4G Mobile Communications, Segunda ed., John Wiley & Son, Ltd, 2014.

[23] R. Agusti, F. Bernardo, F. Casadevall, R. Ferrús, J. Pérez-Romero y O. Sallent, LTE: NUEVAS TENDENCIAS EN COMUNICACIONES MÓVILES, Fundación Vodafone, 2010.

[24] ITU, «Proyecto IMT-2000, ITU-R M.1457,» Genova, 2001-2002.

[25] K. Juha, Introduction to 3G Mobile Communications, Londres: Artech House - Series de Comunicaciones Móviles, 2003.

[26] 3GPP, 2016. [En línea]. Available: http://www.3gpp.org/.

[27] N. Takehiro, «Proposal for Candidate Radio Interface Technologies for IMT-Advanced Based on LTE Release 10 and Beyond (LTE-Advanced),» 3GPP, 2009. [En línea]. Available: http://www.slideshare.net/deepakecrbs/3gpp.

[28] H. Zarrinkoub, Understanding LTE with MATLAB, Massachussetts: John Wiley & Sons, Ltd, 2014.

[29] F. Khan, LTE for 4G Mobile Broadband: Air interface Technologies and Performance, Nueva York: Cambridge University Press, 2009.

[30] N. Cardona, J. Olmos, M. García y J. Monserrat, 3GPP LTE: Hacia la 4G móvil, Barcelona: MarcomboUniversitaria, 2011.

[31] H. Holma y A. Toskala, LTE for UMTS: OFDMA an SC-FDMA Based Radio Access, John Wiley & Sons, Ltd, 2009.

[32] E. Dahlman, S. Parkvall, J. Sköld y P. Beming, 3G Evolution: HSPA and LTE for Mobile Broadband, Primera ed., San Diego, California: Elsevier, 2007.

[33] 3GPP, «Rel-08_description,» 2014. [En línea]. Available: http://www.3gpp.org/ftp/Information/WORK_PLAN/Description_Releases/.

[34] R. Kreher y K. Gaenger, LTE Signaling, Troubleshooting, and Optimization, Primera ed., John Wiley & Sons, Ltd, 2011.

[35] Y.-J. Chang, Resource Allocation in OFDM/OFDMA cellular networks: Protocol Design and Performance Analysis, California: Pro Quest, 2008.

[36] R. Motiur, «PAPR Reduction for 3FPP LTE OFDM System,» *Universal Journal of Communications and Network,* pp. 22-26, 2013.

[37] F. Abd El-Samie, F. Al-kamali, A. Al-nahari y M. Dessouky, SC-FDMA for Mobile Communications, Boca Raton, Florida: CRC Press Taylor & Francis Group, 2014.

[38] N. S. Murtadha Ali, P. Kuldip y S. Ankur, «IMPLEMENTING SC-FDMA &OFDMA IN MATLAB,» *International Journal of Computing and Corporate Research,* vol. 3, nº 6, p. 21, 2013.

[39] V. Cornejo, *Estrategias de asignación de recursos para el DL en LTE,* Madrid: Universidad Carlos III MADRID, 2013.

[40] A. D. Panagopoulos, Handbook of Research on Next Generation Mobile Communication Systems, Grecia: IGI Global, 2015.

[41] A. Farhana, H. Roshanak, S. Maruf, S. Kumbesan y S. S. Sharmin, «COMPARATIVE ANALYSIS OF DOWNLINK PACKET SCHEDULING ALGORITHMS IN 3GPP LTE NETWORKS,» *International Journal of Wireless & Mobile Networks,* vol. 7, nº 5, p. 21, Octubre 2015.

[42] ERICSSON, 2016. [En línea]. Available: https://www.ericsson.com/mobility-report/mobile-traffic-statistics-q3-2016. [Último acceso: Octubre 2016].

[43] 3GPP, «3GPP TS 36.212 Release 8 LTE Multiplexing and Channel Coding,» 2010.

[44] S. Bawane y V. Gohokar, «SIMULATION OF CONVOLUTIONAL ENCODER,» *IJRET: International Journal of Research in Engineering and Technology,* vol. 03, nº 03, Mar-2014.

[45] F. PORHEL, «Channel coding for LTE,» Denmark, 2008-2009.

[46] L. Song y J. Shen, Evolved Cellular Network Planning and Optimization for UMTS and LTE, Boca Raton, Florida: CRC Press Taylor & Francis Group, 2011.

[47] J. Penttinen, The LTE-Advanced Deployment Handbook: The Planning Guidelines for the Fourth Generation Networks, John Wiley & Sons, Ltd, 2016.

[48] L. Korowajczuk, LTE, WiMAX and WLAN Network Design, Optimization and Performance Analysis, John Wiley & Sons, 2011.

[49] A. Pérez, LTE & LTE Advanced: 4G Network Radio Interface, London: John Wiley & Sons, 2015.

[50] G. Corazza, Digital Satellite Communications - Information Technology: Transmission, Processing and Storage, Bologna: Springer Science & Business Media, 2007.

[51] G. Wang, B. Yin, I. Cho, J. Cavallaro, S. Bhattacharyya y J. Taka, «Efficient Architecture Mapping of FFT/IFFT for Cognifive Radio Networks,» *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP),* 2014.

[52] 3GPP, «3GPP TS 36.211 Release 8,» 2009. [En línea].

[53] Sharetechnote, «Sharetechnote,» [En línea]. Available: http://www.sharetechnote.com/.

[54] H. José María, M. Luis y R. José Manuel, Comunicaciones móviles, Madrid: Ramón Arces, 2015.

[55] N. Tayal, «Tayal's way to learn LTE - PDCCH,» 23 Mayo 2013. [En línea]. Available: http://nitintayal-lte-tutorials.blogspot.com/2013/05/all-about-pdcch-and-cce-allocation.html.

[56] A. Vamsi y T. Kumar, «STBC-OFDM Downlink Baseband Receiver for Mobile WMAN,» *Proceedings of International Conference on Advances in Engineering and Technology.*

[57] Universidad Nacional del Noreste de Argentina, «Redes Celulares Inalambricas,» [En línea]. Available: http://exa.unne.edu.ar/depar/areas/informatica/teleproc/Comunicaciones/Presentaciones_Proyector/RedesCelularesInalambricas.pdf.

[58] K. Benbouchta, «Desarrollo de Circuitos de Alta Frecuencia para LTE,» Julio 2013. [En línea]. Available: http://oa.upm.es/21965/1/TFG_KHALID_BENBOUCHTA.pdf.

[59] Universidad Tecnológica Nacional de Córdova, «Transmisores de radio - Amplificadores de Potencia,» [En línea]. Available: http://www.profesores.frc.utn.edu.ar/electronica/ElectronicaAplicadaIII/Aplicada/Cap10Transmisores.pdf.

[60] H. Harada y R. Prassad, Simulation and Software Radio for Mobile Communications, vol. I, Artech House Universal Personal Communications Series, 2002.

[61] M. Kawser, N. Bin, N. Hasan, S. Alam y M. Rahman, «Downlink SNR to CQI Mapping for Different Multiple Antenna Techniques in LTE,» *International Journal of Information and Electronics Engineering,* vol. II, nº 5, pp. 757-760, Septiembre 2012.

[62] H.-J. Lee, Wireless Systems Incorporating Full-Diversity Single-Symbol Decodable Space-Time Block Codes: Performance Evaluation and Developments, ProQuest Information and Learning Company, 2007.

[63] L. Tang y Z. Hongbo, «Analysis and Simulation of Nakagami Fading Channel With MATLAB,» de *Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics CEEM2003*, Hangzhou, 2003.

[64] T. Duman y A. Ghrayeb, Coding for MIMO Communication Systems, John Wiley & Sons, Ltd., 2007.

[65] H. Holman y A. Toskala, WCDMA for UMTS: HSPA Evolution and LTE, Quinta ed., John Wiley and Sons Ltd., 2010.

[66] S. Jones, The Basics of Telecommunications, Quinta ed., Chicago: Professional Education International, Inc, 2004.

[67] A. Mollisch, Wireless Communications, Segunda ed., John Wiley and Sons, Ltd., 2011.

[68] R. Kumari y R. Gupta, «Performance evaluation of OFDMA system of LTE in terms of PAPR,» *International Journal of Application in Engineering and Management,* vol. 2, nº 5, 2013.

[69] G. Marndouh, S. Khaled y H. Mohamed, «PAPR Reduction Performance for LTE OFDM Systems with Different Techniques,» *International Journal of Scientific & Engineering Research,* vol. 4, nº 5, 2013.

[70] N. Bessis y F. Xhafa, Next Generation Data Technologies for Collective Computational Intelligence, Barcelona: Springer, 2011.

[71] A. Gilat, Matlab: Una introducción con ejemplos prácticos, Segunda ed., Editorial Reverté, S.A., 2006.

[72] S. Lyshevski, Engineering and Scientific Computations Using MATLAB, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2003.

[73] R. Fahimeh, «A COMPREHENSIVE ANALYSIS OF LTE PHYSICAL LAYER,» *Theses, Dissertations, & Student Research in Computer Electronics & Engineering,* nº 8, 2012.

[74] N. S. Murtadha Ali y P. Maninder, «SC-FDMA & OFDMA in LTE physical layer,» *International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT),* vol. 12, nº 2, pp. 75-85, Junio 2014.

[75] J. Gunjita y D. Rupesh, «BER Performance of OFDM System over Nakagami-m Fading Channels with Different Modulation Schemes,» *International Journal of Advanced Reserch in Computer Engineering & Technology,* vol. 1, nº 6, pp. 112-116, 2012.

[76] T. Quazi y H. Xu, «Performance Analysis of adaptive M-QAM over a flat-fading Nakagami-m cannel,» *S Afr J SCI,* vol. 107, nº 122, 2011.

[77] P. Seth y K. Gupta, «Performance Comparison of MPAM and MQAM in Nakagami-m and Rician Fading Channel,» *International Journal of Computer Applications,* vol. 65, nº 17, pp. 39-42, 2013.

[78] E.-N. Mohamed M, A.-D. Mohamed A. y E.-B. Khairy, «PAPR Reduction in LFDMA Using Hadamard Transform Technique,» *International Journal of Wireless Communications and Mobile Computing,* vol. 3, nº 4, pp. 40-45, 2015.

[79] M. Munjure y H. Mahmud, «PERFORMANCE IMPROVEMENT OF PAPR REDUCTION FOR OFDM SIGNAL IN LTE SYSTEM,» *International Journal of Wireless & Mobile Networks,* vol. 5, nº 4, pp. 35-47, Agosto 2013.

[80] M. C. Paredes, *Algoritmos para la reducción de los picos de potencia en los sistemas OFDM,* Leganés, 2014.

[81] M. Bisht y A. Joshi, «Various Techniques to Reduce PAPR in OFDM Systems: A Survey,» *International Journal of Signal Processing, Image Processig and Pattern Recongition,* vol. VIII, nº 11, pp. 195-206, 2015.

