



# ESPE

UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS  
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES

TRABAJO DE TITULACIÓN, PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO  
DE INGENIERAS EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

TEMA: ANÁLISIS COMPARATIVO DE LOS PARÁMETROS DE  
EFICIENCIA DEL ESPECTRO DE E-NODE B PARA LAS REDES LTE  
RELEASE 10, 11, 12 Y POSIBLES APORTES A LA MEJORA DE SU  
DESEMPEÑO, USANDO RADIO COGNITIVA

AUTORES: DUQUE BONILLA, MISHEL ALEJANDRA  
PROAÑO CHICAIZA, GRACE ADRIANA

DIRECTOR: MSC. BERNAL OÑATE, CARLOS PAÚL  
SANGOLQUÍ

2018



**DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES**  
**CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**CERTIFICACIÓN**

Certifico que el trabajo de titulación, “Análisis de los parámetros de eficiencia del espectro de e-Node B para las redes LTE Release 10, 11, 12 y posibles aportes a la mejora de su desempeño, usando radio cognitiva” fue realizado por las señoritas Duque Bonilla Mishel Alejandra y Proaño Chicaiza Grace Adriana, el mismo que ha sido revisado en su totalidad, analizado por la herramienta de verificación de similitud de contenido; por lo tanto cumple con los requisitos teóricos, científicos, técnicos, metodológicos y legales establecidos por la Universidad de Fuerzas Armadas-ESPE, razón por la cual me permito acreditar y autorizar para que lo sustente públicamente.

Sangolquí, 30 de Noviembre del 2018

Ing. Carlos Paúl Bernal Oñate

CC: 1709775637



**DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES  
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**AUTORIA DE RESPONSABILIDAD**

Nosotras, Duque Bonilla Mishel Alejandra, y, Proaño Chicaiza Grace Adriana, declaramos que el contenido, ideas y criterios del trabajo de titulación: “Análisis de los parámetros de eficiencia del espectro de e-Node B para las redes LTE Release 10, 11, 12 y posibles aportes a la mejora de su desempeño, usando radio cognitiva” es de nuestra autoría y responsabilidad, cumpliendo con los requisitos teóricos, científicos, técnicos, metodológicos y legales establecidos por la Universidad de las Fuerzas Armadas – ESPE, respetando los derechos intelectuales de terceros y referenciando las citas bibliográficas. Consecuentemente el contenido de la investigación mencionada es veraz.

Sangolquí, 3 de Diciembre del 2018

Mishel Duque

CC: 1723044150

Grace Proaño

CC: 1721743597



**DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES  
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES**

**AUTORIZACIÓN**

Nosotras, Duque Bonilla Mishel Alejandra, y, Proaño Chicaiza Grace Adriana autorizo a la Universidad de las Fuerzas Armadas-ESPE publicar el trabajo de titulación: “Análisis de los parámetros de eficiencia del espectro de e-Node B para las redes LTE Release 10, 11, 12 y posibles aportes a la mejora de su desempeño, usando radio cognitiva” en el Repositorio Institucional, cuyo contenido, ideas y criterios son de nuestra responsabilidad.

Sangolquí, 3 de Diciembre del 2018

Mishel Duque

CC: 1723044150

Grace Proaño

CC: 1721743597

### **Dedicatoria 1**

*“La recompensa se encuentra en el esfuerzo y no en el resultado, un esfuerzo total es una victoria completa”*

*Mahatma Gandhi*

El presente trabajo quiero dedicarlo al ser más importante en mi vida, aquella personita que me da su afecto, cariño y amor incondicional, aquella que con tan corta edad me brinda sus palabras de aliento diciendo “has tus deberes“ a pesar de no saber el impacto que causa en mí el poder escuchar sus palabras y ocurrencias . Por todo aquello todo mi amor y esfuerzo siempre serán para ti mi Camilita, gracias por comprender todos los sacrificios que hemos tenido que hacer y ser el motor que me impulse para ser mejor persona. Te Amo muchísimo. Dios te bendiga por siempre mi bebé.

*Grace Proaño*

## **Dedicatoria 2**

El presente trabajo de titulación se lo dedico a mis padres, Mónica y Freddy, por ser siempre un pilar fundamental a lo largo de mi formación tanto académica como personal, por brindarme su apoyo incondicional en los momentos difíciles, por todo el amor, paciencia y esfuerzo que han dedicado para hacer de mí una persona exitosa, responsable pero principalmente feliz.

*Mishel Duque*

## **Agradecimiento 1**

A Dios por bendecirme grandemente día a día, por la vida, la salud, la familia y el amor.

A mis padres quienes han sido mi gran ayuda para que yo pueda culminar con esta etapa sobre todo mi madre quien me supo tender su mano con mi mayor tesoro , a mi padre Gonzalo por ayudarme y ser siempre mi soporte en los momentos duros .

A mi Hija querida por ser una niña tan buena y con un corazón dadivoso y generoso, te amo princesa.

A mis Hermanos Aidee, Diana y Gonzalo, gracias por su apoyo y a pesar de muchas veces estar con el estrés del trabajo y del estudio, jamás dejamos de preocuparnos y ayudarnos siempre que lo hemos necesitado, los quiero mucho.

A mi Novio Lenin por haber sido mi soporte y compañero incondicional tanto en la vida estudiantil como en nuestro día a día gracias por mostrarme tu positivismo y carisma en todo momento a pesar de todas las adversidades que se nos han presentado y por último mil gracias por ayudarme con el material para que pudiese concluir este trabajo de investigación. Te Amo y que Dios nos permita seguir adelante con nuestros planes.

A mis amigos y amigas del colegio y de la universidad que me han acompañado a lo largo de estos años, gracias por todas las experiencias vividas y sobre todo por su amistad sincera e incondicional.

A mi compañera de Tesis gracias por acompañarme en esta etapa cuasi final de nuestra vida universitaria y también por escucharme y brindarme tu amistad sincera

A mi Tutor el ingeniero Paúl Bernal por guiarnos en el trabajo de investigación para que pudiésemos culminar con éxito.

A mi Querida Universidad de las fuerzas Armadas – ESPE y a sus docentes en general por habernos impartido sus conocimientos y por la formación profesional que nos han brindado no solo en estudio sino también como seres humanos.

*Grace Proaño*

## **Agradecimiento 2**

Agradezco a mis padres por su esfuerzo y sacrificio para permitir que yo concluya con mi carrera profesional.

A mi querido hermano Freddy, por ser un gran compañero de vida, porque con sus ocurrencias me impulsa todos los días a seguir adelante con una sonrisa.

A mi compañera en este trabajo de titulación, Grace, por toda la paciencia que me ha ofrecido, por su linda amistad y por todas las experiencias que hemos compartido en esta última de etapa de nuestra carrera universitaria.

A nuestro tutor de tesis, Ing. Paúl Bernal, quién con sus conocimientos, sabiduría y experiencia, nos ha sabido guiar para culminar con éxito este trabajo de titulación.

A todos mis compañeros y profesores que fueron parte de todo este proceso, de quienes aprendí valiosas lecciones y con quienes compartí largas jornadas de trabajo en mi vida universitaria.

A la Universidad de las Fuerzas Armadas –ESPE por haberme formado en sus aulas, por prepararme profesionalmente y por colaborar en mi desarrollo personal.

*Mishel Duque*

## ÍNDICE GENERAL

Certificado del Director.....	I
Autoría de Responsabilidad.....	II
Autorización.....	III
Dedicatoria 1.....	IV
Dedicatoria 2.....	V
Agradecimiento 1.....	VI
Agradecimiento 2.....	VIII
Índice general.....	IX
Índice de tablas.....	XIII
Índice de figuras.....	XIV
Resumen.....	XVII
Abstract.....	XVIII
1. Introducción .....	1
1.1 Antecedentes .....	1
1.2 Justificación e importancia.....	3
1.3 Alcance.....	5
1.4 Objetivos .....	6
1.4.1. Objetivo general .....	6
1.4.2. Objetivos específicos.....	6
1.5 Contenido general .....	7
2. Fundamento teórico.....	8
2.1. Arquitectura del sistema LTE .....	9

2.1.1.	Red de acceso de radio terrestre universal evolucionada EUTRAN.....	9
2.1.2.	Red evolucionada packet core EPC .....	10
2.2.	Capa física de LTE.....	11
2.2.1.	Acceso múltiple por división de frecuencias ortogonales OFDMA .....	12
2.2.2.	FDMA de portadora única SC-FDMA.....	13
2.2.3.	Múltiples entradas, múltiples salidas MIMO .....	14
2.2.4.	Canales físicos.....	15
2.3.	LTE Advanced .....	16
2.3.1.	Requerimientos de LTE-A .....	16
2.4.	Release 10 .....	18
2.4.1.	Diversidad espacial (MIMO) .....	19
2.4.2.	Agregación de portadoras.....	21
2.5.	Release 11 .....	22
2.5.1.	Mejoras de agregación de portadoras.....	23
2.5.2.	Operación multipunto coordinada (CoMP).....	24
2.6.	Release 12 .....	26
2.6.1.	Agregación de portadoras.....	28
2.7.	Radiocognitiva: estado del arte .....	28
3.	Desarrollo del trabajo .....	33
3.1.	Radio cognitiva .....	33
3.2.	E-Node B.....	35
3.2.1.	Unidad de band base BBU .....	36
3.2.2.	Unidad de radio remoto RRH.....	36

3.2.3.	Tarjeta central de la red CNT .....	37
3.2.4.	Procesador de funciones de banda base BB .....	37
3.2.5.	Procesador de la señal de transmisión TRX.....	37
3.2.6.	Amplificador AMP.....	38
3.3.	OFDMA y SC-FDMA.....	38
3.3.1.	Longitud del prefijo cíclico .....	39
3.3.2.	Modelo de transmisión de OFDMA.....	40
3.3.3.	Transmisor y receptor SC-FDMA.....	40
3.3.4.	Modelo de transmisión de SC-FDMA .....	42
3.3.5.	PAPR.....	44
3.3.6.	BER .....	44
3.3.7.	SNR .....	44
3.3.8.	Proceso BER vs SNR .....	44
3.3.9.	Probabilidad de error .....	45
3.3.10.	Densidad espectral de potencia .....	46
3.4.	MIMO.....	47
3.5.	Operación multipunto coordinada (CoMP).....	52
3.6.	Agregación de portadoras.....	58
3.7.	Canal de control de enlace descendente físico mejorado (EDPCCH) .....	63
3.8.	Comunicación <i>device to device</i> .....	71
3.8.1.	Canal de control sidelink físico (PSCCH).....	72
3.8.2.	Canal de difusión sidelink física (PSBCH) .....	76
3.8.3.	Canal de descubrimiento de sidelink físico (PSDCH) .....	79

3.8.4.	Canal compartido sidelink físico (PSSCH).....	82
3.9.	Modulación digital .....	83
4.	Pruebas y resultados .....	89
4.1.	Pruebas reléase 10 .....	89
4.1.1.	OFDMA y SC-FDMA.....	89
4.1.2.	MIMO Uplink 4x4 .....	94
4.1.3.	MIMO Downlink 8x8.....	96
4.1.4.	Agregación de portadoras r10 .....	98
4.2.	Pruebas Release 11.....	100
4.2.1.	CoMP .....	100
4.2.2.	Canal EPDCCH.....	101
4.2.3.	Agregación de portadoras r11. ....	103
4.3.	Pruebas Reléase 12.....	106
4.3.1.	Comunicación D2D.....	106
4.3.2.	Modulación 256 QAM .....	108
4.4.	Análisis comparativo.....	108
5.	Conclusiones y Recomendaciones .....	113
5.1.	Conclusiones .....	113
5.2.	Recomendaciones.....	115
6.	Referencias bibliográficas .....	117

## ÍNDICE DE TABLAS

<b>Tabla 1</b> <i>Evolución de generaciones de redes de telefonía móvil</i> .....	2
<b>Tabla 2</b> <i>Bandas de trabajo Release 10</i> .....	22
<b>Tabla 3</b> <i>Números adicionales de bandas CA</i> .....	23
<b>Tabla 4</b> <i>Parámetros utilizados para SC-FDMA en MATLAB</i> .....	42
<b>Tabla 5</b> <i>Esquemas de modulación adaptativa para SC-FDMA</i> .....	43
<b>Tabla 6</b> <i>Modelos de desvanecimiento de canal multitrayecto</i> .....	49
<b>Tabla 7</b> <i>Valores de parámetros <math>\alpha</math> y <math>\beta</math> para las matrices de correlación</i> .....	51
<b>Tabla 8</b> <i>Símbolos a transmitir en un MIMO 8X8</i> .....	51
<b>Tabla 9</b> <i>Niveles de agregación para diferentes casos</i> .....	71
<b>Tabla 10</b> <i>Canales de referencia para PSCCH</i> .....	72
<b>Tabla 11</b> <i>Canal de referencia para PSBCH</i> .....	76
<b>Tabla 12</b> <i>Tamaño del bloque de transporte</i> .....	81
<b>Tabla 13</b> <i>Escenarios de simulación</i> .....	85
<b>Tabla 14</b> <i>BER-SNR para cada modulación en OFDMA en canal AWGN</i> .....	89
<b>Tabla 15</b> <i>BER-SNR para cada modulación con OFDMA en canal Rayleigh</i> .....	90
<b>Tabla 16</b> <i>BER con SC-FDMA para cada modulación en canal AWGN</i> .....	92
<b>Tabla 17</b> <i>BER con SC-FDMA para cada modulación en canal Rayleigh</i> .....	92
<b>Tabla 18</b> <i>Comparación de parámetros de eficiencia para los Release 10, 11 y 12</i> .....	111

## ÍNDICE DE FIGURAS

<b>Figura 1.</b> Evolución de los estándares inalámbricos .....	8
<b>Figura 2.</b> Características de LTE.....	9
<b>Figura 3.</b> Arquitectura de LTE .....	10
<b>Figura 4.</b> Esquema OFDMA .....	13
<b>Figura 5.</b> Esquema SC-FDMA.....	14
<b>Figura 6.</b> Evolución de Release de LTE.....	18
<b>Figura 7.</b> Estructura del transmisor MIMO 8x8.....	20
<b>Figura 8.</b> CA Intra Banda Continua .....	22
<b>Figura 9.</b> CA Intra Banda no Continua .....	24
<b>Figura 10.</b> Transmisión Conjunta.....	25
<b>Figura 11.</b> Selección de Punto Dinámico.....	26
<b>Figura 12.</b> CA Inter banda no continua.....	28
<b>Figura 13.</b> Arquitectura de hardware de un e-Node B .....	36
<b>Figura 14.</b> Símbolos OFDMA y SC-FDMA .....	38
<b>Figura 15.</b> Prefijo Cíclico.....	39
<b>Figura 16.</b> Modelo de transmisión OFDMA .....	40
<b>Figura 17.</b> Modelo de transmisión de SC-FDMA.....	43
<b>Figura 18.</b> Canales espaciales independientes en multiplexación.....	47
<b>Figura 19.</b> Relación entre el vector de transmisión, recepción y canal en un MIMO 2x2.....	48
<b>Figura 20.</b> Diversidad MIMO característica .....	49
<b>Figura 21.</b> MIMO 8X8 .....	52
<b>Figura 22.</b> Escenarios de comp .....	53

<b>Figura 23.</b> Principio de la operación DPS .....	55
<b>Figura 24.</b> Ejemplo de uso de tabla de Anexo A.....	57
<b>Figura 25.</b> Configuración de ZP CSI-RS para medir la interferencia .....	58
<b>Figura 26.</b> Ejemplo de uso de tabla Anexo B.....	59
<b>Figura 27.</b> Parámetros para Agregación de Portadoras .....	60
<b>Figura 28.</b> Alternativas de multiplexación de EPDCCH y PDSCH.....	63
<b>Figura 29.</b> Grupos EREG, representación local .....	68
<b>Figura 30.</b> EPDCCH localizada y distribuida con pares PRB configurados.....	70
<b>Figura 31.</b> Flujo de trabajo básico de la aplicación PSCCH .....	74
<b>Figura 32.</b> Símbolos precodificados DFT en una rejilla de recursos PSCCH .....	75
<b>Figura 33.</b> Flujo de trabajo básico de la aplicación en PSBCH .....	78
<b>Figura 34.</b> Rejilla de elemento de recurso de PSBCH .....	79
<b>Figura 35.</b> Constelación para modulación QPSK, 16QAM, 64 QAM.....	83
<b>Figura 36.</b> Modulación según SNR e interferencia entre sectores .....	84
<b>Figura 37.</b> Diagrama de constelación 256 QAM .....	85
<b>Figura 38.</b> BER con OFDMA en AWGN .....	90
<b>Figura 39.</b> BER con OFDMA en Rayleigh .....	90
<b>Figura 40.</b> BER con SC-FDMA en AWGN.....	91
<b>Figura 41.</b> BER con SC-FDMA en Rayleigh.....	91
<b>Figura 42.</b> Densidad espectral de potencia para OFDMA .....	93
<b>Figura 43.</b> Densidad espectral de potencia para SC-FDMA .....	93
<b>Figura 44.</b> PAPR para OFDMA Y SC-FDMA .....	94
<b>Figura 45.</b> Datos de MIMO 4X4 .....	94

<b>Figura 46.</b> Espectro de señales transmitidas y recibidas para MIMO 4X4 .....	95
<b>Figura 47.</b> Diagrama de dispersión después del ecualizador .....	95
<b>Figura 48.</b> BER - SNR para MIMO 4X4 .....	96
<b>Figura 49.</b> Diagrama de constelación MIMO 8X8.....	97
<b>Figura 50.</b> BER-SNR para MIMO 8X8 .....	97
<b>Figura 51.</b> Agregación de portadora 2CC .....	98
<b>Figura 52.</b> Tres portadoras continuas asimétricas .....	99
<b>Figura 53.</b> Cinco portadoras continuas simétricas .....	99
<b>Figura 54.</b> Reporte de banda ancha CQI .....	100
<b>Figura 55.</b> Ancho de banda CQI para DPS y selección TP.....	100
<b>Figura 56.</b> Canal EPDCCH con transmisión TDD y FDD localizada .....	102
<b>Figura 57.</b> Canal EPDCCH con transmisión TDD y FDD distribuida .....	102
<b>Figura 58.</b> Agregación de portadoras simétrica para R11 .....	103
<b>Figura 59.</b> Agregación de portadoras asimétrica para R11 .....	104
<b>Figura 60.</b> Cinco portadoras asimétricas para Release 11.....	105
<b>Figura 61.</b> Cinco portadoras simétricas para Release 11 .....	105
<b>Figura 62.</b> Ubicaciones de la transmisión de sincronización, grupo de recursos de control y grupo de recursos compartidos dentro de PSCCH.....	106
<b>Figura 63.</b> Transmisiones promedio vs SNR para PSCCCH/ SCI y SL-SCH.....	107
<b>Figura 64.</b> BLER vs SNR para PSCCH/SCI y SL-SCH .....	107
<b>Figura 65.</b> Curva de probabilidad de error para 256QAM teórico y simulado .....	108
<b>Figura 66.</b> Constelación para 256 QAM .....	109

## **RESUMEN**

En el presente trabajo de titulación se realizó un análisis de los parámetros de eficiencia espectral en los e-Nodes B de las redes Long Term Evolution (LTE) en los Release 10, 11 y 12 mediante simulaciones en el software Matlab, tomando en cuenta las principales mejoras presentadas por el 3GPP a nivel de capa física. En primer lugar se establece las principales características de las redes LTE para las versiones 10, 11 y 12: su estructura y mejoras realizadas en la capa física de cada Release, además se levantó un estado del arte de la tecnología radiocognitiva. Acto seguido, se detalla cómo fue realizada la simulación y que parámetros se utilizan según las especificaciones técnicas publicadas por el 3GPP para cada una de las mejoras. Estos avances contribuyeron a optimizar los servicios prestados a los usuarios, así como aplicaciones de proximidad desarrolladas. Finalmente se concluyó que la tecnología radiocognitiva no es factible de simulación en las redes LTE, puesto que la continua demanda de este tipo de redes reduce significativamente la probabilidad de aplicación de estas técnicas, no aporta en eficiencia espectral y elevaría el costo de implementación en las redes LTE. La tecnología de agregación de portadoras es muy prometedora para elevar las tasas de transmisión, ya que al utilizar fragmentos de espectro, se puede elevar el ancho de banda hasta los 100mhz y con esto conseguir un incremento en las tasas de transmisión.

### **PALABRAS CLAVE:**

- **EFICIENCIA ESPECTRAL.**
- **AGREGACIÓN DE PORTADORAS.**
- **COMUNICACIÓN COORDINADA MULTIPUNTO**

## **ABSTRACT**

In the present work of degree in Electronics and Telecommunications Engineering, an analysis of the spectral efficiency parameters in the e-Nodes B of the LTE networks in Release 10, 11 and 12 is carried out by means of a simulation in the Matlab software, taking into account the main improvements presented by the 3GPP at the physical layer level. Firstly, the main characteristics of the LTE networks for versions 10, 11 and 12 are established: their structure and improvements made in the physical layer of each Release, plus a state of the art of radio-cognitive technology. Next, it details how the simulation was performed and what parameters are used according to the technical specifications published by the 3GPP for each of the improvements. These advances contributed to optimizing the services provided to users, as well as developed proximity applications. Finally, it is concluded that radio-cognitive technology is not feasible for simulation in LTE networks, since the continuous demand for this type of networks significantly reduces the probability of application of these techniques, does not contribute to spectral efficiency and would increase the cost of implementation in the LTE networks. The carrier aggregation technology is very promising to raise transmission rates, since by using fragments of spectrum, you can increase the bandwidth up to 100mhz and thereby achieve an increase in transmission rates.

## **KEYWORDS**

- **SPECTRAL EFFICIENCY**
- **CARRIER AGGREGATION**
- **COORDINATED MULTI POINT OPERATION**

## CAPÍTULO 1

En el presente capítulo se detalla los precedentes de la arquitectura de la red LTE, los parámetros de eficiencia y las posibles técnicas de radio cognitiva a ser aplicadas. Además se detalla la justificación e importancia para el desarrollo del presente proyecto. Se redacta el alcance que tendrá el proyecto y se definen los objetivos que se buscan cumplir al desarrollar el proyecto de titulación.

### 1. INTRODUCCIÓN

#### 1.1 Antecedentes

A medida que avanza la evolución tecnológica de la mano de las redes inalámbricas en especial las redes móviles celulares, que están en constante desarrollo, en especial para el uso de datos, ha sido necesario actualizar las versiones de hardware y software para satisfacer las necesidades de los usuarios en lo que respecta a uso de servicios. Por este motivo, dichas actualizaciones se centran en aumentar las velocidades de transmisión, mejorando la eficiencia espectral de las redes móviles celulares y optimizando el recurso del espectro radioeléctrico.

A lo largo del desarrollo de las redes móviles se ha visto la necesidad de cambios tecnológicos a nivel de infraestructura y de servicios de comunicación, por lo que se han realizado actualizaciones a otras tecnologías, que en el campo de las redes móviles celulares se las conocen con el nombre de generaciones. Cada generación ofrece un nuevo avance tecnológico que permite mejorar e integrar nuevos servicios a dichas redes móviles celulares con respecto a las anteriores generaciones.

Hasta el momento el mercado ha lanzado cuatro generaciones y actualmente se tiene a una quinta generación que se prevé que saldrá al mercado alrededor del 2020. (3GPP, 2018)

En la Tabla 1 se detalla la evolución y las tecnologías usadas en cada generación.

**Tabla 1**

*Evolución de generaciones de redes de telefonía móvil*

Características	1G	2G	2.5G	3G	4G
Inicio	1970-1984	1980-1991	1985-1999	1990-2002	2002-2006
Velocidad	-	14.4Kbps	14.4Kbps	2Mbps	2Mbps
Ancho de banda	25-30khz	30-200khz	30-200Khz	5Mhz	5-20Mhz
Estándares	AMPS, NMT	GSM, ISI36, IS95	GSM/GPRS, EDGE	WCDMA, UMTS, CDMA 2000	Estándar Unificado
Tecnología	Análoga	Digital	Digital	CDMA/ISP	IP
Servicios	Voz	Voz	Voz/Datos	Voz/Datos	Voz/Datos/Dispositivos usados
Acceso múltiple	FDMA	TDMA	TDMA	CDMA	CDMA
Switching	Circuito	Circuito	Circuito	Circuito/Paquetes	Paquetes

Fuente: Apuntes de clase

*Long Term Evolution* (LTE), es un estándar de comunicación promovido por el *3rd Generation Partner Ship Project* (3GPP), en el que se propone como la primera alternativa que cumpla con las características requeridas por Telecomunicaciones Móviles Internacionales (*IMT-Advanced*) que es el estándar emitido por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) para las redes móviles de cuarta generación, en la que se mejora la tasa de transmisión de datos, la eficiencia del espectro radioeléctrico y la latencia basándose en técnicas de acceso al medio como: Acceso Múltiple por División de Frecuencias Ortogonales (OFDMA) en el enlace descendente y el Acceso Múltiple por División de Frecuencias de Portadora Única (SC-FDMA) para el enlace ascendente.

Ambas técnicas de acceso al medio permiten altas tasas de transmisión en canales móviles afectados por el multitrayecto y el efecto doppler derivado del movimiento. Por otro lado el uso de

múltiples antenas tanto en transmisión como en recepción (MIMO), permiten un aumento notorio en la capacidad del canal de transmisión.

A partir de ello, 3GPP ha lanzado nuevas versiones para definir un total de 13 Release LTE, entre las cuales se mencionarán las versiones a utilizar en este trabajo de investigación. (3GPP, 2018).

Las versiones con las cuáles se trabajarán son los Release 10, 11 y 12 de LTE también conocido como *LTE Advanced*.

## **1.2 Justificación e Importancia**

Los constantes avances en las tecnologías de redes móviles celulares, y la importancia que ha cobrado la telefonía móvil, debido a que, por sus servicios hasta el 2017 se calculaban más de 5000 millones de usuarios móviles a nivel mundial, sobre todo en América Latina que desde el 2010 ha cuadruplicado el tráfico. Debido a ello las redes móviles celulares deben soportar mayores tasas de transmisión o recepción requiriendo así una mayor asignación de espectro para poder brindar un buen servicio, impulso que ha dado 3GPP para el desarrollo del proyecto de LTE. (Telefonía, 2017).

La implementación de LTE empezó en el 2004 y se atribuye como resultado una nueva arquitectura a gran escala, proceso que fue completado en 2008 (3GPP Release 8) con el fin de proveer a los usuarios acceso a internet desde sus dispositivos móviles y con ello facilitar las comunicaciones por medio de paquetes de datos. Posteriormente evolucionó a Release 9 con pequeñas modificaciones dando lugar poco tiempo después al Release 10 versión conocida como LTE-Advanced, el cual presenta mejoras en la eficiencia espectral, proporciona altas velocidades de datos, baja latencia y mayor flexibilidad. (Zarrinkoub, 2014).

De ahí en adelante se han desarrollado varios Release o versiones de LTE con pequeñas mejoras como: arreglos de antenas para transmisión y recepción, control de canales físicos, comunicación de dispositivo a dispositivo, entre otras; hasta llegar a lo que en la actualidad se conoce como 5G que se prevé un lanzamiento en el 2020.

Este trabajo de investigación busca realizar un análisis comparativo de los parámetros de eficiencia espectral aplicadas sobre la simulación de un e-Node B de una red LTE Release 10, 11 y 12 con agregación de portadora para mejorar el uso del espectro, y evaluar una posible contribución de radio Cognitiva (RC).

Las simulaciones se desarrollaron mediante un software, el cual debía satisfacer las exigencias de este trabajo como son las características de 3GPP para cada versión de LTE-Advanced, con el objetivo de poder observar el comportamiento de la red y obtener un enfoque general de las ventajas que ofrece cada uno de los Release sobre todo en lo que se refiere a los diferentes escenarios de agregación de portadoras (CA).

La agregación de portadoras es una técnica introducida en LTE-A reléase 10 para agregar dos o más portadoras continuas a lo largo del espectro disponible, cada componente continua puede tener un ancho de banda de 1, 4, 3, 5, 10, 15 o 20 mhz lo cual busca aumentar la velocidad de datos pico y más ancho de banda para una transmisión más amplia.

Dentro de este trabajo se pretende evaluar tres tipos de escenarios con agregación de portadora:

1. Agregación de portadora intra Banda continua es la combinación de portadora continua adyacente en la misma banda de frecuencias con una separación entre el centro de frecuencias iguales a múltiplos de 300 khz y subportadoras de 15 khz de espaciamiento ortogonal.

2. Agregación de portadora intra Banda no continua es la combinación de portadoras continuas no adyacentes sobre la misma banda de frecuencias, siendo estas más complicadas que el de tipo continuo, ya que requiere más avanzado equipo de usuario (UE).

3. Agregación de portadora inter Banda no continua es la combinación del soporte de componentes no adyacentes sobre diferentes bandas de frecuencia. Con este tipo CA, la robustez y movilidad pueden potenciarse mediante la especulación de las características de bandas de propagación. (Raslan, 2014)

El desarrollo de la investigación enmarca un proceso teórico-simulado, a través del cual se identificó que técnica permite aprovechar el espectro de manera más eficiente: agregación de portadoras o la técnica de radio cognitiva para un e-Node B de las redes LTE Release 10, 11 y 12. Además de mostrar la evolución en cada uno de estos, de acuerdo a los parámetros de eficiencia espectral como la tasa de bits erróneos (BER), la tasa de bits por herzio (B/Hz) y Señal a ruido (SNR).

Dentro de la misma se analizó dos técnicas de agregación de portadoras que se han notado como representativas en la bibliografía, puesto que cada una cuenta con diversas formas de construcción algorítmica; sin embargo dentro de las limitaciones se encuentra que las técnicas fueron validadas únicamente a través de la simulación dentro del proyecto.

### **1.3 Alcance**

Con este trabajo de investigación se obtuvo un análisis comparativo de los parámetros de eficiencia del espectro de e-Nodes B para las redes LTE Release 10, 11, 12 centrándose en las especificaciones técnicas a nivel físico y posibles aportes a la mejor de su desempeño, usando un análisis teórico de Radio Cognitiva mediante un estado del arte. Por otro lado, se incluye la simulación de los avances que presenta 3GPP a nivel de capa física para cada Release tratado con

el fin de obtener parámetros de eficiencia espectral como la relación señal a ruido (SNR), tasa de bits erróneos (BER) y la eficiencia espectral.

## **1.4 Objetivos**

### **1.4.1. Objetivo General**

- Realizar un análisis comparativo de los parámetros de eficiencia espectral de e-Nodes B para las redes LTE reléase 10, 11, 12 y posibles aportes a la mejora de su desempeño, usando Radio Cognitiva.

### **1.4.2. Objetivos Específicos**

- Establecer el estado del arte de radio cognitiva y arquitectura LTE reléase 10, 11 y 12.
- Realizar el diagnóstico de las limitaciones tecnológicas de las técnicas de Radio Cognitiva y Agregación de portadoras.
- Definir la técnica y los parámetros de eficiencia para la red LTE a implementar en la simulación.
- Implementar un e-Node B con cada una de las redes LTE Release 10, 11 y 12 en el entorno de simulación por software.
- Simular los casos de agregación de portadoras para los casos e-nodos B simulados anteriormente
- Analizar el comportamiento del e-Node B de las redes LTE simulados con sus respectivos casos de agregación de portadoras.
- Evaluar la eficiencia espectral de cada e-Node B de las redes LTE Release 10, 11 y 12 mediante los parámetros de eficiencia espectral

## **1.5 Contenido General**

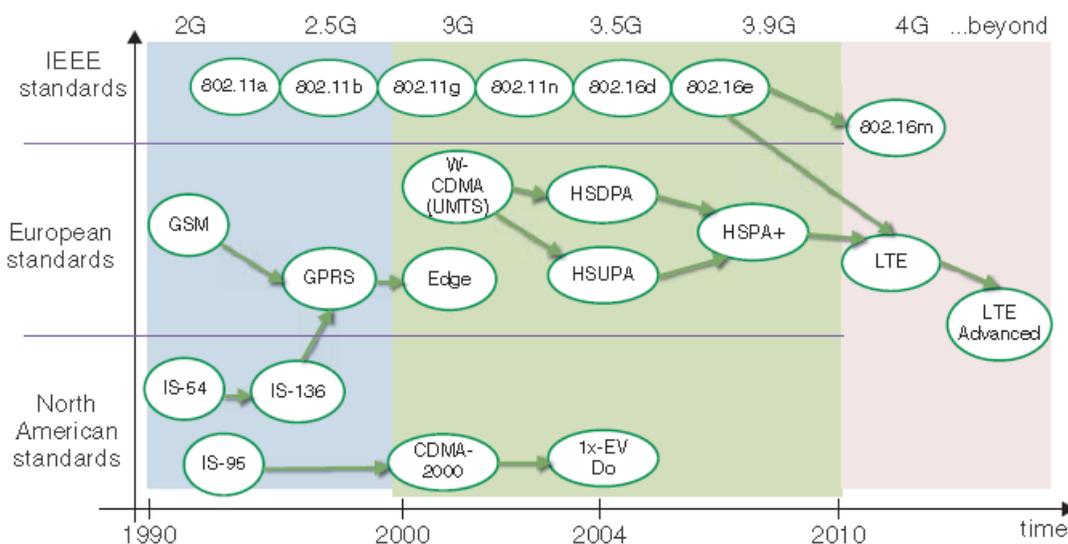
El presente trabajo de titulación consta de cinco capítulos, en el primer capítulo se detalla un perfil general de la investigación, así como los objetivos que se pretenden cumplir con la misma. A continuación, en el segundo capítulo se desarrolla el fundamento teórico y se detallan las mejoras que 3GPP ha presentado para cada Release, además se realiza un estado del arte de la técnica radiocognitiva. Posteriormente, en el capítulo 3, se detallan los parámetros y estándares utilizados para la implementación de la simulación de los Release 10, 11 y 12. En el capítulo 4 se obtienen los resultados de la simulación mediante gráficos, los cuales son analizados para finalmente proceder con las conclusiones y recomendaciones de este estudio.

## CAPÍTULO 2

En el presente capítulo se desarrolla el fundamento teórico de las redes LTE en los Release 10, 11 y 12, arquitectura, mejoras y limitaciones. Además se levanta un estado del arte de la tecnología radiocognitiva para identificar qué técnicas son aplicables a este tipo de redes.

