

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y
ELECTRÓNICA**

**ANÁLISIS DEL RENDIMIENTO DE LA TÉCNICA DE REDUCCIÓN
DE LA PAPR OPS-SAP PARA COMUNICACIONES LTE EN EL
ENLACE DESCENDENTE**

**TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

JÉSSICA ANDREA PORTILLA SÁNCHEZ

MARLON DANIEL TORRES PADILLA

DIRECTOR: ING. MARTHA CECILIA PAREDES PAREDES, PHD

Quito, julio 2019

AVAL

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Jessica Andrea Portilla Sánchez y Marlon Daniel Torres Padilla, bajo mi supervisión.

PhD. Martha Cecilia Paredes Paredes
DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

Nosotros, Jessica Andrea Portilla Sánchez y Marlon Daniel Torres Padilla, declaramos bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de nuestra autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que hemos consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

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

Jessica Andrea Portilla Sánchez

Marlon Daniel Torres Padilla

DEDICATORIA

Dedico este trabajo a mi madre, Elvia, la mujer más fuerte que he conocido, gracias a ella y a su apoyo incondicional he llegado hasta aquí, con su amor y ejemplo me ha enseñado que, a pesar de los obstáculos, uno se puede levantar y seguir adelante y que mientras sigamos juntas ninguna batalla será difícil e insuperable.

A mi padre, Eduardo, porque a su modo, siempre me ha apoyado y siempre ha estado para mí en los buenos y malos momentos y que con su ejemplo me ha inculcado los más altos valores, pero sobretodo la perseverancia y dedicación para poder conseguir lo que se anhela.

A mis hermanos, por demostrarme que el mejor refugio y apoyo es la familia, que, aunque todos puedan darte la espalda, ellos jamás lo harán.

A Joaquín y Paula, los amores de mi vida, por ser mi inspiración a diario y enseñarme el verdadero amor, el más puro y sincero que pueda existir.

Todo este esfuerzo es en homenaje a ustedes, mi familia, los amo.

Jessy

DEDICATORIA

Dedico este trabajo a mi padre Marlon Torres y a mi madre Jacqueline Padilla por el amor de haberme concebido, por el apoyo en todos los sentidos, por la dedicación, sacrificio y la paciencia con la que cada día se han preocupado por mi avance y desarrollo como el mejor hijo, la mejor persona y el mejor profesional desde el día que nací.

A mi hermana Alexandra por desempeñar de manera perfecta su papel de hermana mayor, siendo un apoyo fundamental y mi ejemplo a seguir con su gran inteligencia y dedicación para no rendirme y ser un gran profesional como ella. Tu eres el espejo en el que me reflejo o el modelo en el que me he basado para ser el profesional que quiero ser.

A mi hermano gemelo Ricardo, mi mejor amigo, que me ha acompañado en esta aventura llamada vida desde antes de nacer y en todo el recorrido para ser un profesional, desde los primeros años de escuela en Ambato hasta los años de preparación universitaria en Quito, nunca he estado solo siempre has estado conmigo.

Daniel

AGRADECIMIENTO

A mis padres Elvia y Eduardo, su amor, apoyo incondicional, enseñanzas me han alentado a lo largo de la vida a no desistir y lograr cada una de mis metas. Les agradezco infinitamente por su paciencia y por ser siempre mi fortaleza en los momentos de debilidad, sin ustedes el éxito de este trabajo no hubiera sido posible.

A toda mi familia, que de una u otra forma han sido parte de este largo camino, que, con su ayuda, sus consejos y palabras de aliento han contribuido a que esta meta llegue a cumplirse siendo parte fundamental de este momento de felicidad en mi vida.

A mi compañero Daniel, porque a más de ser un excelente compañero de trabajo, desde hace años, se ha convertido en un gran amigo con el cual he compartido tantos buenos momentos. Además, agradezco su ayuda y dedicación para superar las dificultades y culminar este gran proyecto.

Un agradecimiento muy especial y profundo a la Dra. Cecilia Paredes quien con paciencia y tolerancia supo guiarnos por este difícil camino, otorgándonos de manera desinteresada sus consejos y conocimientos, convirtiéndose no solo en docente sino en una verdadera amiga.

A la Escuela Politécnica Nacional ya que en sus aulas día a día fui forjando el sueño, que en la actualidad se hace realidad, el poder ser una profesional de excelencia académica y espiritual, para contribuir de manera positiva a la sociedad.

Finalmente agradezco todas las maravillosas personas que a lo largo de esta carrera universitaria han llegado a mi vida, que se han convertido en verdaderos amigos, y que, sin ustedes, sin las risas, sin el llanto, sin las experiencias vividas, este camino hubiera sido mucho más difícil e incluso demasiado aburrido.

Jessy

AGRADECIMIENTO

Agradezco en primer lugar a Dios, por cuanto soy, cuanto puedo y cuanto recibo. Tu amor y bondad no tienen fin, me bendices, me permites estar vivo y ser feliz con mis logros que los he obtenido con tu ayuda y cuando he caído y me has puesto a prueba, he aprendido de mis errores ya que tú me los has puesto en frente mío para que mejore como hijo, como ser humano y crezca de diferentes maneras.

A mis padres por ser los principales promotores de mis sueños, gracias a ellos por cada día confiar y creer en mí, a ellos les debo la vida, por ellos soy lo que soy, los amo mucho; gracias a mi madre por siempre desear y anhelar lo mejor para mi vida, por cada una de sus acciones y palabras que me guían para lograr mis objetivos; gracias a mi padre por invertir su tiempo, fortalezas y habilidades trabajando sin parar, siempre en la búsqueda de hacer que sus hijos y esposa salgan adelante y mejoren continuamente su bienestar.

A mi Priscila que, con su amor, apoyo emocional, comprensión y preocupación fue el ingrediente perfecto en la recta final de esta etapa estudiantil para poder culminar este trabajo y lograr alcanzar esta victoria en la vida.

A mi compañera de tesis Jessica Portilla, por ser mi primera amiga en la universidad y compañera durante todos estos años de nuestra etapa universitaria, por su paciencia, inteligencia y talento para poder sacar todos nuestros trabajos adelante de manera exitosa.

A mi directora, la Dra. Cecilia Paredes por su guía y tiempo dedicado para aclarar cualquier tipo de duda que me surgiera en este trabajo, agradecerle por la claridad y exactitud con la que enseñó cada clase, discurso y lección, en conjunto con todos mis profesores a lo largo de la carrera, que me ayudó a desarrollar esta tesis.

A la Escuela Politécnica Nacional por haberme permitido formarme como profesional en sus aulas, y en ella gracias a todas las personas que fueron partícipes de este proceso, ya sea de manera directa o indirecta

Daniel

ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL.....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA	II
DEDICATORIA	III
DEDICATORIA	IV
AGRADECIMIENTO	V
AGRADECIMIENTO	VI
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	VII
ÍNDICE DE FIGURAS	IX
ÍNDICE DE TABLAS	XV
RESUMEN	XVII
ABSTRACT	XVIII
1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1. OBJETIVOS.....	2
1.2. ALCANCE.....	3
1.3. MARCO TEÓRICO	3
1.3.1. ARQUITECTURA DE RED DE LTE.....	4
1.3.1.1. <i>User Equipment (UE)</i>	4
1.3.1.2. Red de acceso E-UTRAN.....	6
1.3.1.3. Red troncal EPC.....	7
1.3.2. STACK DE PROTOCOLOS DE LA INTERFAZ RADIO LTE.....	9
1.3.3. INTERFAZ DE RADIO DE LTE.....	10
1.3.3.1. Modos de transmisión	10
1.3.3.2. Asignación de ancho de banda	12
1.3.3.3. Canales de la interfaz radio de LTE.....	13
1.3.3.4. Señales Físicas	17
1.3.4. Técnicas de acceso a la interfaz radio de LTE.....	21
1.3.4.1. OFDM (<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>)	21
1.3.4.2. OFDMA (<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>).....	36
1.3.4.3. SC-FDMA (<i>Single Carrier Frequency Division Multiple Access</i>)	38
1.3.5. ENTRAMADO DE LTE EN EL DOMINIO DEL TIEMPO	40
1.3.6. PROBLEMA DE LA PAPR ELEVADA.....	43
1.3.6.1. Comportamiento del HPA frente a una PAPR elevada	43
1.3.6.2. Definición de PAPR.....	43

1.3.6.3.	Métodos de reducción de la PAPR	45
1.3.6.4.	Métricas para evaluar la PAPR.....	52
2.	METODOLOGÍA.....	57
2.1.	ESQUEMA DE SIMULACIÓN.....	57
2.1.1.	SIMULACIÓN PRINCIPAL.....	58
2.2.	TRANSMISOR OFDM PARA LTE	60
2.2.2.	GENERACIÓN DE DATOS	63
2.2.3.	MODULACIÓN DE DATOS	63
2.2.4.	UBICACIÓN DE <i>RESOURCE ELEMENTS</i>	65
2.2.5.	SOBREMUESTREO.....	67
2.2.6.	AMPLIFICADOR DE ALTA POTENCIA (HPA)	68
2.3.	REDUCCIÓN DE LA PAPR	68
2.3.1.	CÁLCULO DE LA PAPR.....	69
2.3.2.	CÁLCULO DE LA MÉTRICA CÚBICA	70
2.3.3.	CÁLCULO DE LA MÉTRICA	70
2.3.4.	TÉCNICA OPS-SAP	71
2.4.	TRATAMIENTO DE DATOS.....	73
2.4.1.	MÉTRICAS PARA EVALUAR EL RENDIMIENTO DE LA REDUCCIÓN DE LA PAPR.....	73
2.4.2.	PRESENTACIÓN DE RESULTADOS	75
3.	RESULTADOS Y DISCUSIÓN	77
3.1.	ESCENARIO DE SIMULACIÓN.....	77
3.1.1.	PRUEBA PRELIMINAR PARA COMPROBACIÓN DE FUNCIONAMIENTO DEL TRANSMISOR LTE	78
3.2.	RESULTADOS DE PAPR.....	83
3.2.1.	ANÁLISIS DE RESULTADOS	94
3.3.	RESULTADOS DE LA MÉTRICA CÚBICA MC.....	95
3.3.1.	ANÁLISIS DE RESULTADOS	106
3.4.	RESULTADOS DE PSD	108
4.	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	119
4.1.	CONCLUSIONES.....	119
4.2.	RECOMENDACIONES.....	120
5.	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	122
	ANEXOS.....	127
Anexo A	Diagramas de flujo.....	128
Anexo B	Códigos de <i>scripts</i> y funciones creados.....	143