[82] ITU, «ITU global standard for international mobile telecommunications "IMT-Advanced",» 2016. [En línea]. Available: http://www.itu.int/en/ITU-R/study-groups/rsg5/rwp5d/imt-adv/Pages/default.aspx.

[83] R. Andrew, WCDMA Design Handbook, Cambridge: Cambridge, 2005.

[84] ETSI, «UTRA - UTRAN,» [En línea]. Available: http://www.etsi.org/technologies-clusters/technologies/mobile/utran.

[85] J. T. Jaime Gutiérrez, Protocolos criptográficos y seguridad en redes, Santander: Universidad de Cantabria, 2003.

[86] A. Corletti, Seguridad por niveles, Madrid: darFE, 2011.

[87] H. R. José María, M. T. Luis y R. S. José Manuel, Transmisión por radio, Madrid: Ramon Areces, 2013.

[88] R. Matzner, «Ionospheric Refraction,» de *Dictionary of Geophysics, Astrophysics, and Astronomy*, Boca Raton, Florida: CRC Press, 2001.

[89] R. Hyde, «The ASCII Character Set,» de *Write Great Code: Understanding the Machine*, San Francisco, California: No Starch Press, 2004, pp. 104-107.

[90] D. Rodríguez, Sistemas inalámbricos de comunicación personal, Monterrey: Marcombo Universitaria, 2001.

[91] T. Brüggen, «Sistema de prueba R&S®TS 8980 verifica los indicadores de calidad LTE CQI, PMI y RI,» *Tecnologías Inalámbricas - Novedades,* vol. 203, nº 11.

[92] S. Ali y K. Mukesh Johnson, «Performance Analysis of 3GPP LTE,» 2013.

ANEXOS

Anexo A. Funciones y comandos de MATLAB utilizados

FUNCIÓN	DESCRIPCIÓN
abs(X)	Obtiene el valor absoluto de X.
awgn(X,SNR)	Añade Ruido Blanco Gaussiano a la señal X, la relación señal a ruido SNR se especifica en (dB).
bin2dec(X)	Convierte de binario a entero decimal.
biterr(X,Y)	Calcula el número de bits errados y la tasa de bit errado (BER), para ello compara la señal X con la señal Y. Devuelve dos valores.
ceil(X)	Redondea al inmediato superior.
char(X)	Realiza la conversión ASCII.
cos(X)	Obtiene el coseno de X.
dec2bin(X,Y)	Convierte de entero decimal a binario.
errordlg('Mensaje')	Crea un cuadro de dialogo indicando un error.
exp(X)	Obtiene el exponencial de X.
fft(X,N)	Aplica la FFT (*Fast Fourier Transform*) de N puntos.
fliplr(X)	Voltea a la matriz X de izquierda a derecha.
floor(X)	Redondea al inmediato inferior.
get(X)	Obtiene el valor de X. Utilizado en la parte de la interfaz gráfica para recuperar los mensajes ingresados por teclado.
ifft(X,N)	Aplica la inversa de la FFT (*Fast Fourier Transform*).
imag(X)	Devuelve la parte imaginaria de X.
image(X)	Muestra la matriz X como una imagen.
imread(Nombre,FMT)	Lee la imagen de un archivo gráfico.
length(X)	Indica la longitud del vector X.
linspace(X,Y,N)	Genera un vector de N puntos comprendidos entre X y Y.
log(X)	Aplica el logaritmo de base e a X. También denominado logaritmo natural.
log10(X)	Aplica el logaritmo de base 10 a X.
max(X)	Encuentra el componente de mayor longitud de X.
min(X)	Encuentra el componente de menor longitud de X.
num2str(X)	Convierte de números a arreglo de caracteres. Ej: a=num2str(pi) -> a=3,1416
numel(X)	Indica el número de elementos de X.
ones(X,Y)	Crea una matriz de dimensiones (X,Y) rellena de unos.
phase(X)	Devuelve la fase de un número complejo X.
rand(X)	Genera una matriz de dimensiones (X,X) rellena de números pseudo aleatorios de distribución uniforme.
rayleighchan(TS,FD)	Construye un canal con desvanecimiento Rayleigh, donde TS es el tiempo de muestreo en segundos, y FD es la frecuencia de Doppler en (Hz).
real(X)	Devuelve la parte real de X.
rem(X,Y)	Indica el residuo de la división X para Y.

reshape(X,M,N)	Genera una matriz de dimensiones (M,N) rellena con los elementos de X.
ricianchan(TS,FD,K)	Construye un canal con desvanecimiento Rician, donde TS es el tiempo de muestreo en segundos, y FD es la frecuencia de Doppler en (Hz), y K es el factor de Rician.
rot90(X)	Rota 90° a la matriz X en sentido anti horario.
round(X)	Aproxima al entero más cercano.
roundn(X,N)	Redondea a cada elemento de X al múltiplo de 10^N más cercano.
set(X)	Asigna el valor de X. Utilizado en la parte de la interfaz gráfica para devolver los mensajes para que puedan ser visualizados.
sin(X)	Obtiene el seno de X.
sqrt(X)	Calcula la raíz cuadrada de X.
sum(X)	Realiza la suma de los elementos de un vector. De ser una matriz realiza la suma de los elementos de cada fila o de cada columna.
zeros(X,Y)	Crea una matriz de dimensiones (X,Y) rellena de ceros.

Anexo B. Código implementado en MATLAB

Función **funcionbpsk.m:**

```
function [vector]=funcionbpsk(a)
k=1;
for i=1:1:length(a)
   if a(i)==0                    %Asignación Fase y Cuadratura
       ibpsk(k)=1/sqrt(2);
       qbpsk(k)=1/sqrt(2);
   elseif a(i)==1
       ibpsk(k)=-1/sqrt(2);
       qbpsk(k)=-1/sqrt(2);
   end
   k=k+1;
end
for w=1:1:(length(a))            %Conformación de cada símbolo
    vector(w)=ibpsk(w)+1i*qbpsk(w);
end
```

Función **funcionbpsk2.m:**

```
function [vector]=funcionbpsk2(a)
k=1;
for i=1:1:length(a)
   if a(i)==0                    %Asignación Fase y Cuadratura
       ibpsk(k)=1;
       qbpsk(k)=0;
   elseif a(i)==1
       ibpsk(k)=-1;
       qbpsk(k)=0;
   end
   k=k+1;
end
for w=1:1:(length(a))            %Conformación de cada símbolo
    vector(w)=ibpsk(w)+1i*qbpsk(w);
end
```

Función **funcionqpsk.m:**

```
function [vector]=funcionqpsk(a)
    k=1;
    for i=1:2:length(a)                      %Asignación Fase y Cuadratura
       if a(i)==0 && a(i+1)==0
           iqpsk(k)=1/sqrt(2);
           qqpsk(k)=1/sqrt(2);
       elseif a(i)==0 && a(i+1)==1
           iqpsk(k)=1/sqrt(2);
           qqpsk(k)=-1/sqrt(2);
       elseif a(i)==1 && a(i+1)==0
           iqpsk(k)=-1/sqrt(2);
           qqpsk(k)=1/sqrt(2);
       elseif a(i)==1 && a(i+1)==1
           iqpsk(k)=-1/sqrt(2);
           qqpsk(k)=-1/sqrt(2);
       end
       k=k+1;
    end
    for w=1:1:(length(a))/2                  %Conformación de cada símbolo
        vector(w)=iqpsk(w)+1i*qqpsk(w);
    end
end
```

Función **funcion16qam.m:**

```
function [vector]=funcionqam16(a)
    k=1;
    for i=1:4:length(a)
       if a(i)==0 && a(i+1)==0                    %Asignación Fase y Cuadratura
           if a(i+2)==0 && a(i+3)==0
               iqam16(k)=1;
               qqam16(k)=1;
           elseif a(i+2)==0 && a(i+3)==1
               iqam16(k)=1;
               qqam16(k)=3;
           elseif a(i+2)==1 && a(i+3)==0
               iqam16(k)=3;
               qqam16(k)=1;
           elseif a(i+2)==1 && a(i+3)==1
               iqam16(k)=3;
               qqam16(k)=3;
           end
       elseif a(i)==0 && a(i+1)==1
           if a(i+2)==0 && a(i+3)==0
               iqam16(k)=1;
               qqam16(k)=-1;
           elseif a(i+2)==0 && a(i+3)==1
               iqam16(k)=1;
               qqam16(k)=-3;
           elseif a(i+2)==1 && a(i+3)==0
               iqam16(k)=3;
               qqam16(k)=-1;
           elseif a(i+2)==1 && a(i+3)==1
               iqam16(k)=3;
               qqam16(k)=-3;
           end
       elseif a(i)==1 && a(i+1)==0
           if a(i+2)==0 && a(i+3)==0
               iqam16(k)=-1;
               qqam16(k)=1;
           elseif a(i+2)==0 && a(i+3)==1
               iqam16(k)=-1;
               qqam16(k)=3;
           elseif a(i+2)==1 && a(i+3)==0
               iqam16(k)=-3;
               qqam16(k)=1;
           elseif a(i+2)==1 && a(i+3)==1
               iqam16(k)=-3;
               qqam16(k)=3;
           end
       elseif a(i)==1 && a(i+1)==1
           if a(i+2)==0 && a(i+3)==0
               iqam16(k)=-1;
               qqam16(k)=-1;
           elseif a(i+2)==0 && a(i+3)==1
               iqam16(k)=-1;
               qqam16(k)=-3;
           elseif a(i+2)==1 && a(i+3)==0
               iqam16(k)=-3;
               qqam16(k)=-1;
           elseif a(i+2)==1 && a(i+3)==1
               iqam16(k)=-3;
               qqam16(k)=-3;
           end
       end
       k=k+1;
    end
    iqam16=iqam16/sqrt(10);              %Normalización en fase
    qqam16=qqam16/sqrt(10);              %Normalización en cuadratura
    for w=1:1:length(iqam16)             %Conformación de cada símbolo
        vector(w)=iqam16(w)+1i*qqam16(w);
```

```
    end
end
```