### 2. FUNDAMENTO TEÓRICO

Actualmente la telefonía móvil se halla en continuo crecimiento, introduciendo nuevas tecnologías para ofrecer un mejor servicio a los usuarios. Después de haber pasado por varias generaciones como se muestra en la Figura 1, se llegó a la llamada cuarta generación (4G).



**Figura 1.** Evolución de los estándares inalámbricos

Fuente: (Zarrinkoub, 2014)

LTE es el estándar de comunicación impulsado por el 3GPP, que se propone como la alternativa que cumple con las características requeridas por IMT-Advanced conocido como tecnología de cuarta generación, en la que se mejora la tasa de velocidad mostrada en picos de 1Gbps en movilidad baja y de hasta 100Mbps en movilidad alta, la eficiencia del espectro radioeléctrico, y la capacidad de manejo de un mayor número de usuario conectados simultáneamente. Además se

mejora el rendimiento en los bordes de la celda y logra la reducción de latencia con lo que se permite a los beneficiarios migrar sus redes HSPA a LTE-A coexistiendo con redes 2G, y 3G e incluso LTE/3G/2G. (Wessam, Eman, & Abdelhlim, 2017)



**Figura 2.** Características de LTE

Fuente: (Alvarez, 2015)

## 2.1. Arquitectura del sistema LTE

Las características descritas en la Figura 2, cubren tres componentes importantes de la arquitectura del sistema UMTS evolucionado: la red de acceso de radio terrestre universal evolucionada (E-UTRAN), la red evolucionada *packet core* (EPC) y las tecnologías a nivel físico.

En la Figura 3 se describen los componentes de la arquitectura LTE.

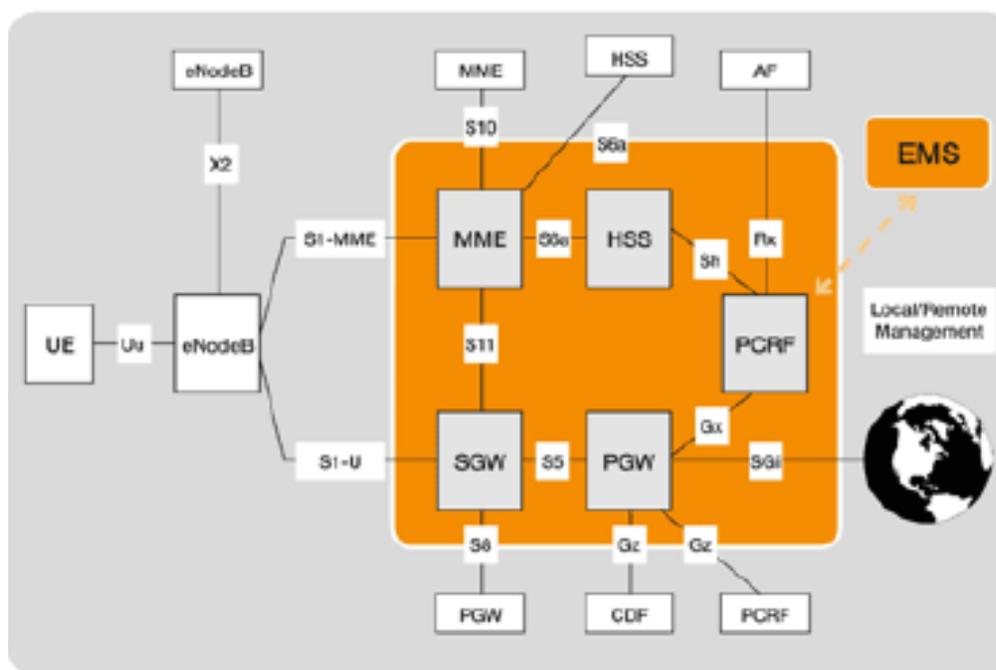
### 2.1.1. Red de Acceso de Radio Terrestre Universal Evolucionada EUTRAN

Gestiona el acceso de radio y brinda soporte al plano de usuario y control del equipo de usuario (UE), se constituye de la estación base (e-Node B) de LTE y el plano de control.

Un e-Node B es una estación de base de radio definido como hardware que se encuentra conectado a la red de telefonía móvil, directamente al EPC que se basa en el protocolo IP, es responsable de la comunicación de forma inalámbrica con teléfonos móviles o equipos de usuario UE, a través de la interfaz X2, ya que tiene la inteligencia para analizar las mediciones de radio y

tomar decisiones de entrega, de igual manera que una estación base transceptora (BTS) en las redes LTE. (Choy, 2014).

El e-Node B convencionalmente tiene mínima funcionalidad y está examinado continuamente por un controlador de red (RNC). Dado que en la estructura de un e-Node B no existe un elemento controlador separado, se reduce la arquitectura a una relativamente simple, generando así, tiempos de respuesta reducidos.



**Figura 3.** Arquitectura de LTE

Fuente: (Choy, 2014)

### 2.1.2. Red Evolucionada *Packet Core* EPC

Es la red central del LTE, proporciona un servicio de conectividad IP a través de una arquitectura de red mejorada que sigue el principio de separación lógica de señalización y redes de transporte de datos, se encuentra conformada por las siguientes entidades de control: (Ver Figura 3)

- Entidad de administración de movilidad (MME): Administra los estados de sesión, autentifica y rastrea a un usuario a través de la red.

- Serving Gateway (S-gateway): Enruta los paquetes de datos a través de la red de acceso.
- Paquete de puerta de enlace de nodo de datos (PGW): Interfaz entre la red LTE y otras redes de paquetes de datos; gestiona la calidad de servicio ( qos ) y proporciona inspección profunda de paquetes ( DPI ).
- Política y reglas de carga Función (PCRF): admite la detección de flujo de datos de servicio, la aplicación de políticas y la carga basada en flujo. (Rouse, 2014).

## **2.2. Capa Física de LTE**

La capa física de LTE se puede definir como la capa de la red en la cual los datos son transmitidos, controlados y recibidos en bits físicos, por lo que en este trabajo se centra en las especificaciones técnicas a nivel físico que se implementan en el sistema LTE puesto que influyen directamente en los requerimientos de velocidad, eficiencia espectral y ancho de banda, basándose en OFDMA en el enlace descendente y en SC-FDMA para el enlace ascendente. Además el uso de Múltiples antenas tanto en transmisión como en recepción Múltiple Input, Múltiple Output (MIMO) que permite un aumento notorio en la capacidad y velocidad.

Las normas LTE especifican el espectro de radio disponible en diferentes bandas de frecuencia. Uno de los objetivos de la norma LTE es una perfecta integración con los sistemas móviles anteriores. Como tal, las bandas de frecuencia ya definidas por los estándares 3GPP anteriores están disponibles para el despliegue de LTE. Las normas que regulan estas bandas de frecuencia varían entre los diferentes países. Por lo tanto, es concebible que no sólo una, sino muchas de las bandas de frecuencia pueden ser empleadas por cualquier proveedor de servicio. (Zarrinkoub, 2014).

En Ecuador, las bandas de frecuencias para cada operador de LTE se encuentran licenciadas, es decir, que cada operador debe pagar por el derecho de transmitir en la banda de frecuencia que le corresponde, de modo que los operadores se encuentran trabajando de la siguiente manera:

- Movistar: 1900 MHz (Banda 2).
- Claro: 1700/2100 MHz (Banda 4).
- CNT: 1700/2100 MHz (Banda 4) o también 700 MHz (Banda 28).
- Tuenti: 1900 MHz (Banda 2). (ARCOTEL, 2017)

### **2.2.1. Acceso Múltiple por División de Frecuencias Ortogonales OFDMA**

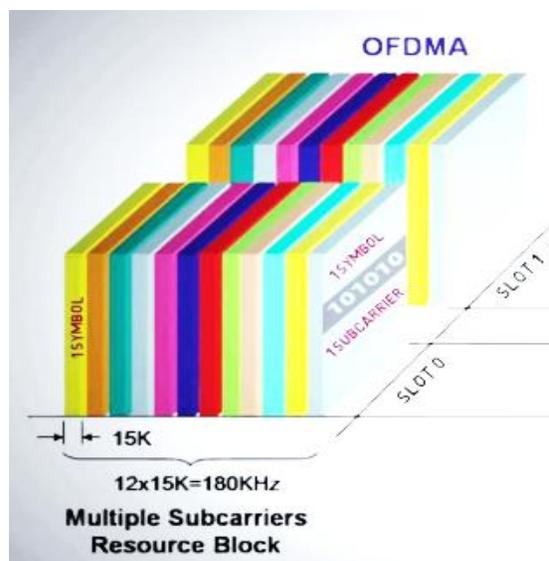
La implementación de OFDMA se basa en el uso de Transformada de Fourier Discreta (DFT) y Transformada de Fourier Discreta Inversa (IDFT) para pasar del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia y viceversa. (Reinikainen, 2015)

OFDMA es una extensión del esquema de acceso al medio mediante Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales (OFDM) a la implementación de un sistema de comunicación multiusuario. En OFDMA, los subconjuntos de las subportadoras se distribuyen a diferentes usuarios al mismo tiempo para que múltiples usuarios puedan recibir datos simultáneamente como se muestra en la Figura 4.

En LTE, OFDMA se combina con partición de tiempo para que la unidad básica de recursos asignada a un usuario sea un subconjunto de subportadoras para una duración de tiempo específico. Esta unidad básica en LTE consta de 12 subportadoras continuas para una duración de 1 ms lo que se conoce como una ranura.

OFDMA es una estrategia utilizada en el enlace descendente LTE que permite a un programador asignar recursos de forma dinámica y flexible, en función del tiempo, variante de la

frecuencia del canal de cada usuario, y por lo tanto hace posible lograr alta eficiencia espectral y QoS de cada individuo. Por lo tanto OFDMA no solo permite compartir recursos sino también adaptarse a condiciones particulares de los usuarios. (Junyi, 2013).



**Figura 4.** Esquema OFDMA

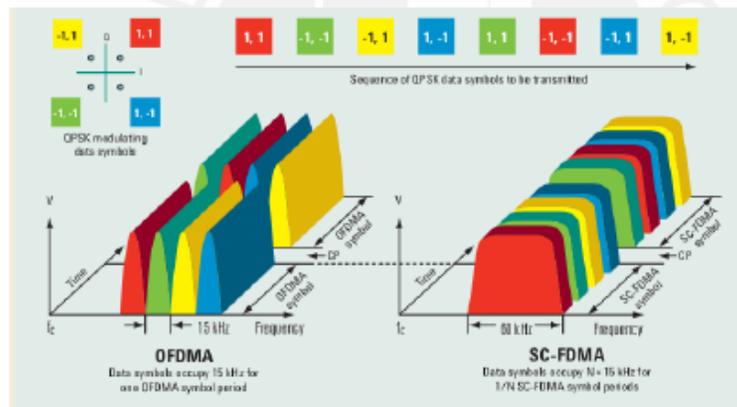
Fuente: (SNA)

### 2.2.2. FDMA de Portadora Única SC-FDMA

3GPP definió que SC-FDMA se usa como método de acceso para el enlace ascendente, ya que tiene las mismas características de forma de onda espectral que OFDMA. Por lo tanto, no hay necesidad de bandas de guarda que reduzcan el ancho de banda disponible para transmisión de carga útil. El prefijo cíclico se usa para prevenir el fenómeno de inter símbolo. (3GPP, 2018)

El receptor debe utilizar un ecualizador para contrarrestar la interferencia entre símbolos dentro de un bloque de símbolos.

La transmisión de enlace ascendente toma parte continua del espectro para el usuario y se asigna por periodos de tiempo de 1 ms. SC-FDMA usa el mismo espacio de subportadora de 15 khz que OFDMA como se muestra en la Figura 5.



**Figura 5.** Esquema SC-FDMA

Fuente: (3GPP, Especificación técnica 36.101, 2018)

Aunque, SC-FDMA es una transmisión de portadora única por definición, la señal genera fases que utiliza el término subportadora determinadas por el método de modulación aplicado, por lo que SC-FDMA tiene una relación pico promedio significativamente baja en comparación a OFDMA razón por la que resulta en un menor consumo de energía lo que es deseable en dispositivos móviles. (Zarrinkoub, 2014)

El receptor en el e-Node B es más complejo (en comparación con el receptor OFDMA en el UE) debido al uso de ecualizadores adicionales para terminar la interferencia entre símbolos. Sin embargo, eso no se considera un problema, ya que e-Node B tiene la capacidad de cómputo disponible para manejar el problema configurando prefijos cíclicos para mitigar dicha interferencia.

### 2.2.3. Múltiples Entradas, Múltiples Salidas MIMO

MIMO es uno de los conceptos en LTE que mejoran el rendimiento general de la red ya que es un método para implementar el esquema de múltiples antenas, es decir usar la diversidad espacial en la transmisión para enviar simultáneamente por lo que se deben usar flujos ortogonales que no interfieran entre sí. (Zarrinkoub, 2014)

La potencia de transmisión se divide para cada flujo de señal y por lo tanto la potencia de la señal recibida es mucho menor que con un solo flujo. (Reinikainen, 2015)

#### 2.2.4. Canales Físicos

Los canales físicos transmiten los datos entre nodos y tienen sus mapeos predeterminados sobre recursos físicos. Cada celda tiene diferente mapeo basado en el identificador físico de la celda (PCI). Según su identificador se tienen los siguientes:

- *Physical Broadcast Channel (PBCH)*: Transmite el Bloque de Información Maestro (MIB) en el enlace descendente, que indica el ancho de banda del canal y es necesario información PHICH.
- *Physical Control Format Indicator Channel (PCFICH)*: Se utiliza para informar a la UE y la red sobre el número de símbolos OFDM utilizados para los PDCCH. Se transmite dentro del primer símbolo OFDMA de cada subtrama.
- *Physical Downlink Control Channel (PDCCH)*: Informa a la UE y la red sobre la asignación de recursos de PCH y DL-SCH, y la información de HARQ. También lleva la concesión de programación de enlace ascendente.
- *Physical Hybrid ARQ Indicator Channel (PHICH)*: Lleva HARQ acks y nacks en respuesta a transmisiones de enlace ascendente.
- *Physical Downlink Shared Channel (PDSCH)*: Es el canal primario para transmitir datos de enlace descendente del usuario, también lleva información de Broadcasting.
- *Physical Multicast Channel (PMCH)*: Es similar al PDSCH y se usa para llevar datos de usuario de multidifusión.

- *Physical Uplink Control Channel (PUCCH)*: Lleva información de control de enlace ascendente, si no hay transmisión de datos de usuario lleva HARQ ACK / nacks en respuesta a la transmisión de enlace descendente, solicitudes de programación (SR) y canal de información del estado (CSI)
- *Physical Uplink Shared Channel (PUSCH)*: Se utiliza para transportar datos de usuario de enlace ascendente y también la información de control se multiplexa con los datos del usuario.
- *Physical Random Access Channel (PRACH)*: Se utiliza para el procedimiento de acceso aleatorio.
- *Relay Physical Downlink Control Channel (R-PDCCH)*: Informa a la red sobre la asignación de recursos de DL-SCH y la información HARQ relacionada con DL-SCH. (Calderón, 2014)

### **2.3. LTE Advanced**

LTE supuso una mejora notable en la tecnología del año 2004, sin embargo la UIT no lo consideró 4G porque no cumplía con los requisitos de la cuarta generación. Cabe indicar que LTE se llama 3.9G porque está cerca de los requisitos 4G pero no los alcanza.

Por lo tanto 3GPP LTE-Advanced puede considerarse como una caja de herramientas de 4G que proporciona características avanzadas sobre el Release 8 de LTE existente. Las características se pueden implementar por separado a la red.

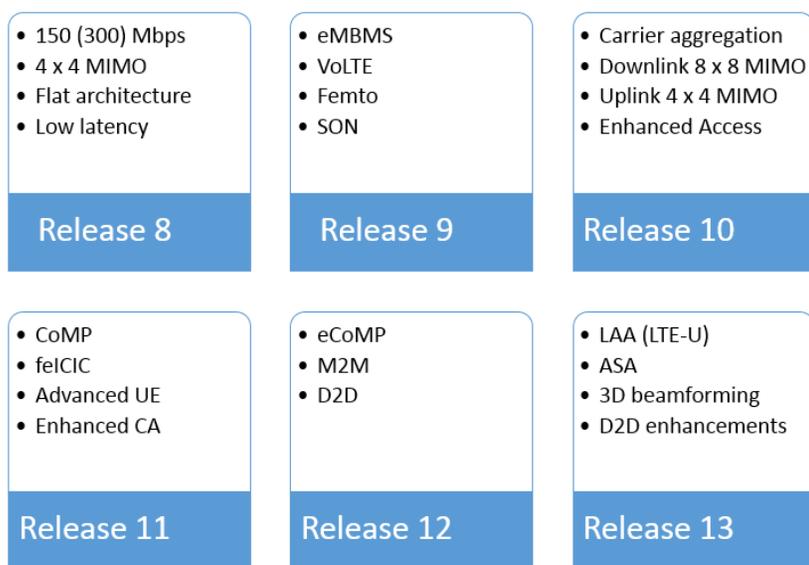
#### **2.3.1. Requerimientos de LTE-A**

Los requisitos para LTE-A se basaron en los requisitos para sistemas IMT-Avanzados emitidos por la UIT para lo que se comercializa como 4G, a continuación se enumeran los requisitos:

- La velocidad de datos para el enlace descendente debe ser de 1Gbps y para el enlace ascendente de 500Mbps.
- Latencia debe ser inferior a 50 ms.
- Eficiencia del espectro: apunta a soportar una eficiencia de espectro pico de enlace descendente (configuración de antena 8x8) de 30 bps / Hz y una eficiencia de espectro pico de enlace ascendente (configuración de antena 4x4) de 15 bps / Hz.
- Rendimiento de usuario de borde de celda: LTE-A debe permitir que sea lo más alto posible. Se define como el punto del 5% de la función de distribución acumulativa para los datos en el intervalo de medición (CDF) del rendimiento del usuario normalizado con el ancho de banda total de la celda.
- Flexibilidad de espectro: LTE-A operará en asignaciones de espectro de diferentes tamaños, incluidas las asignaciones de espectro más amplias que las de la versión 8

Debido a los requerimientos y la evolución de la tecnología se ha visto la necesidad de añadir nuevos componentes tecnológicos o mejorar los existentes, motivo por el que 3GPP ha ido lanzando nuevas versiones de LTE conocidas como LTE – Advanced como se muestra en la Figura 6. (Holma, Toskala, & Reunanen, 2016)

A continuación se menciona las versiones de LTE Advanced a utilizar en este trabajo de investigación.



**Figura 6.** Evolución de Release de LTE

Fuente: (Holma, Toskala, & Reunanen, 2016)

## 2.4. Release 10

LTE-Advanced surge del mejoramiento de LTE estándar, dispuesto por 3GPP para cumplir con los requisitos de la UIT, estableciendo un nuevo estándar de comunicaciones de cuarta generación (4G).

Release 10 versión 4G, brinda alta eficiencia del espectro, una menor latencia, mayor velocidad de datos y mejora de la movilidad. Una de las características de LTE-A más importantes descritos e implementados en este trabajo de titulación es la agregación de portadoras CA. (Wessam, Eman, & Abdelhlim, 2017).

Dentro de las mejoras de esta versión se encuentran las siguientes:

- Agregación de Portadoras (CA)
- Downlink MIMO 8x8
- Uplink MIMO 4x4

- Relaying: separar los datos de la señal que recibe, corrige en el caso de errores y retransmitir la señal corregida en la misma zona de cobertura.

#### **2.4.1. Diversidad Espacial (MIMO)**

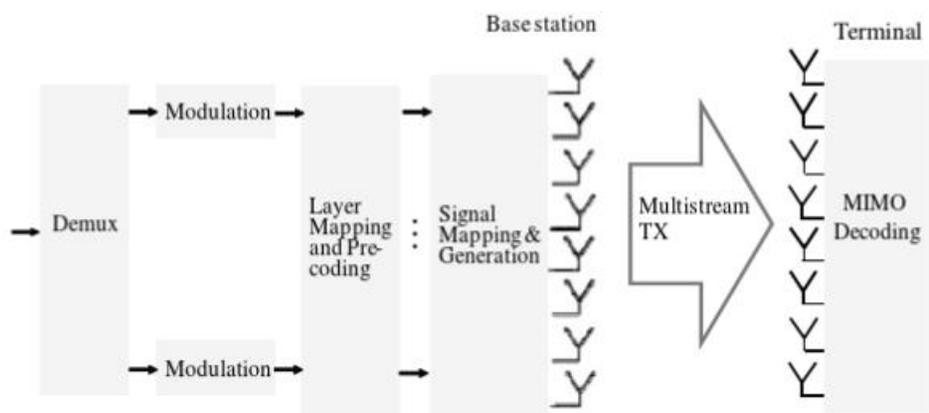
Un arreglo MIMO tiene como objetivo establecer un flujo de datos simultáneos superior para lograr aumentar la tasa de bits general usando un número de antenas mayor y conseguir un eficiente uso de recursos en cuanto a frecuencia y tiempo, diferenciándolos con señales de referencia.

Para el Release 10 específicamente se utiliza un arreglo MIMO de 8x8 en el enlace descendente y 4x4 en el enlace ascendente. (Wannstrom, 2013)

Por otro lado las configuraciones para obtener una multiplexación de ocho capas existentes tienen las siguientes variables:

- a) Número de capas o flujos.
- b) Puertos utilizados de la antena.
- c) Tipo de señal de referencia, señal de referencia específica de célula (CRS) o señal de referencia de demodulación (DM-RS).
- d) Tipo de precodificación.

Para la multiplexación de ocho capas es necesario que los datos sean transmitidos de forma paralela por ocho antenas simultáneamente al igual que recibir los datos en el lado del receptor. Para lograr con esto valores pico de velocidad de datos; sin embargo se debe tomar en cuenta la complejidad que implica la transmisión por ocho antenas en el e-Node B, y de forma simular la recepción en el UE. En el diagrama de bloques de la Figura 7 se muestra la estructura de un transmisor MIMO de 8X8, es decir, usando ocho antenas de transmisión y ocho antenas de recepción simultáneamente. (Holma & Toskala, 2012)



**Figura 7.** Estructura del transmisor MIMO 8x8

Fuente: (Holma & Toskala, 2012)

Para llevar a cabo el mapeo de los símbolos de modulación en todas las antenas al mismo tiempo, existe la técnica llamada precodificación, que además mejora la recepción de datos transmitidos. Dicha tecnología depende de la técnica de multiplexación, número de capas y cantidad de puertos que se usen en la antena, por lo que existen varios tipos de precodificación (Wannstrom, 2013)

El cumplimiento del propósito asignado a las tecnologías IMT-Avanzadas, incluye progresos significativos en la enlace ascendente en cuanto a rendimiento de usuario y eficiencia espectral máxima se refiere.

Dado que el MIMO implementado en Release 10 concede dos y cuatro antenas de transmisión en el enlace ascendente, aporta con velocidades de datos de máximo cuatro veces mayores a las que se presentan en el Release 8. Por esta razón, existen dos procesos adjuntos para otorgar recursos ortogonales a las señales de referencia (RS):

1. Cambios cíclicos (similares a la versión 8).
2. Códigos de cobertura ortogonales (OCC) entre las dos ranuras de la subtrama.

En el Release 10 se admite una precodificación en lazo cerrado ya que en versiones anteriores se pudo constatar que la precodificación en lazo abierto no conlleva ningún otro

beneficio, cabe recalcar además que es compatible con el canal físico compartido de enlace ascendente (PUSCH) tanto en los tipos de transmisión de Duplexación por División de Tiempo (TDD) como en transmisión de Duplexación por División de Frecuencia (FDD), lo que da como resultado la posibilidad de que los dispositivos UE no seleccionen el precodificador por su cuenta, al contrario, cualquier dispositivo de esta versión puede ser utilizado como antena única y de esta manera crear un respaldo que brinda cobertura y velocidades de datos similares a las proporcionadas en el Release 8. (Holma & Toskala, 2012)

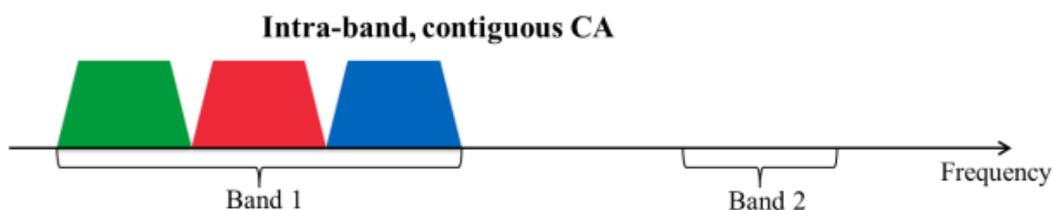
Se conoce además de otras mejoras en esta versión como son los nodos de retransmisión (relaying), que se comportan como estaciones base pequeñas, es decir, de baja potencia, conectadas a la red de forma inalámbrica, cuyo objetivo es de mejorar la señal en los bordes de las celdas de cobertura, o sectores donde sea necesario como por ejemplo áreas de acceso remoto donde no se pueda acceder con conexión de fibra. (Hachappa, 2015).

#### **2.4.2. Agregación de portadoras**

La agregación de portadoras es una técnica usada con el fin de optimizar el ancho de banda en la transmisión. De esta manera, se proporciona a los operadores de telefonía móvil la capacidad de fragmentar el espectro radioeléctrico y distribuirlo en el mismo ancho de banda y de esta manera mejorar el rendimiento en los dispositivos de usuario, tal como lo requiere IMT-Advanced. (Network, 2014).

Esta técnica le da al usuario la capacidad de enviar datos a través de las portadoras que hayan sido configuradas, las cuales serán referidas en adelante como CA. De esta manera se logra aumentar el ancho de banda de 1.4, 3, 5, 10, 15 o 20 MHz agregando cas múltiples que son usadas para la transmisión simultáneamente. Cabe indicar que existe un límite de cinco cas, es decir que se obtendría un ancho de banda de hasta 100 MHz como se muestra en la Figura 8, donde se puede

apreciar un ejemplo de agregación de portadoras de banda continua. (Liston, Anael, & Manasseh, 2017)



**Figura 8.** CA Intra Banda Continua

Fuente: (Mutafungwa, 2016)

Para el caso de Release 10 se puede trabajar en las bandas que se muestran en la Tabla 2.

**Tabla 2**

*Bandas de trabajo Release 10*

Band	E-UTRA Band	Uplink (UL) operating band	Downlink (DL) operating band	Duplex Mode
		BS receive / UE transmit	BS transmit / UE receive	
		FUL_low – FUL_high	FDL_low – FDL_high	
CA_1	1	1920 mhz – 1980 mhz	2110 mhz – 2170 mhz	FDD
CA_40	40	2300 mhz – 2400 mhz	2300 mhz – 2400 mhz	TDD

Fuente: (Technology, 2012)

## 2.5. Release 11

En el caso de Release 11, se proporcionan mejoras respecto a las tecnologías desarrolladas en el Release 10 por LTE-Advanced, tales como: Agregación de portadoras (CA), Redes Auto-organizadas (SON), Funcionalidad Multipunto Coordinado (comp) para habilitar programación y/o formación de haz coordinados y Canal de Control Físico Optimizado (EPDCCH) (Roessler, 2013).

Además en este Release se presenta un soporte para bandas de frecuencia adicionales, también se proporcionan nuevas características a nivel de capa física entre las cuales se pueden nombrar: mejoras en la agregación de operadores y operación multipunto coordinada.

### 2.5.1. Mejoras de agregación de portadoras

Esta versión permite la agregación de nuevas bandas de CA mostradas en la Tabla 3, y la capacidad del funcionamiento no contiguo dentro de la misma banda. Para cumplir con las nuevas bandas agregadas, se tuvo que ampliar los requisitos de RF.

**Tabla 3**

*Números adicionales de bandas CA*

*CA entre bandas (2DL / 1UL)*

Bandas CA	Banda operativa E-UTRA
CA_1-19	1+19
CA_3-7	3+7
CA_4-13	4+13
CA_7-20	7+20
CA_5-12	5+12
CA_4-12	4+12
CA_2-17	2+17
CA_4-5	4+5
CA_5-17	5+17
CA_3-5	3+5
CA_4-7	4+7
CA_3-20	3+20
CA_8-20	8+20
CA_1-18	1+18
CA_1-21	1+21
CA_11-18	11+18
CA_3-8	3+8
CA_2-29	2+29
CA_4-29	4+29

*CA entre bandas contiguas y no contiguas*

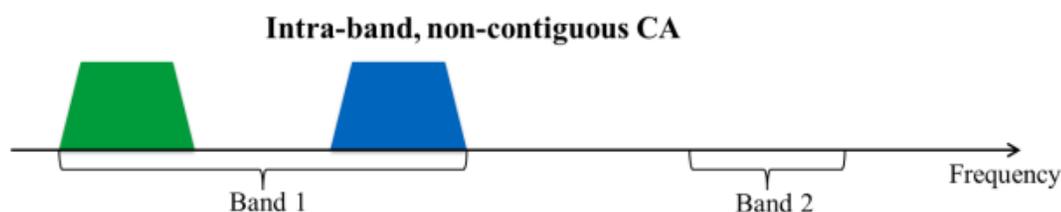
Bandas CA	Banda operativa E-UTRA
CA_C_41	41 (2DL/2UL)
CA_C_38	38 (2DL/2UL)
CA_C_7	7 (2DL/2UL)
	<b>CONTINÚA</b>

CA\_NC\_B25      25 (2DL/2UL)

CA\_NC\_B41      41 (2DL/2UL)

Fuente: (Hachappa, 2015)

En la Figura 9, se puede observar un ejemplo de agregación de portadora de banda no continua.



**Figura 9.** CA Intra Banda no Continua

Fuente: (Technology, 2012)

### 2.5.2. Operación multipunto coordinada (CoMP)

Con el fin de mejorar la red en las zonas periféricas de las celdas se introdujo en Release 11 la operación multipunto coordinada (CoMP).

En CoMP, varios puntos de transmisión proporcionan una transmisión coordinada en el enlace descendente, y varios puntos de recepción proporcionan una recepción coordinada en el enlace ascendente. (Rohde & Schwartz, 2013)

En esta configuración, un punto de transmisión y recepción (TX/RX) está compuesto por un grupo de antenas configuradas como transmisión-recepción co-ubicadas, que dan cobertura al mismo sector. Al formar un conjunto de puntos TX/RX pueden ser co-ubicados, sin embargo, también pueden pertenecer a uno o diferentes e-Nodes B puesto que dan cobertura a uno o más sectores. Dicha configuración funciona tanto como para redes homogéneas como para redes heterogéneas. (Rohde & Schwartz, 2013)

En la Figura 10 y Figura 11 se pueden observar dos ejemplos de comp para el enlace descendente. En dichos ejemplos los datos de enlace descendente están disponibles para dos puntos

de transmisión TX. Esto se conoce como Transmisión Conjunta cuando en la subtrama, dos o más puntos TX transmiten en la misma frecuencia, como se muestra en la Figura 10.

Si por el contrario, se transmiten datos desde un solo punto TX en cada subtrama, aunque se encuentren disponibles dos o más puntos TX, se conoce como transmisión de selección de punto dinámico, como se muestra en la Figura 11.

En el caso del enlace ascendente en comp existe recepción conjunta, es decir que dos o más puntos RX reciben los datos de subida de un dispositivo de usuario, es aquí donde los datos son combinados para mejorar la calidad.

En el momento en el que los puntos TX/RX se encuentren controlados por diferentes e- Nodes B, es factible sumar un retardo para ayudar a la comunicación de los e-Nodes B y de esta manera proporcionar información indispensable en la toma de decisiones en cuanto a programación, como en la ocurrencia de la comunicación usando comp, que utiliza recursos extras para señalización e información de UE en los enlaces descendentes y ascendentes.

#### a) Transmisión Conjunta

Datos son transmitidos a la misma frecuencia y al mismo tiempo por múltiples puntos TX



**Figura 10.** Transmisión Conjunta

Fuente: (Rohde & Schwartz, 2013)

#### b) Selección de punto dinámico

Datos transmitidos desde un punto TX a la vez



**Figura 11.** Selección de Punto Dinámico

Fuente: (Rohde & Schwartz, 2013)

Con la inclusión permanente de nuevas tecnologías tal como agregación de portadoras, comp y MIMO, se ha logrado mejorar el enlace descendente, sin embargo, se ha creado la necesidad de aumentar también la capacidad del canal de control en dicho enlace físico (PDCCH).

En la especificación técnica de 3GPP TS 36.211 publicada en abril del 2017, se precisa el canal físico PDCCH mejorado. En dicho documento se puntualiza la capacidad de señalización, permite el dominio de frecuencia en la coordinación de interferencia inter celular (ICIC), maximiza la reutilización espacial del canal de control, acepta la formación de haces y los esquemas de diversidad, además opera con subtramas de la red de frecuencia única del servicio de difusión múltiple multimedia (MBSFN). También se toma en cuenta la atenuación de interferencia entre celdas y programación selectiva de frecuencias para el canal de control de enlace descendente Físico Mejorado (EPDCCH).

## 2.6. Release 12

En el Release 12, se toma como prioridad brindar al usuario seguridad en sus datos además de servicios de emergencia en la tecnología LTE y para los elementos funcionales de la capa de misión crítica, especificaciones técnicas, así como interfaces desarrolladas en el grupo de trabajo SA6. (Hachappa, 2015)

En esta versión se disminuye el tamaño de las celdas, logrando una densificación de la red, incorpora la comunicación de Dispositivo a Dispositivo (D2D), así como los modos de transmisión de LTE TDD-FDD, la operación conjunta que incluye agregación de portadoras, metodología de seguridad (SECAM) en los nodos 3GPP y la integración de wifi en las ofertas del operador móvil. (Roesler & Schlien, 2014).

LTE en su versión 12, presenta celdas pequeñas optimizadas, permite también una compatibilidad con la modulación 256 QAM para ambientes de interiores dispersos con baja movilidad, soporte de banda de frecuencia de 3.5 ghz, tiempo de conversión de encendido/apagado de celdas pequeñas menor, conectividad de agregación de portadoras entre celdas macro y pico celdas.