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1. Arquitectura del Sistema LTE.....	4
Figura 1.2. Equipo de Usuario en LTE	5
Figura 1.3. Red de Acceso E-UTRAN en LTE.....	6
Figura 1.4. Red troncal EPC en LTE	7
Figura 1.5. Stack de Protocolos de la Interfaz Radio de LTE	9
Figura 1.6. Modos de Transmisión en LTE.....	11
Figura 1.7. Diagrama tiempo-frecuencia en los modos FDD y TDD de LTE....	12
Figura 1.8. Estructuración de las subportadoras de LTE para el enlace descendente y ascendente	12
Figura 1.9. Relación entre ancho de banda de canal y de banda de transmisión	13
Figura 1.10. Esquema de canales lógicos, de transporte y físicos para enlace ascendente	14
Figura 1.11. Esquema de canales lógicos, de transporte y físicos para enlace descendente	14
Figura 1.12. Estructura de dos señales de referencia específica	18
Figura 1.13. Estructura de una o dos señales DM-RS.....	19
Figura 1.14. Posición de señales PSS y SSS en LTE para transmisión FDD y TDD	20
Figura 1.15. Estructura de dos señales SSS en una celda.....	21
Figura 1.16. Espectro de las subportadoras de OFDM.....	22
Figura 1.17. Diagrama de bloques de un sistema OFDM	23
Figura 1.18. Diagrama de bloques de un transmisor OFDM.....	23
Figura 1.19. Diagrama de constelación para B-PSK	25
Figura 1.20. Diagrama de constelación para Q-PSK.....	26
Figura 1.21. Diagrama de constelación para 16-QAM.....	27
Figura 1.22. Diagrama de constelación para 64-QAM.....	27
Figura 1.23. Sistema OFDM con un banco de osciladores.....	28
Figura 1.24. Bloque IFFT para una señal OFDM.....	29
Figura 1.25. Inserción del prefijo cíclico	31
Figura 1.26. Parámetros IBO y OBO de un HPA.....	33

Figura 1.27. Conversión AM/AM del modelo de Rapp.....	34
Figura 1.28. Asignación de recurso en OFDM y OFDMA	37
Figura 1.29. Asignación de recurso en OFDMA, (a) asignación localizada, (b) asignación distribuida, (c) asignación dinámica.....	37
Figura 1.30. Esquema del transmisor SC-FDMA (Diferencias con OFDMA) ...	39
Figura 1.31. Diferencia entre OFDMA y SC-FDMA	39
Figura 1.32. Estructura de una trama LTE	40
Figura 1.33. División de una subtrama en LTE.....	41
Figura 1.34. Estructura de un Resource Grid con prefijo cíclico normal	41
Figura 1.35. Ubicación en tiempo y frecuencia de los canales comunes de control y señales de referencia para el enlace descendente en un ancho de banda de 1.4. MHz.....	42
Figura 1.36. Predistorsión de amplitud para QPSK utilizando un factor de escala α	47
Figura 1.37. Técnica OPS original.....	50
Figura 1.38. Técnica OPS de baja complejidad.....	51
Figura 1.39. Diagrama de bloques de los componentes del transmisor en la técnica OP-SAP	52
Figura 1.40. CCDF de la PAPR para OFDM con 16-QAM y N={64,128,256,512,1024} subportadoras	55
Figura 1.41. PSD a la salida del HPA con diferentes valores de IBO	56
Figura 2.1. Estructura de las funciones y scripts principal 2.1	58
Figura 2.2. Resource Elements, Resource blocks, y Resource Grid 2.2.....	61
Figura 2.3. Mapeo de canales lógicos, de transporte y físicos para el enlace descendente y el contenido de la Resource Grid de LTE: centrado en ocho resource blocks alrededor del centro (subportadora DC), con seis tipos diferentes de datos 2.3.....	66
Figura 3.1. Mapa de la trama LTE	78
Figura 3.2. Leyenda del Mapa LTE	79
Figura 3.3. Vector de bits aleatorios de la señal Datos	79
Figura 3.4. Vector de bits modulados con QPSK (dominio de la frecuencia) para la señal "Datos"	80
Figura 3.5 Diagrama de constelación QPSK de los datos modulados.....	80
Figura 3.6. Trama LTE en el dominio de la frecuencia	80

Figura 3.7. Trama OFDM LTE en el dominio del tiempo	81
Figura 3.8. Trama OFDM LTE en el dominio del tiempo sobremuestrada.....	82
Figura 3.9. Trama OFDM LTE en el dominio del tiempo amplificada	81
Figura 3.10. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 1.4 MHz y modulación QPSK.....	85
Figura 3.11. CCDF de la PAPR con ancho de banda 1.4 MHz y modulación 16-QAM	85
Figura 3.12. CCDF de la PAPR con ancho de banda 1.4 MHz y modulación 64-QAM	86
Figura 3.13. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 3 MHz y modulación QPSK.....	86
Figura 3.14. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 3 MHz y modulación 16-QAM	87
Figura 3.15. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 3 MHz y modulación 64-QAM	87
Figura 3.16. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 5 MHz y modulación QPSK.....	88
Figura 3.17. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 5 MHz y modulación 16-QAM	88
Figura 3.18. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 5 MHz y modulación 64-QAM	89
Figura 3.19. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 10 MHz y modulación QPSK.....	89
Figura 3.20. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 10 MHz y modulación 16-QAM	90
Figura 3.21. CCDF de la PAPR con ancho de banda 10 MHz y modulación 64-QAM	90
Figura 3.22. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 15 MHz y modulación QPSK.....	91
Figura 3.23. CCDF de la PAPR con ancho de banda 15 MHz y modulación 16-QAM	91
Figura 3.24. CCDF de la PAPR con ancho de banda 15 MHz y modulación 64-QAM	92

Figura 3.25. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 20 MHz y modulación QPSK.....	92
Figura 3.26. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 20 MHz y modulación 16-QAM.....	96
Figura 3.27. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 20 MHz y modulación 64-QAM	93
Figura 3.28. CCDF de la MC con ancho de banda de 1.4 MHz y modulación QPSK.....	97
Figura 3.29. CCDF de la MC con ancho de banda de 1.4 MHz y modulación 16-QAM	97
Figura 3.30. CCDF de la MC con ancho de banda de 1.4 MHz y modulación 64-QAM	98
Figura 3.31. CCDF de la MC con ancho de banda de 3 MHz y modulación QPSK.....	98
Figura 3.32. CCDF de la MC con ancho de banda de 3 MHz y modulación 16-QAM	99
Figura 3.33. CCDF de la MC con ancho de banda de 3 MHz y modulación 64-QAM	99
Figura 3.34. CCDF de la MC con ancho de banda de 5 MHz y modulación QPSK.....	100
Figura 3.35. CCDF de la MC con ancho de banda de 5 MHz y modulación 16-QAM	100
Figura 3.36. CCDF de la MC con ancho de banda de 5 MHz y modulación 64-QAM	101
Figura 3.37. CCDF de la MC con ancho de banda de 10 MHz y modulación QPSK.....	101
Figura 3.38. CCDF de la MC con ancho de banda de 10 MHz y modulación 16-QAM	102
Figura 3.39. CCDF de la MC con ancho de banda de 10 MHz y modulación 64-QAM	102
Figura 3.40. CCDF de la MC con ancho de banda de 15 MHz y modulación QPSK.....	103

Figura 3.41. CCDF de la MC con ancho de banda de 15 MHz y modulación 16-QAM	103
Figura 3.42. CCDF de la MC con ancho de banda de 15 MHz y modulación 64-QAM	104
Figura 3.43. CCDF de la MC con ancho de banda de 20 MHz y modulación QPSK.....	104
Figura 3.44. CCDF de la MC con ancho de banda de 20 MHz y modulación 16-QAM	105
Figura 3.45. CCDF de la MC con ancho de banda de 20 MHz y modulación 64-QAM	105
Figura 3.46. PSD con ancho de banda de 1.4 MHz y modulación QPSK.....	109
Figura 3.47. PSD con ancho de banda de 1.4 MHz y modulación 16-QAM....	109
Figura 3.48. PSD con ancho de banda de 1.4 MHz y modulación 64-QAM....	110
Figura 3.49. PSD con ancho de banda de 3 MHz y modulación QPSK.....	110
Figura 3.50. PSD con ancho de banda de 3 MHz y modulación 16-QAM	111
Figura 3.51. PSD con ancho de banda de 3 MHz y modulación 64-QAM	111
Figura 3.52. PSD con ancho de banda de 5 MHz y modulación QPSK.....	112
Figura 3.53. PSD con ancho de banda de 5 MHz y modulación 16-QAM	112
Figura 3.54. PSD con ancho de banda de 5 MHz y modulación 64-QAM	113
Figura 3.55. PSD con ancho de banda de 10 MHz y modulación QPSK.....	113
Figura 3.56. PSD con ancho de banda de 10 MHz y modulación 16-QAM.....	114
Figura 3.57. PSD con ancho de banda de 10 MHz y modulación 64-QAM.....	114
Figura 3.58. PSD con ancho de banda de 15 MHz y modulación QPSK.....	115
Figura 3.59. PSD con ancho de banda de 15 MHz y modulación 16-QAM.....	115
Figura 3.60. PSD con ancho de banda de 15 MHz y modulación 64-QAM.....	116
Figura 3.61. PSD con ancho de banda de 20 MHz y modulación QPSK.....	116
Figura 3.62. PSD con ancho de banda de 20 MHz y modulación 16-QAM.....	117
Figura 3.63. PSD con ancho de banda de 20 MHz y modulación 64-QAM.....	117
Figura A.2. Diagrama de flujo de la simulación principal.....	132
Figura A.3. Diagrama de flujo de la función <i>crear_mapa</i>	133
Figura A.4. Diagrama de flujo de la función <i>index_mapa</i>	134
Figura A.5. Diagrama de flujo de la función <i>generar_DATA</i>	135
Figura A.6. Diagrama de flujo de la función <i>modular_DATA</i>	136

Figura A.7. Diagrama de flujo de la modulación QPSK.....	137
Figura A.8. Diagrama de flujo de la modulación M-QAM.....	137
Figura A.9. Diagrama de flujo del <i>script mapear_RE</i>	138
Figura A.10. Diagrama de flujo de la función IFFT.....	138
Figura A.11. Diagrama de flujo de la función de Sobremuestreo.....	139
Figura A.12. Diagrama de flujo de la función <i>calcular_HPA</i>	140
Figura A.13. Diagrama de flujo de la función <i>calcular_PAPR</i>	141
Figura A.14. Diagrama de flujo de la función <i>calcular_MC</i>	141
Figura A.15. Diagrama de flujo de la función <i>calcular_METRICA</i>	142
Figura A.16. Diagrama de flujo de la función <i>OPS</i>	143
Figura A.17. Diagrama de flujo de la función <i>SAP</i>	143
Figura A.18. Diagrama de flujo de la función <i>calcular_CCDF</i>	144
Figura A.19. Diagrama de flujo de la función <i>calcular_PSD</i>	144
Figura A.20. Diagrama de flujo de la función <i>GRAFICACION_DATOS</i>	145