Función **funcion64qam.m:**

```
function [vector bandera]=funcionqam64(a)
    k=1;
    bandera=0;
    while mod(length(a),6)~=0           %Conformación bandera auxiliar de ceros
        a=[a 0];
        bandera=bandera+1;
    end
for i=1:6:length(a)                     %Asignación Fase y Cuadratura
    if a(i)==0 && a(i+1)==0 && a(i+2)==0 && a(i+3)==0 && a(i+4)==0 && a(i+5)==0
        iqam64(k)=3;
        qqam64(k)=3;
    elseif  a(i)==0  &&  a(i+1)==0  &&  a(i+2)==0  &&  a(i+3)==0  &&  a(i+4)==0  &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=3;
        qqam64(k)=1;
    elseif  a(i)==0  &&  a(i+1)==0  &&  a(i+2)==0  &&  a(i+3)==0  &&  a(i+4)==1  &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=1;
        qqam64(k)=3;
    elseif  a(i)==0  &&  a(i+1)==0  &&  a(i+2)==0  &&  a(i+3)==0  &&  a(i+4)==1  &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=1;
        qqam64(k)=1;
    elseif  a(i)==0  &&  a(i+1)==0  &&  a(i+2)==0  &&  a(i+3)==1  &&  a(i+4)==0  &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=3;
        qqam64(k)=5;
    elseif  a(i)==0  &&  a(i+1)==0  &&  a(i+2)==0  &&  a(i+3)==1  &&  a(i+4)==0  &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=3;
        qqam64(k)=7;
    elseif  a(i)==0  &&  a(i+1)==0  &&  a(i+2)==0  &&  a(i+3)==1  &&  a(i+4)==1  &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=1;
        qqam64(k)=5;
    elseif  a(i)==0  &&  a(i+1)==0  &&  a(i+2)==0  &&  a(i+3)==1  &&  a(i+4)==1  &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=1;
        qqam64(k)=7;
    elseif  a(i)==0  &&  a(i+1)==0  &&  a(i+2)==1  &&  a(i+3)==0  &&  a(i+4)==0  &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=5;
        qqam64(k)=3;
    elseif  a(i)==0  &&  a(i+1)==0  &&  a(i+2)==1  &&  a(i+3)==0  &&  a(i+4)==0  &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=5;
        qqam64(k)=1;
    elseif  a(i)==0  &&  a(i+1)==0  &&  a(i+2)==1  &&  a(i+3)==0  &&  a(i+4)==1  &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=7;
        qqam64(k)=3;
    elseif  a(i)==0  &&  a(i+1)==0  &&  a(i+2)==1  &&  a(i+3)==0  &&  a(i+4)==1  &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=7;
        qqam64(k)=1;
    elseif  a(i)==0  &&  a(i+1)==0  &&  a(i+2)==1  &&  a(i+3)==1  &&  a(i+4)==0  &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=5;
        qqam64(k)=5;
    elseif  a(i)==0  &&  a(i+1)==0  &&  a(i+2)==1  &&  a(i+3)==1  &&  a(i+4)==0  &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=5;
```

```
        qqam64(k)=7;
    elseif a(i)==0 && a(i+1)==0 && a(i+2)==1 && a(i+3)==1 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=7;
        qqam64(k)=5;
    elseif a(i)==0 && a(i+1)==0 && a(i+2)==1 && a(i+3)==1 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=7;
        qqam64(k)=7;
    elseif a(i)==0 && a(i+1)==1 && a(i+2)==0 && a(i+3)==0 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=3;
        qqam64(k)=-3;
    elseif a(i)==0 && a(i+1)==1 && a(i+2)==0 && a(i+3)==0 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=3;
        qqam64(k)=-1;
    elseif a(i)==0 && a(i+1)==1 && a(i+2)==0 && a(i+3)==0 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=1;
        qqam64(k)=-3;
    elseif a(i)==0 && a(i+1)==1 && a(i+2)==0 && a(i+3)==0 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=1;
        qqam64(k)=-1;
    elseif a(i)==0 && a(i+1)==1 && a(i+2)==0 && a(i+3)==1 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=3;
        qqam64(k)=-5;
    elseif a(i)==0 && a(i+1)==1 && a(i+2)==0 && a(i+3)==1 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=3;
        qqam64(k)=-7;
    elseif a(i)==0 && a(i+1)==1 && a(i+2)==0 && a(i+3)==1 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=1;
        qqam64(k)=-5;
    elseif a(i)==0 && a(i+1)==1 && a(i+2)==0 && a(i+3)==1 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=1;
        qqam64(k)=-7;
    elseif a(i)==0 && a(i+1)==1 && a(i+2)==1 && a(i+3)==0 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=5;
        qqam64(k)=-3;
    elseif a(i)==0 && a(i+1)==1 && a(i+2)==1 && a(i+3)==0 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=5;
        qqam64(k)=-1;
    elseif a(i)==0 && a(i+1)==1 && a(i+2)==1 && a(i+3)==0 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=7;
        qqam64(k)=-3;
    elseif a(i)==0 && a(i+1)==1 && a(i+2)==1 && a(i+3)==0 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=7;
        qqam64(k)=-1;
    elseif a(i)==0 && a(i+1)==1 && a(i+2)==1 && a(i+3)==1 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=5;
        qqam64(k)=-5;
    elseif a(i)==0 && a(i+1)==1 && a(i+2)==1 && a(i+3)==1 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=5;
        qqam64(k)=-7;
    elseif a(i)==0 && a(i+1)==1 && a(i+2)==1 && a(i+3)==1 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=7;
```

```
        qqam64(k)=-5;
    elseif a(i)==0 && a(i+1)==1 && a(i+2)==1 && a(i+3)==1 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=7;
        qqam64(k)=-7;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==0 && a(i+2)==0 && a(i+3)==0 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=-3;
        qqam64(k)=3;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==0 && a(i+2)==0 && a(i+3)==0 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=-3;
        qqam64(k)=1;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==0 && a(i+2)==0 && a(i+3)==0 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=-1;
        qqam64(k)=3;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==0 && a(i+2)==0 && a(i+3)==0 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=-1;
        qqam64(k)=1;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==0 && a(i+2)==0 && a(i+3)==1 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=-3;
        qqam64(k)=5;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==0 && a(i+2)==0 && a(i+3)==1 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=-3;
        qqam64(k)=7;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==0 && a(i+2)==0 && a(i+3)==1 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=-1;
        qqam64(k)=5;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==0 && a(i+2)==0 && a(i+3)==1 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=-1;
        qqam64(k)=7;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==0 && a(i+2)==1 && a(i+3)==0 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=-5;
        qqam64(k)=3;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==0 && a(i+2)==1 && a(i+3)==0 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=-5;
        qqam64(k)=1;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==0 && a(i+2)==1 && a(i+3)==0 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=-7;
        qqam64(k)=3;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==0 && a(i+2)==1 && a(i+3)==0 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=-7;
        qqam64(k)=1;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==0 && a(i+2)==1 && a(i+3)==1 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=-5;
        qqam64(k)=5;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==0 && a(i+2)==1 && a(i+3)==1 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=-5;
        qqam64(k)=7;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==0 && a(i+2)==1 && a(i+3)==1 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=-7;
        qqam64(k)=5;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==0 && a(i+2)==1 && a(i+3)==1 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=-7;
```

```
        qqam64(k)=7;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==1 && a(i+2)==0 && a(i+3)==0 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=-3;
        qqam64(k)=-3;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==1 && a(i+2)==0 && a(i+3)==0 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=-3;
        qqam64(k)=-1;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==1 && a(i+2)==0 && a(i+3)==0 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=-1;
        qqam64(k)=-3;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==1 && a(i+2)==0 && a(i+3)==0 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=-1;
        qqam64(k)=-1;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==1 && a(i+2)==0 && a(i+3)==1 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=-3;
        qqam64(k)=-5;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==1 && a(i+2)==0 && a(i+3)==1 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=-3;
        qqam64(k)=-7;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==1 && a(i+2)==0 && a(i+3)==1 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=-1;
        qqam64(k)=-5;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==1 && a(i+2)==0 && a(i+3)==1 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=-1;
        qqam64(k)=-7;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==1 && a(i+2)==1 && a(i+3)==0 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=-5;
        qqam64(k)=-3;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==1 && a(i+2)==1 && a(i+3)==0 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=-5;
        qqam64(k)=-1;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==1 && a(i+2)==1 && a(i+3)==0 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=-7;
        qqam64(k)=-3;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==1 && a(i+2)==1 && a(i+3)==0 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=-7;
        qqam64(k)=-1;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==1 && a(i+2)==1 && a(i+3)==1 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=-5;
        qqam64(k)=-5;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==1 && a(i+2)==1 && a(i+3)==1 && a(i+4)==0 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=-5;
        qqam64(k)=-7;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==1 && a(i+2)==1 && a(i+3)==1 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==0
        iqam64(k)=-7;
        qqam64(k)=-5;
    elseif a(i)==1 && a(i+1)==1 && a(i+2)==1 && a(i+3)==1 && a(i+4)==1 &&
a(i+5)==1
        iqam64(k)=-7;
        qqam64(k)=-7;
    end
    k=k+1;
end
```

```
    iqam64=iqam64/sqrt(42);             %Normalización en fase
    qqam64=qqam64/sqrt(42);             %Normalización en cuadratura
    for w=1:1:length(iqam64)            %Conformación de cada símbolo
        vector(w)=iqam64(w)+1i*qqam64(w);
    end
end
```