Con este Release se puede apreciar un avance en la capacidad de las redes LTE-Advanced, las mismas que conceden aplicaciones de comunicaciones tipo máquina (MTC)/ comunicaciones de máquina a máquina (M2M). Además se logra introducir una nueva clase de dispositivos UE que tiene velocidad de datos reducida, pero contiene soporte semidúplex y antena de recepción única. Estas tecnologías se encuentran incluidas en las mejoras de bajo costo.

Por otro lado permite a los operadores tener mayor control de la administración de las redes de LTE que integran wifi con el propósito de obtener mecanismos específicos para enrutar el tráfico y la selección de red entre LTE y wifi

La comunicación D2D, en cambio, mejora la interoperabilidad de las redes críticas de seguridad pública y redes comerciales omnipresentes de LTE. Cambia la estructura de la celda, bajando la prioridad de los e-Nodes B para que los dispositivos UE transmitan directamente a otros dispositivos UE cercanos.

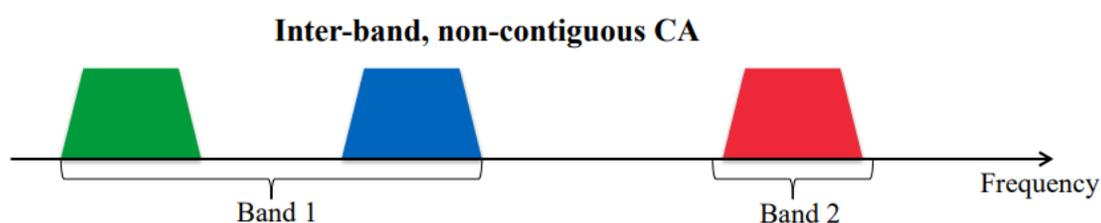
La última categoría de receptores de UE se conocen por la capacidad de cancelación y supresión de interferencias asistidas por la red (NAICS), y consiste en una reducción de interferencia mejorada y cancelación de la misma, es decir la resta de la réplica de la señal recibida, incluyendo los bordes de la celda. Con esto se puede acotar que comp y NAICS son dos tecnologías que buscan mejorar el servicio de la red LTE en la frontera de la celda, sin embargo tienen enfoques diferentes.

El Release 12 introduce mejoras importantes para M2M con las siguientes funciones:

- Dispositivo de bajo costo
- Batería de larga duración
- Cobertura mejorada
- Alta capacidad
- Soporte para ancho de banda estrecho

### 2.6.1. Agregación de portadoras

Para la versión 12 de LTE, se agregaron nuevas bandas de frecuencia y por consecuencia nuevas combinaciones de bandas a los modos de agregación de portadoras existentes como se indica en la Figura 12



**Figura 12.** CA Inter banda no continua

Fuente: (Technology, 2012)

### 2.7. Radiocognitiva: Estado del arte

El concepto de Radio Cognitiva (RC) fue creado por Joseph Mitola III en 1999, como “El punto en el cual dispositivos electrónicos y las redes relacionadas son, en términos computacionales, lo

suficientemente inteligentes con respecto a los recursos de radio y las correspondientes comunicaciones de computador a computador para detectar las necesidades eventuales de comunicación del usuario como una función del contexto de uso y proporcionarle los recursos de radio y servicios inalámbricos más adecuados a ese mismo instante”. (Mitola & Maguire, 1999). Sin embargo, varias entidades importantes han dado su punto de vista al respecto; así, según la UIT la RC “Es una radio o sistema que detecta y está al tanto de su entorno y se puede ajustar de forma dinámica y autónoma de acuerdo con sus parámetros de funcionamiento de radio”. (UIT, 2017).

Por otro lado, según el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE), la RC “es un tipo de radio que puede detectar de forma autónoma y razonar sobre su entorno y adaptarse acorde a este”. (Valenta & Al, 2010)

Para esta alternativa se consideran dos tipos de RC: Radio cognitiva completa ("radio de Mitola") y Radio cognitiva detectora del espectro. La primera es una adaptación de todos los parámetros de transmisión al entorno, es decir, el formato de modulación, método de acceso múltiple, codificación de canal, frecuencia central, ancho de banda y tiempos de transmisión. La segunda solo adapta la frecuencia de transmisión, el ancho de banda y tiempo según el entorno basadas en las técnicas de Spread Spectrum (Molisch, 2011).

Para aumentar las tasas de transmisión, se debe mejorar la eficiencia espectral de las tecnologías o aumentar los anchos de banda utilizados; sin embargo, el problema en el primer parámetro es que se tiene un límite teórico y en el segundo parámetro rige la condición de que el espectro es un recurso limitado de asignación estática, por lo tanto, se sugiere una tecnología promisoriosa e innovadora, como la radio cognitiva, que pretende proveer la capacidad de compartir de una manera oportuna el canal inalámbrico con los usuarios que poseen una parte licenciada del espectro. (Akyildiz, Lee, Vuran, & Mohanty, 2008)

Según Hemández, Pedraza, Páez y Rodríguez-Colina (2015), resulta primordial el uso de técnicas de optimización de detección y optimización del canal por el que se pretende establecer la comunicación. Para ello se toma en cuenta las características de la red como la carga de tráfico, comportamiento del usuario, niveles de interferencia, entre otros factores, y se concluye la necesidad del desarrollo de algoritmos adaptativos que permitan optimizar los recursos involucrados durante el Handoff espectral.

En el mismo año, se realizó una investigación acerca de Radio Cognitiva y su impacto en el uso eficiente del espectro de radio, Brodón y Montejo (2015), realizaron un análisis de las cuatro etapas principales de Radio Cognitiva con el propósito de establecer regulaciones para el uso del espectro. Al finalizar la investigación se concluyó que el paradigma de Radio Cognitiva ideal, donde un agente autónomo percibe al usuario y cubre sus necesidades continua con un desarrollo insuficiente, mientras que recalcan que las organizaciones como ITU e IEEE son quienes han tomado las riendas de la regularización para agilizar los procesos que implican esta tecnología.

Posteriormente en el año 2016 se llevó a cabo un “sondeo comprensivo aplicado al espectro de banda ancha eficiente en sistemas de radio cognitivo” publicado por Astaiza, Bermúdez y Muñoz, quienes presentan un algoritmo diseñado para realizar el sondeo del espectro de banda ancha en sistemas de Radio Cognitivo. Los resultados del algoritmo simulado reflejan que el sondeo se realiza en forma más eficiente evaluando su desempeño con la probabilidad de detección y las características operacionales del receptor.

López, Salamanca y Gallego (2017), publican un desarrollo de algoritmos para la selección de canales espectrales en redes inalámbricas de radio cognitiva usando las estrategias reactiva y proactiva. Los resultados muestran que el sistema proactivo reduce el tiempo de asignación de canales para los usuarios sin bajar la calidad de la comunicación.

Finalmente, Palacios y Delgado (2018) llevaron a cabo una investigación con el nombre de “Simulador de radio cognitivo en redes móviles”, en la cual se realizan simulaciones de métodos algorítmicos de Radio Cognitivo (RC) aplicadas a redes inalámbricas móviles wifi y LTE, obteniendo como resultados la comparación de rendimiento de las redes móviles según la técnica aplicada. Al finalizar la investigación se logra concluir que existen variaciones en los resultados según la técnica de RC aplicada, sin embargo, se observa que no existe una mejora en cuanto a los parámetros de eficiencia espectral en la red LTE, dado que una red móvil de este tipo no presenta condiciones del espectro libres como para poder aplicar esta tecnología y poder aumentar el rendimiento de la misma.

Otro de los factores importantes a mencionar es que este tipo de técnicas están orientados a usuarios licenciados y a nivel de LTE el espectro está en su mayoría en uso, además la mayoría de estas técnicas son demasiado robustas lo que implica una gran complejidad y consumo de energía que se ve reflejado en altos costos en la construcción de dispositivos, por lo que sería muy difícil llevar a la práctica. (Pedraza, Forero, & Ingrid, 2012).

Con los datos obtenidos de las investigaciones anteriores, se puede concluir que la técnica Radio Cognitiva no aporta en eficiencia espectral a una red LTE, por esta razón, se decidió no incluirla en el presente trabajo de titulación. Sin embargo, se evidencian mejoras en los parámetros de eficiencia con técnicas aplicadas en redes 5G de LTE, entre las cuales se encuentra MIMO MASIVO. A continuación, se describe en qué consiste dicha tecnología y cómo contribuye a la eficiencia de la red.

MIMO Masivo, como su nombre lo indica, se trata del uso de una gran cantidad de antenas, en el rango de decenas o centenas, ubicadas en la estación base que permiten atender a múltiples usuarios. Este sistema planteado por 5G, pretende minimizar los efectos del ruido no

correlacionado, así como tener una mayor eficiencia espectral, aumento en la capacidad del sistema y en las velocidades de datos a los usuarios, todo esto con menor consumo de energía. (Agredo, Jojoa, & Almenar, 2016)

Existen tres puntos importantes que se deben tomar en cuenta a la hora de hablar de MIMO Masivo:

1. El fenómeno de desvanecimiento no se toma como un problema, pero es clasificado como una fuente ambiental de posible enriquecimiento.
2. La diversidad espacial en ambos extremos de recepción de transmisión del enlace de comunicaciones inalámbricas proporciona la base para un aumento significativo en la capacidad de canal o la eficiencia espectral.
3. A diferencia del aumento de la capacidad con técnicas convencionales, el aumento de la capacidad. Del canal con MIMO se logra al aumentar la complejidad computacional al tiempo que se mantienen los recursos de comunicación primarios fijos.

Sin embargo, todas estas mejoras presentan un problema llamado interferencia coantena, la misma que refleja la dificultad que surge en el patrón de vista de la señal de recepción cuando el número  $N$  de antenas de transmisión es grande, tomando en cuenta que las pruebas realizadas son con antenas ideales, en la puesta en práctica con antenas reales, se tendrá dificultades.

## CAPÍTULO 3

El presente capítulo describe las tecnologías, estándares y el software a usar en el proyecto, en primera instancia se desarrollan teóricamente las mejoras que se han simulado de cada uno de los Release de LTE y posteriormente se explica el desarrollo del software para la simulación.

### 3. DESARROLLO DEL TRABAJO

#### 3.1. Radio Cognitiva

En la actualidad, las redes inalámbricas se caracterizan por una política de asignación estática del espectro; en la cual, las entidades gubernamentales asignan porciones del espectro radioeléctrico a usuarios que tienen licencia de operación sobre un determinado rango de frecuencias (bandas con licencia). Este tipo de asignación de frecuencias está saturando el espectro radioeléctrico, el cual es un recurso limitado y definido por regiones geográficas cuya extensión dependen del servicio inalámbrico establecido

La radio cognitiva se basa en un nuevo paradigma sobre la asignación de los recursos radio, según el cual, cuando un grupo de usuarios se queda sin frecuencias porque todas las que tenía asignadas se están utilizando, el siguiente usuario que quiera utilizar el medio sea capaz de percibir si existen bandas asignadas a otros usuarios que no están siendo utilizadas. En ese caso, el usuario que quiere acceder al medio, podría utilizar dicha banda, siempre y cuando algún usuario con licencia original no la necesite. En caso de que un usuario con licencia quiera utilizarla, el nodo que la estaba ocupando debe abandonarla inmediatamente. A los usuarios con licencia se les denomina usuarios primarios y a los que aprovechan las bandas no utilizadas por los primarios se les denomina usuarios cognitivos o secundarios. (García, 2016)

A pesar de que los sistemas de radio cognitiva se han investigado desde hace varios años, aún no se han implementado estos sistemas de manera comercial debido a que requiere superar

múltiples retos, entre los que se pueden mencionar: el desarrollo de técnicas para monitorizar el estado del medio y la actividad de los nodos primarios de forma más eficiente, técnicas de modulación para minimizar las interferencias que los nodos cognitivos causan sobre los primarios, algoritmos que tomen decisiones en base a la información que les llega de los distintos nodos de la red, lo que puede llevar redes más o menos distribuidas y a distintos niveles de cooperación entre nodos, las técnicas de control de acceso al medio y la asignación de frecuencias entre usuarios cognitivos o la elaboración de algoritmos de encaminamiento que tengan en cuenta las frecuencias disponibles en cada nodo a nivel local. (Alomoto & Martinez, 2018)

La meta principal de la radio cognitiva, es por tanto, proporcionar adaptabilidad a las transmisiones inalámbricas a través de acceso dinámico al espectro de forma que el rendimiento de la red sea optimizado. Una de las principales características que han de tener estos dispositivos para cumplir esta tarea es la de ser sistemas configurables mediante software. Esto quiere decir que los distintos parámetros relativos a la transmisión de la señal (banda de frecuencia, tipo de modulación, y protocolo) han de poder ser controlados de forma dinámica, adaptándose en consecuencia a las condiciones del medio en tiempo real.

En la investigación realizada por la Universidad Católica del Ecuador sede Esmeraldas titulada “Simulador de radio cognitivo para redes móviles”, se implementa una simulación tanto para redes wifi como para redes LTE, donde se concluye que la técnica de radio cognitivo no aumenta la eficiencia espectral a las redes LTE.

Con los antecedentes de las investigaciones anteriormente citadas acerca de la tecnología radiocognitiva se constató que esta técnica no aporta en eficiencia espectral a una red móvil. En primer lugar, la bibliografía coincide en que no se puede proceder con un algoritmo detector de bandas libres, dado que las bandas LTE están en uso continuo, lo que disminuye la probabilidad de

detección de una banda disponible para la comunicación. Además todas las bandas son licenciadas, por lo que ningún usuario podría hacer uso de la banda que no esté asignada a su operadora. Por otro lado, los algoritmos que se han desarrollado generan latencia en cuanto a los tiempos de detección de banda y asignación al usuario, por lo que se tienen mayores tiempos de transmisión y recepción, además de ser algoritmos complejos que elevarían los costos de implementación considerablemente.

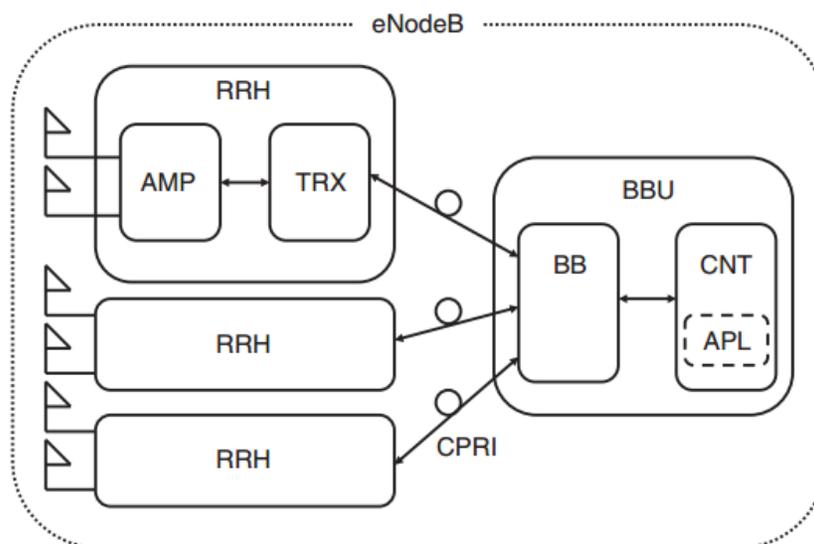
Por estas razones, no se incluye la tecnología radiocognitiva a la simulación del e-Node B para este trabajo de investigación, dado que teóricamente, no tiene ningún aporte a la eficiencia espectral de una red móvil y no es aplicable a redes LTE 4G. Sin embargo, a inicios del 2018 se publicó una investigación con el título “Redes de radio cognitivas inalámbricas multimedia”, donde se demuestra que radiocognitiva si es aplicable a una red 5G, específicamente en las redes de servicios que brindan en esta generación como son: aplicaciones de video, de voz IP, comunicaciones emergentes, entre otras.

Finalmente, se establece que la tecnología que si aporta mejoras a la eficiencia espectral es agregación de portadoras, por lo que se desarrolla la simulación de esa técnica en los Release de estudio.

### **3.2. E-Node B**

El e-Node B se forma por una unidad de banda Base (BBU) y máximo tres unidades de radio remotos (RRH). Para conectar la BBU y cada RRH, existe una interfaz óptica que resulta compatible con la Interfaz de Radio Pública Común (CPRI) detallada en un estándar. (Watanabe & Machida, 2012)

En la Figura 13 se muestra la arquitectura de hardware con la que cuenta el e-Node B.



**Figura 13.** Arquitectura de hardware de un e-Node B  
Fuente: (Watanabe & Machida, 2012)

### 3.2.1. Unidad de Band Base BBU

El BBU es el que se encarga del procesamiento de la señal digital de banda base, consta de una terminación de la línea (S1) que se utiliza para la conexión con una red central, además una terminación de la línea X2 se utiliza para conectar con el e-Node B cercano, procesamiento de llamadas y seguimiento de procesamiento de control. Los paquetes IP recibidos desde la red central son modulados en señales digitales de banda base y se transmiten hasta el RRH. Las señales de banda base digitales recibidas de la RRH (s) son demoduladas y los paquetes IP se transmiten a la red de núcleo. (Watanabe & Machida, 2012).

### 3.2.2. Unidad de Radio Remoto RRH

Un RRH se encarga de la transmisión y recepción de las señales inalámbricas. Este convierte las señales digitales de banda base desde BBU que han sido sometidos a un tratamiento específico del protocolo en señales y de radiofrecuencia (RF), y un amplificador de potencia para transmitir al UE. Las señales de RF recibidas desde el UE se amplifican y se convierten en señales de banda base digitales para la transmisión al BBU. (Hachappa, 2015)

### **3.2.3. Tarjeta central de la Red CNT**

La CNT es una tarjeta de control, la misma que está encargada del control del procesamiento de protocolo de IP, control de procesamiento de llamadas, operación, administración y mantenimiento de direcciones NAT, control de banda, además de recopilar información de falla de otros sectores del e-Node B. Al tratarse de una tarea compleja, este tipo de operaciones son realizadas por una Unidad Central de Proceso (CPU) de alto rendimiento o una matriz de compuertas programables (FPGA).

El software de aplicación (APL) instalado en la CNT cumple con las especificaciones de la norma establecida en el 3GPP y cambia su configuración de acuerdo al Release con el que se esté trabajando.

### **3.2.4. Procesador de funciones de Banda Base BB**

Realiza el procesamiento para cada uno de los protocolos de usuario de la E-UTRAN: Protocolo de Convergencia de Paquetes de Datos (PDCP), Control de enlace de radio (RLC), Control de acceso medio (MAC) y capas físicas (PHY). Este componente del e-Node B es encargado del procesamiento digital en banda base, incluyendo el procesamiento MIMO-LTE específico, la modulación de niveles múltiples, el procesamiento: OFDMA, SC-FDMA, AMC, de H-ARQ, además del procesamiento de control de potencia y control de la interferencia entre celdas. (Nuñez, 2013).

### **3.2.5. Procesador de la señal de transmisión TRX**

Esta parte funcional es responsable del tratamiento de la señal inalámbrica que incluye el procesamiento de compensación de la distorsión, la conversión Digital/Análoga (DA) y la

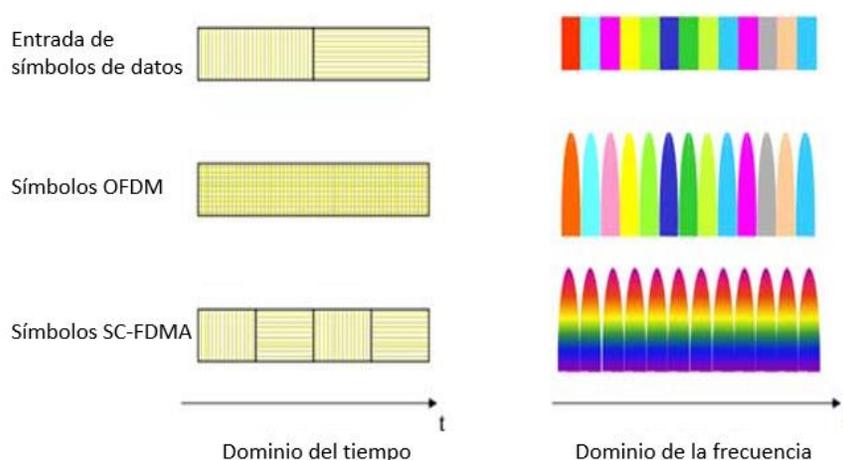
conversión Análoga/Digital (AD) de señales de transmisión. TRX es realizada por una CPU de alto rendimiento y FPGA.

### 3.2.6. Amplificador AMP

Esta parte funcional amplifica la potencia de transmisión de señales inalámbricas. El AMP consta de dispositivos de RF. (P. Stephen, 2017)

### 3.3. OFDMA y SC-FDMA

En el transmisor OFDMA, el espectro disponible se divide en el número de subportadoras ortogonales como se observa en la Figura 14. La división de dicha subportadora en un sistema LTE es de 15kHz con  $66,67\mu s$  de duración del símbolo OFDMA.



**Figura 14.** Símbolos OFDMA y SC-FDMA

Fuente: (3GPP, 2018)

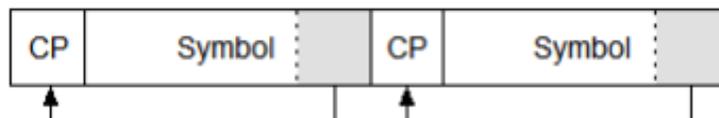
El tráfico de datos con una alta tasa de bits pasa por el bloque de modulación, donde se adapta la modulación (BPSK, QPSK, 16-QAM, 64 QAM) y se aplica a los datos. Esta sucesión de símbolos modulados de varios niveles se convierte en componentes de frecuencia paralelas, es decir subportadoras, que luego van al convertidor de serie a paralelo.

Los símbolos convertidos en la etapa previa (IFFT) son datos complejos en el dominio del tiempo para generar símbolos OFDM. Posteriormente es necesaria una banda de protección entre dichos símbolos OFDMA para anular la interferencia entre símbolos que puede existir en el receptor. Para las redes LTE, la banda de protección se conoce con el nombre de prefijo cíclico (CP), su duración normalmente es mayor que la respuesta al impulso del canal o la dispersión de retardo.

El receptor no es compatible con la interferencia inter símbolo, sin embargo siempre se considera el impacto que tiene el canal en cada una de las subportadoras, las mismas que son únicas pero que han sido expuestas a variaciones de amplitud y frecuencia de fase.

Existen dos tipos de prefijos CP: normal y extendido. El CP normal se utiliza para altas frecuencias (áreas urbanas) y CP extendido para frecuencias más bajas (áreas rurales). Como se muestra en la Figura 15, está ubicado de cabecera de los símbolos.

Cuando los datos llegan al receptor, se procede en primer lugar a extraer el CP y posteriormente las subportadoras obtenidas son transformadas de paralelo a serie. Finalmente en el bloque FFT se transforman los símbolos OFDM al dominio de la frecuencia y están listos para pasar por el ecualizador y el demodulador.



**Figura 15.** Prefijo Cíclico

Fuente: (Mahjoub, Mohamed, Ahmed, & Alden, 2016)

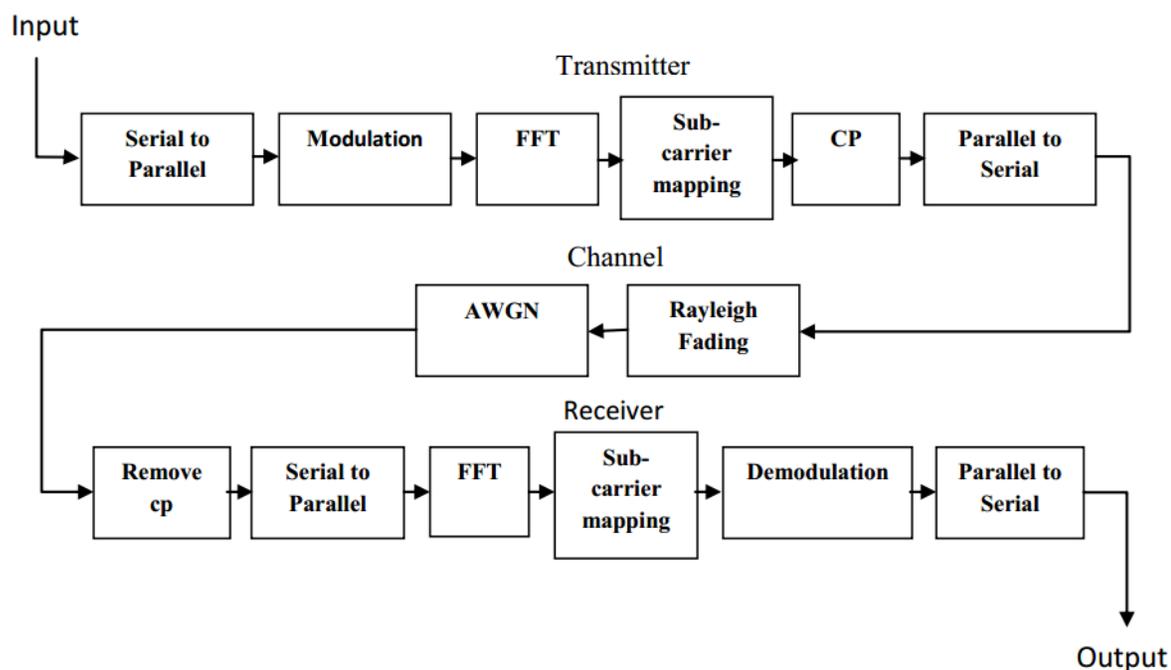
### 3.3.1. Longitud del prefijo cíclico

Mientras mayor es la longitud del CP, menor es el efecto del ISI, lo que resulta en mayor pérdida de potencia transmitida. En las redes LTE, el CP tiene una duración estándar de alrededor de 5,7  $\mu s$

en un prefijo cíclico normal, para un prefijo cíclico extendido es alrededor de  $16,67 \mu s$  lo que corresponde a seis y siete símbolos por ranura respectivamente

### 3.3.2. Modelo de transmisión de OFDMA

El modelo OFDMA se simuló mediante el uso de Matlab 2017b, el diagrama de bloque se presenta en la Figura 16



**Figura 16.** Modelo de transmisión OFDMA  
Fuente: (Mahjoub, Mohamed, Ahmed, & Alden, 2016)

### 3.3.3. Transmisor y receptor SC-FDMA

SC-FDMA es una técnica de modulación híbrida, que muestra robustez frente a propagación multitrayecto y flexibilidad de ubicación de subportadoras propia de los sistemas OFDMA con menor PAPR propia de la modulación con portadora única.

SC-FDMA agrega un bloque de transformada discreta de fourier (DFT) de N-puntos en el transmisor y un bloque de transformada discreta inversa (IDT) de N-puntos en el receptor. El

diagrama básico de transmisor SC-FDMA se muestra en la Figura 17. Los datos de entrada a dicho transmisor corresponden a un flujo de símbolos ya modulados.

En SC-FDMA los datos deben ser mapeados en la constelación correspondiente a la modulación con la que se esté trabajando (QPSK, 16 QAM o 64 QAM), según sean las condiciones del canal por el que se transmite

Del mismo modo que en el transmisor OFDMA mencionado en el numeral 3.3.3, los símbolos deben ser convertidos de serie a paralelo y a continuación ingresan a una tapa DFT donde se obtienen datos equivalentes en el dominio de la frecuencia.

El bloque DFT es opcional después de la conformación de impulso, si se da el caso, resulta un ancho de banda de la señal real extendido. Después de esta etapa los resultados del bloque DFT se mapean con las subportadoras, a continuación las subportadoras moduladas en el dominio de la frecuencia pasan por el bloque IDFT para ser convertidas al dominio del tiempo. Las demás etapas son similares al transmisor OFDMA.

El mapeo de subportadora de SC-FDMA se puede realizar mediante dos métodos: mapeo de subportadora localizada (LFDMA) y mapeo de subportadora distribuida (DFDMA). En el primer método se le asignan  $M$  subportadoras adyacentes, mientras que en el segundo método, los símbolos son espaciados con uniformidad a través del ancho de banda del canal

En el transmisor SC-FDMA está permitido modular la señal en el dominio del tiempo, sin realizar las conversiones de DFT e IDFT. Si  $Q = M * N$  para el modo distribuido con equidistancia entre subportadoras entonces se llama FDMA entrelazado (IFDMA). Donde  $M$  representa al número de subportadoras,  $Q$  está dado por el número de usuarios y  $N$  se conoce como el número de subportadoras asignado por los usuarios. Así, tanto en el mapeo distribuido como localizado, las señales de frecuencia  $N$ -discretas se mapean en  $N$  subportadoras consecutivas, sin embargo en el

mapeo distribuido se les asignan a subportadoras uniformemente espaciadas a las señales de frecuencia N-discretas.

La sección del receptor SC-FDMA es similar al del receptor OFDMA, con la excepción de bloques adicionales que realizan la cancelación de correspondencia de subportadora, IDFT y un filtro de conformación que resulta opcional, pero que es utilizado en el transmisor para la conformación espectral. Por lo tanto, al final de esta etapa, la IDFT convierte la SC-FDMA señal.

### 3.3.4. Modelo de transmisión de SC-FDMA

Para simular el modelo SC-FDMA en Matlab, se utiliza el diagrama de bloques de la Figura 17.

Cabe indicar que en este proceso existen pérdidas que no se toman en cuenta en los valores tomados para representarlos teóricamente, por lo que se utiliza ruido blanco gaussiano (AWGM) en el canal. Matlab permite hacer uso de su función integrada, donde el nivel del ruido se da por SNR de muestra y que cuenta como entrada para la función AWGN.

Se debe también agregar el desvanecimiento selectivo de frecuencia (multipath) al canal; en dicho desvanecimiento se usa el modelo de Rayleigh, el cual está descrito como un modelo estadístico para el caso del multitrayecto. Este modelo existe como función agregada al software Matlab y para su uso se utilizan los parámetros que se describen en la

Tabla 4.

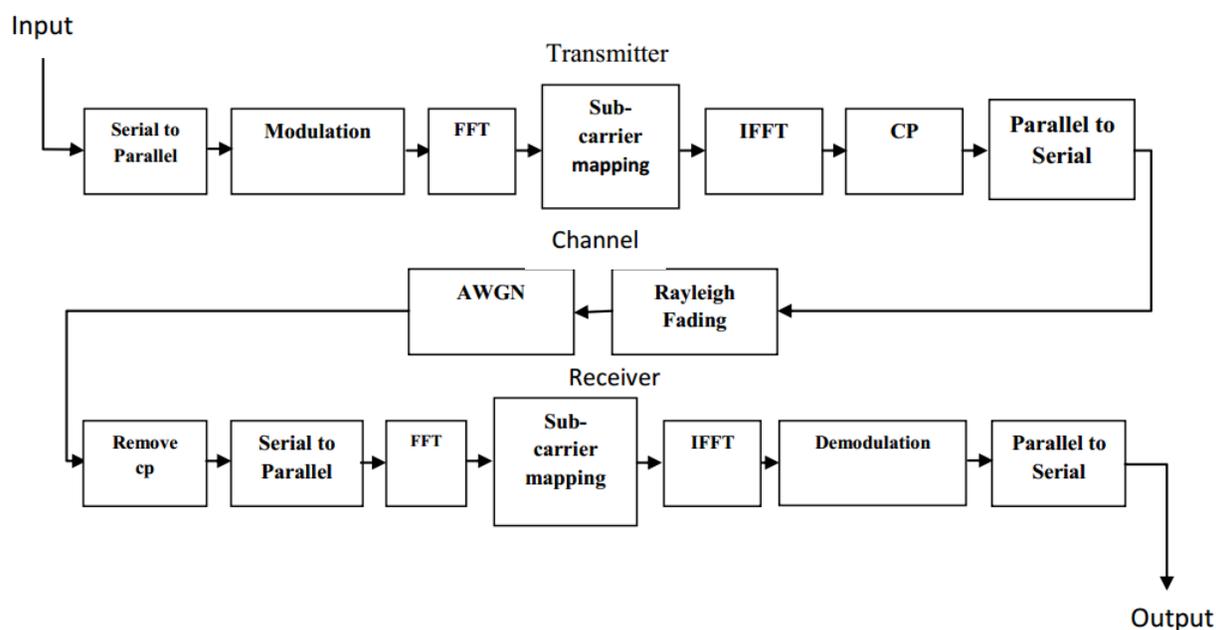
**Tabla 4**  
*Parámetros utilizados para SC-FDMA en MATLAB*

PARÁMETROS	VALORES ASUMIDOS
Número de subportadoras	512 (longitud FFT)
Longitud CP	64
Gama de SNR en db	0 a 30

**CONTINÚA**

Modulación	BPSK, QPSK, 16 QAM, 64 QAM
Tamaño del bloque de datos	16 (número de símbolos)
Canal	AWGN (SNR = 100 dB)
Ancho de banda del sistema	5 MHz
Intervalo de confianza	32 veces

Fuente: (Mahjoub, Mohamed, Ahmed, & Alden, 2016)



**Figura 17.** Modelo de transmisión de SC-FDMA

Fuente: (Mahjoub, Mohamed, Ahmed, & Alden, 2016)

Además se utilizaron los esquemas de modulación adaptativa de la Tabla 5 para analizar la relación pico de potencia media (PAPR), tasa de bits erróneos (BER), la relación señal de Ruido (SNR), la probabilidad de error (PE) y densidad espectral de potencia (PSD) tanto para OFDMA y SC-FDMA.

### Tabla 5

#### Esquemas de modulación adaptativa para SC-FDMA

Esquemas de modulación
Cambio de Fase Binaria (BPSK).

CONTINÚA

---

Desplazamiento de Fase en Cuadratura (QPSK).

---

Modulación en Amplitud y Cuadratura de 16 (16-QAM).

---

Modulación en Amplitud y Cuadratura de 64 (64-QAM)

---

Fuente: (Mahjoub, Mohamed, Ahmed, & Alden, 2016)

### 3.3.5. PAPR

El PAPR se define como una función de distribución acumulativa complementaria (CCDF). Los ccdfs de PAPR indican la probabilidad de que la relación pico de potencia media sea más alto que un valor establecido, por esta razón, resulta un parámetro importante para la descripción de la señal fuente como de sus características.