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1. Categorías de los equipos de usuario según el LTE <i>Release</i> 8.....	5
Tabla 1.2. Anchos de banda de transmisión que LTE soporta y sus características.....	13
Tabla 1.3. Especificaciones de LTE para Prefijo Cíclico.....	33
Tabla 2.1. Tipos de señal que forman la <i>resource grid</i> del enlace descendente LTE.....	63
Tabla 2.2. Leyenda para el ancho de banda 1.4 Mhz con modulación QPSK y 100 tramas.....	65
Tabla 2.3. Ubicación de los diferentes tipos de señal dentro de la <i>resource grid</i>	68
Tabla 3.1. PAPR en [dB] de una subtrama con ancho de banda de 1,4 MHz con esquemas de modulación QPSK, 16QAM y 64QAM.....	85
Tabla 3.2. Valores de MC en [dB] de una subtrama con ancho de banda de 1,4 MHz con esquemas de modulación QPSK, 16-QAM y 64-QAM.....	86
Tabla 3.3. Orden de las figuras con los resultados de PAPR obtenidos de la simulación.....	87
Tabla 3.4. Valor promedio de PAPR de 100 tramas simuladas en [dB].....	97
Tabla 3.5. Figuras de los resultados de MC de la simulación.....	98
Tabla 3.6. Valor promedio de métrica cúbica de 100 tramas simuladas en [dB].....	110
Tabla 3.7. Figuras de los resultados de PSD de la simulación.....	111
Tabla 3.8. Valores aproximados en [dB] de reducción máxima de radiación fuera de banda en base a la PSD.....	121
Tabla A.1: Nomenclatura de los diagramas de flujo.....	131

ÍNDICE DE CÓDIGOS

Sección B.1. Código de la Simulación general.....	146
Sección B.2. Código de la función crear_MAPA.m.....	152
Sección B.3. Código de la función index_MAPA.m.....	156
Sección B.4. Código del <i>Script</i> generar_DATA.....	157
Sección B5. Código de la función modular_DATA.m.....	157
Sección B6. Código de la función qpsk.m.....	158
Sección B7. Código de la función QAM_M.m.....	158
Sección B8. Código de la función indx_lin_fun.m.....	164
Sección B.9. Código de la función calcular_IFFT.m.....	164
Sección B.10. Código de la función sobremuestreo.m.....	165
Sección B.11. Código de la función calcular_HPA.m.....	165
Sección B.12. Código de la función calcular_PAPR.m.....	165
Sección B.13. Código de la función calcular_MC.m.....	166
Sección B.14. Código de la función calcular_METRICA.m.....	166
Sección B.15. Código de la función OPS.m.....	167
Sección B.16. Código de la función SAP.m.....	167
Sección B.17. Código de la función calcular_CCDF.m.....	168
Sección B.18. Código de la función calcular_PSD.m.....	169
Sección B.19. Código de la función graf_DATOS.m.....	169

RESUMEN

La tecnología que presenta mayores prestaciones y se usa actualmente en comunicaciones celulares es LTE (*Long Term Evolution*). En LTE se emplea como técnica de acceso múltiple, en el enlace descendente el esquema de transmisión OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*). El principio usado en esta técnica es OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). A pesar que OFDM presenta varias ventajas, en el lado de transmisión se sufre de una alta relación de potencia instantánea con respecto a su potencia promedio, esto es conocido como el problema de la PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*). La PAPR alta genera problemas cuando la señal OFDM pasa por un dispositivo no lineal como un amplificador de potencia.

Es posible mejorar el rendimiento en una transmisión LTE de enlace descendente, aplicando la técnica de reducción de la PAPR conocida como OPS-SAP (*Orthogonal Pilot Sequences with Simple Amplitud Predistorsion*) la cual ha sido probada en otros escenarios inalámbricos con resultados positivos.

En el presente Trabajo de Titulación, se revisan los conceptos teóricos de LTE, el problema de la PAPR elevada y las técnicas de reducción de la PAPR OPS, SAP y OPS-SAP. En el capítulo 2 se detalla el diseño e implementación en MATLAB de un transmisor LTE para una transmisión en enlace descendente aplicando OPS, SAP y OPS-SAP. En el capítulo 3 se muestran los resultados de las simulaciones (método Montecarlo) que permiten medir el rendimiento de OPS-SAP en términos de CCDF (*Complementary Cumulative Distribution Funcion*) de la PAPR, CCDF de la Métrica Cúbica (MC, *Cubic Metric*) y PSD (*Power Spectral Density*).

Los resultados obtenidos en las simulaciones se presentan por medio de curvas y resúmenes en tablas, las diferentes métricas se comparan para transmisiones con y sin la aplicación de las técnicas OPS, SAP y OPS-SAP. Estos resultados ayudan a determinar la ganancia que se obtiene al implementar OPS-SAP y comprobar su efectividad en la reducción de la PAPR y así considerar su futura aplicación en los sistemas LTE.

PALABRAS CLAVE: LTE, OFDM, OFDMA, PAPR, OPS-SAP, métrica cúbica.

ABSTRACT

Nowadays, the technology with the highest performance used in cellular communications is LTE (*Long Term Evolution*). The multiple access technique used in downlink for LTE is the transmission scheme known as OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*). The principle used in this technique is OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), even though using OFDM has several advantages, one disadvantage of it is that the transmission side presents a high ratio between instantaneous and average power, this is known as the PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) problem. High PAPR generates problems when the OFDM signal passes through a non-linear device such as a power amplifier.

It is possible to improve the performance in LTE downlink transmission by applying the PAPR reduction technique called OPS-SAP (*Orthogonal Pilot Sequences with Simple Amplitude Predistorsion*) which has been tested in other wireless scenarios before with positive results.

In the present final career project, the theoretical framework of LTE, the problem of high PAPR and the PAPR reduction techniques OPS, SAP and OPS-SAP are revised. Chapter 2 details the design and implementation in MATLAB of an LTE transmitter for a downlink transmission applying OPS, SAP and finally OPS-SAP. Chapter 3 shows the results of the simulations (Monte Carlo method) that allow to measure the performance of OPS-SAP in terms of CCDF (*Complementary Cumulative Distribution Function*) of the PAPR, CCDF of the Cubic Metric (MC, *Cubic Metric*) and PSD (*Power Spectral Density*).

The results obtained by the simulations are presented in graphic curves and tables, the different metrics are compared for transmissions with and without the application of the OPS, SAP and OPS-SAP techniques. These results help to determine the gain obtained by implementing OPS-SAP and verify its effectiveness in reducing the PAPR and thus consider its future application in LTE systems.

KEYWORDS: LTE, OFDM, OFDMA, PAPR, OPS-SAP, cubic metric.

1. INTRODUCCIÓN

Las tecnologías celulares han avanzado constantemente de la mano de estándares inalámbricos para ofrecer cada vez mayores tasas de transmisión de datos y mejores servicios; teniendo así tecnologías celulares de diferentes generaciones: desde su inicio con la primera generación (1G), continuando con las tecnologías de segunda generación (2G, 2.5G), tercera generación (3G) y actualmente (4G). Dentro de 4G se tiene la tecnología LTE (*Long Term Evolution*), que fue estandarizada por el *3rd Generation Partnership Project* (3GPP) con base en las tecnologías 3G como UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) y HSPA (*High Speed Packet Access*). LTE se creó para mejorar las prestaciones de tecnologías anteriores creadas por el 3GPP y ofrecer una solución al crecimiento y congestión de las redes 3G, cuya estandarización se completó con el *Release 8* del 3GPP [1][2].

LTE usa dos técnicas de acceso diferentes para su enlace descendente y ascendente; para el enlace descendente utiliza la técnica OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) mientras que para el enlace ascendente utiliza SC-FDMA (*Single Carrier Frequency Division Multiple Access*). El principio usado en ambas técnicas es OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) que consiste en la transmisión simultánea de N canales paralelos, llamados subportadoras [3].

OFDM permite la transmisión simultánea de un gran número de subportadoras de banda estrecha, con esto se consigue un mejor uso del espectro; evita la ISI (*Intersymbol Interference*), proporciona mayor inmunidad al desvanecimiento por multitrayectoria y al ruido impulsivo y en la parte del hardware la implementación es eficiente ya que se utiliza la FFT (*Fast Fourier Transform*) [4].

A pesar de las ventajas, la señal OFDM, en el lado de transmisión, sufre ocasionalmente de alta relación de potencia instantánea con respecto a su potencia promedio, esto es conocido como el problema de la PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) [5]. Estos picos altos de potencia se generan debido a la multiplexación ya que, en un momento determinado, señales con la misma fase pueden llegar a sumarse [5]. Estos picos altos introducen gran degradación en el rendimiento cuando la señal pasa a través de un HPA (*High Power Amplifier*). La no linealidad del HPA resulta, por un lado, en distorsión dentro de banda, lo que aumenta la BER (*Bit Error Rate*) del sistema, y, por otro lado, la radiación fuera de banda que causa interferencia de canal adyacente [5].

Existen varias propuestas para solucionar el problema de la PAPR donde las técnicas OPS (*Orthogonal Pilot Sequences*), ACE (*Active Constellation Extension*), SAP (*Simple Amplitud Predistorsion*) y OPS-SAP (*Orthogonal Pilot Sequences with Simple Amplitud Predistorsion*) son técnicas que presentan buenas prestaciones y no requieren la transmisión de información adicional o de control hacia el receptor [6].

En la actualidad se cuenta con documentos que evalúan éstas diferentes técnicas de reducción de la PAPR, pero sólo en ambientes genéricos y no existen evaluaciones en escenarios LTE, por lo que se considera que, esta investigación servirá para que los proveedores de equipos que trabajan en escenarios LTE cuenten con un documento que respalde la eficiencia de la técnica OPS-SAP con la finalidad de mejorar el rendimiento de sus equipos y la eficiencia de la comunicación del enlace descendente en LTE.

En el presente Trabajo de Titulación se diseña e implementa en MATLAB el transmisor LTE para una comunicación del enlace descendente, se implementa el algoritmo OPS-SAP dado en [5] adaptado a ambientes LTE, las simulaciones (método Montecarlo) permiten medir el rendimiento de OPS-SAP en términos de CCDF (*Complementary Cumulative Distribution Funcion*) de la PAPR, CCDF de la Métrica Cúbica (MC, *Cubic Metric*) y PSD (*Power Spectral Density*) [6]. Los resultados obtenidos en las simulaciones se comparan para las diferentes métricas con y sin la aplicación de la técnica OPS-SAP en el enlace descendente de LTE para determinar la ganancia que se obtiene al implementar dicha técnica.

1.1. OBJETIVOS

El objetivo general de este proyecto técnico consiste en:

- Analizar el rendimiento de la técnica OPS-SAP para el enlace descendente de LTE.