Mapeo Señalización L1/L2 para *Downlink*:

```
%Generación del canal PCFICH
CFI=[0 1 1 0 1 1 0 1 1 0 1 1 0 1 1 0 1 1 0 1 1 0 1 1 0 1 1 0 1 1 0 1];
%Secuencia para CFI=1
PCFICH=funcionqpsk(CFI);    %Modulación de la secuencia CFI con QPSK
for l=1:14:140              %Mapeo del canal PCFICH en la RGrid
    k=1;
    for i=1:1:300
        if i==2 || i==3 || i==5 || i==6 || i==74 || i==75 || i==77 ||
i==78 || i==152 || i==153 || i==155 || i==156 || i==224 || i==225 ||
i==227 || i==228
            RGrid(i,l)=PCFICH(k);
            k=k+1;
        end
    end
end

%Generación del canal PHICH
k=1;
for i=1:1:4                 %4 Grupos de canales PHICH
    HI=round(rand(1));      %Generación de ACK'S y NACK'S
    if HI==1
        hic(k)=1;
        hic(k+1)=1;
        hic(k+2)=1;
        k=k+3;
    else
        hic(k)=0;
        hic(k+1)=0;
        hic(k+2)=0;
        k=k+3;
    end
end
HI=funcionbpsk2(hic);   %Modulación BPSK
seq_hi1=[1 1 1 1];      %1era secuencia ortogonal para el PHICH
seq_hi2=[1 -1 1 -1];    %2da secuencia ortogonal para el PHICH
seq_hi3=[1 1 -1 -1];    %3era secuencia ortogonal para el PHICH
seq_hi4=[1 -1 -1 1];    %4ta secuencia ortogonal para el PHICH
k=1;
for i=1:1:12
    if HI(i)==1         %Asigno la primera secuencia a 1
        for l=1:1:4
            PHICH(k)=seq_hi1(l);
            k=k+1;
        end
    else                %Asigno la segunda secuencia a -1
        for l=1:1:4
            PHICH(k)=seq_hi2(l);
            k=k+1;
        end
    end
end
```

```
seq_PHICH=funciondembpsk2(PHICH);   %Adquiere la secuencia PHICH
enviada
for l=1:14:140          %Mapeo del canal PHICH en la RGrid
    k=1;
    for h=0:96:200
        for i=1:1:300
            if i==8+h || i==9+h || i==11+h || i==12+h || i==14+h ||
i==15+h || i==17+h || i==18+h || i==20+h || i==21+h || i==23+h ||
i==24+h || i==26+h || i==27+h || i==29+h || i==30+h
                RGrid(i,l)=PHICH(k);
                k=k+1;
            end
        end
    end
end

%Generación del canal Físico de Control PDCCH
for i=1:1:272         %136 símbolos
    seq_PDCCH(i)=round(rand(1));    %Generación de bits para PDCCH
end
PDCCH=funcionqpsk(seq_PDCCH);       %Modulación QPSK del canal PDCCH

for l=1:14:140          %Mapeo del canal PDCCH en la RGrid por
secciones
    k=1;
    for i=32:3:72
        RGrid(i,l)=PDCCH(k);
        RGrid(i+1,l)=PDCCH(k+1);
        k=k+2;
    end
end
for l=1:14:140
    k=29;
    for i=80:3:102
        RGrid(i,l)=PDCCH(k);
        RGrid(i+1,l)=PDCCH(k+1);
        k=k+2;
    end
end
for l=1:14:140
    k=45;
    for i=128:3:150
        RGrid(i,l)=PDCCH(k);
        RGrid(i+1,l)=PDCCH(k+1);
        k=k+2;
    end
end
for l=1:14:140
    k=61;
    for i=158:3:198
        RGrid(i,l)=PDCCH(k);
        RGrid(i+1,l)=PDCCH(k+1);
        k=k+2;
    end
end
for l=1:14:140
    k=89;
    for i=230:3:300
        RGrid(i,l)=PDCCH(k);
        RGrid(i+1,l)=PDCCH(k+1);
        k=k+2;
```

```
    end
end

%Canales no usados o indefinidos seteados en 0
for l=1:14:140
    for i=4:6:300
        RGrid(i,l)=0;
    end
end
for l=6:70:140
    for i=115:67:190
        RGrid(i,l)=0;
        RGrid(i+1,l)=0;
        RGrid(i+2,l)=0;
        RGrid(i+3,l)=0;
        RGrid(i+4,l)=0;
        RGrid(i,l+1)=0;
        RGrid(i+1,l+1)=0;
        RGrid(i+2,l+1)=0;
        RGrid(i+3,l+1)=0;
        RGrid(i+4,l+1)=0;
    end
end
for i=118:6:184
    RGrid(i,8)=0;
end
for i=115:3:184
    RGrid(i,9)=0;
end

%Generación del canal PBCH
for i=1:1:480       %240 símbolos
    seq_PBCH(i)=round(rand(1));     %Generación de bits para PBCH
end
PBCH=funcionqpsk(seq_PBCH);         %Modulación QPSK del canal PBCH
k=1;
for l=8:1:9                         %Mapeo del canal PBCH en la RGrid
por secciones
    for i=116:3:186
        RGrid(i,l)=PBCH(k);
        RGrid(i+1,l)=PBCH(k+1);
        k=k+2;
    end
end
for l=10:1:11
    for i=115:1:186
        RGrid(i,l)=PBCH(k);
        k=k+1;
    end
end

%Generación de la señal de sincronismo primario
k=1;
u=25;                   %N(ID) es el índice de la secuencia raíz de
Zadoff-Chu [N=0->u=25;N=1->u=29;N=2->u=34]
for n=0:1:61
    if n>=0 && n<=30    %Generación de la PSS
        PSS(k)=exp(-1i*(pi*u*n*(n+1))/63);
    else
        PSS(k)=exp(-1i*(pi*u*n*(n+1)*(n+2))/63);
    end
```

```
    k=k+1;
end

for l=7:70:140          %Mapeo de la PSS en la RGrid
    k=1;
    for i=120:1:181
        RGrid(i,l)=PSS(k);
        k=k+1;
    end
end

%Generación de la señal de sincronismo secundario
k=1;
u=25;       %N(ID) es el índice de la secuencia raíz de Zadoff-Chu
[N=0->u=25;N=1->u=29;N=2->u=34]
for n=0:1:61
    if n>=0 && n<=30    %Generación de la SSS
        SSS(k)=exp(-1i*(pi*u*n*(n+1))/63);
    else
        SSS(k)=exp(-1i*(pi*u*n*(n+1)*(n+2))/63);
    end
    k=k+1;
end

for l=6:70:140          %Mapeo de la SSS en la RGrid
    k=1;
    for i=120:1:181
        RGrid(i,l)=SSS(k);
        k=k+1;
    end
end


%Generación de señales de referencia
for i=1:1:400       %200 símbolos
    seq_RS(i)=round(rand(1));       %Generación de bits para RS
end
RS=funcionqpsk(seq_RS);             %Modulación QPSK para RS
for l=1:14:140                      %Mapeo de la RS en la RGrid por
secciones
    k=1;
    for i=1:6:300
        RGrid(i,l)=RS(k);
        k=k+1;
    end
end
for l=5:14:140
    k=51;
    for i=4:6:300
        RGrid(i,l)=RS(k);
        k=k+1;
    end
end
for l=8:14:140
    k=101;
    for i=1:6:300
        RGrid(i,l)=RS(k);
        k=k+1;
    end
end
```

```
for l=12:14:140
    k=151;
    for i=4:6:300
        RGrid(i,l)=RS(k);
        k=k+1;
    end
end
```

Mapeo Señalización L1/L2 para *Uplink*:

```
%Generación del canal PUCCH
    for i=1:1:192                       %192 símbolos
        seq_PUCCH(i)=round(rand(1));
    end
    PUCCH=funcionbpsk2(seq_PUCCH);      %Modula con función especial
bpsk
    u=1;
    for l=1:14:140
       for k=277:1:288                  %Parte Inferior PUCCH formato
1,1a,1b
           RGrid(k,l)=PUCCH(u);
           RGrid(k,l+1)=PUCCH(u+1);
           RGrid(k,l+5)=PUCCH(u+2);
           RGrid(k,l+6)=PUCCH(u+3);
           u=u+4;
       end
       for k=13:1:24                    %Parte Superior PUCCH formato
1,1a,1b
           RGrid(k,l+7)=PUCCH(u);
           RGrid(k,l+8)=PUCCH(u+1);
           RGrid(k,l+12)=PUCCH(u+2);
           if l~=1 || l~=15 || l~=71 || l~=85
               RGrid(k,l+13)=PUCCH(u+3);
               u=u+1;
           end
           u=u+3;
       end
       if l==29 || l==99 || l==113      %Subtrama 2,7,8 PUCCH formato
1,1a,1b
           for k=265:1:276
               RGrid(k,l)=PUCCH(u);
               RGrid(k,l+1)=PUCCH(u+1);
               RGrid(k,l+5)=PUCCH(u+2);
               RGrid(k,l+6)=PUCCH(u+3);
               u=u+4;
           end
           for k=25:1:36
               RGrid(k,l+7)=PUCCH(u);
               RGrid(k,l+8)=PUCCH(u+1);
               RGrid(k,l+12)=PUCCH(u+2);
               RGrid(k,l+13)=PUCCH(u+3);
               u=u+4;
           end
       end
       u=1;
    end

    %Generación de las señales de referencia RS-PUCCH
    for i=1:1:(144)                     %Generación de 144 símbolos
        seq_RSPUCCH(i)=round(rand(1));
    end
```

```
    RSPUCCH=funcionbpsk2(seq_RSPUCCH);  %Modula con función especial
bpsk
    u=1;
    for l=1:14:140
       for k=277:1:288                  %Parte Inferior RSPUCCH
formato 1,1a,1b
           RGrid(k,l+2)=RSPUCCH(u);
           RGrid(k,l+3)=RSPUCCH(u+1);
           RGrid(k,l+4)=RSPUCCH(u+2);
           u=u+3;
       end
       for k=13:1:24                    %Parte Superior RSPUCCH
formato 1,1a,1b
           RGrid(k,l+9)=RSPUCCH(u);
           RGrid(k,l+10)=RSPUCCH(u+1);
           RGrid(k,l+11)=RSPUCCH(u+2);
           u=u+3;
       end
       if l==29 || l==99 || l==113      %Subtrama 2,7,8 RSPUCCH
formato 1,1a,1b
           for k=25:1:36
               RGrid(k,l+9)=RSPUCCH(u);
               RGrid(k,l+10)=RSPUCCH(u+1);
               RGrid(k,l+11)=RSPUCCH(u+2);
               u=u+3;
           end
           for k=265:1:276
               RGrid(k,l+2)=RSPUCCH(u);
               RGrid(k,l+3)=RSPUCCH(u+1);
               RGrid(k,l+4)=RSPUCCH(u+2);
               u=u+3;
           end
       end
       u=1;
    end

    %Generación de las señales de referencia de demodulación de RS-
PUSCH
    for i=1:1:252                       %Generación de 252 símbolos
        seq_RSPUSCH(i)=round(rand(1));
    end
    RSPUSCH=funcionbpsk(seq_RSPUSCH);   %Modula con función bpsk
    k=1;
    for l=4:7:140                       %Mapea las señales RSPUSCH en
el 4to simbolo de cada slot
        if l==32 || l==102 || l==116
            for i=25:1:264
                RGrid(i,l)=RSPUSCH(k);
                k=k+1;
            end
        elseif l==39 || l==109 || l==123
            for i=37:1:276
                RGrid(i,l)=RSPUSCH(k);
                k=k+1;
            end
        else
            for i=25:1:276
                RGrid(i,l)=RSPUSCH(k);
                k=k+1;
            end
        end
```

```
        k=1;
    end

    %Generación de las señales de sondeo SRS
    for i=1:1:(276*2)                   %Generación de 276 símbolos
        seq_SRS(i)=round(rand(1));
    end
    SRS=funcionqpsk(seq_SRS);           %Modula con función qpsk
    k=1;
    for i=13:1:288                      %Mapea las señales SRS
        RGrid(i,14)=SRS(k);
        RGrid(i,28)=SRS(k);
        RGrid(i,84)=SRS(k);
        RGrid(i,98)=SRS(k);
        k=k+1;
    end

    %RE reservados para PUCCH formato 2, 2a y 2b
    for l=1:1:140                       %Mapea 0's en los RE
destinados a PUCCH formato 2, 2a y 2b
        for i=1:1:24
            if abs(RGrid(i,l))==9
                RGrid(i,l)=0;
            end
        end
        for i=277:1:300
            if abs(RGrid(i,l))==9
                RGrid(i,l)=0;
            end
        end
    end
```