### 3.3.6. BER

BER es la relación de bits de error y el número total de bits transmitida durante el intervalo de tiempo.

$$\text{BER} = \frac{\text{Bits Erróneos}}{\text{Número de Bits Transmitidos}} \quad (3.3.6.1)$$

### 3.3.7. SNR

La SNR es la relación de energía de bit ( $E_b$ ) a la potencia de ruido densidad espectral ( $N_0$ ) y se expresa en dB.

$$\text{SNR} = \frac{E_b}{N_0} \quad (3.3.7.1)$$

### 3.3.8. Proceso BER vs SNR

Para cualquier esquema de modulación, el BER se expresa en términos de SNR. El BER se mide comparando la señal transmitida con la señal recibida, y se calcula la cantidad de errores comparada con el número total de bits transmitidos.

### 3.3.9. Probabilidad de error

La probabilidad de error o probabilidad de error ( $P_e$ ) es la tasa de errores que se producen en la señal recibida. Para la detección coherente, el error de símbolo de probabilidad PSK M-aria y QAM M-aria en el canal AWGN es determinado por las expresiones de las ecuaciones (3.3.9.1), (3.3.9.2), (3.3.9.3), (3.3.9.4).

Para M-aria PSK el  $P_e$  está dado por:

$$P_e = 2Q \left[ \sqrt{\frac{2E_b \log_2 M}{N_0}} \sin \left( \frac{\pi}{M} \right) \right] \quad (3.3.9.1)$$

Donde:

$E_b \log_2 M = E$  (Energía transmitida de la señal por símbolo)

$N_0$  = Densidad de ruido AWGN

Por lo tanto;

$$P_e \cong \left[ \sqrt{\frac{2E}{N_0}} \sin \left( \frac{\pi}{M} \right) \right] \quad (3.3.9.2)$$

En la simulación, se utiliza la función de error complementaria ( $erfc$ ) en lugar de  $Q$ . Por lo tanto, la probabilidad de error de símbolos en términos de  $erfc$  es dado por:

$$P_e \cong \text{erfc} \left[ \sqrt{\frac{2E}{N_0}} \sin \left( \frac{\pi}{M} \right) \right] \quad (3.3.9.3)$$

Considerando que, la relación entre  $erfc$  y  $Q$  viene dado por:

$$Q(X) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left[ \frac{X}{\sqrt{2}} \right] \quad (3.3.9.4)$$

Para QAM M-aria la  $P_e$  Está dado por:

$$P_e \cong 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q \left[ \sqrt{\frac{3E_{av}}{(M-1)N_0}} \right] \quad (3.3.9.5)$$

De manera similar en términos de *erfc*, el  $P_e$  De QAM M-aria está dada por:

$$P_e \cong 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \text{erfc} \left[ \sqrt{\frac{3E_{av}}{(M-1)N_0}} \right] \quad (3.3.9.6)$$

### 3.3.10. Densidad espectral de potencia

La densidad espectral de potencia (PSD) se define como la función que caracteriza la distribución de potencia de una señal con respecto a la frecuencia. En las redes LTE, este parámetro representa un papel fundamental en la decisión de recursos de gestión de radio (RRM), ya que es necesario para la asignación de formato de transmisión incluyendo la modulación y le ancho de banda.

Una función del software Matlab incorporada, permite obtener valores aproximados de las características del espectro de una señal, con la ayuda de PSD que describe las características de potencia de una señal. Así, la potencia media de una señal en una banda de frecuencia dada, está definida por la integral de PSD en esta banda de frecuencia.

Para este caso, se trabaja en el análisis de la distribución de potencia media de OFDMA y SC-FDMA en un ancho de banda de 5 MHz. Dicho ancho de banda puede existir en cualquier banda de frecuencia portadora LTE (900 MHz, 1800 MHz y 2600 MHz), en uno o más muestreos de frecuencia, la misma que debe ser igual al doble de ancho de banda (10 MHz) como establece el teorema de Nyquist. La potencia total en la banda de frecuencias para la señal periódica con N de periodo sería:

$$P_{xx}(\mathbf{m}) = \frac{1}{f_s} \frac{1}{N} [\text{DFT}_N\{\mathbf{x}(\mathbf{n})\}]^2 \quad (3.3.10.1)$$

Donde:

$f_s$  = Frecuencia de muestreo (10 mhz)

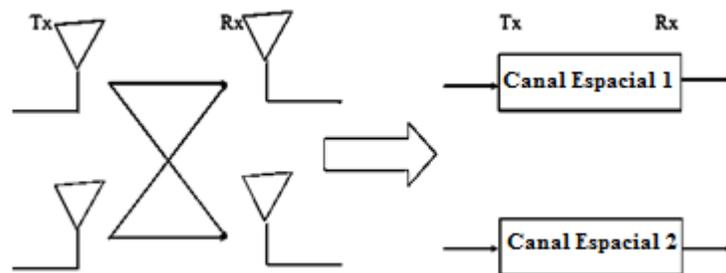
$N$  = Número de puntos FFT (512 = subportadoras totales)

De esta forma se calcula el PSD a la salida del bloque IFFT en el transmisor de ambos OFDMA y SC-FDMA.

### 3.4. MIMO

Para lograr ganancia de multiplexación, varios canales espaciales independientes se crean (Figura 18). En este modelo varias secuencias de información independientes pueden ser transmitidas en cada canal al mismo tiempo.

Los canales conformados en esta configuración, representan la relación que existe entre las señales de transmisión y las señales de recepción trabajando con múltiples antenas tanto el transmisor como en el receptor. El número de enlaces de conexión es igual al producto del número de antenas de transmisión ( $numtx$ ) y el número de antenas de recepción ( $numrx$ ).

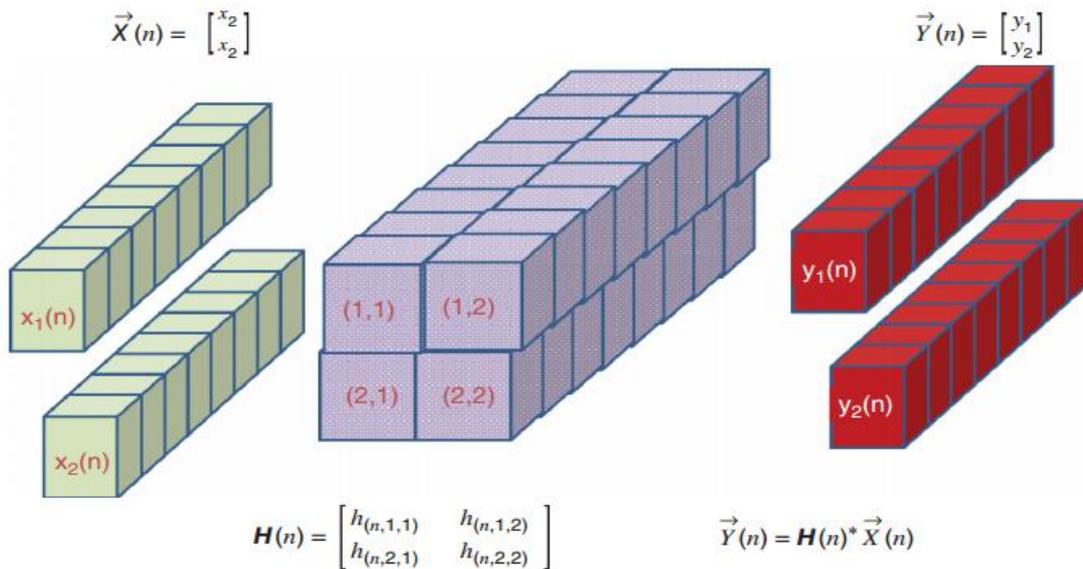


**Figura 18.** Canales espaciales independientes en multiplexación  
Fuente (Sharma, 2013)

Para el caso de contar con un desvanecimiento plano, la relación entre un par definido de antenas de transmisión y recepción en cualquier punto de tiempo se encuentra definida por el valor conocido como ganancia de trayecto de canal, el cual es un valor escalar. Al obtener una

compilación de dichas ganancias de canal, se define la matriz de canal  $\vec{H}(n)$ , cuya dimensión es igual a  $(numtx, numrx)$ . (Zarrinkoub, 2014).

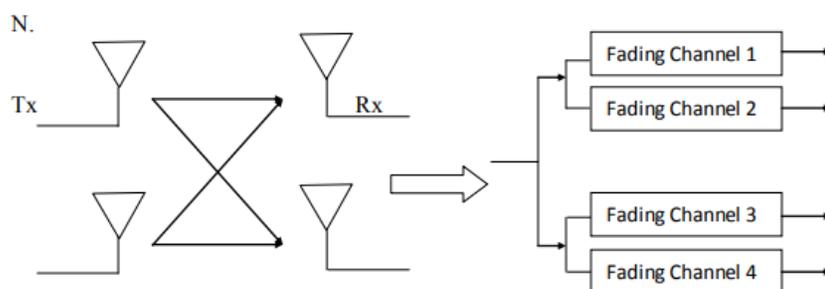
La relación entre la señal recibida, la señal transmitida y la matriz de canal se obtiene planteando un sistema de ecuaciones lineales. La Figura 19 muestra esta relación entre  $\vec{X}(n)$  (el vector de transmisión en el muestreo  $n$ ),  $\vec{Y}(n)$  (el vector recibido en el muestreo  $n$ ), y  $\vec{H}(n)$  (La matriz de canal en el muestreo  $n$ ) en un canal MIMO de 2x2 definido por el caso de una respuesta de desvanecimiento plano.



**Figura 19.** Relación entre el vector de transmisión, recepción y canal en un MIMO 2x2

Fuente: (Zarrinkoub, 2014)

Para lograr la diversidad deseada se puede enviar una adaptación de una sola fuente de información en lugar de varias fuentes independientes. Los cuatro canales que se forman, pueden tratarse como cuatro ramas independientes mostradas en la Figura 20. Por lo que el canal MIMO tiene ahora un orden de diversidad de  $2 \times 2 = 4$ .



**Figura 20.** Diversidad MIMO característica  
Fuente (Sharma, 2013)

En la recomendación técnica (TR) 36.104 de 3GPP, se especifica tres modelos de desvanecimiento de canal multitrayecto, los cuales son detallados en la Tabla 6.

**Tabla 6**

*Modelos de desvanecimiento de canal multitrayecto*

Modelo de canal	Exceso de retardo (ns)	Potencia relativa (db)
Extendida a peatones a (EPA)	[0 30 70 90 110 190 410]	[0 -1 -2 -3 -8 -17.2 -20.8]
Extendida vehicular a (EVA)	[0 30 150 310 370 710 1090 1730 2510]	[0 -1.5 -1.4 -3.6 -0.6 -9.1 -7 -12 -16.9]
Extendida típica urbana (ETU)	[0 50 120 200 230 500 1600 2300 5000]	[-1 -1 -1 0 0 0 -3 -5 -7]

Fuente: (3GPP, Recomendación técnica 36,104, 2011)

En este trabajo de investigación no se toman en cuenta los perfiles de mayor movilidad, puesto que la multiplexación espacial en lazo cerrado sólo es aplicable en escenarios de baja movilidad y en altas velocidades. Los modelos de canal genéricos mostrados en la Tabla 6 permiten obtener una evaluación del rendimiento del transceptor en diversas condiciones del canal de referencia.

Un modelo de canal de desvanecimiento por trayectos múltiples se define por la combinación de perfiles de retardo y una frecuencia máxima Doppler. Los perfiles de retardo de estos modelos de canal corresponden a un bajo, medio y alto retardo en el medio de propagación, respectivamente, y un valor de 5, 70, o 300 Hz se utiliza como el desplazamiento máximo Doppler.

La correlación espacial que existe entre antenas de transmisión y antenas de recepción son parámetros que afectan directamente al rendimiento del sistema MIMO general. Por esta razón se busca minimizar la correlación entre los puertos de antena en el transmisor o en el receptor, esto permite reducir el riesgo de deficiencia de rango en las matrices de canal MIMO y aumenta el rendimiento. De esta manera se puede decir que MIMO funciona de mejor manera con una máxima dispersión y entornos de desvanecimiento por trayectos múltiples. (Zarrinkoub, 2014).

Para una configuración MIMO 2X2, en el lado de transmisión (e-Node B), la matriz de correlación espacial  $M_{tx}$  Es expresada como una matriz de 2x2 con elementos diagonales igual a 1 y fuera de la diagonal elementos especificados por un parámetro  $\alpha$  de la siguiente manera:

$$\mathbf{M}_{tx} = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \alpha \\ \alpha^* & \mathbf{1} \end{bmatrix} \quad (3.4.1)$$

Del mismo modo, el lado del receptor (UE), la matriz de correlación espacial  $M_{rx}$  Es expresada como una matriz de 2x2 para un parámetro  $\beta$  de la siguiente manera:

$$\mathbf{M}_{rx} = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \beta \\ \beta^* & \mathbf{1} \end{bmatrix} \quad (3.4.2)$$

Cabe recalcar que si ambos parámetros ( $\alpha$  y  $\beta$ ) son valores reales, no es necesario realizar la conjugación.

Para un sistema MIMO 4x4, las matrices de correlación espacial del transmisor y del lado del receptor se especifican de manera idéntica cómo una función de parámetros  $\alpha$  y  $\beta$ . En el lado transmisor (e-Node B) la matriz de correlación espacial  $M_{tx}$  Es expresada con una matriz de 4x4 de la siguiente manera:

$$\mathbf{M}_{\text{tx}} = \begin{bmatrix} 1 & \alpha^{\frac{1}{9}} & \alpha^{\frac{4}{9}} & \alpha \\ \alpha^{\frac{1}{9}} & 1 & \alpha^{\frac{1}{9}} & \alpha^{\frac{4}{9}} \\ \alpha^{\frac{4}{9}} & \alpha^{\frac{1}{9}} & 1 & \alpha^{\frac{1}{9}} \\ \alpha & \alpha^{\frac{4}{9}} & \alpha^{\frac{1}{9}} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.4.3)$$

Tres niveles de correlación diferentes se definen en la especificación LTE: bajo (en realidad no existe correlación), medio y alto. Estos niveles de correlación se reflejan en los valores de los parámetros ( $\alpha$  y  $\beta$ ) para especificar las matrices de correlación, como se muestra en la Tabla 7

**Tabla 7**

*Valores de parámetros  $\alpha$  y  $\beta$  para las matrices de correlación*

Niveles de correlación en canales mimo LTE	$\alpha$	$\beta$
Correlación baja	0	0
Correlación media	0.3	0.9
Correlación alta	0.9	0.9

Fuente: (Zarrinkoub, 2014)

Adicionalmente, el diseño para un MIMO de 8x8, viene dado de la siguiente manera como se muestra en la Figura 21.

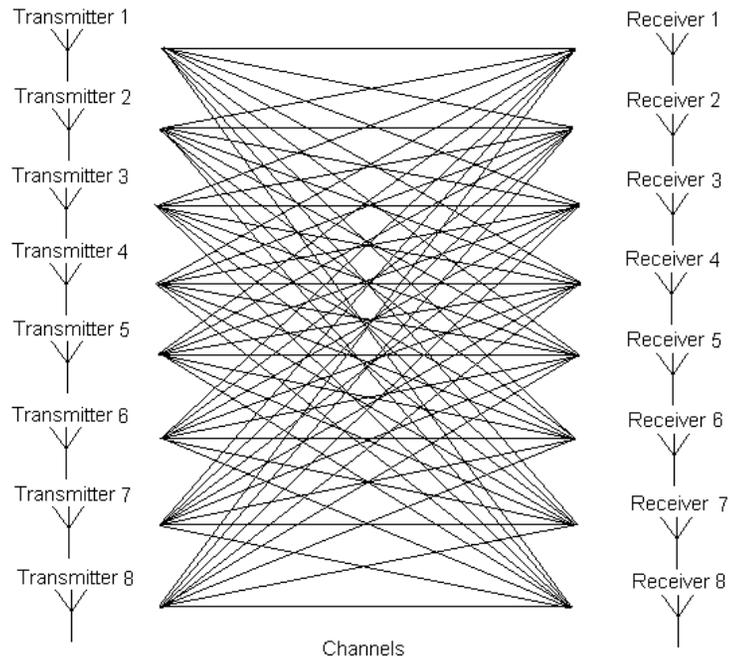
La respuesta al impulso de los canales sigue la distribución de Rayleigh también para esta configuración de antenas. Los símbolos se transmiten como se muestra en la Tabla 8

**Tabla 8**

*Símbolos a transmitir en un MIMO 8X8*

	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$	$T_5$	$T_6$	$T_7$	$T_8$
1er intervalo de tiempo	$X_1$	$X_2$	$X_3$	$X_4$	$X_5$	$X_6$	$X_7$	$X_8$
2do intervalo de tiempo	$X_9$	$X_{10}$	$X_{11}$	$X_{12}$	$X_{13}$	$X_{14}$	$X_{15}$	$X_{16}$

Donde las “ $T$ ” simbolizan a los transmisores, mientras que las “ $X$ ” representan a los símbolos modulados en QAM. Así, la matriz para este caso se expresa como en (3.4.4)



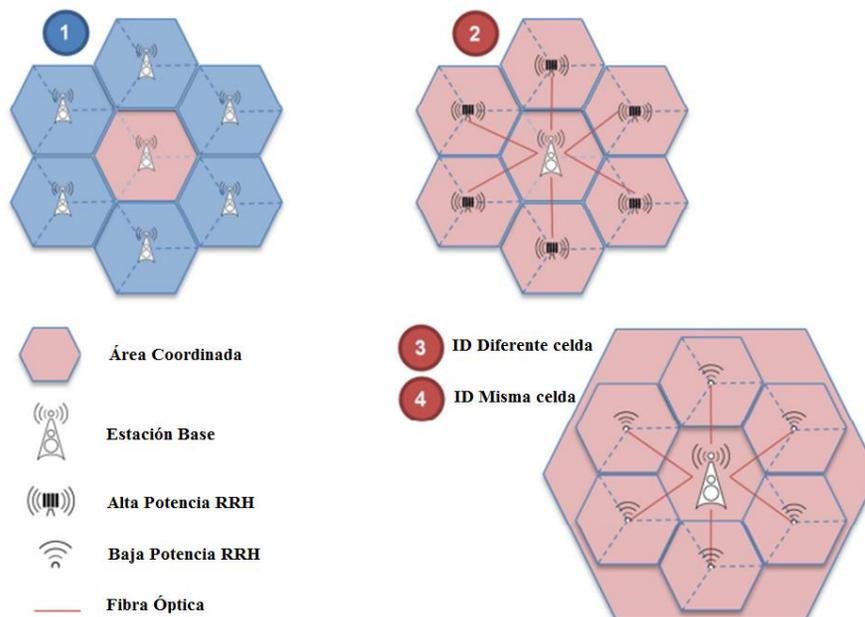
**Figura 21.** MIMO 8X8  
Fuente: (Faria, 2014)

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \\ Y_4 \\ Y_5 \\ Y_6 \\ Y_7 \\ Y_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} & h_{15} & h_{16} & h_{17} & h_{18} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} & h_{25} & h_{26} & h_{27} & h_{28} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & h_{34} & h_{35} & h_{36} & h_{37} & h_{38} \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} & h_{44} & h_{45} & h_{46} & h_{47} & h_{48} \\ h_{51} & h_{52} & h_{53} & h_{54} & h_{55} & h_{56} & h_{57} & h_{58} \\ h_{61} & h_{62} & h_{63} & h_{64} & h_{65} & h_{66} & h_{67} & h_{68} \\ h_{71} & h_{72} & h_{73} & h_{74} & h_{75} & h_{76} & h_{77} & h_{78} \\ h_{81} & h_{82} & h_{83} & h_{84} & h_{85} & h_{86} & h_{87} & h_{88} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \\ X_5 \\ X_6 \\ X_7 \\ X_8 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \\ n_5 \\ n_6 \\ n_7 \\ n_8 \end{bmatrix} \quad (3.4.4)$$

### 3.5. Operación multipunto coordinada (CoMP)

CoMP en LTE Release 11 se diseñó con el objetivo de aprovechar la baja latencia y alta capacidad entre las estaciones base dentro de un conjunto que coopera. Por lo tanto, los datos para un UE pueden estar disponibles en una o más estaciones base dentro de este sistema cooperativo.

El Canal compartido de enlace descendente físico (PDSCH) se puede transmitir desde una única estación base, puesto que en la programación coordinada y la formación de haz (CS/CB), los datos sólo están disponibles en una sola estación base dentro del conjunto de coordinación. La información de otras bases que encuentran dentro del mismo conjunto cooperativo es útil para la programación y adaptación del enlace (Figura 22). Para reducir la interferencia, existe la posibilidad de que otras estaciones base, configuradas como cooperadoras, puedan coordinar sus decisiones de programación y formación de haz. (Rohde & Schwartz, 2013).



**Figura 22.** Escenarios de comp  
Fuente: (Rohde & Schwartz, 2013)

En la Selección de punto dinámico (DPS), los datos del UE están disponibles en varias estaciones base dentro del conjunto coordinado, pero los datos solo se transmiten desde una estación base a la vez. La estación base que transmite al UE, llamada el punto de transmisión (TP), puede cambiarse de subtrama a subtrama, para proporcionar la mejor transmisión para un UE con diferentes condiciones de canal. Este escenario es más probable en el borde de una celda, donde

las características del canal a largo plazo favorecen a la estación base de servicio, pero las características a corto plazo pueden favorecer a otras estaciones base que cooperan.

Cuando se tiene una Transmisión Conjunta (JT), los datos del dispositivo de usuario se envían desde varias estaciones al mismo tiempo. Este tipo de transmisión puede ser coherente o no coherente, en el primer caso se precodifica las transmisiones múltiples TP con el fin de lograr una composición vinculada en el receptor; en el caso del segundo tipo de transmisión la precodificación se lleva a cabo de forma individual en el receptor y por esta razón sólo existe una ganancia de potencia.

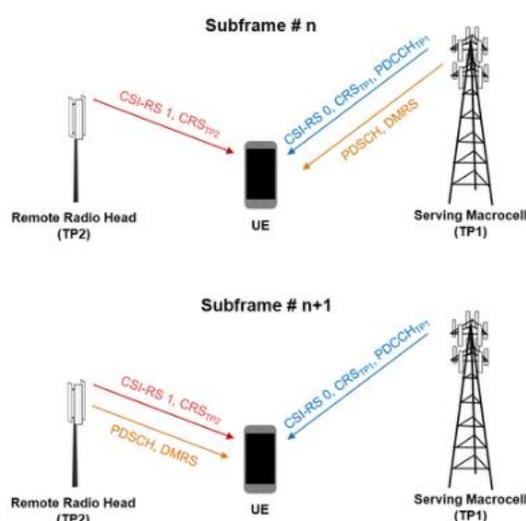
Para la toma de decisiones en la tecnología comp, la red LTE puede tomar información del estado del canal (CSI), del UE, o de las transmisiones de enlace ascendente. El dispositivo de usuario retroalimenta varios informes de manera continua que contienen hipótesis sobre las decisiones de transmisión de las estaciones base que se encuentran en el conjunto de cooperación, para que esto sea posible, el UE debe estar configurado en modo CSI. Dicho proceso CSI está conformado por tres partes: recurso de señal de referencia CSI (CSI-RS), recurso de medición de interferencia CSI (CSI-IM) y finalmente un mecanismo de informe que puede ser emitido configurando al UE con un máximo de cuatro procesos CSI.

Según el requerimiento de la red, el UE informa los indicadores CSI de la siguiente manera:

- Indicador de calidad del canal (CQI)
- Indicador de Rango (RI)
- Indicador de la matriz del precodificador (PMI)

El conjunto que coopera está formado por dos puntos de transmisión: TP1 y TP2 (Figura 23), los mismos que son capaces de transmitir el PDSCH al UE de forma individual. El punto de

transmisión 1 se define como la celda de servicio para el UE, con la información que el UE emite, la red puede seleccionar el punto de transmisión PDSCH junto con el esquema de modulación y codificación. En la Figura 23 se muestra el principio de la operación DPS. Los dos puntos de transmisión envían una señal de referencia del estado del canal (CSI-RS) y una señal específica de celda (CRS), esta a su vez transmite al UE en el PDCCH información de control de enlace descendente. El punto de transmisión en cuestión aprovecha las condiciones del canal cambiando de subtrama a subtrama.



**Figura 23.** Principio de la operación DPS  
Fuente (MATHWORKS, 2018)

En la especificación técnica TS36.101 emitida por el 3GPP en el 2016, "Requisito de informe de CQI con múltiples procesos de CSI", sección 9.3.6.1, se establece la configuración de los puntos de transmisión.

Un CSI-RS único es transmitido por cada una de las estaciones base dentro del conjunto de cooperación, con el fin de proporcionar datos estimados de la calidad de canal, el UE es configurado con dos recursos CSI-RS

- CSI-RS # 0: Transmisión desde TP1

- CSI-RS # 1: Transmisión desde TP2

Cada uno de los recursos mencionados está compuesto por un periodo y una identidad de aleatorización. El número de puertos de referencia CSI es el número de antenas de transmisión. Para simular esto, los períodos de recursos CSI-RS y CSI de medición de interferencia (CSI-IM) deben ser los mismos, lo cual se puede parametrizar mediante la función de Matlab *simcsiperiod*, que permite ingresar estos parámetros (CSI-RS, CSI-IM) para asegurar que sean iguales.

Los recursos CSI-IM son los encargados de caracterizar un conjunto de elementos de recursos (RE) mediante los cuales el UE mide la potencia promedio. Estas mediciones se utilizan para estimar la interferencia para los cálculos de CSI. Se requieren tres CSI-IM para medir la interferencia cuando los TP están transmitiendo:

- CSI-IM # 0: mide el ruido de fondo cuando ambos TP están silenciados
- CSI-IM # 1: Medir la interferencia TP2
- CSI-IM # 2: Medir la interferencia TP1

Cada CSI-IM se define por una configuración y un período. Cabe recalcar que las configuraciones difieren de las configuraciones CSI-RS, pero los períodos son los mismos.

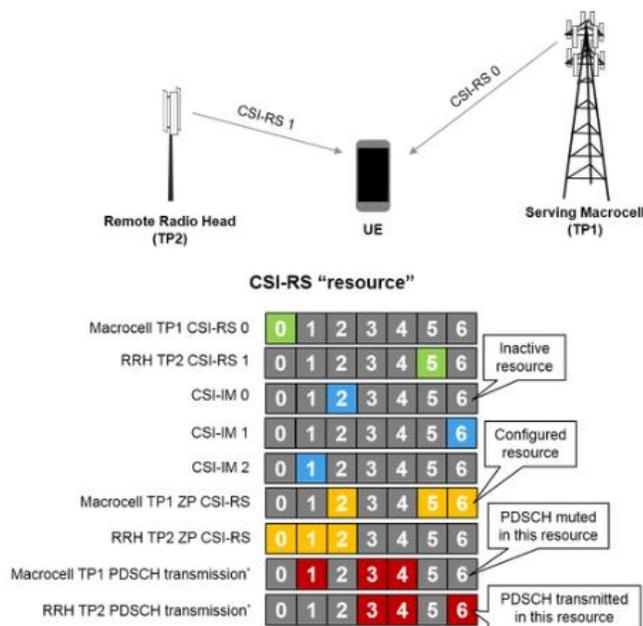
El modo de informes CSI, el modo de informes de la matriz indicadora de precodificación (PMI) y la restricción de subconjuntos del libro de códigos para cada proceso se configuran según la especificación TS36.101 Tabla 9.3.6.1-1 (Anexo A), al igual que la SNR para cada transmisión. Por ejemplo, en la Figura 24 se detallan los valores según el valor que tengan las variables CSI-IM y CSI-RS, mediante los cuales se pueden obtener los parámetros para la señal.

Parámetros	Test 1		Test 2	
	TP1	TP2	TP1	TP2
CSI-RS señal 0	Puertos Antena 15,...,18	N/A	Puertos Antena 15,...,18	N/A
<u>CSI-RS 0</u> periodicidad y subtrama offset $T_{\text{CSI-RS}} / \Delta_{\text{CSI-RS}}$	5/1	N/A	5/1	N/A
CSI-RS 0 configuración	0	N/A	0	N/A
CSI-RS señal 1	N/A	Puertos Antena 15,16	N/A	Puertos Antena 15,16
<u>CSI-RS 1</u> periodicidad y subtrama offset $T_{\text{CSI-RS}} / \Delta_{\text{CSI-RS}}$	N/A	5/1	N/A	5/1
CSI-RS 1 configuración	N/A	5	N/A	5
<u>CSI-IM 0</u> periodicidad y subtrama offset $T_{\text{CSI-IM}} / \Delta_{\text{CSI-IM}}$	5/1	5/1	5/1	5/1
CSI-IM 0 configuración	2	2	2	2
<u>CSI-IM 1</u> periodicidad y subtrama offset $T_{\text{CSI-IM}} / \Delta_{\text{CSI-IM}}$	5/1	N/A	5/1	N/A
CSI-IM 1 configuración	6	N/A	6	N/A
<u>CSI-IM 2</u> periodicidad y subtrama offset $T_{\text{CSI-IM}} / \Delta_{\text{CSI-IM}}$	N/A	5/1	N/A	5/1
CSI-IM 2 configuración	N/A	1	N/A	1

**Figura 24.** Ejemplo de uso de tabla de Anexo A

Los recursos CSI-RS de Zero Power (ZP) evitan que el PDSCH se asigne a un conjunto de elementos de recursos (RE). Por lo tanto, CSI-RS de ZP se utiliza para silenciar los RE dentro de cada transmisión TP PDSCH para permitir que CSI-IM configurado mida la interferencia para diferentes hipótesis.

El diagrama de la Figura 25 ilustra cómo se configuran ZP CSI-RS para permitir que los recursos CSI-IM midan la interferencia. CSI-IM # 0 mide el ruido cuando ninguno de los TP está transmitiendo en el recurso 2. Por lo tanto, para evitar que los TP se transmitan en este recurso, el CSI-RS de ZP está configurado en el recurso 2 para ambos TP. Esto evita que el PDSCH se asigne a este recurso y silencia la transmisión. El ZP CSI-RS para cada TP también está configurado para mapear alrededor del CSI-RS del TP coordinador para evitar interferencias. CSI-IM # 1 y CSI-IM # 2 miden la interferencia individual causada por TP2 y TP1 en los recursos 6 y 1. Por lo tanto, el CSP-RS de ZP para TP1 está configurado para evitar la transmisión de PDSCH en el recurso 6 para permitir la medición con CSI-IM # 1. El ZP CSI-RS para TP2 está configurado para evitar la transmisión de PDSCH en el recurso 1 para permitir la medición con CSI-IM # 2.



**Figura 25.** Configuración de ZP CSI-RS para medir la interferencia  
Fuente (MATHWORKS, 2018)

Los ZP CSI-RS están configurados con un mapa de bits de 16 bits. Cada bit está encargado del control del silencio de una RE, en el caso de que deba estar silenciado se le asigna el valor de 1, mientras que si el RE debe estar no silenciado se le asigna un valor de 0. (Mathworks, 2018).

### 3.6. Agregación de portadoras

Si se desea formar una onda de enlace descendente agregada, se debe configurar el e-Node B para cada una de las portadoras de componentes. Dicha portadora de componentes presenta parámetros, los cuales deben ser calculados y posteriormente son utilizados para generar la forma de onda requerida configurada previamente en el e-Node B. Una vez conseguido esto, las ondas moduladas CA se muestrean a la misma frecuencia de muestreo para poder combinarse y crear una única onda agregada.

Un vector que tiene el nombre de *NDLRB* en el código de la simulación, especifica el número de bloques de recursos (RB) para cada portador de componentes (CC). La longitud de este vector

corresponde al número de CC. Los elementos de NDLRB deben estar en el conjunto {6, 15, 25, 50, 75, 100} rbs.

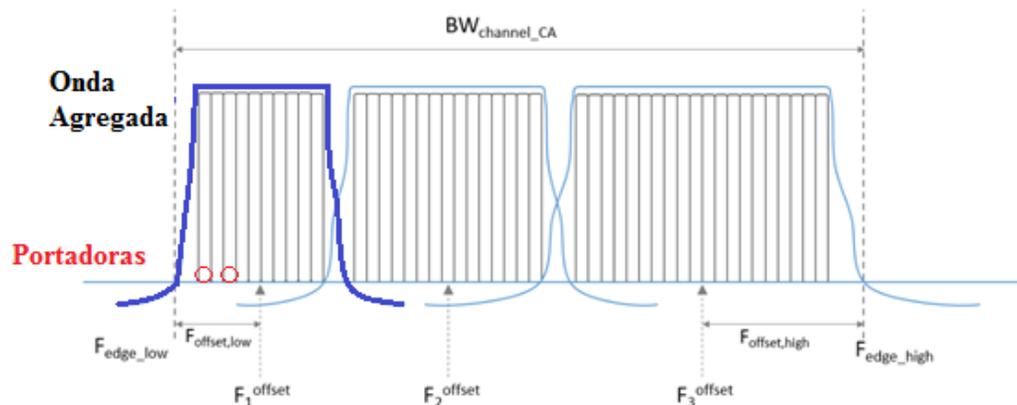
En la Tabla 5.6A.1-1 ubicada en el Anexo B, se enumera las combinaciones válidas de anchos de banda para la agregación de portadoras. Por ejemplo, según la configuración de la E-UTRA y de la portadora en el enlace ascendente se obtienen los anchos de banda de canal para cada portadora y el set de combinaciones de anchos de banda como se muestra en la Figura 26.

E-UTRA CA configuration	Uplink CA configurations (NOTE 3)	E-UTRA CA configuration / Bandwidth combination set						
		Component carriers in order of increasing carrier frequency					Maximum aggregated bandwidth [MHz]	Bandwidth combination set
		Channel bandwidths for carrier [MHz]	Channel bandwidths for carrier [MHz]	Channel bandwidths for carrier [MHz]	Channel bandwidths for carrier [MHz]	Channel bandwidths for carrier [MHz]		
CA_1C	CA_1C	15	15				40	0
		20	20					
		5, 10, 15	20				40	1
		20	5, 10, 15, 20					
CA_2C		5	20				40	0
		10	15, 20					
		15	10, 15, 20					
		20	5, 10, 15, 20					
CA_3B		5	3				10	0
		3, 5	5					

**Figura 26.** Ejemplo de uso de tabla Anexo B

Acto seguido, se genera una estructura de configuración para cada CC utilizando la librería incorporada en Matlab: *ltermcdl* que tiene como parámetros de ingreso: el RB, el modo de duplexación (FDD o TDD) y el número de subtramas. Las estructuras de configuración para todos los CC se almacenan en una matriz de celdas.