Los objetivos específicos de este proyecto técnico son:

- Describir la capa física de la tecnología LTE, enfocándose en la técnica de acceso OFDMA, el problema de la PAPR y la técnica de reducción OPS-SAP.
- Implementar en MATLAB la capa física en el lado de transmisor de la tecnología.
- Evaluar por medio de simulaciones, el rendimiento de la técnica OPS-SAP en términos de CCDF de la PAPR, CCDF de la MC y PSD.

1.2. ALCANCE

En primer lugar, se revisarán los conceptos teóricos asociados al proyecto. Se iniciará con los conceptos fundamentales de la tecnología LTE, su capa física y principalmente la técnica de acceso utilizada en el enlace descendente OFDMA, la cual se fundamenta en OFDM, por lo que además se describirán las características del símbolo OFDM en LTE. Después, se describirá brevemente el problema de la PAPR y se detallará la técnica de reducción de la PAPR: OPS, SAP y luego la técnica OPS-SAP. Y finalmente, se revisarán las métricas de cuantificación que ayudan a medir el rendimiento de una técnica de reducción de la PAPR. Las métricas que se incluirán en el presente trabajo son: la PAPR y la Métrica Cúbica (MC), que miden la reducción de la PAPR. LA PAPR y MC son variables aleatorias por lo que se describen a través de la CCDF. Además, para medir la reducción de las distorsiones después de pasar por un HPA, se revisará muy brevemente PSD, como métrica de evaluación. Cabe mencionar que, la Métrica Cúbica es una métrica propuesta por la 3GPP para redes LTE [7].

Se realizará el diseño en MATLAB del transmisor LTE, que estará formado por los bloques: Selección de parámetros, Generación de Datos, Modulación, Conversión Serie Paralelo, Mapeo de *Resource Elements*, IFFT, Introducción Prefijo Cíclico y Amplificación. Se implementará el algoritmo de reducción de la PAPR, OPS-SAP propuesto en [5] y se adaptará al ambiente LTE. Cabe mencionar que no se implementará el receptor porque el problema de la PAPR alta se evidencia en el transmisor, además OPS-SAP es una técnica que no degrada la BER por lo tanto no es necesario evaluarla en el lado del receptor.

Luego se analizará el rendimiento de la técnica OPS-SAP en ambientes LTE, a través de la presentación de resultados en términos de CCDF de la PAPR, CCDF de la MC y PSD. Se analizarán los resultados con y sin técnica de reducción de la PAPR a fin de determinar la mejora obtenida con la técnica.

1.3. MARCO TEÓRICO

En esta sección se abordarán todos los aspectos teóricos asociados al Trabajo de Titulación. Se iniciará con un estudio de la tecnología LTE, como su arquitectura, capa física y las técnicas de acceso a la interfaz radio basadas en OFDM. Para entender estas técnicas, en especial OFDMA, se requiere revisar previamente los principios de OFDM. Posteriormente se explicará el problema de la PAPR y sus principales técnicas de reducción. Se abordará a detalle la técnica de reducción OPS, SAP y OPS-SAP.

Finalmente, se explicarán las métricas de evaluación de una técnica de reducción de la PAPR.

1.3.1. ARQUITECTURA DE RED DE LTE

La arquitectura de LTE, como se muestra en la Figura 1.1, posee los siguientes componentes fundamentales: la red de acceso llamada E-UTRAN (*Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network*), la red troncal EPC (*Evolved Packet Core*), y el equipo de usuario UE (*User Equipment*) [8].

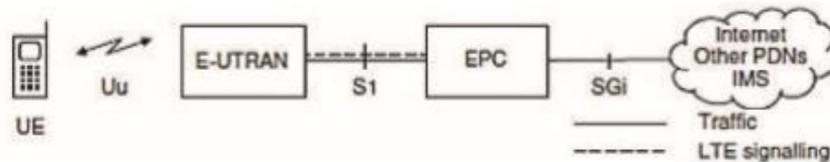


Figura 1.1 Arquitectura del Sistema LTE

Los componentes de la arquitectura LTE se enlazan mediante las interfaces Uu, S1 y SGI. S1 es la interfaz que enlaza la red de acceso E-UTRAN con la red troncal EPC. Mientras que, la interfaz denominada Uu, E-UTRAN Uu o Interfaz Radio, es la que enlaza el equipo de usuario con la red de acceso E-UTRAN por el canal de radio. Por otro lado, la interfaz SGI interconecta las plataformas de servicios y redes externas con la red troncal EPC [8].

La arquitectura de LTE soporta servicios de transferencia de paquetes IP (*Internet Protocol*) como EPS (*EPS Bearer Service*), el cual es un servicio de transferencia de paquetes IP ofrecido por la red LTE entre el equipo de usuario y una red externa. Mientras que, la red de acceso E-UTRAN proporciona el servicio de transferencia de paquetes denominado E-UTRAN *Radio Access Bearer* (ERAB) [8].

1.3.1.1. *User Equipment* (UE)

El UE en LTE, como se muestra en la Figura 1.2, está compuesto de una tarjeta inteligente y un equipo de comunicaciones llamado ME (*Mobile Equipment*), el cual se divide a su vez en dos entidades: MT (*Mobile Terminal*) y TE (*Terminal Equipment*) [9] [10].

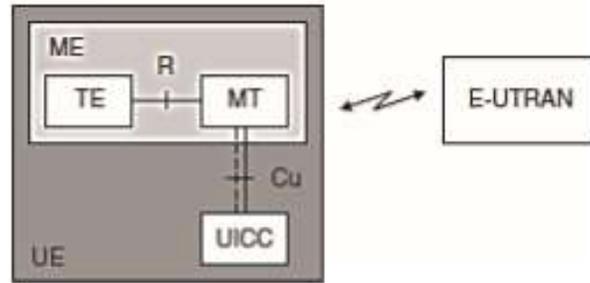


Figura 1..2. Equipo de Usuario en LTE

El ME hace posible la comunicación con la red celular y la interacción con los servicios de red. La MT está a cargo de las funciones de comunicación y un TE permite la interacción con el usuario. UICC (*Universal Integrated Circuit Card*) es la tarjeta inteligente que almacena la información de usuario, como el número e identidad del usuario en la red. Ésta tarjeta también engloba un módulo de suscripción de usuario llamado SIM (*Subscriber Identity Module*) [10] [11].

Los equipos de usuario en LTE se clasifican por categorías según la capacidad, la velocidad de transmisión, las tecnologías que soportan, entre otras características. Las especificaciones del *Release 8* de LTE para los equipos de usuario, agrupados en *UE-Categories*, se detallan en la Tabla 1.1 [12].

Tabla 1.1. Categorías de los equipos de usuario según el LTE *Release 8*

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

1.3.1.2. Red de acceso E-UTRAN

La red de acceso (E-UTRAN) permite la radio-comunicación entre el equipo de usuario (UE) y la red troncal EPC. Existen otras funciones en esta red de acceso que añaden eficiencia a la interfaz radio de LTE como son: compresión de la cabecera de los paquetes IP, funciones de seguridad (mediante cifrado de datos), codificación, modulación y posicionamiento de los equipos de usuario [10].

La E-UTRAN está compuesta únicamente de e-NodeB (eNB), conectándose con otros componentes de la arquitectura de LTE por medio de las interfaces: Uu, S1 y X2, como se observa en la Figura 1.3 [10].

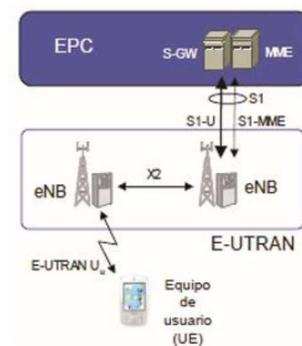


Figura 1.3. Red de Acceso E-UTRAN en LTE

a) Evolved NodeB (eNodeB o eNB)

Es la estación base que gestiona los recursos radio, además de realizar la transmisión de los paquetes IP desde/hacia los equipos de usuario (UE) junto con los mensajes de señalización esenciales para controlar la operación de la interfaz radio [10].

Entre las funciones principales de un eNB están [10][11]:

- Manejo dinámico de los recursos radio.
- Transmite información a los terminales móviles en el enlace descendente, y recibe transmisiones de los mismos a través del enlace ascendente. Por ejemplo, transmite en el enlace descendente la información del sistema mediante transmisiones *broadcast* a todos los terminales en su área de cobertura.
- Control de la operación de los terminales móviles en la red celular, mediante mensajes de señalización.
- Manejo de una o varias celdas, generalmente se utiliza sectorización, por ende, un eNB maneja celdas y sectores.

1.3.1.3. Red troncal EPC

La red troncal EPC es responsable de la gestión del coste mensual de cada usuario, suscriptores, movilidad y calidad de servicio. Así como también desempeña el control de datos de usuario y la interconexión con redes externas [10].

La red troncal está conformada por tres entidades de red: entidad MME, entidad S-GW (*Serving Gateway*) y un nodo de enrutamiento a redes externas P-GW (*Packet Data Network Gateway*). Estas diferentes entidades mencionadas y la base de datos principal del sistema HSS (*Home Subscriber Server*) hacen posible la conectividad IP de los equipos de usuario conectados por medio de la red de acceso E-UTRAN y redes externas conectadas a la red troncal EPC [10]. En la Figura 1.4 [11] se presenta el diagrama de una red troncal EPC con sus interfaces.

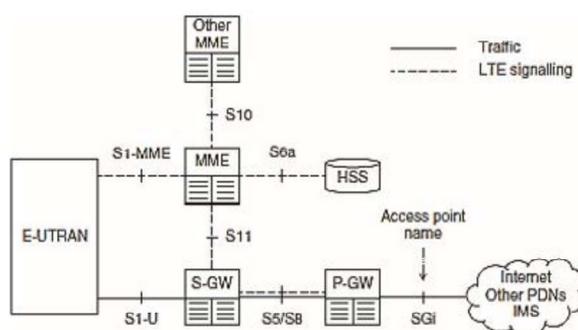


Figura 1.4. Red troncal EPC en LTE

a) Entidades de red

- **Mobility Management Entity (MME)**

El MME se encarga de diversas funciones como autenticación del usuario, procesar la señalización entre el equipo de usuario y la red troncal, es responsable del mantenimiento, establecimiento y liberación de las portadoras de un terminal. Para realizar la comunicación con el equipo terminal, el MME selecciona el S-GW y P-GW [13][14].

Adicionalmente, el MME calcula las claves de cifrado y protección del usuario, y controla la configuración de seguridad de los planos de control y de usuario por separado. También asigna a cada usuario un número temporal de identidad para evitar seguimientos no autorizados [13].

- **Packet Data Network Gateway (P-GW)**

A través de este nodo se accede a redes de datos externas. Se encarga de inspeccionar los paquetes de datos para evitar actividades fraudulentas, encamina los paquetes desde la red troncal hacia las redes de paquetes externas y asigna la dirección IP al equipo de usuario cuando se establece la conexión con la red [14].