Función **mapeoRRB_DL.m:** (Extracto principal de la función para un usuario)

```
%%
%%Primer Usuario
if abs(gridT(i,l))==9 && N_simb1>=k && a==1         %Mapeo con Datos
    if rem((l-1),14)==0 && i==2+w && salto==1        %Cuenta RB
condición 1
        aa=aa+1;
        salto=0;
    elseif rem((l-2),14)==0 && i==1+w && salto==1    %Cuenta RB
condición 2
        aa=aa+1;
        salto=0;
    elseif rem((l+2),14)==0 && i==2+w && salto==1    %Cuenta RB
condición 3
        aa=aa+1;
        salto=0;
    end
    if rem(l,14)==0 && i==12+w   %Cambia al siguiente RB al final
condición 1
        salto=1;
    elseif rem(l+2,14)==0 && i==12+w && abs(gridT(i,l+2))~=9;
%Cambia al siguiente RB al final condición 2
        salto=1;
    end
    if aa==maxi && rem(l,14)==0 && i==12+w   %Ultimo RE del máximo,
mapeo, siguiente usuario c1
        gridT(i,l)=s_mod1(k);
```

```
        k=k+1;
        aa=0;
        a=2;
        break;
    elseif aa==maxi && rem(l+2,14)==0 && i==12+w  &&
abs(gridT(i,l+2))~=9 %Ultimo RE del máximo, mapeo, siguiente usuario
c2
        gridT(i,l)=s_mod1(k);
        k=k+1;
        aa=0;
        a=2;
    else
        gridT(i,l)=s_mod1(k);   %Mapea datos si existen
        k=k+1;
    end

elseif abs(gridT(i,l))==9 && N_simb1<k && a==1      %Mapeo Sin datos
    if rem(l,14)==0 && i==12+w   %Mapeo Sin datos relleno 0's
condición 1
        a=0;
        gridT(i,l)=0;
        salto=1;
        break
    elseif rem(l+2,14)==0 && i==12+w && abs(gridT(i,l+2))~=9 %Mapeo
Sin datos relleno 0's condición 2
        a=0;
        gridT(i,l)=0;
        salto=1;
        break
    else
        gridT(i,l)=0;           %Mapea 0's si acaban datos en el RB
    end
end
```

Función **mapeoRRB_UL.m:** (Extracto principal de la función para un usuario)

```
%%
%%Primer Usuario
if abs(gridT(i,l))==9 && Num_fft1>=k && a==1    %Mapeo con Datos
if abs(gridT(i-1,l))~=9 && rem(i-1,12)==0 && w==0   %Cuenta símbolos
    aa=aa+1;
    w=1;
end
if abs(gridT(i+1,l))~=9 && rem(i,12)==0     %Último RE del símbolo
    w=0;
    if maxi==aa     %Evita mapeo > al máximo de símbolos
        gridT(i,l)=ns_fft1(k);
        k=k+1;
        aa=0;
        a=2;
        break;
    else
        gridT(i,l)=ns_fft1(k);  %Mapea en el último RE
        k=k+1;
    end
else
    gridT(i,l)=ns_fft1(k);      %Mapea datos si existen
    k=k+1;
end
if Num_fft1<k
    a=0;
```

```
end
        elseif abs(gridT(i,l))==9 && Num_fft1<k && a==1 %Mapeo Sin
datos
if rem(i,12)==0 && abs(gridT(i+1,l))~=9     %Mapeo Sin datos relleno
0's el resto del símbolo
    a=0;
    w=0;
    gridT(i,l)=0;
    display(l)
    break
else
    gridT(i,l)=0;   %Mapea 0's al terminarse los datos
end
        end
```

Función **demapeoRRB_DL.m:** (Extracto principal de la función para un usuario)

```
%%
%%Primer Usuario
if abs(RGrid2(i,l))~=9 && N_simb1>=k && a==1         %Demapeo con
Datos
    if rem((l-1),14)==0 && i==2+w && salto==1         %Cuenta RB
condición 1
        aa=aa+1;
        salto=0;
    elseif rem((l-2),14)==0 && i==1+w && salto==1     %Cuenta RB
condición 2
        aa=aa+1;
        salto=0;
    elseif rem((l+2),14)==0 && i==2+w && salto==1     %Cuenta RB
condición 3
        aa=aa+1;
        salto=0;
    end
    if rem(l,14)==0 && i==12+w   %Cambia al siguiente RB al final
condición 1
        salto=1;
    elseif rem(l+2,14)==0 && i==12+w && abs(RGrid2(i,l+2))==9;
%Cambia al siguiente RB al final condición 2
        salto=1;
    end
    if aa==maxi && rem(l,14)==0 && i==12+w   %Ultimo RE del máximo,
Demapeo, siguiente usuario
        d_mod1(k,1)=RGrid2(i,l);
        RGrid2(i,l)=9;
        k=k+1;
        aa=0;
        a=2;
        break;
    elseif aa==maxi && rem(l+2,14)==0 && i==12+w  &&
abs(RGrid2(i,l+2))==9 %Ultimo RE del máximo, Demapeo, siguiente
usuario c2
        d_mod1(k,1)=RGrid2(i,l);
        RGrid2(i,l)=9;
        k=k+1;
        aa=0;
        a=2;
    else
        d_mod1(k,1)=RGrid2(i,l);%Demapea datos si existen
        RGrid2(i,l)=9;
        k=k+1;
```

```
    end

elseif abs(RGrid2(i,l))~=9 && N_simb1<k && a==1      %Demapeo Sin
datos, quito 0's condición 1
    if rem(l,14)==0 && i==12+w
        a=0;
        RGrid2(i,l)=9;
        salto=1;
        break
    elseif rem(l+2,14)==0 && i==12+w && abs(RGrid2(i,l+2))==9
%Demapeo Sin datos, quito 0's condición 2
        a=0;
        RGrid2(i,l)=9;
        salto=1;
        break
    else
        RGrid2(i,l)=9;          %Mapea 9's si acaban datos en el RB
    end

end
```

Función **demapeoRRB_UL.m:** (Extracto principal de la función para un usuario)

```
%%Primer Usuario
if abs(RGrid2(i,l))~=9 && Num_fft1>=k && a==1   %Demapeo con Datos
if abs(RGrid2(i-1,l))==9 && rem(i-1,12)==0 && w==0  %Cuenta símbolos
    aa=aa+1;
    w=1;
end
if abs(RGrid2(i+1,l))==9 && rem(i,12)==0     %Ultimo RE del símbolo
    w=0;
    if maxi==aa     %Evita Demapeo > al máximo de símbolos
        d_fft1(k)=RGrid2(i,l);
        RGrid2(i,l)=9;
        k=k+1;
        aa=0;
        a=2;
        break;
    else
        d_fft1(k)=RGrid2(i,l);
        RGrid2(i,l)=9;          %Demapea en el último RE
        k=k+1;
    end
else
    d_fft1(k)=RGrid2(i,l);
    RGrid2(i,l)=9;  %Demapea datos si existen
    k=k+1;
end
if Num_fft1<k
    a=0;
end
        elseif abs(RGrid2(i,l))~=9 && Num_fft1<k && a==1    %Demapeo
Sin datos
if rem(i,12)==0 && abs(RGrid2(i+1,l))==9    %Demapeo Sin datos relleno
0's el resto del simbolo
    a=0;
    w=0;
    RGrid2(i,l)=9;
    break
else
    RGrid2(i,l)=9;   %Demapea 0's al terminarse los datos
```

```
end
end
```

Función **funciondembpsk.m:**

```
function [vector]=funciondembpsk(valor)
constelacion=[(1/sqrt(2))+1i*(1/sqrt(2)) (-1/sqrt(2))-1i*(1/sqrt(2))];
%Símbolos Referencia
for l=1:1:length(valor)
    [minimo,posicion]=min(abs(constelacion-valor(l)));  %Posición del
Símb de referencia más cercano
    mas_cercano=constelacion(posicion);     %Símb de referencia más
cercano
    switch mas_cercano                      %Demodulación del Símbolo
        case (1/sqrt(2))+1i*(1/sqrt(2))
            vector(l)=0;
        case (-1/sqrt(2))-1i*(1/sqrt(2))
            vector(l)=1;
    end
end
```

Función **funciondembpsk2.m:**

```
function [vector]=funciondembpsk2(valor)
constelacion=[-1 1];    %Símbolos Referencia
for l=1:1:length(valor)
    [minimo,posicion]=min(abs(constelacion-valor(l)));  %Posición del
Símb de referencia más cercano
    mas_cercano=constelacion(posicion);     %Símb de referencia más
cercano
    switch mas_cercano                      %Demodulación del Símbolo
        case 1
            vector(l)=0;
        case -1
            vector(l)=1;
    end
end
```

Función **funciondemqpsk.m:**

```
function [vector]=funciondemqpsk(valor2)
    constelacion=(1/sqrt(2))*[1+1i 1-1i -1+1i -1-1i];    %Const QPSK
    k=1;
    for l=1:1:length(valor2)
        [minimo,posicion]=min(abs(constelacion-valor2(l)));  %Posición
del Símb de referencia más cercano
        mas_cercano=constelacion(posicion);     %Símb de referencia
más cercano
        switch mas_cercano                      %Demodulación del
Símbolo
            case 1/sqrt(2)+1i*1/sqrt(2)
                vector(k)=0;
                vector(k+1)=0;
            case 1/sqrt(2)-1i*1/sqrt(2)
                vector(k)=0;
                vector(k+1)=1;
            case -1/sqrt(2)+1i*1/sqrt(2)
                vector(k)=1;
                vector(k+1)=0;
            case -1/sqrt(2)-1i*1/sqrt(2)
```

```
                vector(k)=1;
                vector(k+1)=1;
        end
        k=k+2;
    end
end
```