Para la configuración del estimador de canal en el extremo del receptor se parametriza utilizando la estructura “cec” definida. Para realizar la agregación de portadoras, se calculan los parámetros de frecuencia descritos en la especificación técnica de 3GPP 36.101 incluida en el anexo A, secciones 5.6 y 5.7. Estos parámetros se resumen en la Figura 27.



**Figura 27.** Parámetros para Agregación de Portadoras  
Fuente (Mathworks, 2018)

Para esto, se tienen tres variables:

- $F_C$  : Es un vector que contiene la frecuencia central de cada CC.
- $ccSpacing$ : Contiene el espaciado entre CC en mhz.
- $BW\_channel\_CA$ : Es el ancho de banda del canal agregado de todos los CC

Por ello para la simulación, primero se debe calcular el valor para todos los CC, asumiendo que el inferior está centrado en la banda base (0 Hz). Una vez que  $BW\_channel\_CA$  se calcula, todos los valores se desplazan de manera que el centro del ancho de banda agregado se ubique en la banda base (0 Hz).

$$BW_{Channel\_CA} = F_{edge\_high} - F_{edge\_low} [MHz] \quad (3.6.1)$$

El borde de ancho de banda inferior  $F_{edge\_low}$  Y el borde del ancho de banda superior  $F_{edge\_high}$ . Del ancho de banda del canal agregado se utilizan como puntos de referencia de frecuencia para los requisitos del transmisor y el receptor y se definen por

$$F_{edge\_low} = F_{C\_low} - F_{offset\_low} \quad (3.6.2)$$

$$F_{\text{edge\_high}} = F_{\text{C\_high}} + F_{\text{offset\_high}} \quad (3.6.3)$$

$$F_{\text{offset\_low}} = \frac{(0.18N_{\text{RB,low}} + \Delta f1)}{2} + \text{BW}_{\text{GB}}[\text{MHz}] \quad (3.6.4)$$

$$F_{\text{offset\_high}} = \frac{(0.18N_{\text{RB,high}} + \Delta f1)}{2} + \text{BW}_{\text{GB}}[\text{MHz}] \quad (3.6.5)$$

Donde  $\Delta f1 = \Delta f$  para el enlace descendente con  $\Delta f$  de espaciamento de subportadoras y  $\Delta f1 = 0$  para el enlace ascendente, mientras que  $N_{\text{RB,low}}$  Y  $N_{\text{RB,high}}$  Son las configuraciones de ancho de banda de transmisión según la Tabla 5.6-1 del Anexo B para el portador de componente asignado más bajo y más alto, respectivamente.  $\text{BW}_{\text{GB}}$  Denota la banda de guarda nominal y se define en la Tabla 5.6A-1 del Anexo B, y el factor 0.18 es el ancho de banda que se le da a un bloque de recursos en mhz. (Yonis, Abdullah, & Ghanim, 2012).

Cabe indicar que los valores de  $\text{BW}_{\text{Channel\_CA}}$  Para UE y BBS son los mismos si los componentes más bajos y más altos de las portadoras son idénticos.

La configuración del ancho de banda de transmisión agregada es el número de bloques de recursos (RB) que se aplican dentro del ancho de banda del canal agregado totalmente asignado y se define por la clase de ancho de banda de CA (Ver Tabla 5.6A-1, Anexo B).

El espaciado entre los operadores dependerá del escenario de implementación, el tamaño del bloque de frecuencia disponible y los anchos de banda del canal. El espacio de canal nominal entre dos portadoras E-UTRA adyacentes se define de la siguiente manera:

$$\text{Nominal Channel Spacing} = \frac{(\text{BW}_{\text{Channel}(1)} + \text{BW}_{\text{Channel}(2)})}{2} \quad (3.6.6)$$

Donde  $BW_{Channel(1)}$  Y  $BW_{Channel(2)}$  Son los anchos de banda del canal de las dos portadoras E-UTRA respectivas. Además el espaciado de canales se puede ajustar para optimizar el rendimiento en un escenario de implementación particular.

Para la agregación de portadoras contiguas intra-banda con dos o más portadoras de componentes, la separación nominal de canales entre dos portadoras de componentes E-UTRA adyacentes se define como la siguiente:

### **Nominal Channel Spacing**

$$= \left\lceil \frac{(BW_{Channel(1)} + BW_{Channel(2)}) - 0.1 |BW_{Channel(1)} - BW_{Channel(2)}|}{0.6} \right\rceil 0.3 \text{ [MHz]} \quad (3.6.7)$$

Donde  $BW_{Channel(1)}$  Y  $BW_{Channel(2)}$  Son los anchos de banda del canal de las dos portadoras de componentes E-UTRA respectivas según la Tabla 5.6-1 (Anexo B) con valores en MHz. La separación de canales para la agregación de portadoras contiguas dentro de banda se puede ajustar a cualquier múltiplo de 300 KHz menos que la separación de canales nominal para optimizar el rendimiento en un escenario de implementación particular y para que sea compatible con los 100 KHz de frecuencia de los Release 8 y 9. (Yonis, Abdullah, & Ghanim, 2012).

Para la agregación de portadoras contiguas dentro de banda con dos o más portadoras de componentes, los requisitos se aplican tanto para la separación nominal de portadoras de 19,8 MHz como para las de 20,1 MHz entre dos portadoras de componentes de 20 MHz y para la separación nominal de portadoras de 15,0 MHz entre 10 MHz y 20 MHz componentes portadores.

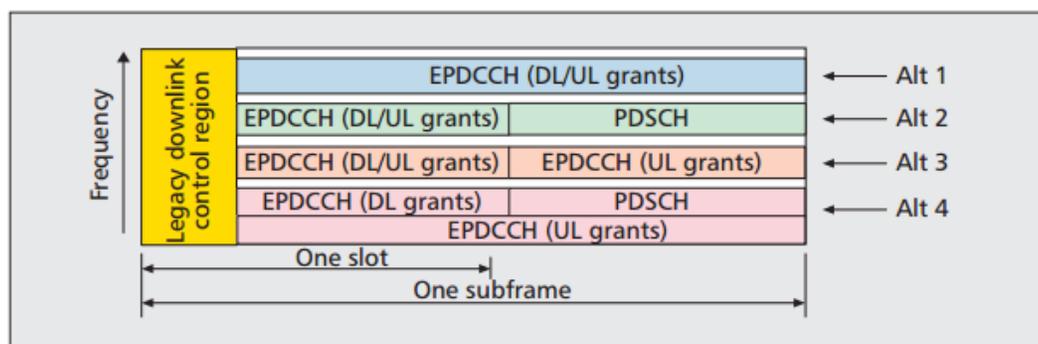
Los factores de sobremuestreo requeridos para cada portadora de componentes OSRS se calculan para una frecuencia de muestreo común para la señal agregada.

Para la simulación, *ltermcdltool* se utiliza para generar la forma de onda para cada CC. Cada uno de ellos se vuelve a muestrear a una frecuencia de muestreo común, se modula en frecuencia a la frecuencia central apropiada y finalmente se suman para formar la señal agregada.

### 3.7. Canal de control de enlace descendente físico mejorado (EDPCCH)

Un canal PDCCH es el encargado de transportar información de control de cada enlace, en el caso del enlace descendente contiene asignaciones de recursos DL, mientras que en el enlace ascendente contiene subvenciones de recursos, esquema de modulación/codificación de información o algún otro tipo de información de control que se requiera en el UE.

Como se ilustra en la Figura 28, un PDCCH reside en la región de control DL de bajada de una subtrama de 1 ms, que ocupa hasta tres símbolos de multiplexación ortogonal por división de frecuencia (OFDM) (o cuatro si el ancho de banda del sistema es 1.4 mhz) al inicio de la subtrama. Los PDCCH múltiples pueden ser transmitidos en la región de control DL de una subtrama.



**Figura 28.** Alternativas de multiplexación de EPDCCH y PDSCH

Fuente: (Sigen, Wong, & Worrall, 2013)

Dado que el PDCCH solo puede ocupar hasta tres o cuatro símbolos OFDM en una subtrama, se puede transmitir un número limitado de mensajes de información de control de enlace descendente (DCI) por subtrama, lo que puede convertirse en un cuello de botella por:

- Mejora la eficiencia espectral de los datos. Es posible que los canales deban ser compatibles con una mayor capacidad en los canales de control. Un escenario de ejemplo es cuando una macrocelda y una o más picoceldas comparten la misma identidad de la celda y multiusuario MIMO (MUMIMO) o comp se utiliza para la reutilización espacial.

- Soporte a la programación de operadores cruzados desde Versión 10 cuando se configura un dispositivo UE con múltiples portadoras en agregación de portadoras. En este caso, el PDCCH en un operador debe llevar mensajes DCI correspondiente a dos o más portadores, por lo tanto requiere mayor capacidad.

- Algunas aplicaciones móviles requieren frecuentes transmisiones de pequeñas cantidades de datos. Tal tráfico provoca mayor carga en los canales de control que las aplicaciones con paquetes de datos grandes, para los cuales LTE fue diseñado originalmente.

Para la mejora del desempeño, era deseable aumentar la capacidad de control de la señalización, así como la mejora de la eficiencia espectral, por ejemplo, tomando ventaja de técnicas de transmisión multi-antena.

Teniendo en cuenta todas estas consideraciones, el diseño del EPDCCH debería lograr los siguientes objetivos:

- Mayor capacidad de control del canal.
- Soporte de coordinación de interferencia intercelda de dominio de frecuencia.
- Reutilización espacial mejorada (por ejemplo, MIMO); Soporte de conformación de haz y diversidad.
- Soporte de programación de frecuencia selectiva.
- Soporte de operación en multicast-broadcast, subtramas de red de frecuencia única (MBSFN)

- Convivencia en el mismo portador como herencia UE

Así, con el fin de coexistir en el mismo operador con UE heredado y no interferir con el control heredado de canales, un EPDCCH no puede usar los recursos dentro de la región de control de DL heredado. Además, para evitar afectar las transmisiones de datos al UE heredado en el canal compartido físico de DL (PDSCH), un EPDCCH no debe abarcar el ancho de banda completo para que el UE heredado pueda ser asignado al bloque de recursos físicos (PRB) pares no ocupado por la EPDCCH. Esto lleva a un diseño por el cual el EPDCCH es multiplexado en división de frecuencia (FDM) con el PDSCH, y ocupa un subconjunto de los pares PRB en el ancho de banda del sistema. (Sigen, Wong, & Worrall, 2013).

La mayor preocupación de tener una transmisión EPDCCH que abarca una subtrama completa es que esto reduce el tiempo disponible para decodificación PDSCH. El PDCCH heredado solo ocupa hasta tres (o cuatro) símbolos OFDM, y un dispositivo UE por lo tanto puede finalizar la decodificación PDCCH de la señalización de control e iniciar la decodificación PDSCH antes del final de un subtrama. Por lo que si EPDCCH abarca toda la subtrama, un dispositivo UE normalmente tendría que esperar varios cientos de microsegundos después del final de la subtrama para completar la decodificación EPDCCH, quedando menos tiempo para la decodificación y generación de la retroalimentación de reconocimiento de solicitud de repetición automática híbrida (HARQ-ACK) de PDSCH. Por lo tanto, un Algunos métodos alternativos de multiplexación entre PDSCH y EPDCCH son tratados, incluida la posibilidad de restringir las concesiones de DL para que se transmitan solo en la primera ranura (0,5 ms) en una subtrama con alguna forma de multiplexación por división de tiempo (TDM).

Por simplicidad, la multiplexación de EPDCCH y PDSCH dentro de un par PRB no está permitido. Sin embargo, si un par PRB está configurado para un EPDCCH pero no se utiliza para

transmitir un EPDCCH en una subtrama, este par PRB se puede utilizar para transmisión PDSCH, esto permite un eficiente utilización de recursos.

Las ubicaciones de pares PRB en el dominio de la frecuencia para EPDCCH están configurados específicamente para el UE a través de la señalización de control de recursos de radio (RRC). Cada UE puede ser configurado con hasta dos "juegos EPDCCH", cada conjunto consta de 2, 4 u 8 pares de PRB. Estos valores fueron elegidos para minimizar el número de configuraciones y para minimizar la complejidad de la UE sin dejar de ofrecer la flexibilidad y la eficiencia para soportar diferentes anchos de banda del sistema. La señalización para indicar las ubicaciones de pares PRB para EPDCCH puede indicar 2, 4 u 8 pares de PRB dentro del ancho de banda del sistema, manteniendo la señalización pequeña. Esta flexibilidad completa permite a la red coordinar la interferencia EPDCCH en el dominio de la frecuencia entre macroceldas y picoceldas que comparten el mismo operador.

Los mismos o diferentes conjuntos de pares PRB pueden ser asignado a los epdcchs para diferentes dispositivos UE, por lo que la red puede asignar con flexibilidad la cantidad total de recursos de EPDCCH basados en la carga, que elimina efectivamente la restricción de capacidad del PDCCH heredado. (Sigen, Wong, & Worrall, 2013).

Las unidades de recursos usados en un PDCCH heredado son el grupo de recursos (REG), que consiste de cuatro elementos de recursos (RES3), y el elemento de canal de control (CCE), que consta de nueve REGs (es decir, 36 RES). Cada PDCCH se transmite utilizando uno o más CCE. El número de CCEs utilizados por un PDCCH es referido como el nivel de agregación.

Al igual que en el PDCCH, los componentes básicos de un EPDCCH son el grupo de elementos de recursos mejorados (EREG) y el elemento de canal mejorado de control (ECCE). Un EPDCCH es transmitido usando uno o más canales ECCES, donde un ECCE consta de cuatro u ocho EREGS.

Hay 16 EREGS en un par PRB, donde cada EREG normalmente consta de nueve RES. El diseño se esfuerza por mantener el tamaño nominal de un ECCE similar a la de un CCE (es decir, 36 RES). Sin embargo, a diferencia de un canal CCE, que siempre consiste en 36 res disponibles, el número de res disponibles en un ECCE varía dependiendo de la presencia de otras señales tales como señales de referencia y la región de control DL heredado.

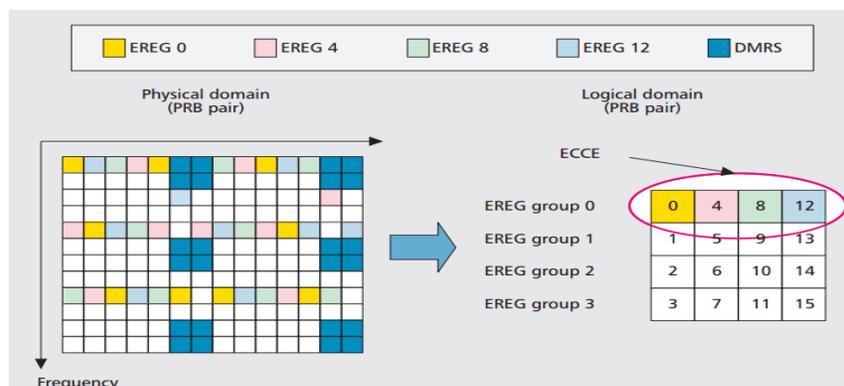
Los índices EREG son asignados secuencialmente a res, ignorando de las señales de referencia de demodulación (DMRSS), en una frecuencia primero seguido de manera tiempo dentro de un par PRB.

Con el fin de mantener el rendimiento de ECCES más o menos predecibles, un canal ECCE está formado por ocho EREGS de subtramas con muy pocas RE; De otro modo, una ECCE está formado de cuatro EREGs. Los EREGs se pueden agrupar de la siguiente manera en base a los índices EREG:

- Grupo EREG 0 consta de EREG con índices de {0, 4, 8, 12}.
- Grupo EREG 1 consta de EREG con índices de {1, 5, 9, 13}.
- Grupo EREG 2 consta de EREG con índices {2, 6, 10, 14}.
- Grupo EREG 3 consta de EREG con índices {3, 7, 11, 15}. (Sigen, Wong, & Worrall, 2013).

Cuando un canal ECCE consta de cuatro EREGs, un grupo EREG forma un ECCE. Cuando un ECCE consta de ocho EREGs, grupo EREG 0 y el grupo 2 forma un ECCE, mientras que el grupo EREG 1 y el grupo 3 forman otro ECCE. Estas reglas de grupo están diseñados para asegurar que todos los ECCES en un subtrama tienen tamaños similares. Hay que tomar en cuenta que EREGs en un grupo EREG utilizado para formar un ECCE puede ser del mismo o de diferentes pares PRB, dependiendo del tipo de transmisión EPDCCH. La Figura 29 muestra un ejemplo de un grupo

EREG, grupo EREG 0, cuando todos los EREGs son del mismo par PRB. El grupo EREG dentro del par PRB se puede representar en un dominio lógico, como se muestra en el lado derecho (Figura 29), que también muestra un ejemplo de una ECCE formado por grupo EREG 0.



**Figura 29.** Grupos EREG, representación local

Fuente: (Sigen, Wong, & Worrall, 2013)

Un EPDCCH se puede configurar para funcionar en dos modos diferentes: localizados y distribuidos, en el dominio de la frecuencia.

La eficiencia espectral de una EPDCCH potencialmente puede mejorarse mediante el empleo de técnicas tales como la programación de frecuencia selectiva, formación de haz, y MIMO cuando la retroalimentación de canal está disponible. La transmisión localizada está diseñada para permitir a estas técnicas. (Mathworks, 2018)

Cabe indicar que desde Release 8, la red ha sido capaz de configurar un dispositivo de UE para realimentar la información de estado de canal (CSI) que contiene las condiciones de canal de subbanda para el propósito de la programación selectiva en frecuencia y formación de haz de la PDSCH al UE. Dado que los recursos EPDCCH ocupan un subconjunto de los recursos PDSCH, la red puede utilizar la misma CSI en la programación de una EPDCCH, y selecciona sub-bandas favorables y precodificadores favorables para lograr aumentos selectivos de frecuencia y de conformación de haz. En el esquema de transmisión localizado, los EREGs de un ECCE se

encuentran dentro de un solo par PRB, y uno EPDCCH utiliza uno o más ECCEs el plazo de un par PRB (o sucesivos pares PRB para los niveles de agregación más alta). Un ejemplo de una transmisión localizada con nivel de agregación 1 se muestra en el lado derecho de la Figura 30, donde se encuentran los EREGs del ECCE sólo en PRB par 1.

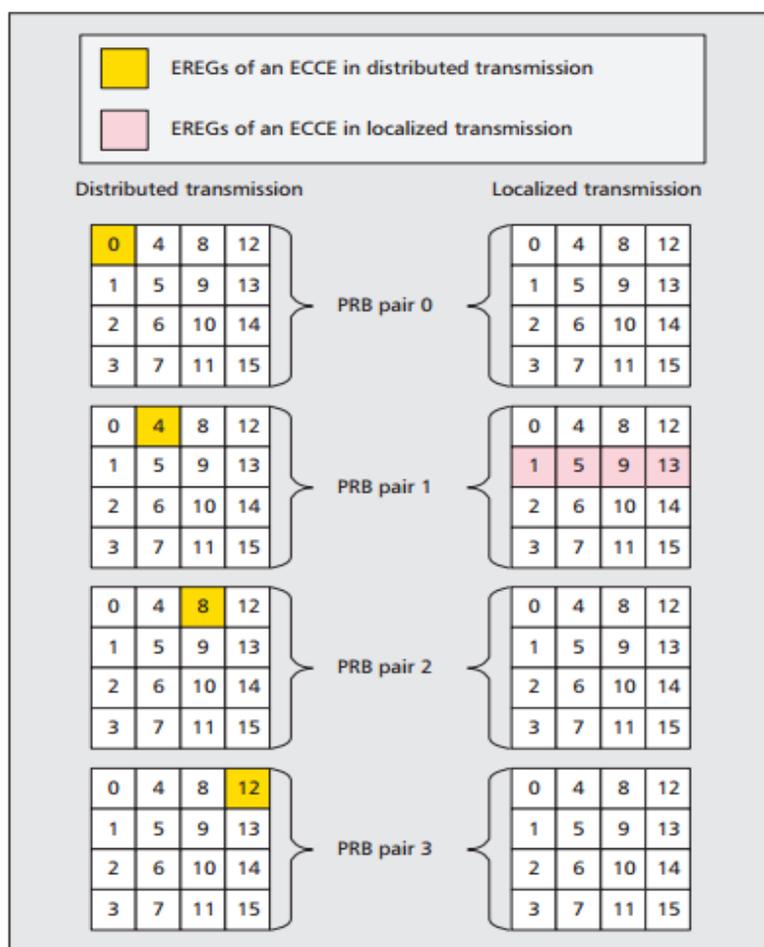
La transmisión EPDCCH localizada puede mejorar la eficiencia espectral cuando el retorno de CSI está disponible y es confiable. Sin embargo, en situaciones en que la CSI se considera que es poco confiable o presenta indisponibilidad, se necesita una alternativa. Por lo tanto, un esquema de transmisión distribuido se define para el EPDCCH como un esquema robusto que tiene una menor dependencia de realimentación CSI para la adaptación del enlace.

Al igual que en el PDCCH heredado, la transmisión EPDCCH distribuido proporciona un rendimiento robusto explotando ganancia de diversidad de frecuencia mediante la transmisión de un mensaje DCI durante varios pares PRB ampliamente distribuidos en todo el ancho de banda del sistema; los EREGs en el grupo (s) EREG correspondiente a una ECCE son localizados en diferentes pares PRB. El lado izquierdo de la Figura 30 muestra un mensaje DCI siendo transmitida en un ECCE usando transmisión distribuida con el nivel de agregación 1.

Cabe recalcar que en la misma unidad de recursos básicos, la EREG, se adopta para ambos EPDCCHs: localizados y distribuidos, con el fin de permitir que el trabajo de multiplexar EPDCCHs localizados y distribuidos en el mismo par PRB.

Los conceptos de espacio de búsqueda y decodificación ciega en PDCCH y algunos de los principios de diseño son reutilizados para EPDCCHs en la versión 11, EPDCCH es soportado sólo por un espacio de búsqueda UE específica, mientras PDCCH siempre se supervisa por un espacio de búsqueda común que se comparte entre varios dispositivos de UE. Para evitar incrementar la complejidad de UE, el número máximo de candidatos de decodificación se mantiene igual para

EPDCCH que para PDCCH, es decir, 32 o 48 dependiendo del número de tipos de mensajes DC. (Sigen, Wong, & Worrall, 2013).



**Figura 30.** EDPCCCH localizada y distribuida con pares PRB configurados  
Fuente: (Sigen, Wong, & Worrall, 2013)

Para el monitoreo se consideran los siguientes factores para el monitoreo:

- Cuando la tasa de código de la utilización de un ECCE es demasiado alto para el UE para decodificar un mensaje DCI fiable, el nivel de agregación 1 no está soportada; En su lugar, un nivel de la agregación más alto es compatible. Esto se aplica a los dos primeros casos de la Tabla 9. La tasa de código se determina por el número de res disponibles por ECCE y el tamaño del

mensaje DCI. El primer caso en la Tabla 9 resulta en un gran tamaño del mensaje DCI, mientras que el segundo caso resulta en un tamaño pequeño ECCE.

- EPDCCH distribuida, que soporta adiciones de alto nivel agregacional en comparación con EPDCCH localizado o PDCCH heredado. Aunque ambos EPDCCH aprovechan de la ganancia de diversidad de frecuencia, el enlace de EPDCCH distribuida puede ser peor que la del PDCCH heredado porque el número de ER disponibles en una AEPI puede ser inferior a la de un CCE.

**Tabla 9**

*Niveles de agregación para diferentes casos*

Caso	Niveles de agregación	
	Transmisión	Transmisión
	Localizada	Distribuida
Formatos grandes DCI con gran ancho de banda del sistema (por ejemplo, $\geq 25$ pares de PRB)	2, 4, 6, 8, 16	2, 4, 8, 16, 32
Pequeño número de res disponibles por par PRB	2, 4, 6, 8, 16	2, 4, 8, 16, 32
Otros casos	1, 2, 4, 8	1, 2, 4, 8, 16

Fuente: (Sigen, Wong, & Worrall, 2013)

### 3.8. Comunicación *Device to Device*

En el Release 12, el 3GPP implementa una comunicación característica para redes LTE conocida con el nombre de comunicación de dispositivo a dispositivo (D2D). A través de esta comunicación, los dispositivos pueden compartir información directamente entre sí, sin una infraestructura de celda. Esta tecnología se vuelve fundamental en las comunicaciones de seguridad pública, ya que permite la comunicación en el caso de que la infraestructura de red no esté disponible o se haya presentado alguna emergencia.

A la relación entre el número de bloques erróneos y el número total de bloques recibidos después de pasar por un canal inalámbrico se le conoce como BLER. Para la simulación que se plantea de un sistema, hay que tomar en cuenta todos los modelos de canal con los que se estén trabajando. En este caso se trata de un canal con ruido gaussiano blanco (AWGN)

### 3.8.1. Canal de Control Sidelink físico (PSCCH)

En LTE, PSCCH se utiliza para transmitir el mensaje Sidelink de Información de Control (SCI), dicho mensaje es utilizado por un receptor para decodificar el canal compartido Sidelink físico (PSSCH).

El mensaje SCI está formado por información de control, donde se tienen datos como: el recurso del canal compartido de la asignación, esquemas de modulación y codificación, patrón de recursos de tiempo, identificador de destino de grupo, y la bandera de salto de frecuencia. Cada mensaje es transmitido en dos ocasiones de manera idéntica para garantizar la entrega, y cada uno ocupa un bloque de recursos (RB), sin embargo son transmitidos en subtramas diferentes.

Al tratarse de un canal de control, el 3GPP en su especificación técnica 36.101, caracteriza los siguientes canales de referencia para PSCCH, como se muestra en la Tabla 10.

**Tabla 10**  
*Canales de referencia para PSCCH*

Parámetro	Unidad	Valor
Canal de referencia		CC.2 FDD
Bloque de recursos asignados		1
Ancho de banda de canal	Mhz	10
Subportadoras por bloques de recursos		12
Símbolos DFT-OFDM por cada subtrama		11
Modulación		QPSK
Tamaño del bloque de transporte	Bits	43
Información de bits	Frecuencia de hopping	0
	Asignación RB	<b>CONTINÚA</b>

Bits Hopping		N/A
Tiempo de recurso modelo		8
Esquema de codificación y modulación		
Indicación de avance de tiempo		0
ID de grupo destino		
Transporte de bloque CRC	Bits	16
Máximo número de transmisión HARQ		2
Bits de canal binario	Bits	264
Throughput promedio máximo sobre un periodo SC (bits/sc-periodo)		43

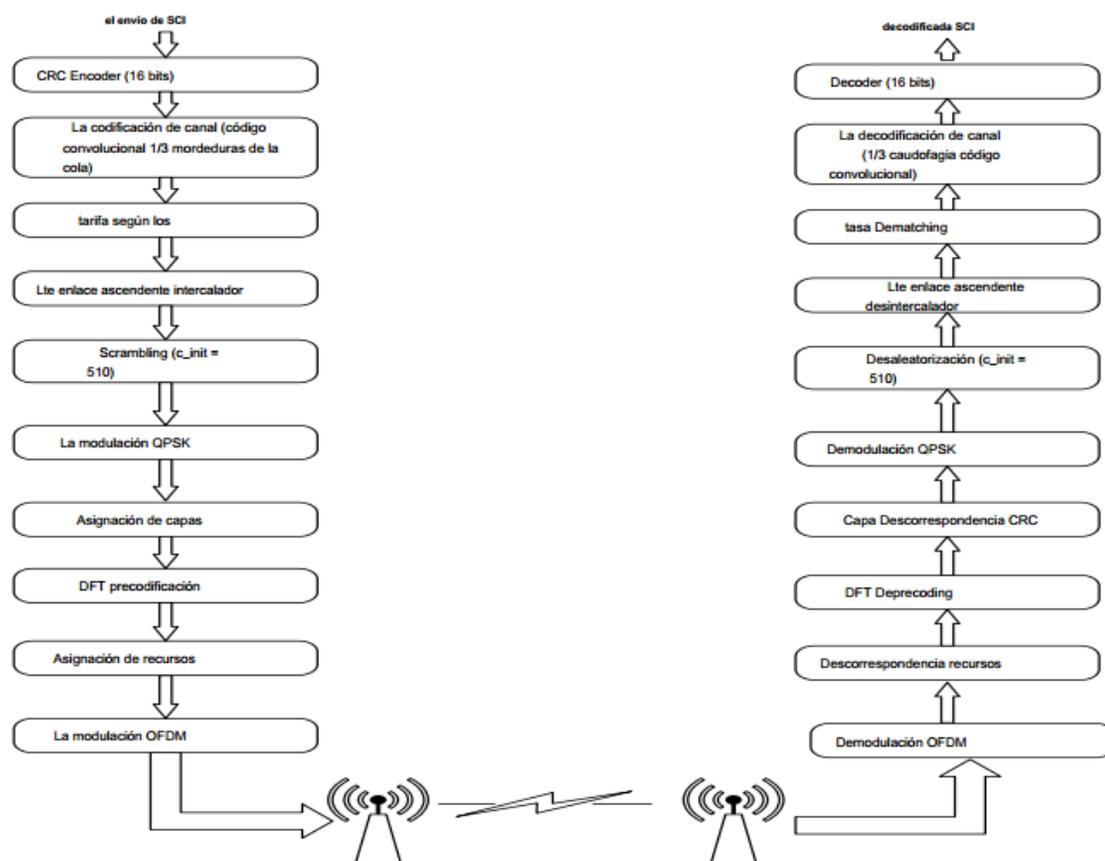
Fuente (3GPP, Especificación técnica 36.101, 2018)

Como se detalla en la Tabla 10, todos los canales de referencia tienen el ajuste más común (asignados bloques de recursos de 1, símbolos DFT OFDM por subtrama de 11, mecanismo de modulación QPSK, bloque de transporte de redundancia cíclica (CRC) de 16, etc.). En esta implementación, se elige el canal de referencia FDD CC.2, ya que se adapta muy bien a la configuración de la simulación del sistema. (Wang & Rouil, 2016).

El diseño e implementación de los modelos de canal D2D basados en LTE están realizados de forma general. El diagrama de bloques de la Figura 31 muestra el flujo de trabajo de la aplicación PSCCH. En la parte izquierda de la Figura 31 se observa los módulos de transmisión configurado de 43 bits de SCI en la capa física, en la parte derecha de la figura se tiene el módulo de receptor. Se debe tomar en cuenta que el canal codificado para SCI tiene el mismo proceso de codificación que realiza la información de control de enlace descendente (DCI) en el canal de control de enlace descendente físico de LTE.

Sin embargo, en PSCCH, el procedimiento aleatorio no se utiliza durante la fijación CRC porque el receptor participante en la comunicación D2D no siempre puede conocer la identidad del transmisor (ID). Además, la adaptación de velocidad se utiliza para ajustar los bits de salida en una

red de recursos PSCCH. Después de la codificación de canal y adaptación de velocidad, LTE de enlace ascendente de entrelazado se aplica a los bits codificados para combatir error de ráfaga que se produce durante la transmisión. Además, que en D2D entrelazado de enlace ascendente, se aplica sólo los datos. Antes de la modulación, los bits pasan por un proceso de nivel de aleatorización de bits mediante la realización de módulo 2 de adición con un secuencia de cifrado pseudoaleatorio.

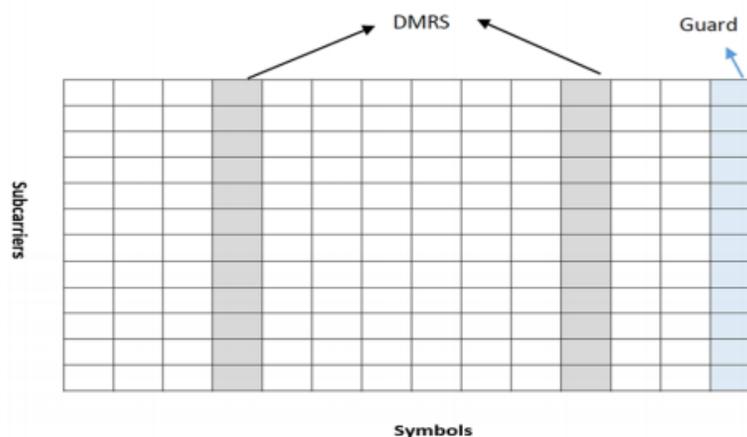


**Figura 31** Flujo de trabajo básico de la aplicación PSCCH  
Fuente (Wang & Rouil, 2016)

Para PSCCH, la secuencia de cifrado se genera utilizando un valor inicial fijo de mapeo, un solo puerto de la antena se utiliza. Al igual que en LTE enlace ascendente, la portadora única SC-FDMA se usa en la comunicación D2D para reducir la relación de potencia pico a promedio de la

señal y mejorar la eficiencia del amplificador de potencia en el equipo de usuario (UE). A fin de aplicar SC-FDMA, la DFT se aplica antes de mapeo de recursos.

El siguiente paso es llenar estos símbolos precodificados DFT en una rejilla de recursos PSCCH que se muestra en la Figura 32, y convertir un flujo en serie a un flujo paralelo.



**Figura 32.** Símbolos precodificados DFT en una rejilla de recursos PSCCH

Fuente (Wang & Rouil, 2016)

Como se observa en la Figura 32, donde los símbolos utilizan prefijo cíclico normal, un bloque de transporte PSCCH ocupa un bloque de recursos físicos (PRB), que consta de 12 subportadoras. Para cada subportadora, los elementos cuarto y undécimo están reservados para la demodulación de la señal de referencia (DMRS), que puede ser utilizado para la estimación de canal y facilitar la modulación coherente. El último elemento de recursos de cada subportadora se perfora para servir como un periodo de guarda. El periodo de seguridad ayuda a resolver la posible colisión entre la señal de recepción del equipo de usuario asociado con D2D comunicaciones y la señal de enlace ascendente de LTE UE, porque la información necesaria de avance de tiempo es posible que no esté disponible en la comunicación D2D. (Wu, 2016).