- **Home Subscriber Server (HSS)**

Es una base de datos que se relaciona con la gestión de autenticación y autorización de los usuarios, además, almacena información acerca de la localización del usuario y la dirección IP. Esta base de datos abarca las funciones que realizaban las bases de datos Home Location Register (HLR) y Authentication Center (AuC) en las redes predecesoras [14].

b) Interfaces

Las interfaces que permiten conectar los diferentes elementos de la arquitectura LTE son las siguientes [14]:

- **Interfaz S1:** Es la interfaz que existe entre la E-UTRAN y EPC, cada eNodeB se conecta a la EPC a través de la interfaz S1. Mediante la red de acceso la interfaz S1 se encarga de proporcionar a la red troncal los mecanismos necesarios para la gestión de acceso de los equipos de usuario.
- **Interfaz S1-MME:** Forma parte de la interfaz S1. Sirve para conectar al eNodeB con el MME de la EPC y se encarga de dar soporte al plano de control.
- **Interfaz S1-UU:** Es parte de la interfaz S1. Sirve para conectar al eNodeB con el SGW de la EPC y se encarga de dar soporte al plano de usuario.
- **Interfaz S5:** Conecta a las entidades S-GW y P-GW.
- **Interfaz S6a:** Se encarga de la conexión entre el MME y el HSS. Por esta interfaz se transfiere la información de autenticación y suscripción para autorizar y autenticar el acceso del usuario a la red.
- **Interfaz S11:** Conecta a las entidades MME y S-GW.
- **Interfaz SGi:** Es la interfaz que existe entre la P-GW y la red externa.
- **Interfaz X2:** Conecta las estaciones base (eNodeBs) entre sí para intercambiar mensajes de señalización y ayudar en la administración de los recursos de radio

- **Interfaz E-UTRAN UU:** Se encarga de conectar a los equipos de usuario con los eNodeBs.

1.3.2. STACK DE PROTOCOLOS DE LA INTERFAZ RADIO LTE

Existe un *stack* de protocolos, organizados en capas y subcapas, que respaldan el proceso de envío de paquetes IP entre un eNB y un equipo terminal. La capa 3 del *stack* de protocolos la conforma el protocolo RRC (*Radio Resource Control*), el cual forma parte del plano de control. En la capa 2 se encuentran los protocolos: MAC (*Medium Access Control*), RLC (*Radio Link Control*) y PDCP (*Packet Data Convergence Protocol*), terminando en la capa 1 del *stack* de protocolos con la capa física de LTE [11] [12].

Existen dos planos que componen el *stack* de protocolos: el plano de usuario y el plano de control. En el plano de usuario, la capa de aplicación crea paquetes de datos, que son procesados por capas superiores. En el plano de control, el protocolo RRC, genera mensajes de señalización para ser intercambiados por la estación base y el terminal móvil. La información es procesada por las subcapas PDCP, RLC y MAC en ambos escenarios, para luego de eso ser procesadas por la capa física [11].

La Figura 1.5 muestra el *stack* de protocolos de la interfaz radio de LTE [12].

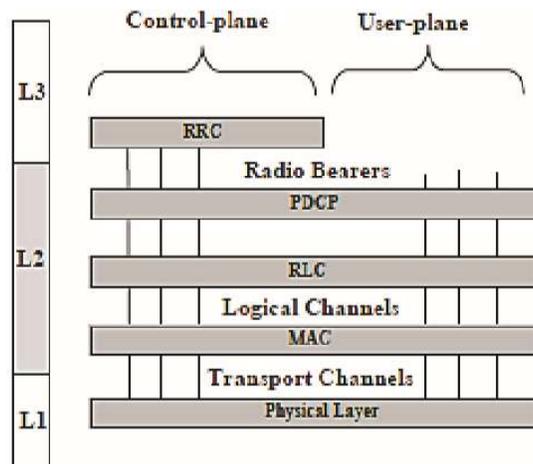


Figura 1.5. Stack de Protocolos de la Interfaz Radio de LTE

1.3.3. INTERFAZ DE RADIO DE LTE

La interfaz radio de LTE maneja la transmisión de datos y señalización entre un terminal móvil y un eNB. La interfaz radio de LTE basa su funcionamiento en cinco aspectos: (1) arquitectura de red plana, (2) técnicas de acceso al medio distintas para enlace ascendente y enlace descendente, (3) modulación y codificación adaptativa, (4) transmisión de paquetes IP y (5) soporte de técnicas de transmisión multi-antena MIMO (*Multiple-input Multiple-output*).

Las especificaciones del 3GPP para la interfaz radio de una red LTE [8] [10] [13] [14] son:

- Velocidades de transmisión mayores de 100 Mbps en enlace descendente y 50 Mbps en enlace ascendente.
- Modulaciones de alta eficiencia espectral: QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*), QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) con 16-QAM y 64-QAM.
- Codificación de canal con turbo códigos (*Turbo Channel Coding*), para el procesamiento de la información o datos del usuario.
- Mayor eficiencia espectral (de dos a cuatro veces) comparada a la del sistema HSPA.
- Menor latencia del sistema: UMTS (150 ms), HSPA (100 ms), LTE (~10 ms).
- Técnicas de acceso OFDMA para el enlace descendente y SC-FDMA para el enlace ascendente.
- Ancho de banda escalable: 1.4, 3, 5, 10, 15 y 20 MHz.
- Configuración de antena para enlace descendente: SISO (1×1), SIMO (1×2), MIMO (2×2, 4×2, 4×4). Para enlace ascendente: SISO (1×1), SIMO (1×2, 1×4).
- Interconexión con sistemas de comunicaciones móviles previos, UMTS, GPRS, etc.

1.3.3.1. Modos de transmisión

De acuerdo al *Release 8* del 3GPP, LTE soporta tres modos de transmisión: FDD, TDD, y un modo *Half Duplex* FDD.

Los modos de transmisión FDD y TDD que LTE soporta se muestran en la Figura 1.6.

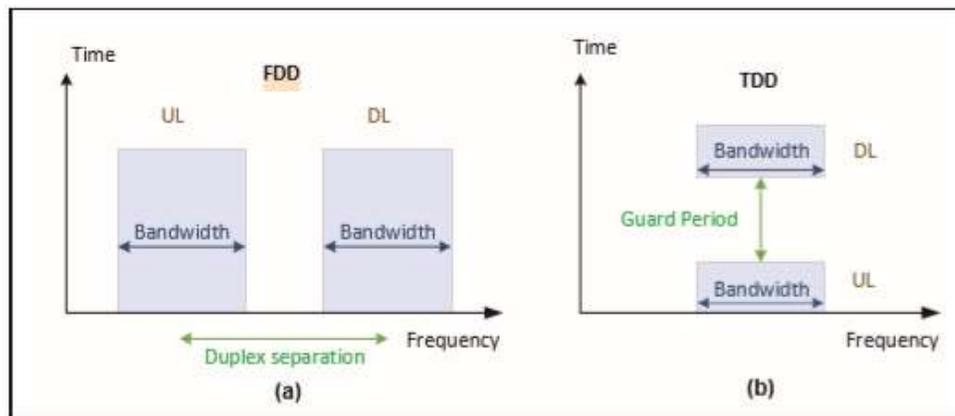


Figura 1.6. Modos de Transmisión en LTE

En FDD, la estación base transmite y recepta información de manera simultánea, y posee dos frecuencias portadoras, una para el enlace ascendente y una para enlace descendente. Durante cada trama, existen 10 subtramas para cada enlace [14].

En TDD se dispone de una misma frecuencia portadora para el enlace ascendente y el enlace descendente. La transmisión y recepción están separados en el dominio del tiempo, por ende, existen subtramas para cada enlace. Una subtrama especial es responsable del cambio entre enlaces, siendo comúnmente la subtrama 1 o la subtrama 6 [14].

En la Figura 1.7 se observa un diagrama de tiempo-frecuencia para los enlaces ascendente y descendente en los modos FDD y TDD de LTE [14].

Una celda LTE puede emplear los modos: FDD o TDD, y un equipo celular móvil puede soportar los modos: FDD, *Half Duplex* FDD, y TDD.

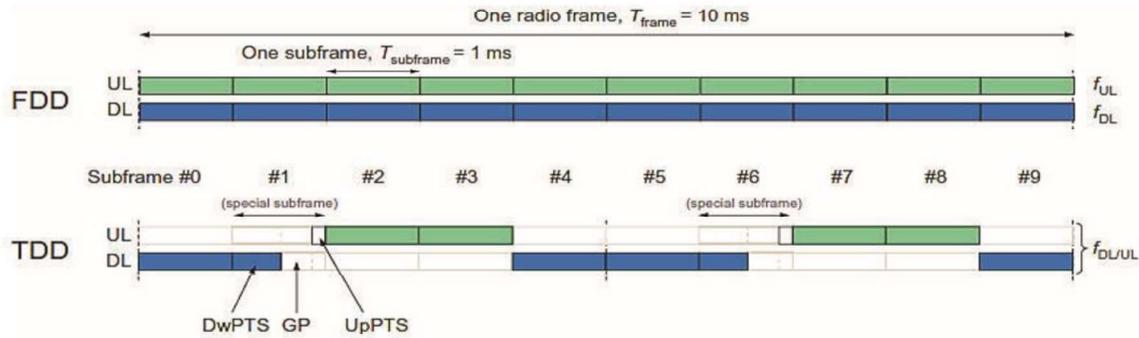


Figura 1.7. Diagrama tiempo-frecuencia en los modos FDD y TDD de LTE

1.3.3.2. Asignación de ancho de banda

LTE permite escalabilidad en la asignación de ancho de banda, tales como: 1.4, 3, 5, 10, 15, y 20 MHz [11], y su espectro está formado por concatenaciones de *resource blocks* (mínimo elemento de información que puede ser asignado a un terminal móvil en LTE), de 0,5ms que contienen 12 subportadoras por cada símbolo OFDM en el dominio del tiempo. Cada subportadora está separada 15 KHz, teniendo un ancho de banda 180 (KHz) por cada *resource block*. La Figura 1.8 muestra la estructuración en el dominio de la frecuencia de las subportadoras en LTE. Al número de subportadoras transmitidas en el enlace descendente se añade una subportadora de DC (*Direct Current*), que se transmite vacía para no tener interferencias. Esta subportadora de DC se encuentra en la frecuencia portadora central [9] [13]. Para frecuencias portadoras únicas pueden asignarse de 6 a 110 *resource blocks*, lo cual permite una transmisión multiportadora en canales con distintos anchos de banda.