Función **funciondem16qam.m:**

```
function [vector]=funciondemqam16(valor2)
    constelacion=[1+1i 1+1i*3 3+1i 3+1i*3 1-1i 1-1i*3 3-1i 3-3i -1+1i
-1+1i*3 -3+1i -3+1i*3 -1-1i -1-1i*3 -3-1i -3-1i*3];    %Símbolos
Referencia
    k=1;
    valor2=valor2*sqrt(10);
for l=1:1:length(valor2)
    [minimo,posicion]=min(abs(constelacion-valor2(l)));  %Posición del
Símb de referencia más cercano
    mas_cercano=constelacion(posicion);     %Símb de referencia más
cercano
    switch mas_cercano                      %Demodulación del Símbolo
        case 1+1i
            vector(k)=0;
            vector(k+1)=0;
            vector(k+2)=0;
            vector(k+3)=0;
        case 1+1i*3
            vector(k)=0;
            vector(k+1)=0;
            vector(k+2)=0;
            vector(k+3)=1;
        case 3+1i
            vector(k)=0;
            vector(k+1)=0;
            vector(k+2)=1;
            vector(k+3)=0;
        case 3+1i*3
            vector(k)=0;
            vector(k+1)=0;
            vector(k+2)=1;
            vector(k+3)=1;
        case 1-1i
            vector(k)=0;
            vector(k+1)=1;
            vector(k+2)=0;
            vector(k+3)=0;
        case 1-1i*3
            vector(k)=0;
            vector(k+1)=1;
            vector(k+2)=0;
            vector(k+3)=1;
        case 3-1i
            vector(k)=0;
            vector(k+1)=1;
            vector(k+2)=1;
            vector(k+3)=0;
        case 3-3i
            vector(k)=0;
            vector(k+1)=1;
            vector(k+2)=1;
            vector(k+3)=1;
```

```
        case -1+1i
            vector(k)=1;
            vector(k+1)=0;
            vector(k+2)=0;
            vector(k+3)=0;
        case -1+1i*3
            vector(k)=1;
            vector(k+1)=0;
            vector(k+2)=0;
            vector(k+3)=1;
        case -3+1i
            vector(k)=1;
            vector(k+1)=0;
            vector(k+2)=1;
            vector(k+3)=0;
        case -3+1i*3
            vector(k)=1;
            vector(k+1)=0;
            vector(k+2)=1;
            vector(k+3)=1;
        case -1-1i
            vector(k)=1;
            vector(k+1)=1;
            vector(k+2)=0;
            vector(k+3)=0;
        case -1-1i*3
            vector(k)=1;
            vector(k+1)=1;
            vector(k+2)=0;
            vector(k+3)=1;
        case -3-1i
            vector(k)=1;
            vector(k+1)=1;
            vector(k+2)=1;
            vector(k+3)=0;
        case -3-1i*3
            vector(k)=1;
            vector(k+1)=1;
            vector(k+2)=1;
            vector(k+3)=1;
    end
    k=k+4;
end
end
```

Función **funciondem64qam.m:**

```
function [vector2]=funciondemqam64(valor2,band)
    valor2=valor2*sqrt(42);
    constelacion=[3+1i*3 3+1i 1+1i*3 1+1i 3+1i*5 3+1i*7 1+1i*5 1+1i*7
5+1i*3 5+1i 7+1i*3 7+1i 5+1i*5 5+1i*7 7+1i*5 7+1i*7 3-1i*3 3-1i 1-1i*3
1-1i 3-1i*5 3-1i*7 1-1i*5 1-1i*7 5-1i*3 5-1i 7-1i*3 7-1i 5-1i*5 5-1i*7
7-1i*5 7-1i*7 -3+1i*3 -3+1i -1+1i*3 -1+1i -3+1i*5 -3+1i*7 -1+1i*5 -
1+1i*7 -5+1i*3 -5+1i -7+1i*3 -7+1i -5+1i*5 -5+1i*7 -7+1i*5 -7+1i*7 -3-
1i*3 -3-1i -1-1i*3 -1-1i -3-1i*5 -3-1i*7 -1-1i*5 -1-1i*7 -5-1i*3 -5-1i
-7-1i*3 -7-1i -5-1i*5 -5-1i*7 -7-1i*5 -7-1i*7];    %Símbolos
Referencia
    k=1;
for l=1:1:(length(valor2))
    [minimo,posicion]=min(abs(constelacion-valor2(l)));  %Posición del
Símb de referencia más cercano
```

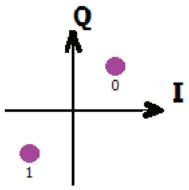
```
    mas_cercano=constelacion(posicion);     %Símb de referencia más
cercano
    %Demodulación del Símbolo
    if real(mas_cercano)>0 && imag(mas_cercano)>0
        vector(k)=0;
        vector(k+1)=0;
    elseif real(mas_cercano)>0 && imag(mas_cercano)<0
        vector(k)=0;
        vector(k+1)=1;
    elseif real(mas_cercano)<0 && imag(mas_cercano)>0
        vector(k)=1;
        vector(k+1)=0;
    elseif real(mas_cercano)<0 && imag(mas_cercano)<0
        vector(k)=1;
        vector(k+1)=1;
    end
    if abs(real(mas_cercano))==3 && abs(imag(mas_cercano))==3
        vector(k+2)=0;
        vector(k+3)=0;
        vector(k+4)=0;
        vector(k+5)=0;
    elseif abs(real(mas_cercano))==3 && abs(imag(mas_cercano))==1
        vector(k+2)=0;
        vector(k+3)=0;
        vector(k+4)=0;
        vector(k+5)=1;
    elseif abs(real(mas_cercano))==1 && abs(imag(mas_cercano))==3
        vector(k+2)=0;
        vector(k+3)=0;
        vector(k+4)=1;
        vector(k+5)=0;
    elseif abs(real(mas_cercano))==1 && abs(imag(mas_cercano))==1
        vector(k+2)=0;
        vector(k+3)=0;
        vector(k+4)=1;
        vector(k+5)=1;
    elseif abs(real(mas_cercano))==3 && abs(imag(mas_cercano))==5
        vector(k+2)=0;
        vector(k+3)=1;
        vector(k+4)=0;
        vector(k+5)=0;
    elseif abs(real(mas_cercano))==3 && abs(imag(mas_cercano))==7
        vector(k+2)=0;
        vector(k+3)=1;
        vector(k+4)=0;
        vector(k+5)=1;
    elseif abs(real(mas_cercano))==1 && abs(imag(mas_cercano))==5
        vector(k+2)=0;
        vector(k+3)=1;
        vector(k+4)=1;
        vector(k+5)=0;
    elseif abs(real(mas_cercano))==1 && abs(imag(mas_cercano))==7
        vector(k+2)=0;
        vector(k+3)=1;
        vector(k+4)=1;
        vector(k+5)=1;
    elseif abs(real(mas_cercano))==5 && abs(imag(mas_cercano))==3
        vector(k+2)=1;
        vector(k+3)=0;
        vector(k+4)=0;
        vector(k+5)=0;
```

```
    elseif abs(real(mas_cercano))==5 && abs(imag(mas_cercano))==1
        vector(k+2)=1;
        vector(k+3)=0;
        vector(k+4)=0;
        vector(k+5)=1;
    elseif abs(real(mas_cercano))==7 && abs(imag(mas_cercano))==3
        vector(k+2)=1;
        vector(k+3)=0;
        vector(k+4)=1;
        vector(k+5)=0;
    elseif abs(real(mas_cercano))==7 && abs(imag(mas_cercano))==1
        vector(k+2)=1;
        vector(k+3)=0;
        vector(k+4)=1;
        vector(k+5)=1;
    elseif abs(real(mas_cercano))==5 && abs(imag(mas_cercano))==5
        vector(k+2)=1;
        vector(k+3)=1;
        vector(k+4)=0;
        vector(k+5)=0;
    elseif abs(real(mas_cercano))==5 && abs(imag(mas_cercano))==7
        vector(k+2)=1;
        vector(k+3)=1;
        vector(k+4)=0;
        vector(k+5)=1;
    elseif abs(real(mas_cercano))==7 && abs(imag(mas_cercano))==5
        vector(k+2)=1;
        vector(k+3)=1;
        vector(k+4)=1;
        vector(k+5)=0;
    elseif abs(real(mas_cercano))==7 && abs(imag(mas_cercano))==7
        vector(k+2)=1;
        vector(k+3)=1;
        vector(k+4)=1;
        vector(k+5)=1;
    end
    k=k+6;
end
for m=1:1:length(vector)-band
    vector2(m)=vector(m);       %Retiro de ceros adicionales
end
end
```

Anexo C. Símbolos asignados para cada Esquema de Modulación

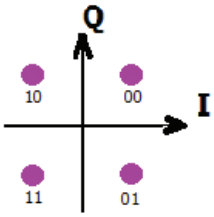
A continuación, se presenta el valor de I y de Q asignado a cada símbolo para cada una de las modulaciones empleadas. Cabe señalar que esta codificación fue asignada de acuerdo a lo especificado en el 3GPP TS 36.211 V8.9.0 (2009-12).

1. BPSK



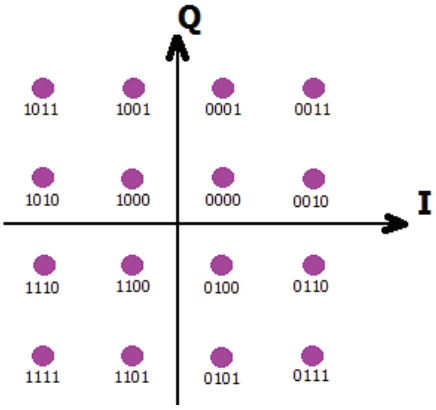
$b(i)$	I	Q
0	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
1	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$

2. QPSK



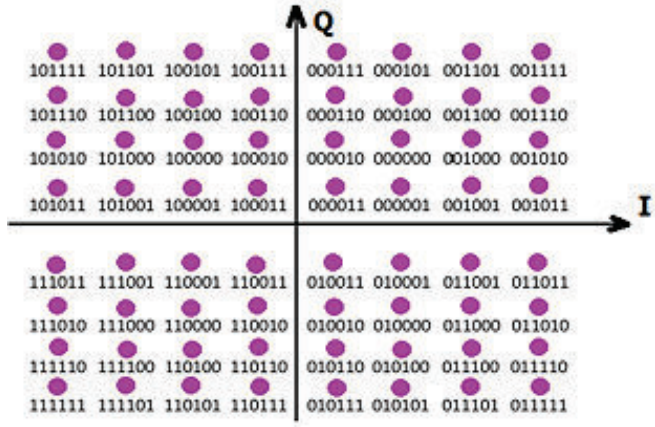
$b(i), b(i+1)$	I	Q
00	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
01	$1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$
10	$-1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
11	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$

3. 16QAM



$b(i), b(i+1), b(i+2), b(i+3)$	I	Q
0000	$1/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
0001	$1/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
0010	$3/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
0011	$3/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
0100	$1/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
0101	$1/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$
0110	$3/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
0111	$3/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$
1000	$-1/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
1001	$-1/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
1010	$-3/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
1011	$-3/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
1100	$-1/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
1101	$-1/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$
1110	$-3/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
1111	$-3/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$