En el lado receptor, un procesamiento inverso se aplica a la señal recibida. En primer lugar, se aplica demodulación OFDM para convertir la señal del dominio del tiempo de vuelta al dominio

de la frecuencia. Luego, una serie de símbolos PSCCH se seleccionan de la red elemento de recurso PSCCH través de anulación de recursos, seguido de DFT inversa, demapeo, y demodulación QPSK. Posteriormente, el flujo de bits demodulado pasa a través de descifrado, desentrelazado y decodificación DCI para recuperar el SCI transmitido. Los resultados de la comprobación de errores CRC pueden determinar si el bloque de transporte se transmite correctamente o no.

### 3.8.2. Canal de Difusión Sidelink física (PSBCH)

El PSBCH se utiliza para llevar *sidelink Broadcast Channel* (SL-BCH), que es un canal de transporte utilizado para transmitir información de canal lógica de Sidelink Canal de Control de Difusión (SBCCH). El SBCCH se utiliza principalmente para transmitir la información a nivel de sistema, incluyendo el ancho de banda del sistema, número de cuadro D2D, etc. La especificación técnica de 3GPP 36.101 define un canal de referencia para PSBCH. Como se muestra en la Tabla 11, el canal de referencia es CC.1 FDD, el ancho de banda de canal se fija para 5 mhz o 10 mhz, el número asignado de bloques de recursos es 6, el esquema de modulación se establece en QPSK, y 16 bit CRC se usa de protección. Además, el tamaño de bloque de transporte es de 40 bits y el número de bits de canal binarios se convierte en 1008 después de la codificación de canal y de correlación de bits.

**Tabla 11**  
*Canal de referencia para PSBCH*

PARÁMETRO	UNIDAD	VALOR
Canal de referencia		Cp.1 fdd
Ancho de banda	Mhz	05-oct
Bloque de recursos asignados		6
Bloque de subportadoras por bloque de recursos		12
Símbolos DFT-OFDM por subtrama		7
Modulación		Qpsk
Tamaño de bloque de transporte		40

**CONTINÚA**

Crc de bloque de transporte	Bits	16
Número máximo de transmisiones HARQ		1
Bits de canal binario	Bits	1008
Throughput máximo promedio sobre 40 ms	Kbps	1

Fuente (3GPP, TS 136.211, 2017)

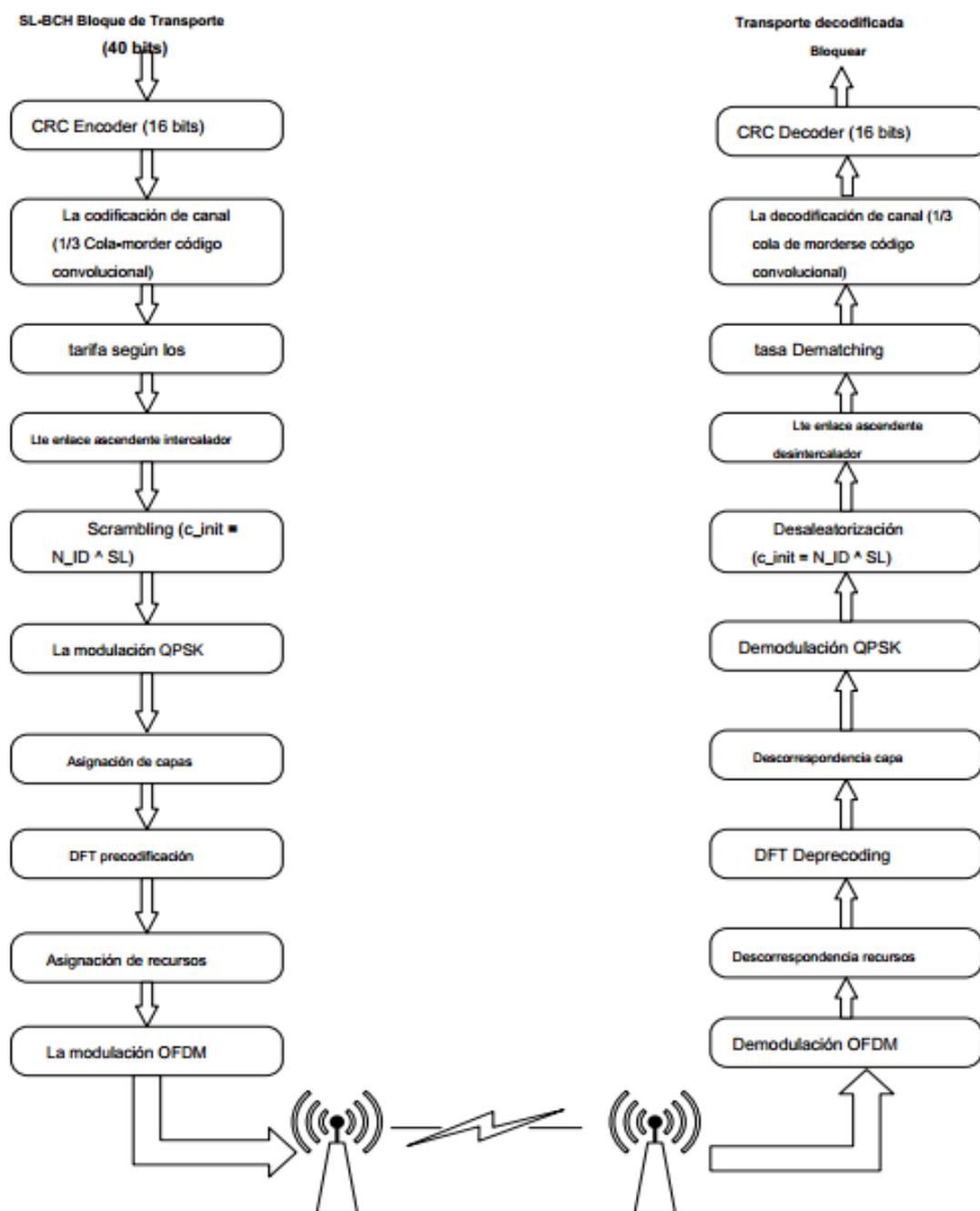
El flujo de trabajo básico de nuestra aplicación en PSBCH se muestra en la Figura 33. En la parte izquierda de la figura, se muestran los módulos de transmisión, mientras que los módulos receptores se muestran en la parte derecha de la Figura 33.

En el lado transmisor, 40 bits de bloque de transporte que se reciba en la capa física del canal de transporte de capa superior (SL-BCH). El bloque de transporte-SL BCH se da primero la comprobación de errores CRC y pasa a través de una tasa de codificación de 1/3 de código de convolución con una longitud de restricción de 7 para la protección de error. Entonces, la adaptación de velocidad se aplica a la salida de codificación de canal similar al procesamiento de PSCCH.

Estos bits pasan a través del enlace físico ascendente *Shared Channel* (PUSCH) entrelazado y están codificados adicionalmente por una secuencia aleatoria. El generador aleatorio se inicia como el canal *Sidelink*, que corresponde a la ID de célula física cuando el UE está en la cobertura de celda, o ID fuente de sincronización cuando el UE está fuera de cobertura. El esquema de modulación utilizado por PSBCH es la modulación QPSK, y DFT de precodificación se aplica antes de mapeo de recursos para utilizar SC-FDMA.

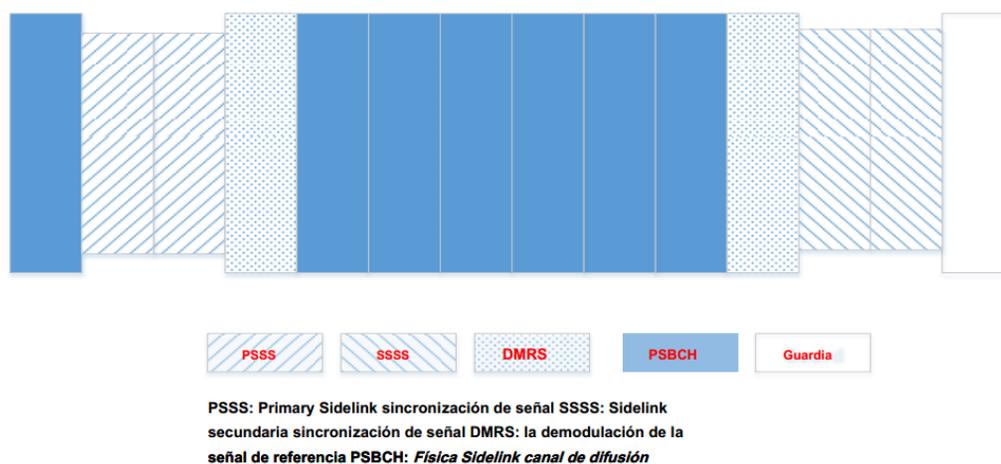
Después de la asignación de recursos, se aplica la modulación OFDM. En el lado receptor, el procesamiento inverso se aplica a la señal recibida. En primer lugar, se aplica demodulación OFDM para convertir la señal de dominio de tiempo de nuevo a dominio de la frecuencia. Luego, una serie de símbolos PSBCH se seleccionan de una rejilla de elementos de recursos PSBCH a través de

anulación de recursos, seguido de DFT inversa, capa de anulación de demapeo, y demodulación QPSK.



**Figura 33.** Flujo de trabajo básico de la aplicación en PSBCH  
Fuente (Wang & Rouil, 2016)

Después de eso, el flujo de bits demodulado pasa a través de descifrado, desentrelazado, y un decodificación de convolución de 1/3 de codificación para recuperar el bloque de transporte. Los resultados de la comprobación de errores CRC se aplican para determinar si el bloque de transporte se transmite correctamente o no a través del canal. Nótese que en la asignación de recursos de PSBCH, PBCCH ocupa las 72 subportadoras centrales y 7 símbolos SC-OFDM dentro de un bastidor auxiliar (1 ms). La rejilla de elemento de recurso de PSBCH se muestra en la Figura 34, junto con PSBCH en la cuadrícula de recursos, existe la señal Sidelink de sincronización de la señal primaria (PSS) y señal Sidelink de sincronización secundaria (SSSS), donde cada uno ocupa 62 subportadoras y 2 símbolos en la subtrama de 1 ms. La señal de sincronización se utiliza para otros UE para sincronizar con la radiodifusión UE y la información de radiodifusión de decodificación PSBCH. Similar a PSCCH, elementos de recursos PSBCH también contienen 2 símbolos DMRS por subportadora en una subtrama,



**Figura 34.** Rejilla de elemento de recurso de PSBCH

Fuente (Wang & Rouil, 2016)

### 3.8.3. Canal de descubrimiento de Sidelink físico (PSDCH)

PSDCH se utiliza para transportar información de detección en comunicación LTE D2D. Con servicio de descubrimiento, un UE es capaz de identificar otros UE en la proximidad. PSDCH

ocupa dos bloques de recursos, y tiene un tamaño de bloque de transporte fija de 232 bits. Cada bloque de transporte se transmitirá hasta cuatro veces (4 HARQs), como ninguna retroalimentación de capa física está disponible, y el receptor combinará las transmisiones para llevar a cabo la decodificación. El número de transmisiones es proporcionado por el e-Node B si el UE está en la zona de cobertura, o preconfigurado si el UE está fuera de la zona de cobertura.

En el transmisor, similar al procesamiento de canal compartido físico de enlace ascendente (PUSCH) de LTE, el bloque de transporte se une primero un CRC de 24 bits para detección de errores. Entonces, la codificación Turbo se aplica a todo el bloque, seguido de adaptación de velocidad. A continuación, el entrelazado PUSCH se aplica sin ninguna información de control. Después del entrelazado, la aleatorización PUSCH sirve para codificar el flujo de bits para un bloque de transporte. La secuencia de cifrado se genera utilizando un ID de celda=510, similar a PSSCH, y QPSK es el esquema de modulación utilizado para convertir los flujos de bits a símbolos.

Una vez más, un único puerto de la antena se utiliza en la transmisión PSDCH en la aplicación, por lo que todos los símbolos simplemente se asignan a una capa. SC-FDMA de precodificación, la asignación de la rejilla de recursos, y la modulación OFDM se aplicarán de la misma manera como PUSCH. (Mathworks, 2018)

En PSDCH, QPSK es seleccionado como el esquema de modulación, además, PSDCH utiliza el mismo algoritmo de codificación que el canal PUSCH, mientras que se utiliza una velocidad de codificación diferente. Con el fin de aproximar el rendimiento PSDCH, se utiliza la curva de error PUSCH MCS que tiene la velocidad de codificación más cercana como PSDCH. La velocidad de codificación PSDCH, denotada por  $CR_{PSDCH}$ :

$$CR_{\text{PSDCH}} = \frac{N_{\text{TB}} + N_{\text{CRC}}}{N_{\text{RB}} \cdot N_{\text{SC}}^{\text{RB}} \cdot N_{\text{sym}}^{\text{SC}} \cdot N_{\text{bits}}^{\text{sym}}} \quad (3.8.3.1)$$

$$CR_{\text{PSDCH}} = \frac{232+24}{2 \times 12 \times 11 \times 2} = 0.48 \quad (3.8.3.2)$$

Aquí  $N_{\text{TB}}$  Es el tamaño de bloque de transporte, que tiene un valor fijo de 232 en este caso,  $N_{\text{CRC}}$  Es el número de bits de CRC,  $N_{\text{RB}}$  Es el número de bloques de recursos para PSDCH, que se fija para ser 2,  $N_{\text{SC}}^{\text{RB}}$  Es el número de subportadoras en un bloque de recursos,  $N_{\text{sym}}^{\text{SC}}$ . Es el número de símbolos PSDCH realizadas por subportadora y  $N_{\text{bits}}^{\text{sym}}$  Representa el número de bits transportados en un símbolo QPSK

Para aproximar PSDCH usando PUSCH con 2 bloques de recursos físicos, se localiza un índice de PUSCH MCS dentro del rango de 0 a 9 (utilizando QPSK), que puede proporcionar la velocidad de codificación más cercana en comparación con PSDCH. Con el fin de seleccionar el valor deseado MCS, buscar en primer lugar diferentes velocidades de codificación asociadas con diferentes esquemas MCS. La Tabla 12 muestra el tamaño de bloque de transporte basado en el bloque de recursos físicos (PRB) y la modulación y esquema de código.

**Tabla 12**  
*Tamaño del bloque de transporte*

$I_{\text{TBS}}$	$N_{\text{PRB}}$									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	16	32	56	88	120	152	176	208	224	256
1	24	56	88	144	176	208	224	256	328	344
2	32	72	144	176	208	256	296	328	276	424
3	40	104	176	208	256	328	392	440	504	568
4	56	120	208	256	328	408	488	552	632	696
5	72	144	224	328	424	504	600	680	776	872
6	328	176	256	392	504	600	712	808	936	1032
7	104	224	328	472	584	712	840	968	1096	1224
8	120	256	392	536	680	808	968	1096	1256	1384
	...									

Fuente (3GPP, TS 136.211, 2017)

Para aproximar PSDCH utilizando PUSCH con 2 bloques de recursos físicos, intentamos localizar un índice PUSCH dentro del rango de 0 a 9 (usando QPSK), que puede proporcionar la más cercana tasa de codificación en comparación con PSDCH.

Aquí  $I_{TBS}$  Es el índice que se puede utilizar para trazar el esquema MCS y  $N_{PRB}$  El tamaño de bloque de recurso físico. La velocidad de codificación para el canal de referencia PUSCH A3-5 (QPSK) con 2 bloques de recursos y MCS 8 puede derivarse

$$CR_{A3-5} = \frac{N_{TB} + N_{CRC}}{N_{RB} \cdot N_{SC}^{RB} \cdot N_{sym}^{SC} \cdot N_{bits}^{sym}} \quad (3.8.3.3)$$

$$CR_{A3-5} = \frac{256+24}{2 \times 12 \times 12 \times 2} = \mathbf{0.486} \quad (3.8.3.4)$$

Aquí,  $CR_{A3-5}$  Que se conoce como la tasa de codificación de canal A3-5. Nótese que  $N_{sym}^{SC}$  Es igual a 12, puesto que el último símbolo de cada subportadora en el PUSCH es utilizado para la transmisión, y no asignado como en el caso de PSDCH.

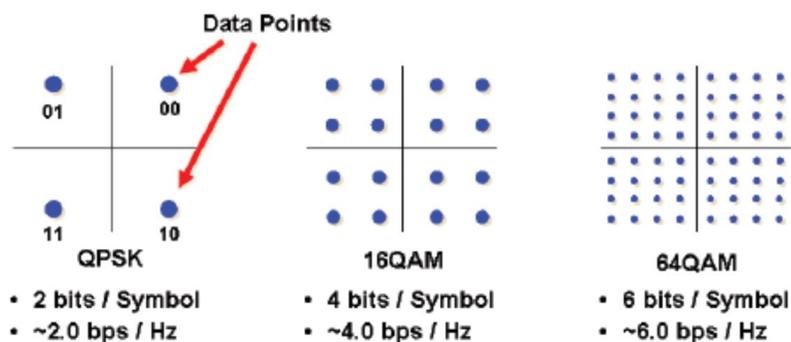
#### 3.8.4. Canal Compartido Sidelink físico (PSSCH)

El PSSCH es el canal de datos en comunicación D2D y su formato (asignación de recursos, mcss) se define en el SCI transmitido por PSCCH como se mencionó en 3.8.1. Al igual que en el PSDCH, la estructura del canal de la PSSCH se extiende en base a la LTE PUSCH. Similar a PSDCH, PSSCH utiliza una solución de difusión de capa física, y no existe ninguna retroalimentación de capa física. Por lo tanto, ninguna adaptación de capa de enlace se utiliza en el PSSCH, lo que significa que la MCS no se puede cambiar una vez que el PSSCH ha sido configurado. A diferencia de PUSCH, el UE transmisor en PSSCH siempre transmite 4 rvs del bloque de transporte, independientemente de la condición de canal, y los 4 rvs serán combinados en el receptor del UE para mejorar la transmisión exitosa. Además, similar a la estructura del canal

de otros canales físicos D2D. En segundo lugar, la PSSCH sólo admite QPSK y modulaciones 16 QAM, que corresponden a la modulación utilizada en MCS 0 a 20 de LTE canal compartido de enlace ascendente. (Wang & Rouil, 2016)

### 3.9. Modulación Digital

En las redes LTE se utilizan usualmente los tipos de modulación: QPSK, 16 QAM Y 64 QAM para realizar el tratamiento de los datos y el control de la información. El transmisor, e-Node B es compatible con todas estas técnicas de modulación mencionadas para la administración del enlace descendente. Sin embargo, 64QAM es opcional en el enlace ascendente. En la Figura 35 se muestran los diagramas de constelación con el número de bits por símbolo para cada modulación utilizada en LTE.



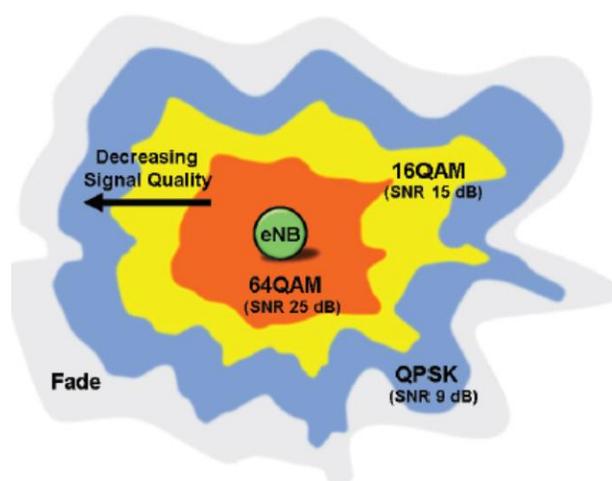
**Figura 35.** Constelación para modulación QPSK, 16QAM, 64 QAM  
Fuente (Monem, 2017)

Los sistemas LTE tienen una modulación adaptativa, por lo que el tipo de modulación varía de acuerdo al valor de la SNR, cada esquema de modulación tiene un umbral SNR. Por ejemplo:

- QPSK se asocia con SNR 9 db.
- 16QAM con SNR de 15 db.
- 64QAM con SNR de 25 db.

Si la SNR cae por debajo de 15 db, el e-Node B indicará al UE que use la modulación QPSK. (Monem, 2017).

Si existen usuarios que se encuentre fuera de la zona de cobertura de un e-Node B, entonces la modulación se cambiará automáticamente a una modulación más robusta o con menor rendimiento, de no ser así, se pueden experimentar tasas de pérdidas de datos fuera del rango aceptable. También existe la posibilidad de que los usuarios que se encuentren cerca de límite de cobertura de una celda experimenten una interferencia de otras zonas como se muestra en la Figura 36.



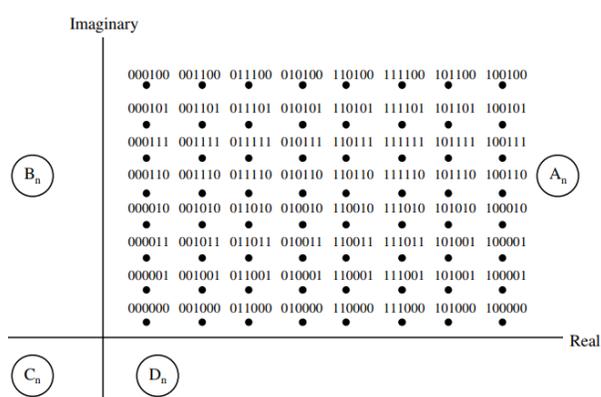
**Figura 36.** Modulación según SNR e interferencia entre sectores  
Fuente (Monem, 2017)

El e-Node B permite realizar las mediciones de la calidad de la señal mediante la comparación con señales de referencia. Se mide inicialmente la calidad de la señal del UE durante la entrada a la red y controla la modulación seleccionada para DL y UL. Las señales de referencia llevan un patrón de bits conocido (pseudoruido) a un nivel de potencia aumentado mientras que el receptor realiza la ecualización del canal en función de las señales de referencia recibidas.

El e-Node B calcula la calidad de la señal transmitida por el UE midiendo las señales de referencia del UE y solicitando información de indicación de la calidad del canal (CQI) del UE.

Además es quien siempre controla y selecciona el esquema de modulación y codificación para el enlace descendente y el enlace ascendente.

Para la modulación 256 QAM implementada en Release 12, se obtiene el diagrama vectorial de esta modulación que se ve en Figura 37. Como se puede observar, la señal modulada tiene variaciones en amplitud y fase. En cada cuadrante existen 64 puntos, cada punto de la constelación representa 8 bits y en total existen 256 puntos, de ahí el nombre de 256-QAM.



**Figura 37.** Diagrama de constelación 256 QAM  
Fuente (López & Mora, 2006)

En el software Matlab se desarrolla una representación gráfica de un modelo matemático de un sistema de comunicación que genera una señal aleatoria, la modula utilizando QAM y agrega ruido para simular un canal con las características necesarias.

A continuación, en la simulación se plantean los siguientes escenarios:

**Tabla 13**

*Escenarios de simulación*

Tecnología	Parámetros de entrada	Parámetros de salida
Escenario 1: Release 10		
OFDMA y SC-FDMA	Número de subportadoras. Ancho de banda.	Gráfica de SNR vs. VER en cada modulación: BPSK, QPSK, 16 QAM y 64 QAM.

**CONTINÚA**

	Tipo de canal con AWGN o Rayleigh.	
	Tamaño de la FFT.	
	Tamaño de CP	
MIMO	Número de TX 4, 8.	Gráfica SNR vs VER
	Número de RX 4, 8.	Constelación
	Ancho de banda del canal	
	[1, 2, 3, 4, 5, 6]≅[1.4, 3, 5, 10, 15, 20] mhz	
	Modulación [1, 2, 3]	
	Tasa de codificación 1/2, 1/3	
	SNR(db)	
	Máx. Número de errores	
	Máx. Número de bits	
Agregación de portadoras	Número de portadoras: 1- 5.	Frecuencia de portadoras.
	Número de bloque de recursos por portadora.	CONTINÚA
	Separación entre portadoras (múltiplos de 300 khz).	Frecuencia de muestreo.
	Número de subtramas	Gráficas de espectro de potencia, y de agregación de portadoras.
Escenario 2: Release 11		
CoMP	Número de subtramas	Gráfica de reporte de banda CQI.
	Modo Duplex (FDD o TDD)	Gráfica de ancho de banda CQI para DPS y selección TP.
	CP (normal o extendido)	
	Modo TX (TM 10)	<b>CONTINÚA</b>

		Modulación	
		SNR	
EDPCCH		Número de bloques de recursos	Gráfica de canal EDPCCH con transmisión
		Modo dúplex (FDD o TDD)	FDD y TDD localizada.
		Ancho de banda	Gráfica de canal EDPCCH con transmisión
		Número de subtramas	FDD y TDD distribuida.
		CP	
		Tipo de Tx (localizado o distribuido)	
Agregación de portadoras		Número de portadoras: 1- 5.	Frecuencia de portadoras.
		Número de bloque de recursos por portadora.	Frecuencia de muestreo.
		Separación entre portadoras (múltiplos de 300 khz).	Gráficas de espectro de potencia, y de agregación de portadoras.
		Separación espacial.	
		Número de subtramas	
Escenario 3: Release 12			
Comunicación D2D		Número de periodos.	Gráfica de ubicaciones de la transmisión de sincronización, grupo de recursos de control y grupo de recursos del control dentro de PSCCH.
		Frecuencia de efecto Doppler.	
		SNRI	
		Tipo de desvanecimiento.	Transmisiones promedio vs. SNR
		Ancho de banda	BLER vs SNR.
Modulación QAM	256	Ebno (db)	Curva de probabilidad de error teórica y simulada.
		Número de modulación.	
		Número de datos de subportadora.	Gráfico de constelación

CONTINÚA

---

Número de bits por símbolo de

OFDM

---

## CAPÍTULO 4

En el presente capítulo se presentan las pruebas y resultados obtenidos de las simulaciones en cada versión de las redes LTE (10, 11 y 12) usando el software Matlab<sup>®</sup> r2017b, tomando en cuenta los parámetros que permiten medir su desempeño como son las gráficas de SNR, BER, PRAR y densidad espectral. Finalmente, se realiza la comparación del rendimiento que presenta cada Release con cada una de sus mejoras.

### 4. PRUEBAS Y RESULTADOS

#### 4.1. Pruebas reléase 10

##### 4.1.1. OFDMA Y SC-FDMA

En la Figura 38 se muestra la gráfica de la curva del error con OFDMA donde se introdujo ruido gaussiano blanco (AWGN) y en la Figura 39 la curva de error utilizando la técnica de OFDMA para acceder al medio con desvanecimiento de Rayleigh, mediante las diferentes modulaciones como: BPSK, QPSK, 16 QAM, 64 QAM. Cabe indicar que se utiliza la modulación BPSK para probar que los resultados son los mismos que los obtenidos con la modulación QPSK en este caso.

En la Tabla 14 y Tabla 15 se muestra la relación de BER y SNR con AWGN y BER con el canal de Rayleigh para cada una de las modulaciones

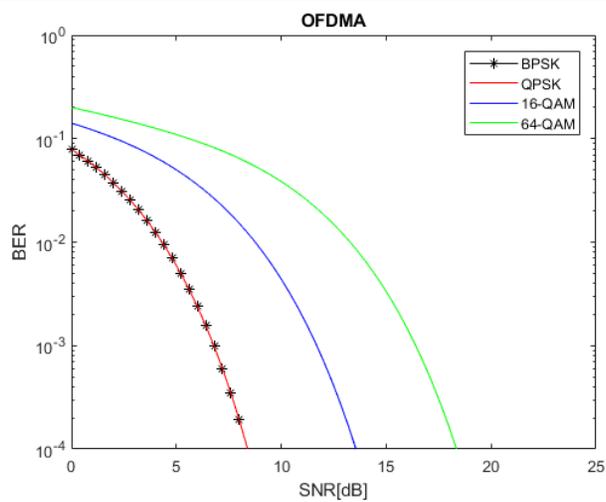
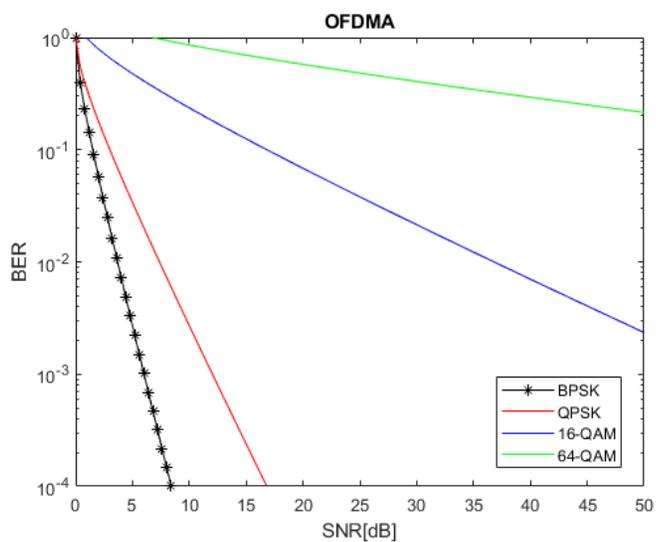
**Tabla 14**

*BER-SNR para cada modulación en OFDMA en canal AWGN*

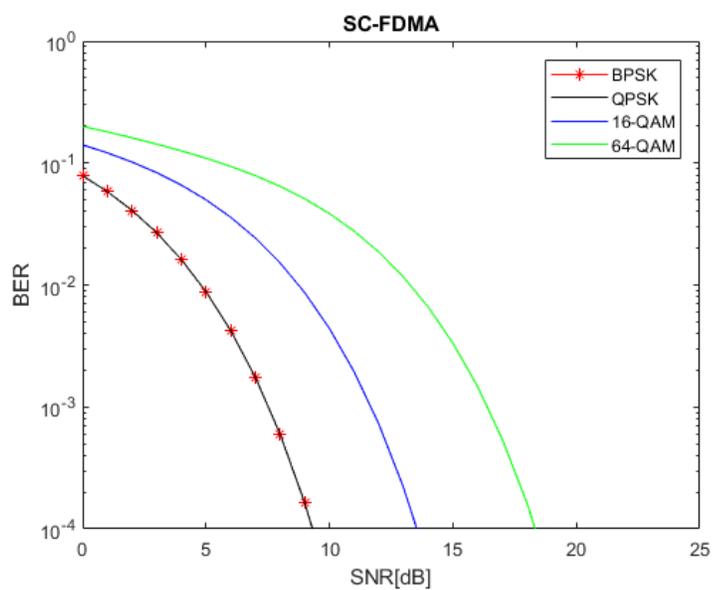
OFDMA				
MODULACION	BPSK	QPSK	16-QAM	64-QAM
SNR[db]	8	8	13,5	18
BER	1e-5	1e-5	1e-4	1e-3

**Tabla 15***BER-SNR para cada modulación con OFDMA en canal Rayleigh*

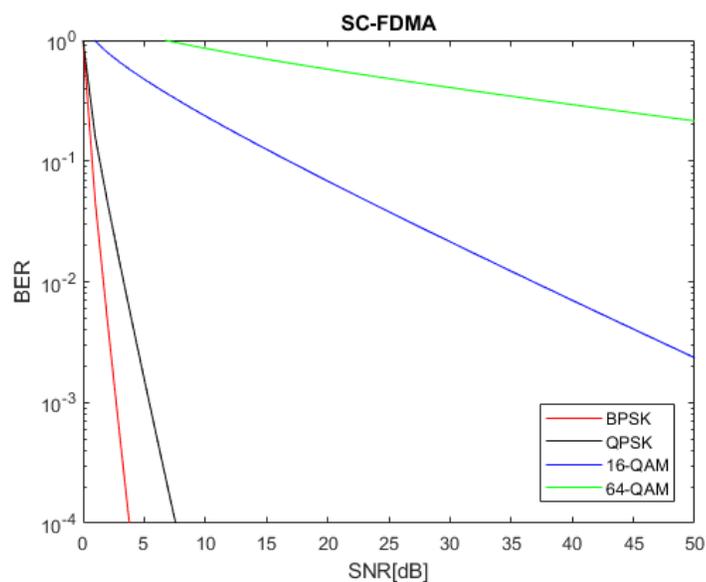
PE = 1e-0.5				
MODULACION	BPSK	QPSK	16-QAM	64-QAM
SNR[db]	8	16,4	63	75

**Figura 38.** BER con OFDMA en AWGN**Figura 39.** BER con OFDMA en Rayleigh

A continuación en la Figura 40 y Figura 41 se muestran los resultados para SC-FDMA, en la primera se puede observar la gráfica de error con AWGN, mientras que en la segunda se aprecia la gráfica en un canal con un desvanecimiento de Rayleigh



**Figura 40.** BER con SC-FDMA en AWGN



**Figura 41.** BER con SC-FDMA en Rayleigh

Al aumento del número de bits, se incrementa la velocidad de transmisión, sin embargo ante la condición de SNR esto no es lo más conveniente, en la Tabla 16 y

Tabla 17 se muestran los resultados simulados, donde se observa que, a medida que se incrementa la modulación tiene una mayor tasa de bit erróneo es decir que la modulación de 64 QAM es mucho más vulnerable teniendo un alto valor de probabilidad de Bit erróneo para las dos técnicas OFDMA y SCFDMA.