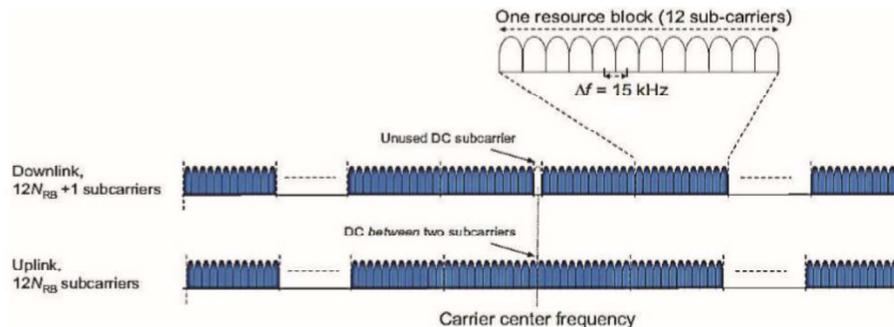


Figura 1.8. Estructuración de las subportadoras de LTE para el enlace descendente y ascendente

Por otro lado, la Figura 1.9 muestra la relación entre el ancho de banda de transmisión y el ancho de banda del canal [14].

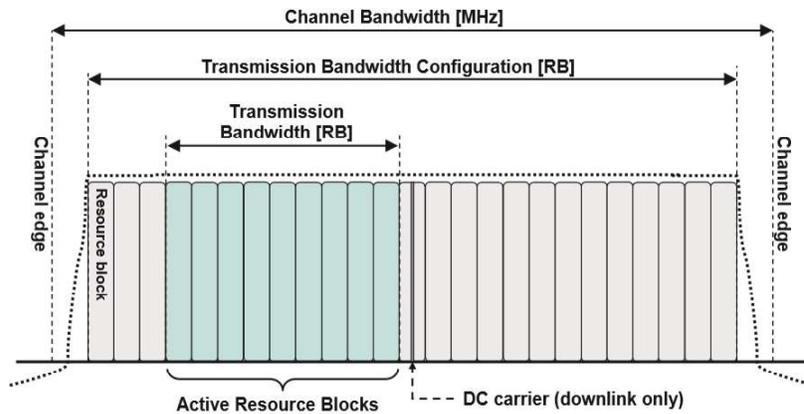


Figura 1.9. Relación entre ancho de banda de canal y de banda de transmisión

Se usan bandas de guarda entre canales OFDM para minimizar la interferencia entre canales adyacentes. La Tabla 1.2 presenta los anchos de banda soportados en LTE y sus especificaciones [14].

Tabla 1.2. Anchos de banda de transmisión que LTE soporta y sus características.

Ancho de banda total (MHz)	Número de resource blocks	Número de subportadoras	Ancho de banda ocupado (MHz)	Bandas de guarda usuales (MHz)	Frecuencia de Muestreo (MHz)	Tamaño FFT
1.4	6	72	1.08	2x 0.16	1.92	128
3	15	180	2.7	2x 0.15	3.84	256
5	25	300	4.5	2x 0.25	7.68	512
10	50	600	9	2x 0.5	15.36	1024
15	75	900	13.5	2x 0.75	23.04	1536
20	100	1200	18	2x 1	30.72	2048

1.3.3.3. Canales de la interfaz radio de LTE

Los canales y señales son flujos de información que se envían entre las diferentes capas del *stack* de protocolos de la interfaz de radio de LTE, habiendo tres tipos de canales: lógicos, de transporte y físicos, adicionalmente contando con señales físicas. Los

canales lógicos, canales físicos y canales de transporte entrelazan a los protocolos pertenecientes a la interfaz radio de LTE entre sí. La Figura 1.10 y 1.11 muestran la esquematización de los distintos canales para el enlace ascendente y descendente respectivamente [7].

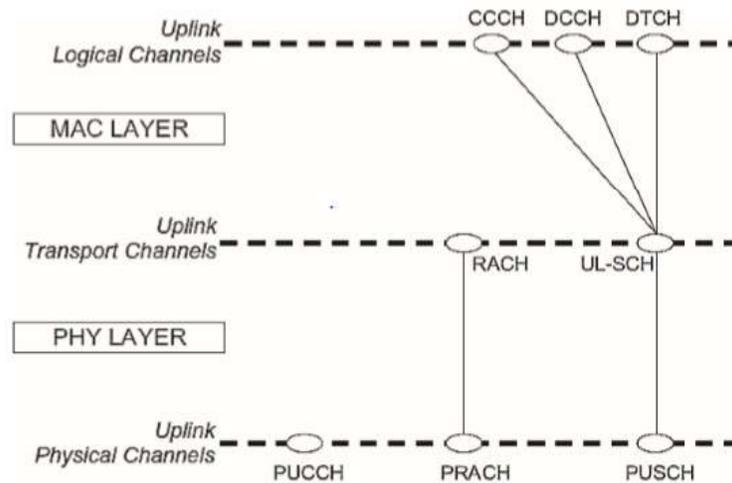


Figura 1.10. Esquema de canales lógicos, de transporte y físicos para enlace ascendente

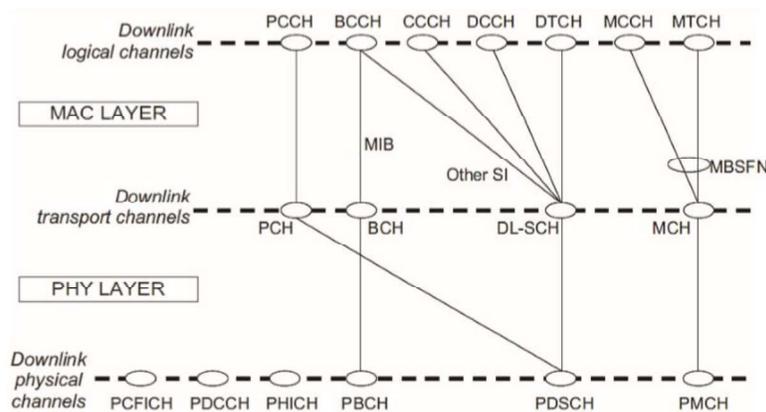


Figura 1.11. Esquema de canales lógicos, de transporte y físicos para enlace descendente

a) Canales lógicos

Los canales lógicos son usados para que la subcapa MAC transfiera datos a la subcapa RLC, siendo divididos por el tipo de información que llevan en: canales lógicos de tráfico, que llevan datos en el plano del usuario, y canales lógicos de control, que llevan

mensajes de señalización en el plano de control [7][11]. Los canales lógicos pueden ser dedicados (específicos, asignados solo a un móvil determinado) o comunes (asignados a más de un móvil) [11].

Canales lógicos de control

- ***Dedicated Control Channel (DCCH)***: Canal punto a punto bidireccional que transmite información de control entre los equipos de usuario y la red [7].
- ***Common Control Channel (CCCH)***: Transmite información de control entre los equipos de usuario y la red [11].
- ***Paging Control Channel (PCCH)***: Transmite mensajes de *paging*, que son mensajes con los cuales la estación base puede ubicar a móviles cuya localización específica de la celda o estación base donde están localizados es desconocida en ese momento [11].
- ***Broadcast Control Channel (BCCH)***: Usado por la radio base eNodeB para comunicar, a los terminales móviles en el área de cobertura, los parámetros de configuración de la celda e información del sistema [11].

Canales lógicos de tráfico

- ***Dedicated Traffic Channel (DTCH)***: Lleva información entre la red y un terminal específico, y transmite datos de usuario o señalización correspondiente al flujo de datos de usuario [11].

b) Canales de transporte

Los canales de transporte se utilizan principalmente para transmitir los datos de la subcapa MAC de LTE a la capa física, lo cuales describen las características con las que se transmite la información de la interfaz radio [11].

Canales de transporte para enlace descendente

- ***Broadcast Channel (BCH)***: Lleva la información del canal de control lógico BCCH [11].

- **Downlink Shared Channel (DL-SCH):** Transporta mensajes de datos de usuario y de señalización. La información del sistema que no se envía a través del BCH se transporta por el DL-SCH [11].
- **Paging Channel (PCH):** Lleva los mensajes de *paging* originados en el canal de control PCCH hacia los terminales móviles de toda la celda [11].
- **Multicast Channel (MCH):** Transporta datos de usuario o mensajes de señalización e información del tipo MBMS (*Multimedia Broadcast Multicast Services*) [11].

Canales de transporte para enlace ascendente

- **Uplink Shared Channel (UL-SCH):** Canal utilizado para transportar datos de usuario y mensajes de señalización [10].
- **Random Access Channel (RACH):** Canal usado por el terminal móvil para conectarse con la red cuando éste no posee tiempo de sincronización, ni otros recursos asignados para transmisión [7].

c) **Canales físicos:** LTE también cuenta con canales físicos donde cada uno está determinado por un conjunto de *resource elements* que transportan la información de las capas superiores del *stack* de protocolos, para la transmisión en la interfaz de aire [13].

Canales físicos para enlace descendente

- **Physical Downlink Shared Channel (PDSCH):** Transporta información relacionada con los datos de enlace descendente de los planos de control y de usuario [13].
- **Physical Downlink Control Channel (PDCCH):** Transporta información de control para enlace descendente DCI (*Downlink Control Information*), información de control que determina el tipo de asignación de recursos que se usa para ambos enlaces. Dependiendo del formato de DCI, la cantidad de *resource elements* (es decir, el número de símbolos OFDM necesarios para transportarlos) varía. DCI puede ubicarse en el primer símbolo, en los dos primeros símbolos o en los tres primeros símbolos de cada subtrama [13].

- **Physical HARQ Indicator Channel (PHICH):** Permite llevar mensajes ACK (*Acknowledgement*) o NACK's (*Negative ACKnowledgement*) para paquetes HARQ (*Hybrid Automatic Repeat reQuest*) con el fin de indicar si se necesita retransmisión [13].
- **Physical Control Format Indicator Channel (PCFICH):** Lleva información del formato de control, y contiene información para decodificar la información del canal PDCCH. Además, define el número de símbolos OFDM que los canales de control PDCCH (DCI) y PHICH que ocupan en una subtrama. [13].
- **Physical Broadcast Channel (PBCH):** Lleva la parte de la información requerida por el sistema cuando el terminal móvil desea acceder a la red, durante el proceso de búsqueda de la celda [13].
- **Physical Multicast Channel (PMCH):** Lleva información del canal de transporte MCH [13].

Canales físicos del enlace ascendente

- **Physical Uplink Shared Channel (PUSCH):** Lleva el tráfico de datos de usuario [13].
- **Physical Uplink Control Channel (PRACH):** Permite el acceso inicial a la red con parámetros aleatorios [13].
- **Physical Uplink Control Channel (PUCCH):** Lleva la información de control necesaria para uplink, transmitida por el terminal móvil, e indica a la estación base si la información fue recibida correctamente [13].