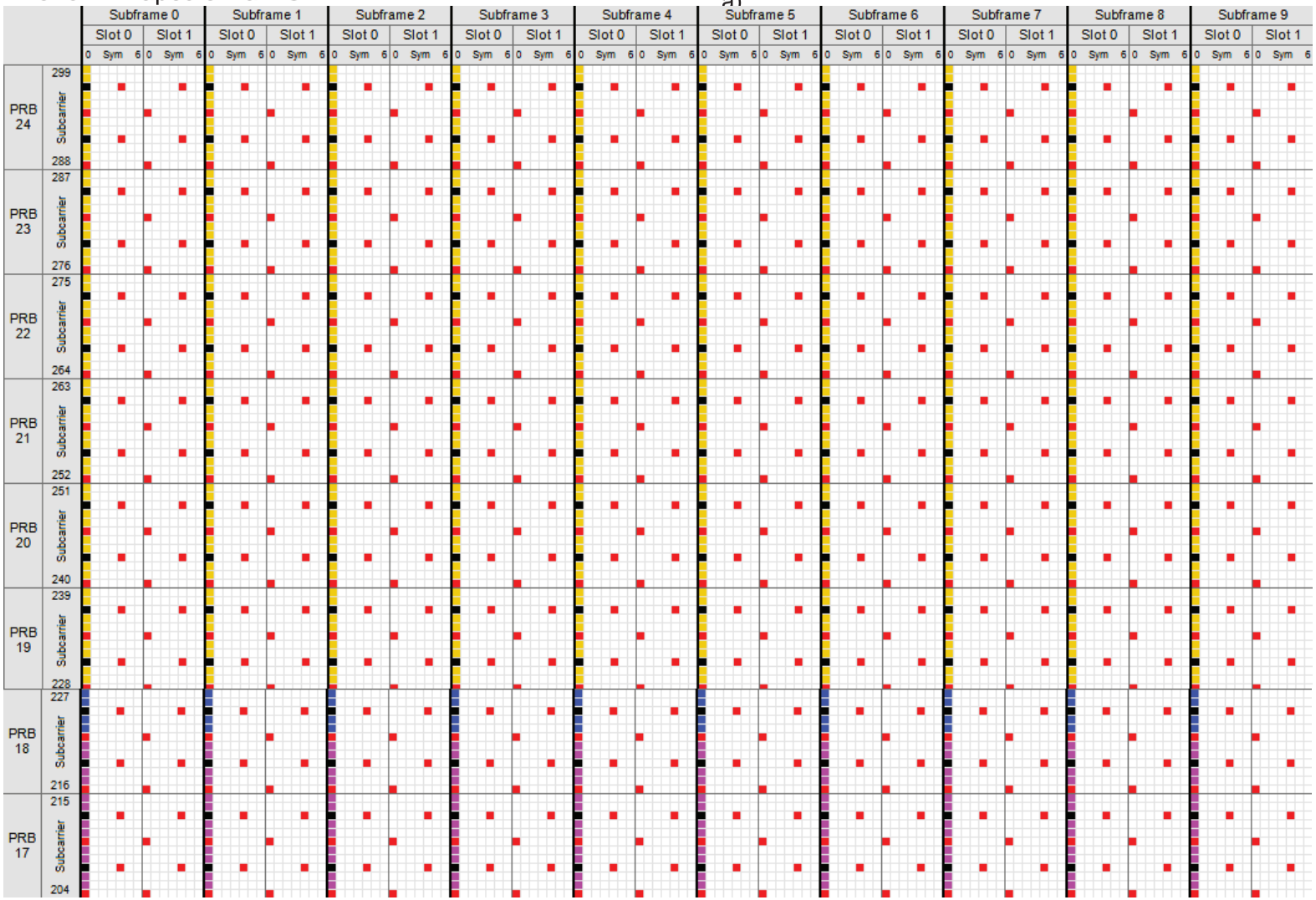
4. 64QAM



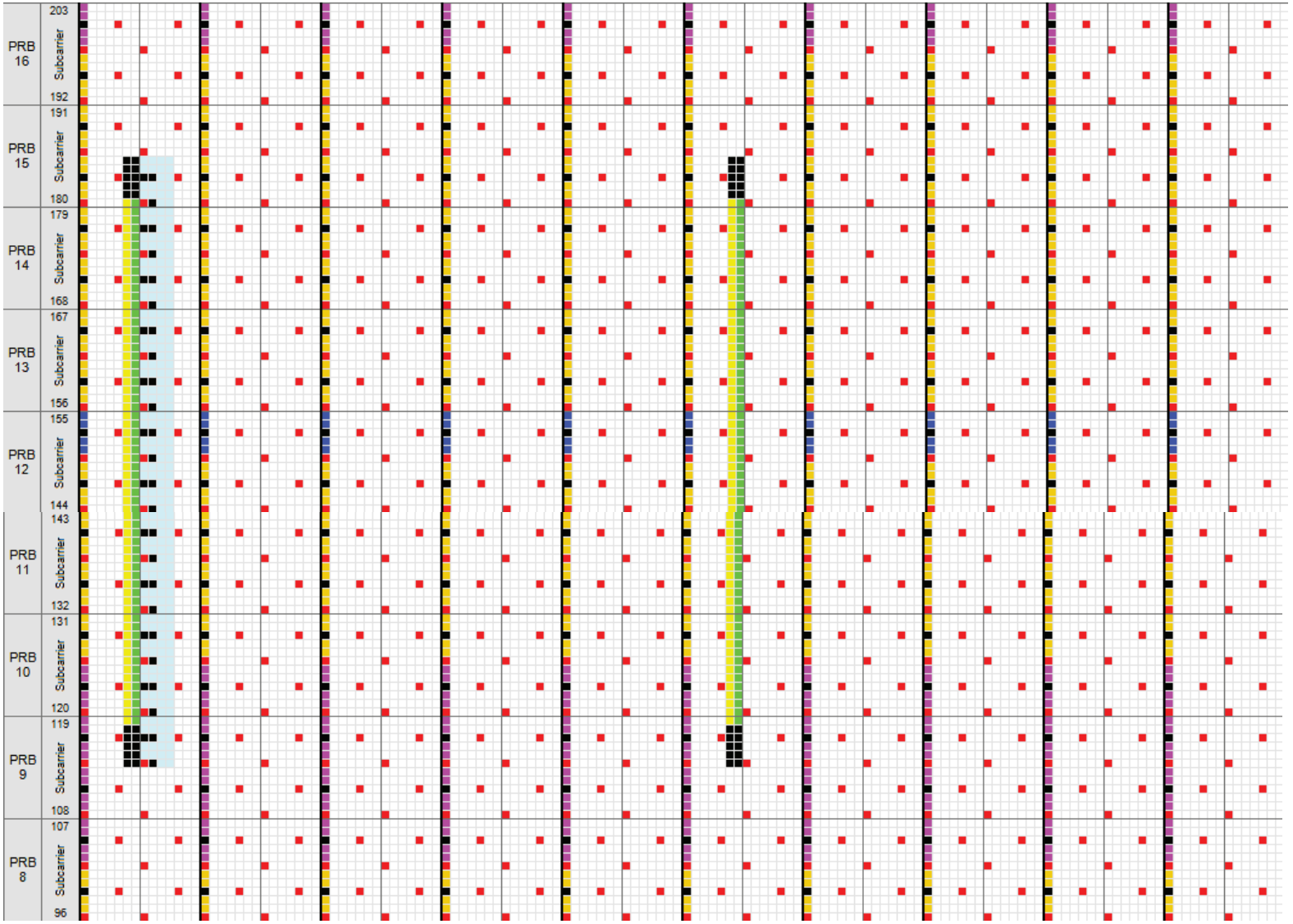
$b(i), b(i+1), b(i+2), b(i+3), b(i+4), b(i+5)$	I	Q	$b(i), b(i+1), b(i+2), b(i+3), b(i+4), b(i+5)$	I	Q
000000	$3/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$	100000	$-3/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$
000001	$3/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$	100001	$-3/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$
000010	$1/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$	100010	$-1/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$
000011	$1/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$	100011	$-1/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$
000100	$3/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$	100100	$-3/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$
000101	$3/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$	100101	$-3/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$
000110	$1/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$	100110	$-1/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$
000111	$1/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$	100111	$-1/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$
001000	$5/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$	101000	$-5/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$
001001	$5/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$	101001	$-5/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$
001010	$7/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$	101010	$-7/\sqrt{42}$	$3/\sqrt{42}$
001011	$7/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$	101011	$-7/\sqrt{42}$	$1/\sqrt{42}$
001100	$5/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$	101100	$-5/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$
001101	$5/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$	101101	$-5/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$
001110	$7/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$	101110	$-7/\sqrt{42}$	$5/\sqrt{42}$
001111	$7/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$	101111	$-7/\sqrt{42}$	$7/\sqrt{42}$
010000	$3/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$	110000	$-3/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$
010001	$3/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$	110001	$-3/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$
010010	$1/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$	110010	$-1/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$
010011	$1/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$	110011	$-1/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$
010100	$3/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$	110100	$-3/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$
010101	$3/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$	110101	$-3/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$
010110	$1/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$	110110	$-1/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$
010111	$1/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$	110111	$-1/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$
011000	$5/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$	111000	$-5/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$
011001	$5/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$	111001	$-5/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$
011010	$7/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$	111010	$-7/\sqrt{42}$	$-3/\sqrt{42}$
011011	$7/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$	111011	$-7/\sqrt{42}$	$-1/\sqrt{42}$
011100	$5/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$	111100	$-5/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$
011101	$5/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$	111101	$-5/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$
011110	$7/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$	111110	$-7/\sqrt{42}$	$-5/\sqrt{42}$
011111	$7/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$	111111	$-7/\sqrt{42}$	$-7/\sqrt{42}$

Anexo D. Mapeo en la RGRID

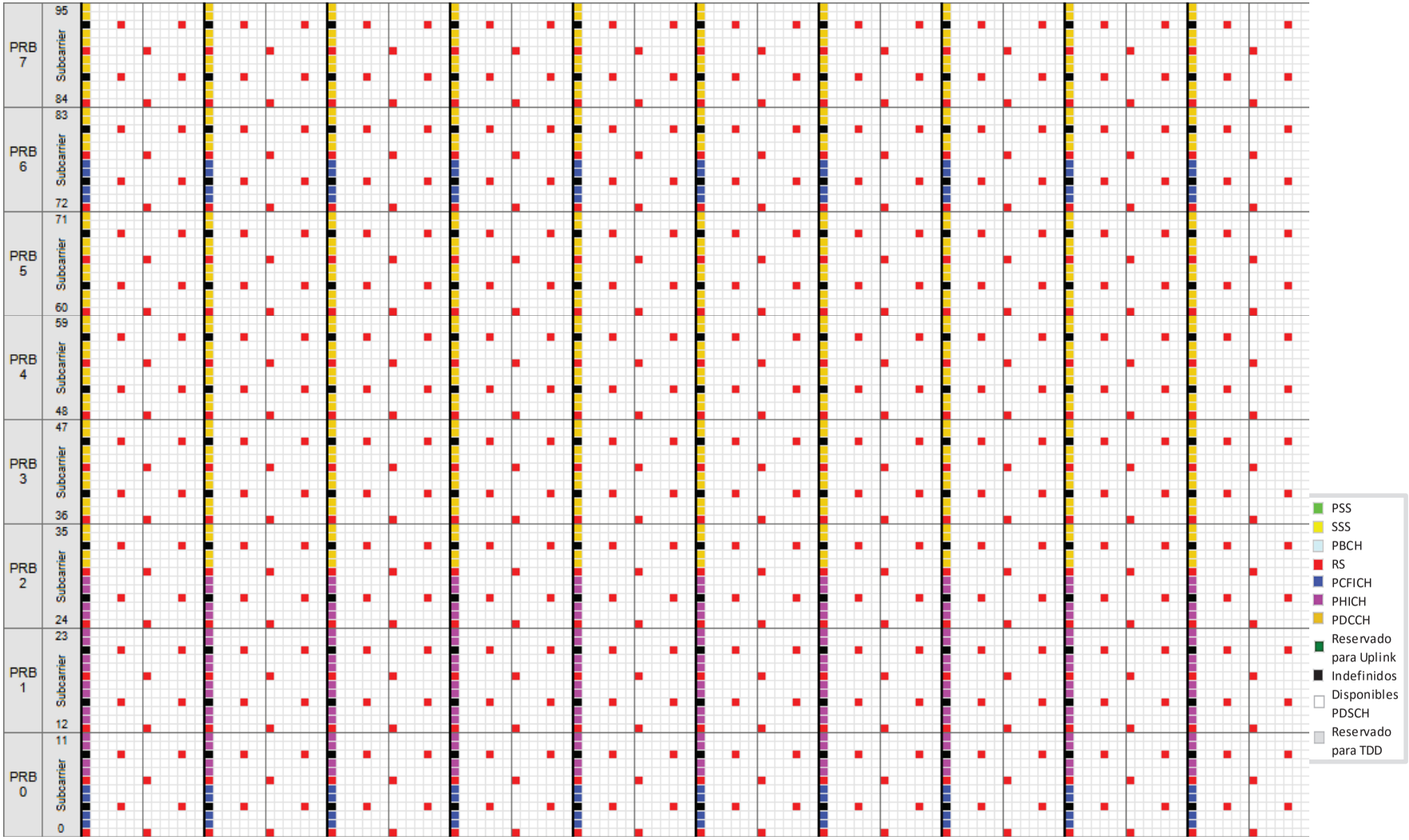
a)