**Tabla 16**

*BER con SC-FDMA para cada modulación en canal AWGN*

SC-FDMA				
MODULACION	BPSK	QPSK	16-QAM	64-QAM
SNR[db]	8	8	13,5	18
BER	1e-5	1e-5	1e-4	1e-3

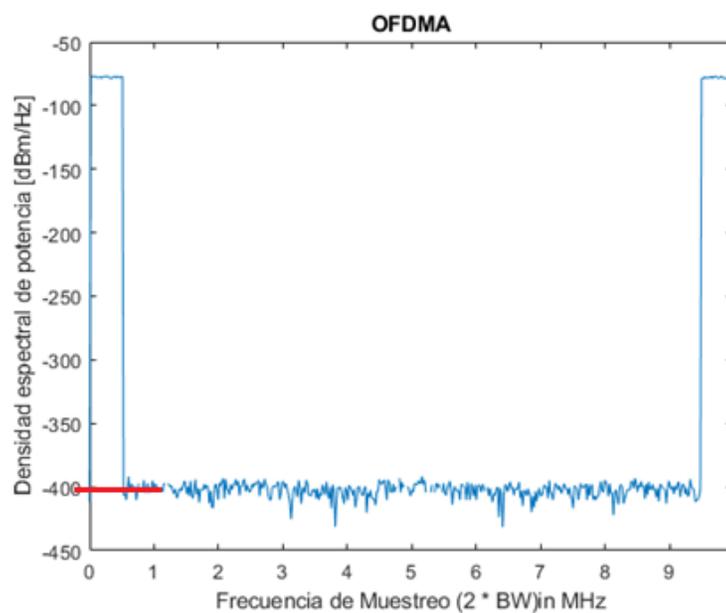
**Tabla 17**

*BER con SC-FDMA para cada modulación en canal Rayleigh*

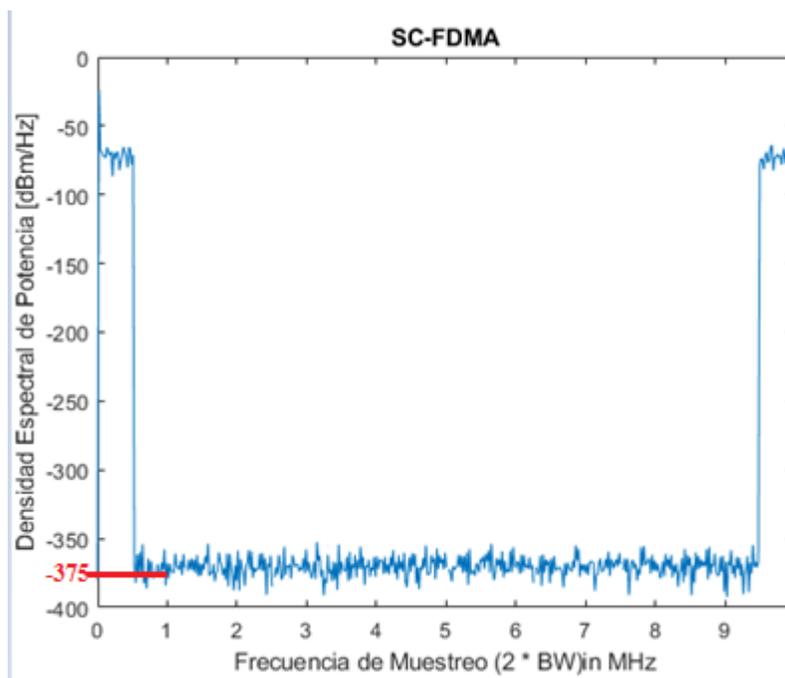
PE = 1e-0.5				
MODULACION	BPSK	QPSK	16-QAM	64-QAM
SNR[db]	4	7,5	65	80

En la Figura 42 y Figura 43 se muestra la densidad espectral de potencia para OFDMA y SC-FDMA respectivamente, se observa que para la primera tiene un promedio de potencia que se aproxima a -400 dBm por Hz y la segunda tiene aproximadamente un promedio de -375 dBm.

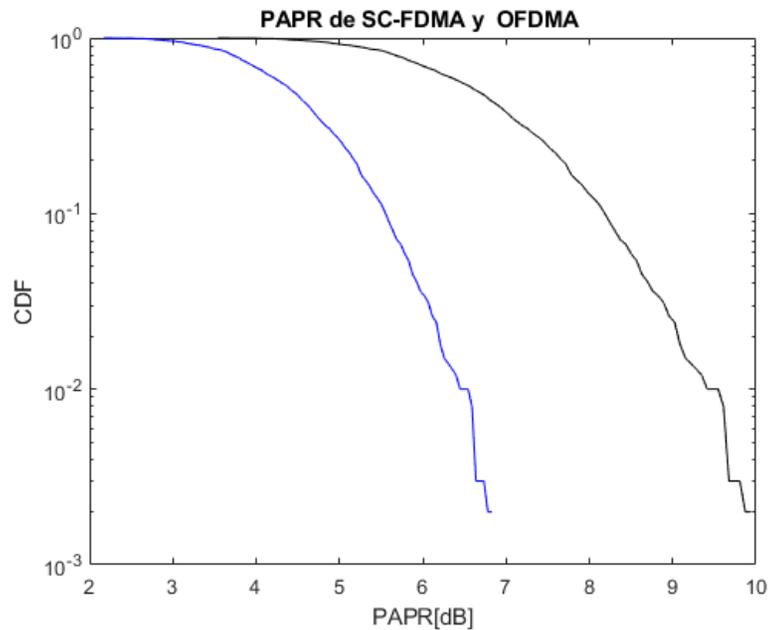
Sin lugar a duda se observa que SC-FDMA logra una reducción de potencia y del PAPR como se muestra en la Figura 44, que es aproximadamente 2.5 dB menor que OFDMA para una modulación BPSK, donde la curva de color negro describe el comportamiento de OFDMA, mientras que la curva de color azul muestra SC-FDMA



*Figura 42.* Densidad espectral de potencia para OFDMA



*Figura 43.* Densidad espectral de potencia para SC-FDMA



**Figura 44.** PAPR para OFDMA Y SC-FDMA

#### 4.1.2. MIMO Uplink 4x4

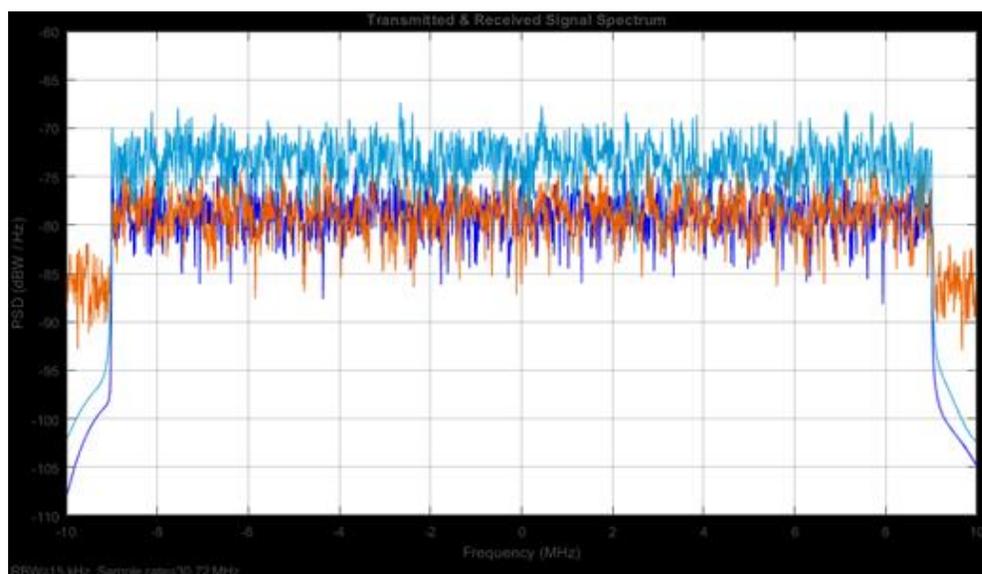
En la Figura 46 se muestra el espectro de la señal transmitida por 4 antenas en un enlace ascendente con un ancho de banda de canal de 20 MHz, el cual tiene densidad de potencia que llega a los 70 dBm por Hz, además se muestra la señal transmitida y la señal recibida antes y después de ser ecualizada alcanzando una velocidad de 310,63 Mbps con una modulación de 64 QAM como se muestra en la Figura 45.

```

Modulation = 64QAM
Coding rate = 0.5000
Bandwidth = 20.00 MHz
MIMO Antenna = 4 x 4
Data rate = 310.63 Mbps

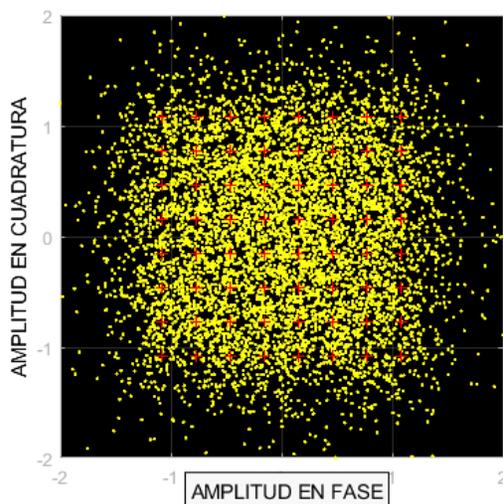
```

**Figura 45.** Datos de MIMO 4X4



**Figura 46.** Espectro de señales transmitidas y recibidas para MIMO 4X4

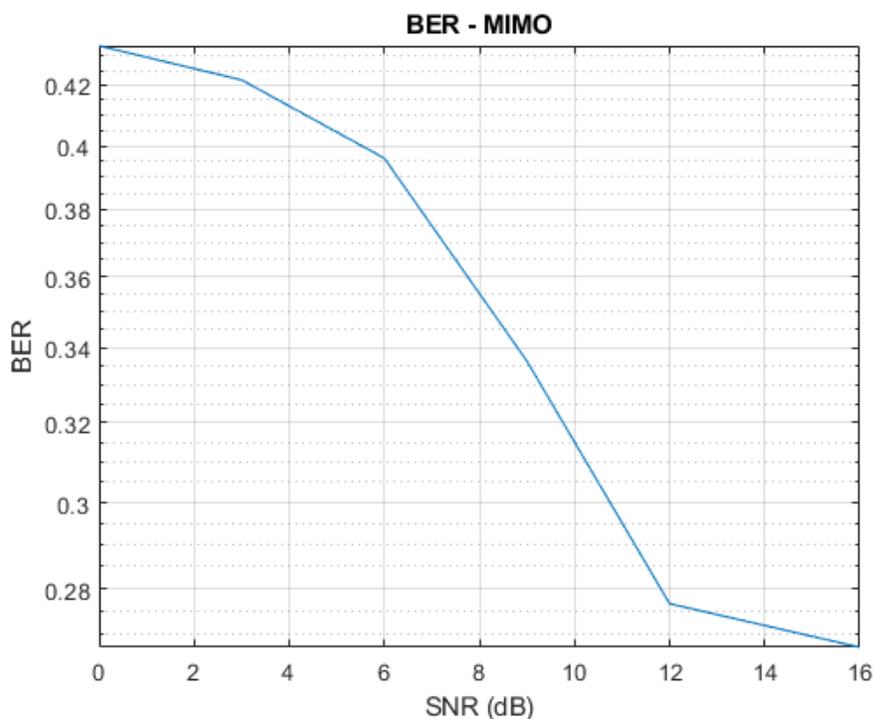
En la Figura 47 se muestra la modulación después del proceso de ecualización con una modulación de 64 QAM



**Figura 47.** Diagrama de dispersión después del ecualizador

En la gráfica de la Figura 48 se muestra el BER en función de la relación señal a ruido del sistema MIMO, se observa un decrecimiento casi lineal del BER a medida que aumenta el SNR,

hasta llegar a 16 db donde se observa un punto de inflexión, que indica que sigue descendiendo pero con otra pendiente.



*Figura 48.* BER - SNR para MIMO 4X4

#### 4.1.3. MIMO Downlink 8x8

En la Figura 49 se muestra el diagrama de constelación para 8 antenas con una modulación de QPSK, puede usarse varias configuraciones como BPSK, 16 QAM y 64 QAM sin embargo en este sistema se usa la técnica de OFDMA para acceso múltiple, y se vio la necesidad de usar únicamente modulaciones bajas para reducir la PAPR.

En la Figura 50 se observa que el uso de mimo masivo reduce la tasa de Bit de error y la relación señal a ruido en comparación con el MIMO de 4x4, además de mejorar la velocidad de transmisión siendo esta de 530,86 Mbps.

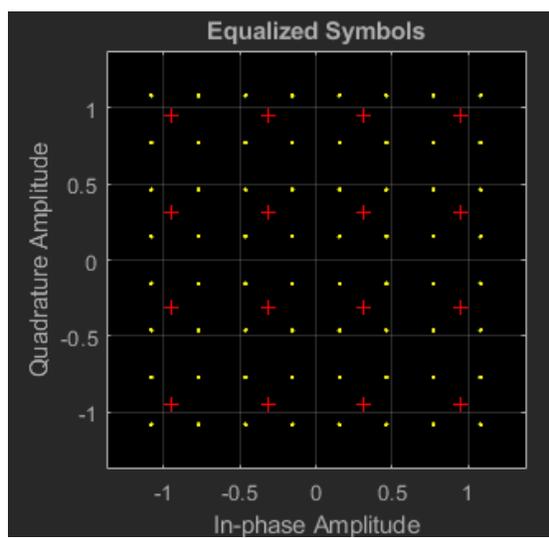


Figura 49. Diagrama de constelación MIMO 8X8

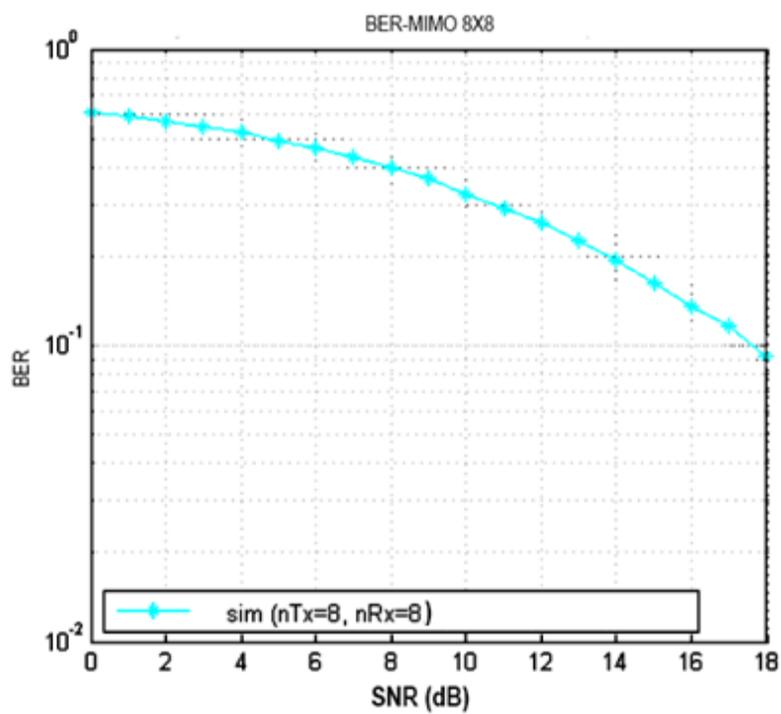
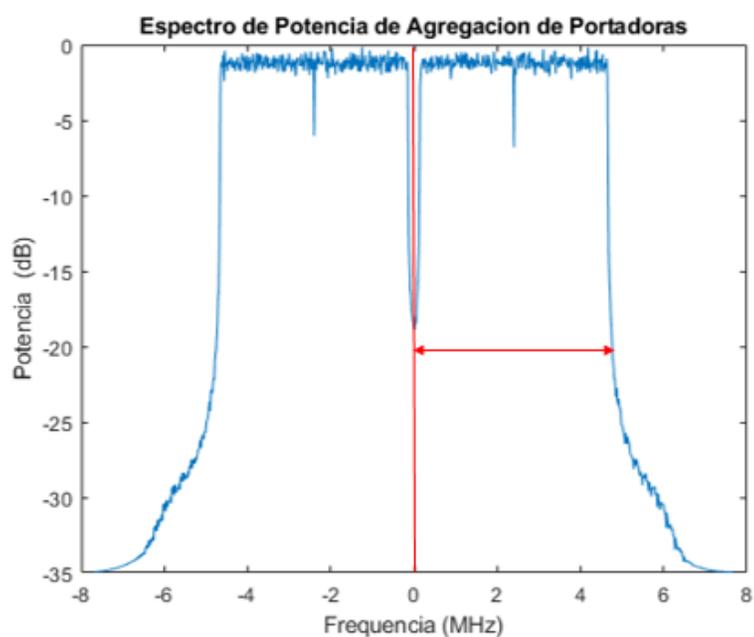


Figura 50. BER-SNR para MIMO 8X8

#### 4.1.4. Agregación de portadoras R10

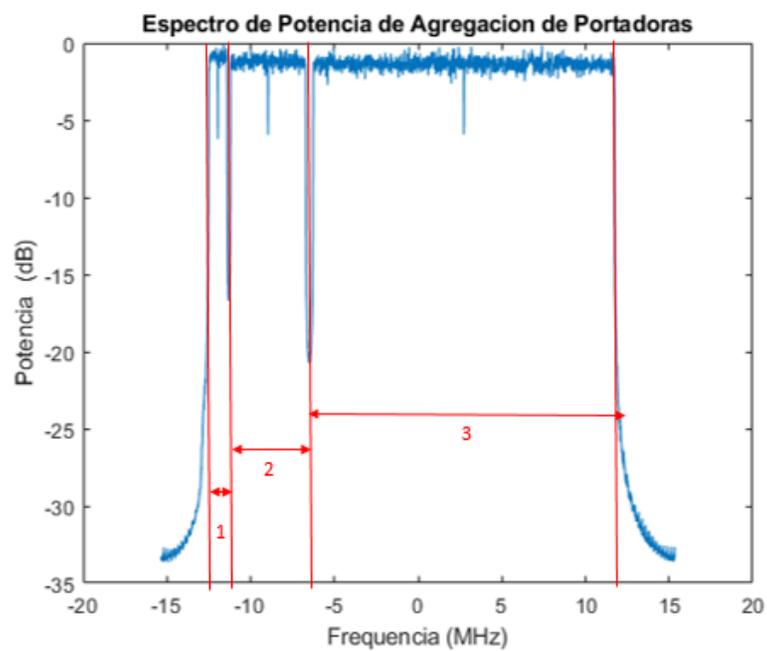
En la Figura 51 se muestra el escenario 1 (ver Tabla 13) donde se muestra dos portadoras continuas de 16 mhz de ancho de banda de canal, cada portadora tiene un ancho de banda de 10 mhz, cabe denotar que es de configuración simétrica, su frecuencia de espaciamiento central es mínimo.



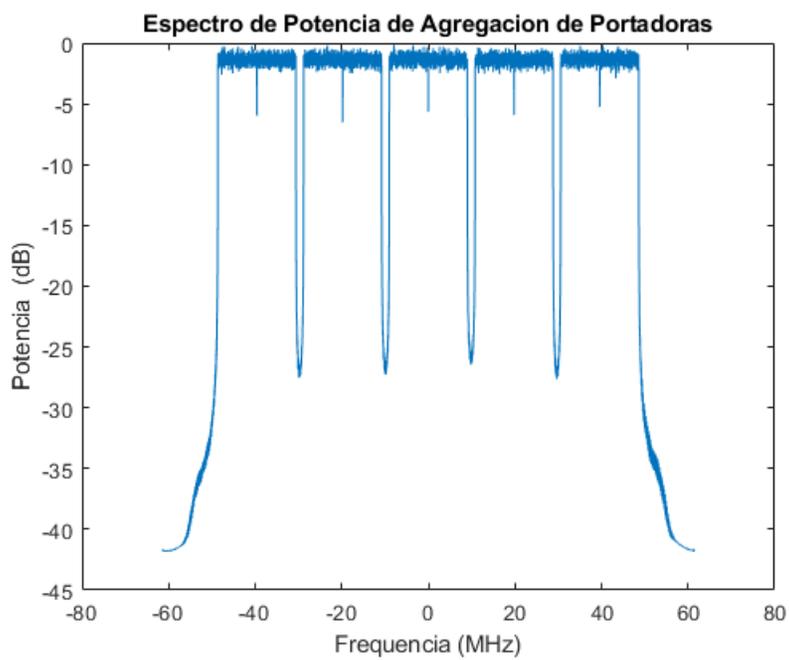
**Figura 51.** Agregación de portadora 2CC

En el escenario de la Figura 52 se presenta dos portadoras asimétricas continuas 60 MHz, la portadora uno tiene ancho de banda de 1,4 MHz, la segunda portadora es de 5 MHz, la tercera es de 20 MHz.

En la Figura 53 se muestra 5 portadoras un ancho de banda de 100 MHz con portadoras continuas simétricas cada una con un ancho de banda de 20 MHz.



*Figura 52.* Tres portadoras continuas asimétricas



*Figura 53.* Cinco portadoras continuas simétricas

## 4.2. Pruebas Release 11

### 4.2.1. CoMP

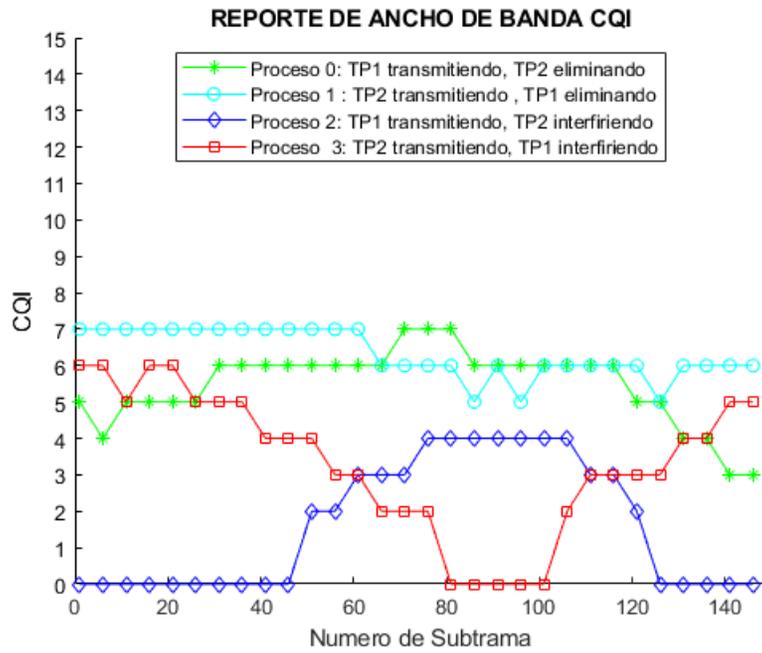


Figura 54. Reporte de banda ancha CQI

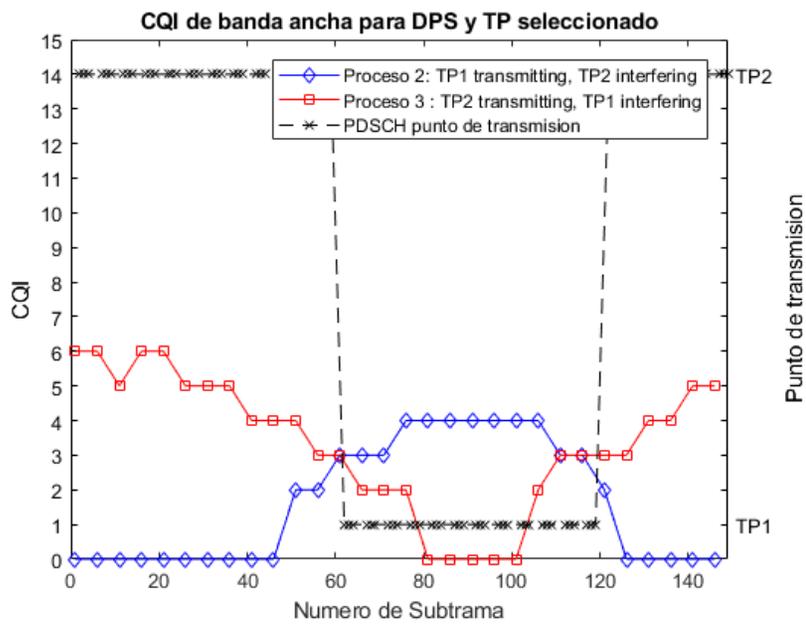


Figura 55. Ancho de banda CQI para DPS y selección TP

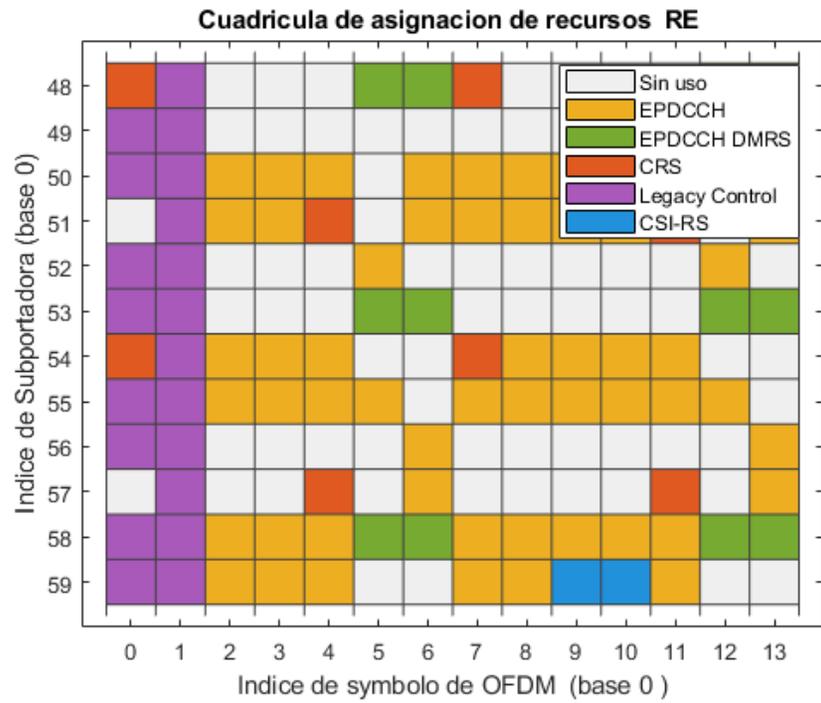
La Figura 54 y Figura 55 muestran el estado de los procesos de información del canal, el cual proporciona una retroalimentación en la red para la coordinación de operación de multipunto (comp). En este ejemplo los datos del equipo de usuario (UE) se transmiten desde uno de los e-Node B que cooperan como parte de un esquema de Selección de Punto Dinámico (DPS), la decisión de transmisión se basa en los informes del indicador de calidad del canal (CQI).

Para este ejemplo TP1 es una celda de servicio y TP2 es una estación base, la primera figura (Figura 54) se muestra el CQI reportado del proceso 0 y el proceso 1 expone que las condiciones del canal favorecen a TP1 durante la mitad de la simulación, al contrario de TP2 ya que el CQI reportado excede al de TP1. El CQI obtenido de los procesos 2 y 3 muestra un patrón similar, sin embargo es mucho más bajo el CQI para los procesos 0 y 1. Esto se debe a que los procesos suponen una interferencia adicional de los TP.

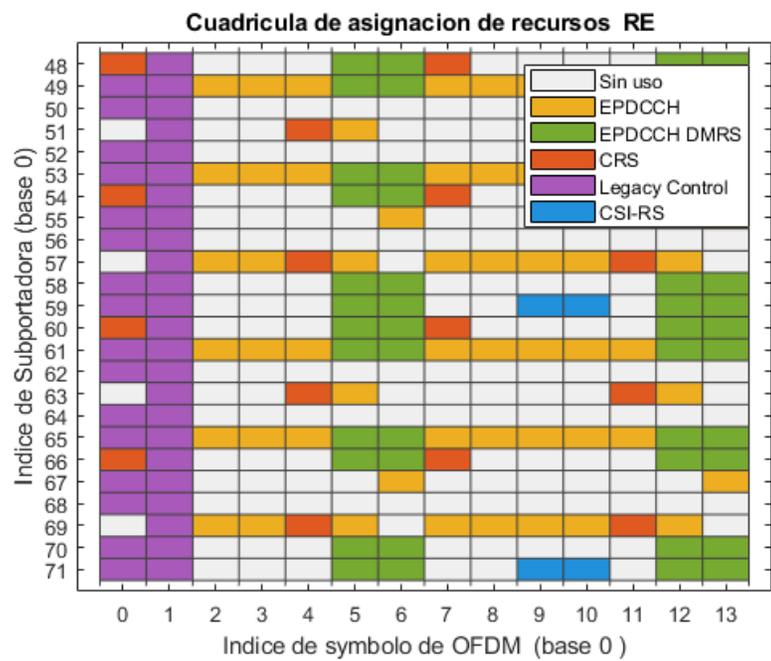
En la segunda figura (Figura 55) se observa el punto de transmisión PDSCH seleccionado y el CQI de banda ancha informando de los dos procesos utilizados para tomar la decisión del punto de transmisión. En este caso TP1 se seleccionó para transmisión PDSCH en la subtrama 60, ya que el CQI reportado favorecía este punto de transmisión.

#### **4.2.2. Canal EPDCCH**

Para el canal EPDCCH existen dos modos de transmisión: TDD Y FDD, además de dos tipos de transmisión: localizado y distribuido, por lo tanto, se obtienen 4 gráficos, 2 de los cuales son similares, por lo que se incluyen los 2 que muestran cambios



**Figura 56.** Canal EPDCCH con transmisión TDD y FDD localizada



**Figura 57.** Canal EPDCCH con transmisión TDD y FDD distribuida

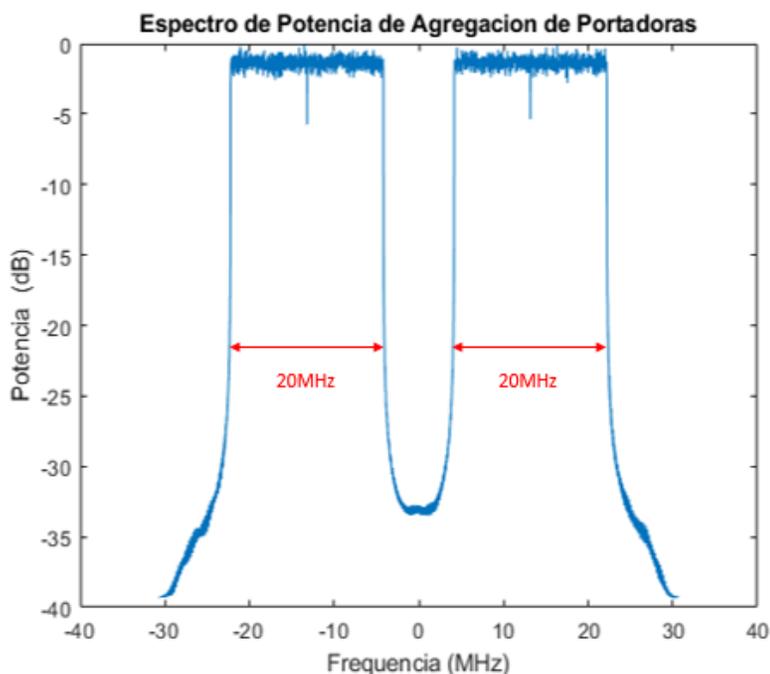
En la Figura 56 y Figura 57, se muestran las gráficas del índice de subportadora vs los símbolos OFDM para cada uno de los casos.

Se puede observar que existe una similitud en transmisión TDD y FDD localizada (Figura 56). Además de una similitud en TDD y FDD distribuida (Figura 57).

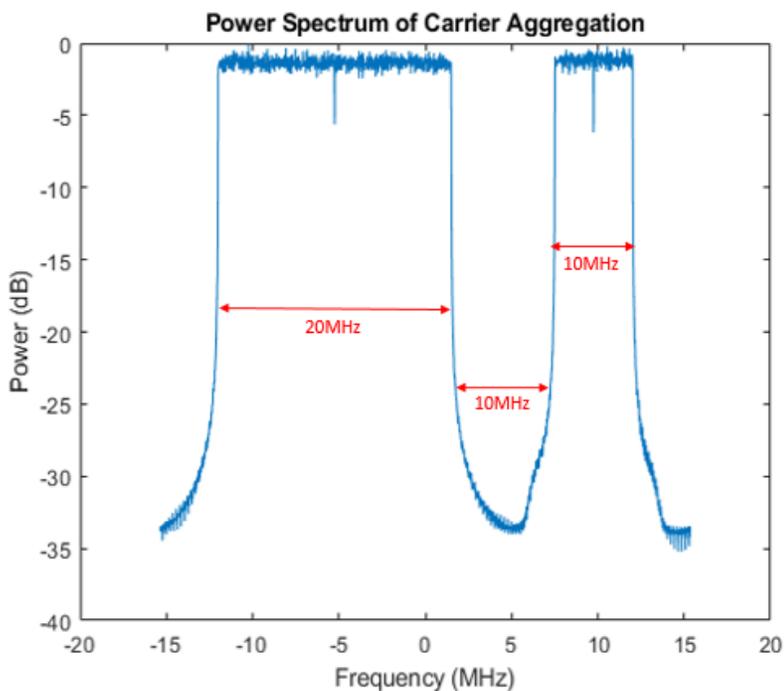
#### 4.2.3. Agregación de portadoras R11.

En la Figura 58 y Figura 59 se muestra el espectro de potencia de agregación de portadoras simétrica y asimétrica respectivamente.

Se puede notar que en la forma simétrica (Figura 58) se evidencia el mismo ancho de cada banda de 20 mhz con un espaciamiento entre bandas de 4 mhz. Mientras que en la forma asimétrica (Figura 59) se puede distinguir que existen diferentes anchos de banda en las portadoras, la primera se muestra de 20 mhz y la segunda 10 Mhz. El espaciamiento entre portadoras se muestra de 10 mhz.