1.3.3.4. Señales Físicas

Las señales físicas transportan información de sincronización en tiempo, estimación del canal e identificación de la celda. Estas señales no transportan información de capas superiores. Las señales físicas de LTE se dividen en señales físicas de referencia y de sincronización [13].

a) Señales de Referencia

Estas señales son necesarias para realizar la estimación del canal, en donde se tienen señales de referencia para el enlace ascendente y el enlace descendente respectivamente [13].

Señales de referencia en enlace descendente

Las señales de referencia en el enlace descendente se encargan de la estimación de la funcionalidad y de la calidad del canal, para ecualizar y demodular la información de datos y control en el receptor. También realizan las mediciones del estado del canal, obteniendo la CSI (*Channel State Information*). Los reportes de CSI contienen indicadores de la calidad del canal CQI (*Channel Quality Indicator*), y de la matriz de pre-codificación PMI (*Precoding Matrix Indicator*) [13].

Las señales de referencia en enlace descendente se clasifican en 5 tipos:

1.- Cell-Specific Reference Signal (CSR): Señales utilizadas por el terminal móvil para la estimación de canal de cualquier canal físico de *downlink*, a excepción de los canales PMCH y PDSCH. Además, pueden ser usadas para medir la CSI del canal. Estas señales son fundamentales para los procesos de selección de celda y de *handover* [13].

De acuerdo al *Release 8* de LTE, pueden existir uno, dos o cuatro señales de referencia específicas, correspondientes a uno, dos o cuatro puertos de una antena. La Figura 1.12 presenta la estructura de una señal de referencia específica por celda [9].

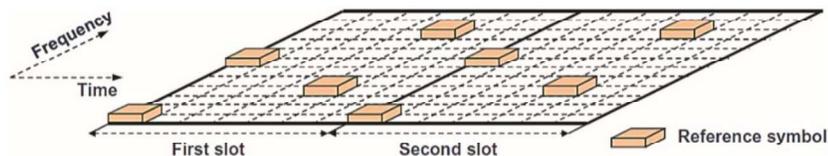


Figura 1.12. Estructura de dos señales de referencia específica

La secuencia de una señal de referencia básica tiene una longitud de 8880 símbolos dado un ancho de banda máximo. Existen 504 secuencias distintas de señales de referencia [9][13].

2.- Demodulation Reference Signal (DM-RS): Señales utilizadas para la estimación del canal PDSCH de cada terminal móvil. Una señal DM-RS se transmite junto con el canal físico PUSCH o PUCCH y utiliza la misma banda de frecuencia del canal físico correspondiente [9][13].

En el *Release 8* de LTE se especifican señales de referencia para demodulación DM-RS sin MIMO, es decir, una señal de referencia para cada terminal móvil. Un DM-RS contiene 6 símbolos de referencia dentro de un *resource block*. Por otro lado, en el *Release 9* de LTE se presenta el soporte para dos señales DM-RS, donde se transmiten los 12 símbolos de referencia para ambas señales DM-RS (en el puerto de cada antena). Por tal motivo, para evitar la interferencia entre símbolos de referencia pares, se utilizan OCC's (*Orthogonal Cover Codes*) [9].

La Figura 1.13 presenta la estructura de una o dos señales DM-RS. El valor de OCC's se especifica para separar dos señales DM-RS [9].

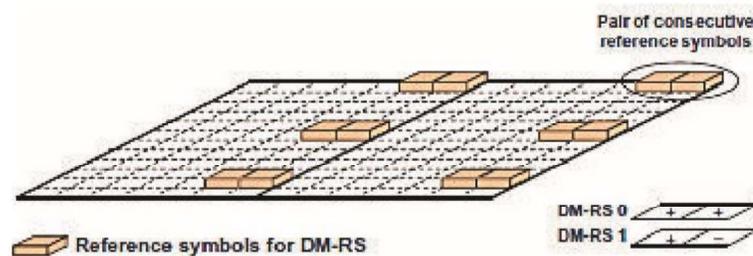


Figura 1.13. Estructura de una o dos señales DM-RS

3.- Channel Status Information Reference Signal (CSI-RS): Permiten adquirir valores de CSI cuando las señales DM-RS son utilizadas para la estimación del canal. La utilización de estas señales de referencia está limitada a una transmisión multiusuario en enlace descendente [9] [13].

4.-Reference Signal MBSFN: Son usadas para la demodulación coherente en servicios MBSFN (*Multicast/Broadcast over Single Frequency Network*) [9].

5.- Positioning Reference Signals: Señales de referencia especificadas en el *Release 9* de LTE. Con ellas se puede estimar la posición geográfica de un terminal móvil [9].

b) Señales de Sincronización

Las señales de sincronización en LTE se envían en el enlace descendente y son utilizadas en la detección de los límites de la trama, para determinar el número de antenas, en la búsqueda de celdas, celdas vecinas y en los procesos de *handover*. LTE

posee dos tipos de señales de sincronización: PSS (*Primary Synchronization Signal*) y SSS (*Secondary Synchronization Signal*) [13].

En modo de transmisión FDD, la señal PSS se transmite en el último símbolo del primer slot de las subtramas 0 y 5, mientras la señal SSS se transmite en el penúltimo símbolo del primer slot de las subtramas 0 y 5. En modo de transmisión TDD, las señales PSS son situadas en el tercer símbolo de las subtramas 1 y 6, mientras, las señales SSS se transmiten en el último símbolo de las subtramas 0 y 5 [9].

La Figura 1.14 presenta la posición de las señales PSS y SSS de LTE en el dominio del tiempo para los modos de transmisión FDD y TDD [9].

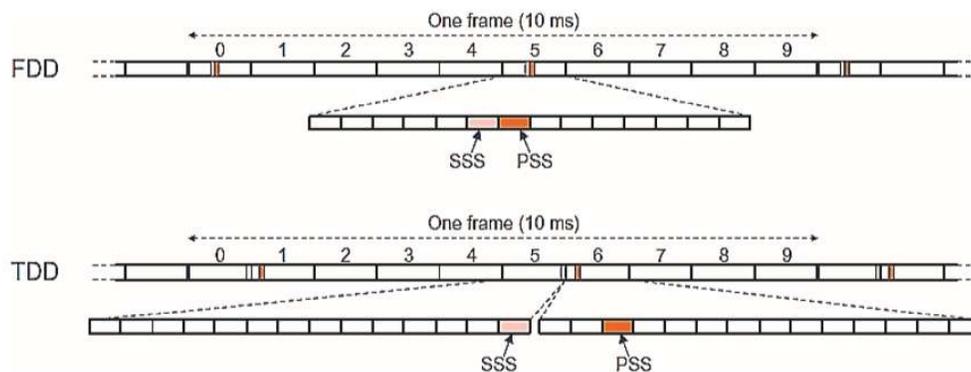


Figura 1.14. Posición de señales PSS y SSS en LTE para transmisión FDD y TDD

1.- Señal de Sincronización Primaria (PSS): Se encarga de la sincronización en tiempo a nivel de símbolo OFDM, de ranura de tiempo y de media trama, así como de la sincronización en frecuencia. Ocupa 72 *resource elements*, los cuales no son ocupados para transmisión de los canales DL-SCH [9].

2.- Señal de Sincronización Secundaria (SSS): Señal usada para la temporización de la trama y transportar las identidades de grupo de celdas, con valores de 0 a 167. SSS es similar a una señal PSS, por lo tanto, está compuesta por 72 subportadoras localizadas alrededor de la subportadora en DC [9].

La señal perteneciente a la subtrama 0 es denominada SSS1, y la que pertenece a la subtrama 5 se la conoce como SSS2. En la Figura 1.15, la señal SSS1 se genera a partir de las secuencias *X* e *Y*. Dentro de una celda, ambas señales se generan a partir de las mismas secuencias, intercambiadas en el dominio de la frecuencia [9].

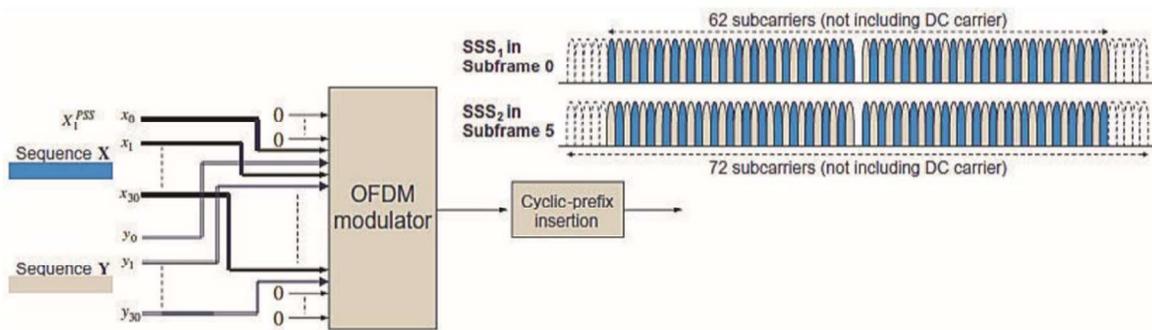


Figura 1.15. Estructura de dos señales SSS en una celda

1.3.4. Técnicas de acceso a la interfaz radio de LTE

En LTE se emplean dos técnicas de acceso múltiple que permiten lograr mayores capacidades y un uso eficiente de los recursos. En el enlace descendente, el esquema de transmisión es OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*), mientras que, en el enlace ascendente, la capa física se basa en un esquema SC-FDMA (*Single Carrier Frequency Division Multiple Access*). El principio usado en ambas técnicas es OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), por tal motivo, para entender éstas técnicas se requiere revisar los principios teóricos de OFDM que se describen a continuación.

1.3.4.1. OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*)

OFDM es un tipo de modulación multiportadora MCM (*Multicarrier Modulation*) cuya idea es dividir el ancho de banda total en varias subportadoras que llevan la información de forma simultánea [15]

Los esquemas MCM han evolucionando desde 1966 transmitiendo datos de forma simultánea por medio de un mismo canal de banda limitada y eliminando completamente los efectos de ICI (*Inter Carrier Interference*) e ISI (*Inter Symbol Interference*) [15]. Cinco años después, una modulación y demodulación OFDM es posible llevar a cabo con la transformada discreta de Fourier DFT (*Discrete Fourier Transform*) [16]. Actualmente se utiliza la transformada rápida de Fourier FFT (*Fast Fourier Transform*) para reducir la complejidad en su implementación. Mas adelante, investigadores idearon el concepto de prefijo cíclico para también ayudar a combatir los problemáticos ISI e ICI y así

mantener la ortogonalidad mediante la eliminación de un tiempo de guarda vacío por una extensión cíclica del símbolo OFDM [17].

OFDM se caracteriza actualmente por tener una multiplexación en frecuencia de diferentes subportadoras, cada una de las cuales lleva información con algún tipo de modulación [18].

El concepto básico de la modulación OFDM es fraccionar el ancho de banda BW (*Bandwidth*) disponible en N subcanales llamados subportadoras, cada uno modulando su información de forma independiente.