b)


PRB 16
Subcarrier
203
192
PRB 15
Subcarrier
191
180
PRB 14
Subcarrier
179
168
PRB 13
Subcarrier
167
156
PRB 12
Subcarrier
155
144
PRB 11
Subcarrier
143
132
PRB 10
Subcarrier
131
120
PRB 9
Subcarrier
119
108
PRB 8
Subcarrier
107
96

c)

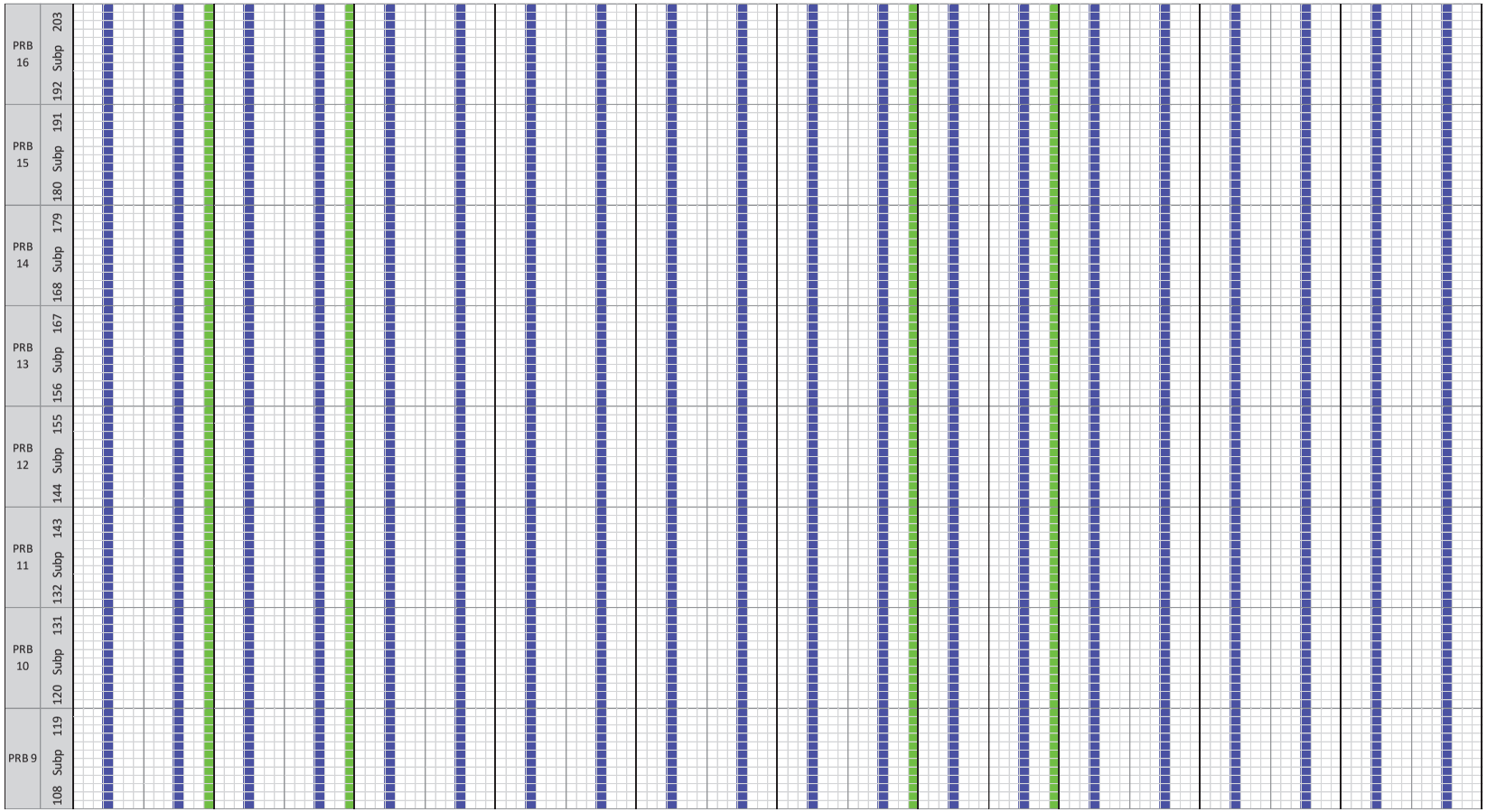


Ubicación de REs en la RGrid, del enlace descendente de LTE. a) RB 24 al 17 b) RB 16 al 8 c) RB 7 al 0

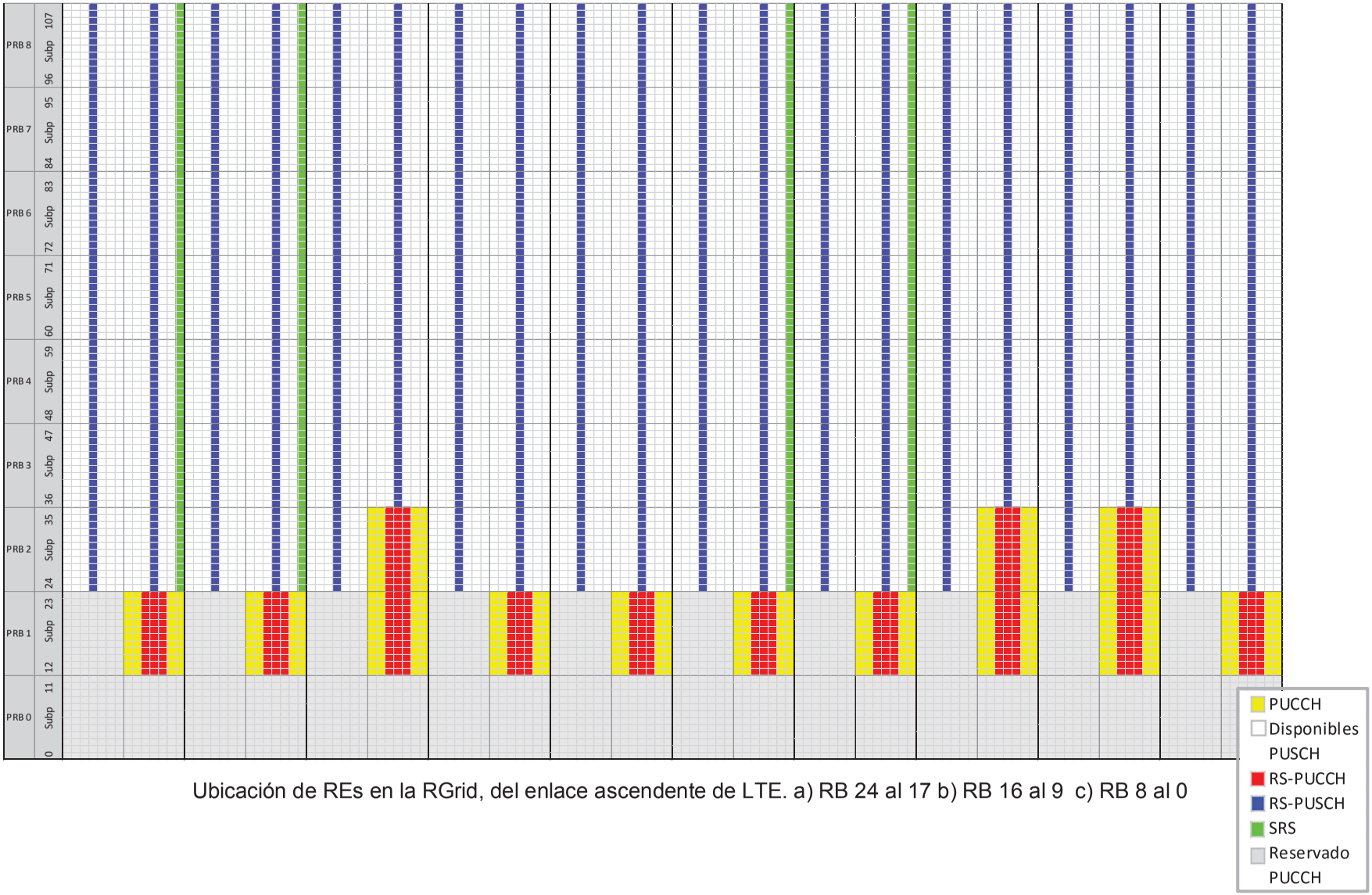
a)

Subtrama 0
Subtrama 1
Subtrama 2
Subtrama 3
Subtrama 4
Subtrama 5
Subtrama 6
Subtrama 7
Subtrama 8
Subtrama 9
slot 0
slot 1
0 Sym 6
PRB 24
PRB 23
PRB 22
PRB 21
PRB 20
PRB 19
PRB 18
PRB 17
Subp
299
288
287
276
275
264
263
252
251
240
239
228
227
216
215
204

b)


PRB 16
PRB 15
PRB 14
PRB 13
PRB 12
PRB 11
PRB 10
PRB 9
Subp
203
192
191
180
179
168
167
156
155
144
143
132
131
120
119
108

c)



Ubicación de REs en la RGrid, del enlace ascendente de LTE. a) RB 24 al 17 b) RB 16 al 9 c) RB 8 al 0