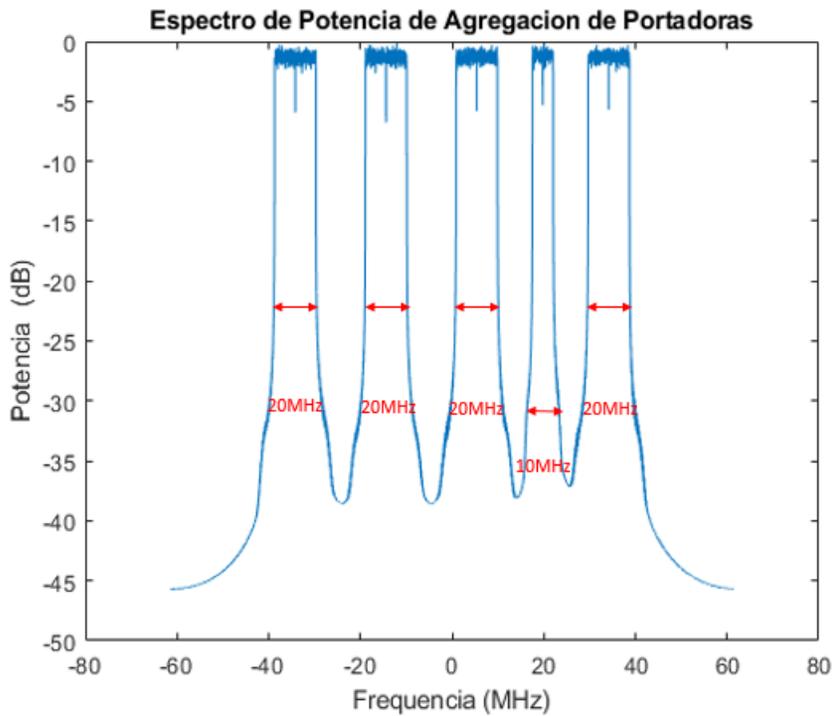
**Figura 58.** Agregación de portadoras simétrica para R11



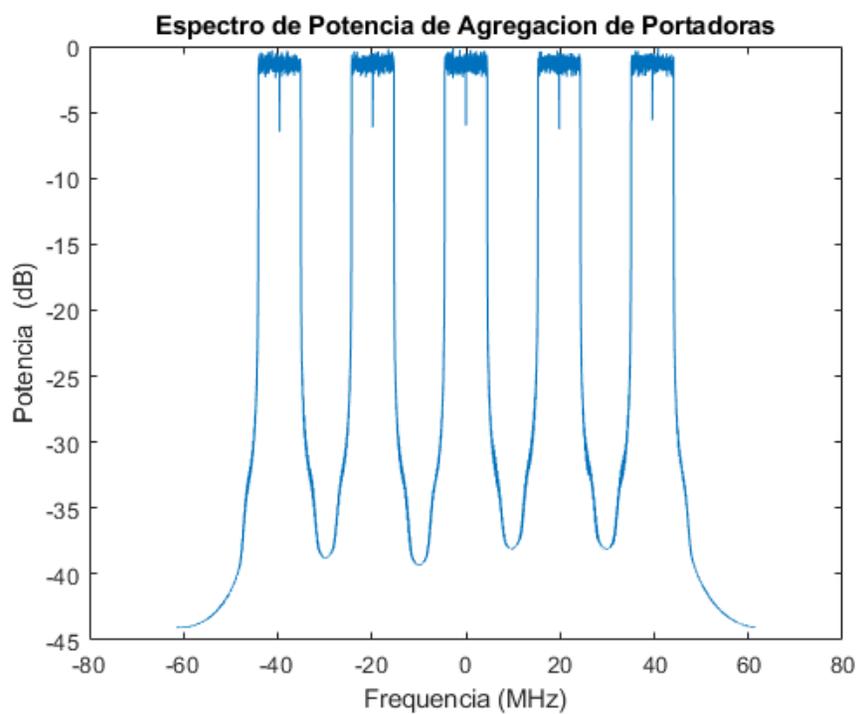
**Figura 59.** Agregación de portadoras asimétrica para R11

En la Figura 60 se pueden observar 5 portadoras asimétricas, 4 portadoras con un ancho de banda de 20 MHz, mientras que 1 con ancho de banda de 10MHz. Cabe recalcar que hay un espaciado entre portadoras de 10 MHz, este fenómeno se da debido a la configuración que se realizó en el e-Node B.

En la Figura 61 se ven 5 portadoras simétricas implementadas en el Release 11, donde cada una de las portadoras tiene un ancho de banda de 20 MHz con un espaciado entre portadoras de 10 MHz.



**Figura 60.** Cinco portadoras asimétricas para Release 11

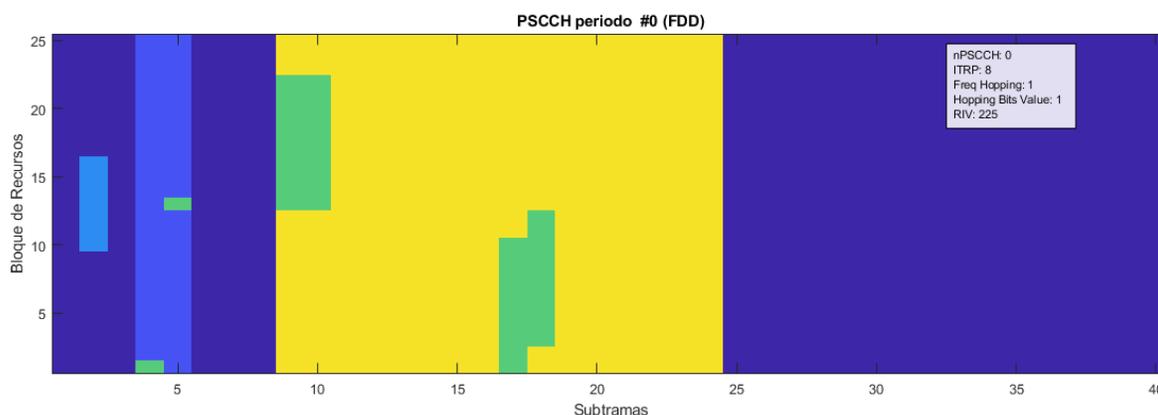


**Figura 61.** Cinco portadoras simétricas para Release 11

### 4.3. Pruebas reléase 12

#### 4.3.1. Comunicación D2D

En la Figura 62 se muestra las ubicaciones de la transmisión de sincronización (azul claro), el grupo de recursos de control (azul oscuro) y el grupo de recursos compartidos (amarillo) dentro de un solo periodo de PSCCH.

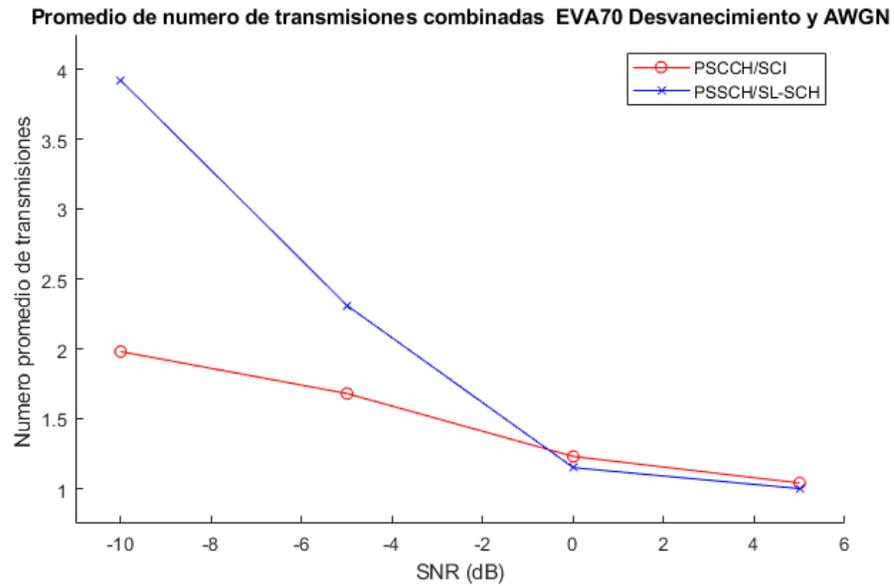


**Figura 62.** Ubicaciones de la transmisión de sincronización, grupo de recursos de control y grupo de recursos compartidos dentro de PSCCH.

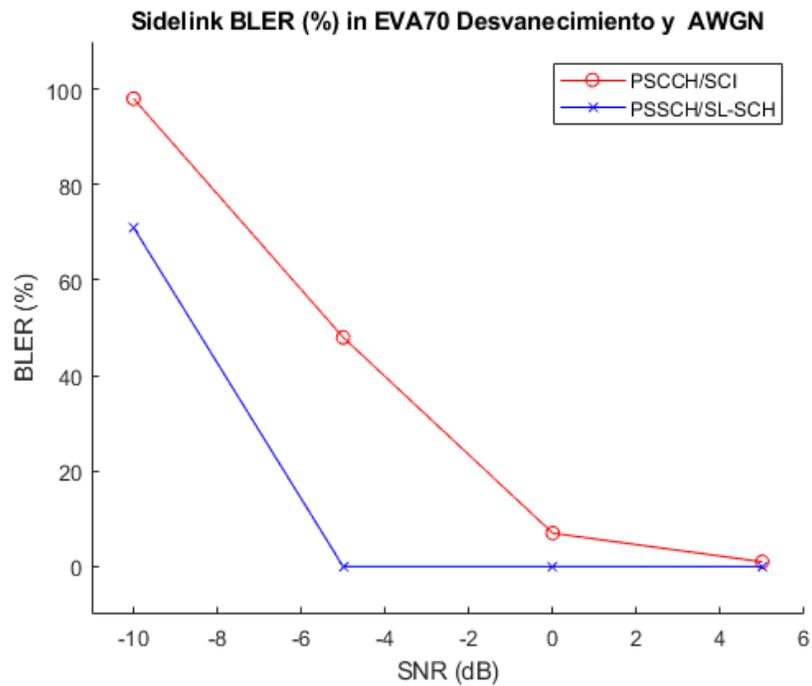
Como se puede observar en la Figura 62, dentro de un solo periodo de PSCCH existe un porcentaje relativamente bajo para la transmisión de sincronización, el periodo está compuesto en su mayoría por el grupo de recursos de control y el grupo de recursos compartidos.

En la Figura 63 se observa que, el número promedio de transmisiones varía en un punto a medida que aumenta la SNR en PSCCH/SCI, mientras que en PSCCH/SL-SCH se aprecia una curva con notable declinación.

La Figura 64 muestra que con PSCCH/SCI el porcentaje de BLER disminuye constantemente desde 80% con SNR=-10 hasta llegar a 0, donde el valor se mantiene constante de ahí en adelante. Mientras que en PSCCH/SL-SCH el porcentaje de BLER declina desde 60% hasta llegar a 0, donde la SNR toma un valor de -5, y a partir de ahí, el porcentaje de BLER se mantiene en 0.

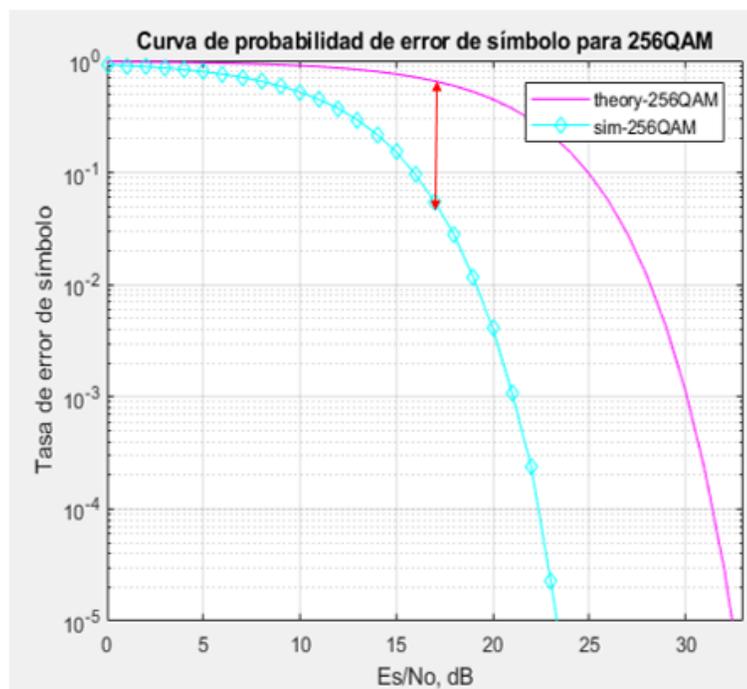


**Figura 63.** Transmisiones promedio vs SNR para PSCCCH/ SCI y SL-SCH



**Figura 64.** BLER vs SNR para PSCCH/SCI y SL-SCH

### 4.3.2. Modulación 256 QAM



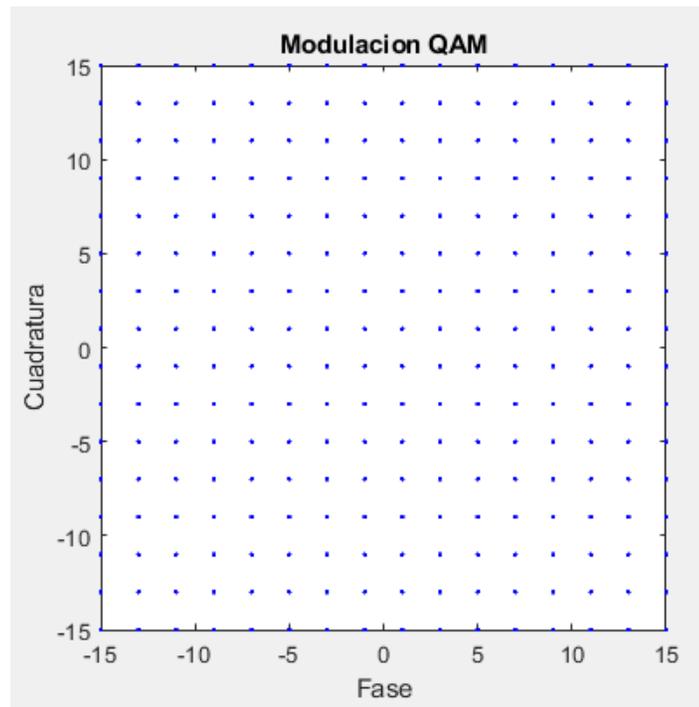
**Figura 65.** Curva de probabilidad de error para 256QAM teórico y simulado

En la Figura 65, se ilustra la curva de probabilidad de error para una modulación 256QAM tanto teórica como simulada, en la curva teórica se puede apreciar que el valor del BER decae en 29 db para el valor simulado, mientras que para el valor teórico, corresponde un valor de 31 db.

El diagrama de dispersión presentado en la Figura 66, muestra un diagrama de 16 x 16 puntos, por lo que se pueden apreciar el total de 256 puntos para esta modulación.

### 4.4. Análisis comparativo

Para el análisis comparativo se realizó la Tabla 18, donde se encuentran los valores de: ancho de banda, ancho de banda del canal, relación señal a ruido, tasa de frecuencia de datos y eficiencia espectral para cada uno de los Release estudiados en este trabajo de investigación. A continuación se muestran las ecuaciones con las cuales se pudieron obtener los valores para la tabla en cuestión.



**Figura 66.** Constelación para 256 QAM

Para calcular la eficiencia espectral se utiliza la ecuación (4.4.1).

$$\eta = \frac{R}{B} \quad (4.4.1)$$

$$\eta_{DL} = \frac{530,86}{20} = 26,5 \left[ \frac{\text{Kbps}}{\text{Hz}} \right] \quad (4.4.2)$$

$$H_{UL} = \frac{310,63}{20} = 15,5 \left[ \frac{\text{Kbps}}{\text{Hz}} \right] \quad (4.4.3)$$

Para el cálculo de la tasa de transmisión en el enlace descendente se utiliza la ecuación (4.4.4)

$$T_X = \frac{N_{RE} * N_{RB} * N_{BS}}{1ms} \quad (4.4.4)$$

$$T_X = \frac{18 * 5000 * 6}{1ms} = 540[\text{Mbps}] \quad (4.4.5)$$

La tasa de transmisión de datos en el enlace ascendente se calcula mediante el número de elementos de recurso

$$N_{RE} = \frac{R_B}{N_S} \quad (4.4.6)$$

$$N_{RE} = \frac{500}{6} = 83,2 \quad (4.4.7)$$

Con este número se calcula la tasa de transmisión para el enlace ascendente

$$T_X = \frac{N_{RE} * N_{RB} * N_{BS}}{1ms} \quad (4.4.8)$$

$$T_X = \frac{83,2 * 5000 * 6}{1ms} = 249[\text{Mbps}] \quad (4.4.9)$$

Para el cálculo de la eficiencia espectral en el Release 12 enlace descendente se utilizan las siguientes ecuaciones

$$H = BW_{\text{Eff}} * n * \text{Log}_2 \left( 1 + \frac{\text{SINR}}{\text{SINR}_{\text{Eff}}} \right) \quad (4.4.10)$$

$$H = 5 * 0,9 * \text{Log}_2 \left( 1 + \frac{60}{0,8} \right) = 28,11 \left[ \frac{\text{Bits/S}}{\text{Hz}} \right] \quad (4.4.11)$$

El cálculo de la eficiencia espectral en el enlace ascendente del Release 12 se realiza de acuerdo con:

$$H = BW_{\text{Eff}} * \log_2(1 + \text{SINR}) \quad (4.4.12)$$

$$H = 5 * \text{Log}_2(1 + 7) = 15 \left[ \frac{\text{Bits/S}}{\text{Hz}} \right] \quad (4.4.13)$$

**Tabla 18**

*Comparación de parámetros de eficiencia para los Release 10, 11 y 12*

Parámetros		Release10	Release 11	Release 12
Ancho de banda (mhz)		Variable (20-100)	Variable (20-100)	Variable (20-100)
Ancho de banda del canal (mhz)	DL	1.4, 3, 5, 10, 20	1.4, 3, 5, 10, 20	5
	UL	1.4, 3, 5, 10, 20	1.4, 3, 5, 10, 20	5
Relación señal a ruido (db)	DL	16	11	29
	UL	20	16	X
Tasa de transferencia de datos (Mbps)	DL	530,86	540	600,11
	UL	310,63	249	100
Eficiencia espectral (bits/s/Hz)	DL	26,5	27	28,11
	UL	15,5	12,45	15

Como se puede observar en la Tabla 18 y en las gráficas anteriores, las versiones de LTE brindan una mejora a la red LTE notablemente cada vez acercándose a las tasas pico propuestas por la IMT-Advanced, el uso de SC-FDMA es óptimo debido a la disminución de la potencia que existe en el terminal que facilita la comunicación de dispositivo a dispositivo.

Una de las mejoras más importante es el incremento de MIMO 8x8 que proporciona una eficiencia espectral mayor a lo que se trabajaba en LTE reléase 8 siendo de aproximadamente 15,5 bps/Hz para el UL y 26,5 para el DL (Tabla 18) y un mayor ancho de banda de transmisión con la agregación de portadoras continuas pudiendo expandirse hasta los 100 mhz con un máximo de hasta 5 portadoras, sin embargo como ninguna operadora puede proporcionar este espectro continuo, existe otro modo de operación intra banda no continua el cual brinda un escenario real al permitir fragmentar el espectro logrando alcanzar un pico de 540 Mbps para el enlace

descendente, lo cual genera un aumento en la eficiencia espectral de 27bps/Hz y una reducción en el enlace ascendente.

Estas mejoras sin duda alguna se la deben hacer con una adecuación a ciertos canales de control como el EDPCCCH el cual está estrechamente relacionado con la capacidad de codificar datos.

Para finalizar se puede concluir que el trabajo realizado se acerca a los valores teóricos del LTE-Advanced para el ancho de banda, las tasas de transmisión en DL y UL y la eficiencia espectral requeridos por el 3GPP, además se observó que la eficiencia espectral aumenta en cada Release con respecto al anterior, lo que demuestra que las mejoras implementadas si permiten optimizar el espectro radioeléctrico y a la vez brindar al usuario un mejor servicio.

## CAPÍTULO 5

### 5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

#### 5.1. Conclusiones

Durante el desarrollo del estado del arte de la tecnología radiocognitiva y luego de revisar trabajos sobre el tema, se pudo concluir que dicha tecnología no aporta en eficiencia espectral a una red LTE, puesto que el espectro de este tipo de redes es mayoritariamente licenciado y se encuentra en uso continuo, por lo que es poco probable encontrar bandas de frecuencia donde se puedan aplicar las técnicas mencionadas. Además para la aplicación de radiocognitiva, los algoritmos resultan demasiado robustos, lo que implica gran complejidad y consumo de energía que se refleja en altos costos tanto de económicos como computacionales para su implementación, por lo que sería poco factible llevarla a la práctica.

El objetivo de las redes LTE en general es aumentar las tasas de transmisión para brindar una experiencia más placentera a los usuarios respecto a la calidad de servicio. Para cumplir dicho objetivo, se debe mejorar la eficiencia espectral de las redes, aumentar los anchos de banda utilizados. El problema en el primer parámetro es que se tiene una limitación teórica y en el segundo parámetro rige la condición de un recurso limitado y de asignación estática.

Con la agregación de portadoras, se procura optimizar el ancho de banda fragmentando el espectro radioeléctrico y distribuyéndolo en el mismo ancho de banda, no obstante se tiene un límite teórico de cinco portadoras, además del límite práctico de tres portadoras según establece la IMT Advanced.

Como resultado de la simulación implementada se puede concluir que en el Release 12 no se puede aplicar la tecnología de agregación de portadoras inter banda no continua, ya que en este

caso se necesitaría simular la propagación de todas las bandas que se agreguen, además de agregar las pérdidas de que se presenten en el modelado de cada portadora.

Se puede concluir que la tecnología de agregación de portadoras es compatible con las versiones anteriores de LTE, es decir que no va a existir inconvenientes en el caso de que se requiera volver a la red 3G cuando se trabaja con voz.

Por otro lado la agregación de portadoras es la tecnología más prometedora para el avance de las redes LTE, puesto que permite aumentar las tasas de transmisión de forma exponencial con cada portadora agregada gracias a que optimiza el espectro fragmentándolo y permitiendo su uso en el mismo ancho de banda.

Con de los resultados de la Tabla 18, del análisis comparativos se concluye que el ancho de banda del canal en cada uno de los Release simulados puede ser de hasta 20 MHz, sin embargo se extiende hasta 100 MHz gracias a la agregación de portadoras.

Al respecto de la relación señal a ruido (SNR) en el enlace descendente, se nota que varía según el Release, esto es posible debido a que se necesitan modulaciones más robustas a medida que la SNR aumenta. El hecho de aplicar la modulación 256 QAM en el Release 12, aumenta la SNR hasta el valor de 29 dB.

A medida que aumenta el ancho de banda del canal, aumenta la tasa de transmisión de datos, por lo tanto, gracias a la aplicación de la agregación de portadoras y los arreglos de antenas MIMO se puede evidenciar un notable aumento de velocidad de datos en el enlace descendente llegando hasta los 600, 11 Mbps para el Release 12. En el caso del enlace ascendente se tienen valores menores puesto que se aplicó un MIMO 4x4 a diferencia del DL en donde se trabajó con MIMO 8X8.

Se concluye además, que en el Release 11 se logra aumentar la tasa de transferencia de datos y la eficiencia espectral con la aplicación del CoMP, que logra disminuir la latencia transmitiendo datos mediante un conjunto coordinado, además del canal EPDCCH, el mismo que permite transmitir pequeñas señales de control necesarias para algunas aplicaciones móviles, liberando los canales específicos de transmisión de datos.

Otra conclusión se obtiene a partir del Release 12, donde se logra elevar la tasa de transferencia de datos, con la aplicación D2D, ya que permite la comunicación entre dispositivos sin necesidad de pasar por una estación base, lo que beneficia tanto a la velocidad como a la seguridad de las comunicaciones en el caso de emergencia.

Finalmente, con los valores obtenidos en la Tabla 18 se puede concluir que las mejoras implementadas por el 3GPP en los Release 10, 11 y 12 sí denotan un crecimiento en la eficiencia espectral en el enlace descendente, que llegan en el caso del Release 12 al 28.11 (bits/s/Hz).

## **5.2. Recomendaciones**

Es recomendable complementar este trabajo investigativo con la simulación de redes LTE para los Release 13, 14 y 15 en sus capas físicas, para de esta manera lograr un panorama completo de la evolución de las comunicaciones hasta las redes 5G.

Se recomienda además desarrollar la simulación de una red LTE con agregación de 32 portadoras, puesto que esta es la propuesta para LTE Advanced Pro (Release 13 y Release 14). Con esta mejora se pretende subir las tasas de transmisión hasta 3Gbps.

Se recomienda revisar la versión del software de simulación Matlab y su compatibilidad con ciertas funciones que se han empleado en este trabajo de investigación, puesto que en el desarrollo de la simulación se encontraron librerías que no corresponden con la versión 2017b, sin embargo,

es posible instalar las librerías faltantes, buscar librerías que correspondan a la versión utilizada, o en su defecto, copiar los archivos .m que se aplican en el programa.

## 6. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

3GPP. (2011). Recomendación Técnica 36,104. *3GPP*.

3GPP. (2017). *Ts 136.211*. 3gpp.

3GPP. (2018). *Obtenido de <http://www.3gpp.org>*

3GPP. (2018). *Especificación Técnica 36.101*. 3GPP.

Agredo, G., Jojoa, P., & Almenar, V. (2016). *Sistemas MIMO con un número elevado de antenas: clave para la 5G inalámbrica*. Scielo.

Akyildiz, I., Lee, W., Vuran, M., & Mohanty, S. (2008). *A survey on spectrum management in cognitive radio networks*. IEEE Communications Magazine.

Alomoto, D., & Martinez, I. (Enero de 2018). *Analisis y simulacion de algoritmos para deteccion de espectro en radio cognitiva*. Quito, Pichincha, Ecuador.

Alvarez, M. (Marzo de 2015). *Catedra isdefe*. Obtenido de <http://catedraisdefe.etsit.upm.es/wp-content/uploads/2015/04/Manuel-Alvarez-Campana-T3.pdf>

ARCOTEL. (2017). *Plan Nacional de Frecuencias*.

Astaiza, E., Bermúdez, F., & Muñoz, L. (2016). *Sondeo comprensivo aplicado a sondeo de espectro de banda ancha eficiente en sistemas de radio cognitivo*.

Brodón, R., & Montejo, S. (2015). *Radio cognitiva y su impacto en el uso eficiente del espectro de radio*.

Calderón, J. (2014). *Cálculo de la capacidad del enlace de subida en LTE-Advanced con agregación de portadoras*. Universidad Católica de Perú.

Choy, J. L. (Mayo de 2014). *Pontifica Universidad Catolica del Peru*. Obtenido de <http://tesis.pucp.edu.pe/repositorio/handle/123456789/5441>

Faria, C. (2014). *The future of mobile broadband LTE. What about test and measurements/simulations?* (pág. 72). ANRITSU.

García, E. (2016). *Simulador de red cognitiva*.

Hachappa, A. (21 de Diciembre de 2015). *3GPP Release 10 to 12: LTE features and its impact on telecom services*. Telecomlead.

Hernandez, C., Pedraza, L., Páez, I., & Rodríguez, E. (2015). *Análisis de la movilidad espectral en redes de radio cognitiva*.

Holma, H., & Toskala, A. (2012). *LTE Advanced: 3GPP Solution for IMT Advanced*. USA: John Wiley & Sons, Incorporated.

Holma, H., Toskala, A., & Reunanen, J. (2016). *LTE small cell optimization: 3GPP evolution to Release 13*. USA: Wiley.

Junyi, F. (2013). *Device-to-device communications in LTE-Advanced*. Obtenido de <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00983507/document>

León, F., & Recalde, L. (2014). *Diseño e implementación de la red de cuarta generación LTE en el distrito metropolitano de Quito para la CNT EP*. Sangolquí.

Liston, k., Anael, S., & Manasseh, E. (2017). *Performance analysis of carrier agregation for various mobile network implementation scenario based on spectrum allocated*. International Journal of Wireless & Mobile Network, 13.

López, D., Salamanca, J., & Gallego, A. (2017). *Desarrollo de algoritmos para la selección de canales espectrales en redes inalámbricas de radio cognitiva usando las estrategias reactiva y proactiva*.

López, X., & Mora, C. (2006). *Análisis de técnicas de modulación adaptiva en redes inalámbricas de banda ancha*. México: Universidad Autónoma de México.

Mahjoub, A., Mohamed, A., Ahmed, O., & Alden, R. (2016). *Performance evaluation of LTE physical layer using OFDMA and SC-FDMA*. Sudan University of Science and Technology, 71.

Mathworks. (2017). Obtenido de [https://www.google.com.ec/search?Q=gui+de+matlab&source=lnms&tbm=isch&sa=X&ved=0ahukewjzto6kuezdahwr71mkhujqbamq\\_auicigb&biw=1366&bih=608#imgrc=aaqopuhfm38cum:](https://www.google.com.ec/search?Q=gui+de+matlab&source=lnms&tbm=isch&sa=X&ved=0ahukewjzto6kuezdahwr71mkhujqbamq_auicigb&biw=1366&bih=608#imgrc=aaqopuhfm38cum:)

Mathworks. (2018). Obtenido de [https://la.mathworks.com/help/lte/examples/release-12-downlink-carrier-aggregation-waveform-generation-demodulation-and-analysis.html?Fbclid=iwar1frjcp7ixzbujluun\\_xirjvmtcpabvldtyn-PQT6hO\\_Hvg5dtCZdfVOs](https://la.mathworks.com/help/lte/examples/release-12-downlink-carrier-aggregation-waveform-generation-demodulation-and-analysis.html?Fbclid=iwar1frjcp7ixzbujluun_xirjvmtcpabvldtyn-PQT6hO_Hvg5dtCZdfVOs)

Mathworks. (2018). *256-QAM con bloques Simulink*. Obtenido de mathworks: <https://la.mathworks.com/help/comm/gs/compute-ber-for-a-qam-system-with-awgn-and-phase-noise-using-simulink.html>

Mathworks. (2018). *Selección de punto dinámico de comp con múltiples procesos CSI*. Obtenido de <https://la.mathworks.com/help/lte/examples/comp-dynamic-point-selection-with-multiple-csi-processes.html>

Mitola, J., & Maguire, G. (1999). *Cognitive radio: making software radios more personal*. *Personal Communications, IEEE*,.

Molisch, A. (2011). *Wireless communication*. USA, California: University of Southern California, Second Edition.

Monem, M. (2017). *Modulación y calidad de la señal en LTE*. NETMANIAS.

Mutafungwa, E. (2016). *Evolved radio access networks (LTE Advanced)*. Obtenido de [https://mycourses.aalto.fi/pluginfile.php/371975/mod\\_resource/content/2/Lecture%205\\_ELEC-E7230%20Radio%20Access%20Networks\\_slides.pdf](https://mycourses.aalto.fi/pluginfile.php/371975/mod_resource/content/2/Lecture%205_ELEC-E7230%20Radio%20Access%20Networks_slides.pdf)

- Network, W. (2014). *Wireless Network*. Obtenido de <https://www.cablefree.net/wirelesstechnology/4glte/overview-of-lte-3gpp-releases/>
- Núñez, C. (2013). *Protocolos de usuario en E-UTRAN*. Telemática, 9.
- Palacios, P., & Delgado, J. (2018). *Simulador de radio cognitivo en redes móviles*.
- Pedraza, L., Forero, F., & Ingrid, P. (2012). *Detección de espectro para radio cognitiva*. Ingeniare, 23.
- Poorva, M., & Shashank, M. (2016). *Design of 4 bit QPSK and 256 bit QAM using MATLAB*. IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering, 8.
- Raslan, W. (2014). *Análisis de rendimiento de la capa física LTE-Advanced*. International Journal of Computer Ciencia Cuestiones 11 N°1, 80-87.
- Reinikainen, A. (30 de Mayo de 2015). *Aalto University School of Electrical Engineering*. Obtenido de Performance Evaluation of LTE-Advanced: <https://aaltodoc.aalto.fi/handle/123456789/16862>
- Roesler, A., & Schlien, J. (2014). *LTE-Advance (3GPP Rel. 12)*. ROHDE&SCHWARZ, 59.
- Roessler, A. (2013). *LTE-Advance (3GPP Rel. 11)*. ROHDE&SCHWARZ, 38.
- Rohde, & Schwartz. (2013). *ITU Academy hosted. Rohde & Schwartz*.
- Rouse, M. (2014). *Techtarget*. Obtenido de <https://searchtelecom.techtarget.com/definition/Evolved-Packet-Core-EPC>
- Sharma, A. (2013). *BER and PAPR Analysis of 8x8 MIMO OFDM system using slm technique*. INDIA.
- Sigen, Y., Wong, S. H., & Worrall, C. (2013). *Enhanced physical downlink control. LTE TECHNOLOGY UPDATE*, 8.

SNA.

(s.f.).

[https://www.google.com.ec/search?Q=ofdma&tbm=isch&source=iu&ictx=1&fir=BJQV86HH4UpQ6M%253A%252cth\\_8dmtvb4myrm%252C\\_&usg=AI4\\_-krmxv\\_cxeaxbof5yyiahibmpmbwa&sa=X&ved=2ahukewio3cwegl7eahxrylmkhur8alyq\\_h0wgnoecaiqa#imgrc=g\\_ezirpjynvjam:](https://www.google.com.ec/search?Q=ofdma&tbm=isch&source=iu&ictx=1&fir=BJQV86HH4UpQ6M%253A%252cth_8dmtvb4myrm%252C_&usg=AI4_-krmxv_cxeaxbof5yyiahibmpmbwa&sa=X&ved=2ahukewio3cwegl7eahxrylmkhur8alyq_h0wgnoecaiqa#imgrc=g_ezirpjynvjam:)

Technology, A. (2012). *LTE- Advanced desing and test challenges- carrier aggregation*. Obtenido de [https://es.slideshare.net/allabout4g/23-aug12-ltewebcast?Next\\_slideshow=1](https://es.slideshare.net/allabout4g/23-aug12-ltewebcast?Next_slideshow=1)

Telefonía, A. (25 de 09 de 2017). Año 2017: *Más de 5.000 millones de usuarios de móviles*. ABC Telefonía.

Tolomeo, P. (2011). UNAM. Obtenido de UNAM: <http://www.ptolomeo.unam.mx:8080/xmlui/bitstream/handle/132.248.52.100/894/A6.pdf?Sequence=6>

UIT. (2017). *Principios, retos y problemas de la gestión del espectro relacionados con el acceso dinámico a las bandas de frecuencia mediante sistemas de radiocomunicaciones con capacidades cognitivas*. ITU.

Valenta, V., & Al, E. (2010). *Survey on spectrum utilization in Europe: measurements, analyses and observations*. Fifth International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM). Europa.

Wang, J., & Rouil, R. (2016). *BLER performance evaluation of LTE device-to-device communications*. National Institute of Standars and Technology, 19.

Wannstrom, J. (Junio de 2013). *3GPP the mobile broadband standard*. Obtenido de <http://www.3gpp.org/technologies/keywords-acronyms/97-lte-advanced>

Watanabe, K., & Machida, M. (2012). *Outdoor LTE infrastructure equipment*. FUJITSU, 32.

Wessam, M., Eman, M., & Abdelhlim, Z. (2017). *Implementación de software del LTE-Advance utilizando Matlab simulink*. Research Gate, 8.

Wu, Y. (2016). *Advanced technologies for device-to-device communications underlying cellular networks*.

Yonis, A., Abdullah, M., & Ghanim, M. (2012). *Design and implementation of intra band contiguous* . International Journal of Computer Applications .

Zarrinkoub, H. (2014). *Understanding LTE with Matlab*. En H. Zarrinkoub, *Understanding LTE with Matlab* (pág. 510). Wiley.