“La idea principal de OFDM es que las N subportadoras sean ortogonales entre sí, donde la frecuencia de cada subportadora está dada por $f_k = k\Delta f$, con $k = \{0, 1, \dots, N - 1\}$ donde $\Delta f = BW/N$ y cada subportadora debe tener un periodo de tiempo OFDM ($T = 1/\Delta f$) para cumplir con la ortogonalidad. Las subportadoras están sobrepuestas para obtener una mayor eficiencia espectral, del mismo modo la ortogonalidad de las subportadoras garantizan que no exista ICI” [19].

La ilustración de una señal OFDM con 6 subportadoras se presenta en la Figura 1. 16, donde el pico máximo de una subportadora coincide con el mínimo de las subportadoras adyacentes [19].

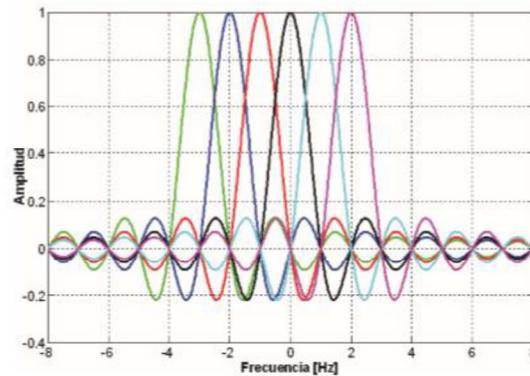


Figura 1.16. Espectro de las subportadoras de OFDM

Sistema OFDM

Un sistema OFDM conformado por: transmisor, el canal (inalámbrico) y receptor se muestra en la Figura 1.17 [20]. El transmisor se encarga de modular un grupo de bits de datos para procesarlos usando la IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) obteniendo una señal en el dominio del tiempo, agregar el prefijo cíclico y amplificar la señal para transmitirla a través del canal inalámbrico. La señal llega al receptor sufre el proceso inverso realizado en transmisión. A continuación, se revisa a detalle un transmisor OFDM [20].

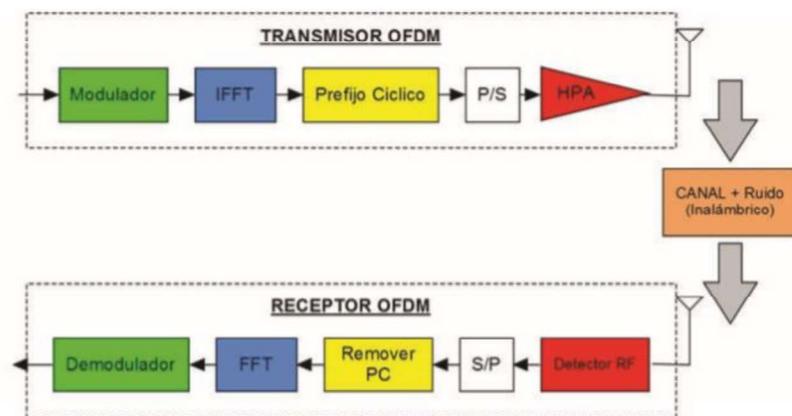


Figura 1.17. Diagrama de bloques de un sistema OFDM

La Figura 1.18 [20] presenta el diagrama de bloques de un transmisor OFDM el cual está conformado por los siguientes bloques: Conversión serie/paralelo, Modulación, Multiplexación, Prefijo Cíclico, Conversión paralelo/serie y Amplificación, cuya breve descripción se hace a continuación.

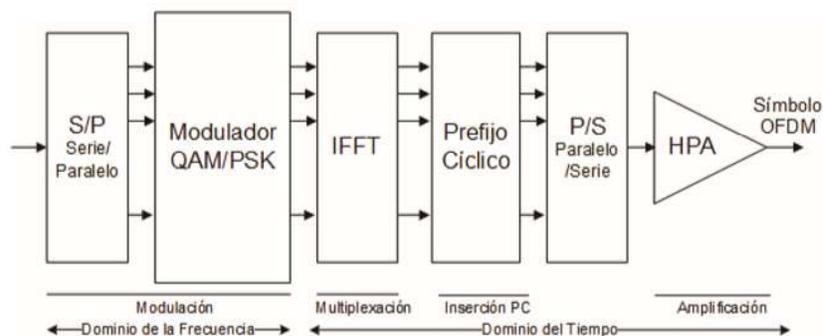


Figura 1.18. Diagrama de bloques de un transmisor OFDM

1.- Conversión Serie/Paralelo

En esta etapa los bits de información a transmitir se distribuyen en grupos de m bits paralelos, donde cada uno de estos grupos estará asignado a una subportadora. El número de bits de cada grupo se determina por el tipo de modulación a usarse ya sea M -QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) o Q-PSK (*Quadrature-Phase Shift Keying*), donde M es el nivel de la modulación.

2.- Modulación

“La modulación digital consiste en introducir los datos de información en banda base que se desean transmitir, ya sea: en la amplitud, frecuencia, fase o alguna combinación de estos parámetros en una señal llamada portadora” [21].

En los estándares de comunicación inalámbrica, usualmente se encuentran los siguientes tipos de modulación:

- **Phase Shift Keying (PSK)**

La modulación PSK consiste en cambiar la fase de la portadora acorde con la señal en banda base binaria. La variación entre fases toma niveles de π/M [21].

Este tipo de modulación puede tener varios niveles (multinivel) esto significa que los datos pueden tomar diferentes niveles para representar los dígitos binarios, los dígitos binarios (1s y 0s) toman M niveles donde $M = 2^n$ y n representa el número de dígitos de cada nivel.

“Una forma muy utilizada para representar la señal modulada es a través del **diagrama de constelación**, en el cual a cada símbolo se representa por un punto en dicho diagrama, los ejes X e Y representan los coeficientes en cuadratura que son parte fundamental de los diagramas de constelación y utilizan las funciones de seno (eje X) y coseno (eje Y). La señal seno se llama referencia o **señal I** y la señal coseno está desfasada con respecto a la señal I y se llama **señal Q**” [21].

La distancia entre puntos adyacentes, llamada distancia mínima, es un parámetro muy importante presente en un diagrama de constelación. Para una modulación M-PSK, el valor de esa distancia se obtiene mediante la fórmula dada en la ecuación (1.1) [21]:

$$d = 2 * \text{sen}\left(\frac{\pi}{M}\right) \quad (1.1)$$

La distancia entre puntos adyacentes se relaciona de forma directa con los errores que un sistema de modulación digital tiene en el receptor, si esta distancia es mayor, la inmunidad al ruido crece. Es decir, “si la distancia mínima en el diagrama de constelación aumenta, la BER (*Bit Error Rate*) disminuye y para una misma BER la Relación Señal a Ruido (S/N) aumenta” [21].

Los esquemas de modulación utilizados con sistemas OFDM son: B-PSK, Q-PSK, donde B y Q representan $M = 2$ y $M = 4$ respectivamente.

Modulación B-PSK

La modulación B-PSK tiene dos fases: una fase para los 1s lógicos y otra para los 0s lógicos, ambos con una separación de π [21]. En la Figura 1.19 se muestra el diagrama de constelación para una modulación B-PSK [20].

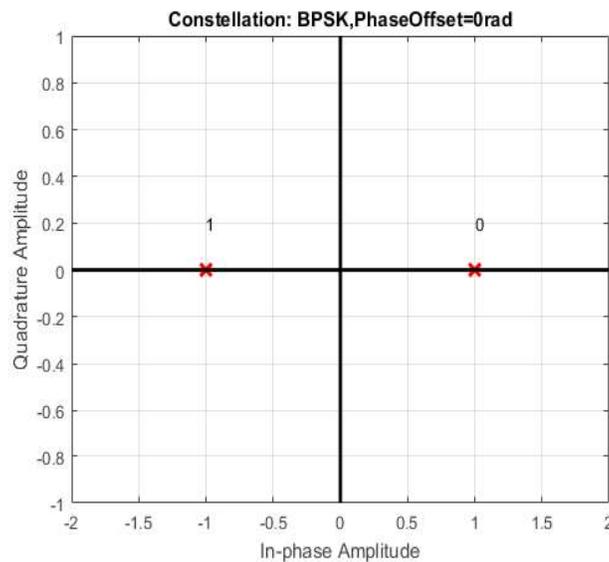


Figura 1.19. Diagrama de constelación para B-PSK

Modulación Q-PSK

La modulación Q-PSK tiene 4 fases diferentes que son asignadas a cada combinación de 2 bits y tienen una separación de $\pi/2$ [21]. En la Figura 1.20 se representa el diagrama de constelación para Q-PSK [20].

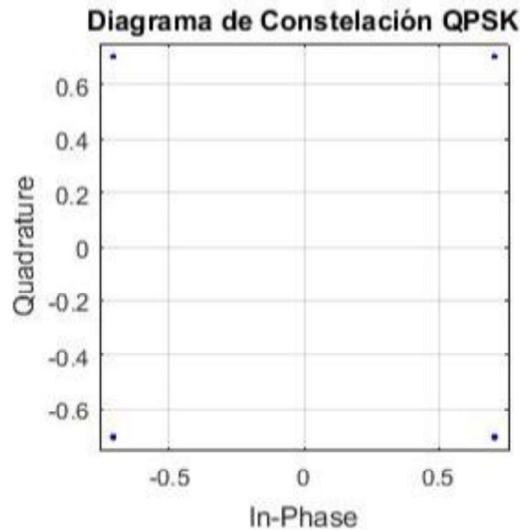


Figura 1.20. Diagrama de constelación para Q-PSK

Quadrature Amplitude Modulation (QAM)

En ésta modulación los parámetros que varían son la amplitud y la fase. La generación de señales en banda base son totalmente independientes [21]. La modulación QAM puede ser multinivel: Hay que considerar que si $M < 4$ se obtiene que el uso del espectro es más eficiente, pero al realizar estas modulaciones de mayor nivel como 16-QAM, 64-QAM, etc., la separación entre puntos adyacentes en el diagrama de constelación disminuye, por lo tanto, tiene mayor Probabilidad de Error (PE) [21].

La distancia entre puntos adyacentes en el diagrama de constelación para una modulación M-QAM viene dada por la ecuación (1.2), donde $L = \sqrt{M}$ y M es el nivel de modulación [21].

$$d = \frac{\sqrt{2}}{(L-1)} \quad (1.2)$$

Modulación 4-QAM

La modulación 4-QAM tiene las mismas características de Q-PSK y se puede decir que son similares. 4-QAM tiene dos niveles, es decir se envían dos bits por cada nivel.

Modulación 16-QAM

La Figura 1.21 presenta el diagrama de constelación de 16-QAM, donde se observa que los puntos toman valores entre (1, -1, -3, 3) y además una regla muy importante es que los puntos adyacentes, en un diagrama de gray, solo deben variar en un bit, con esto se disminuye la PE [22].

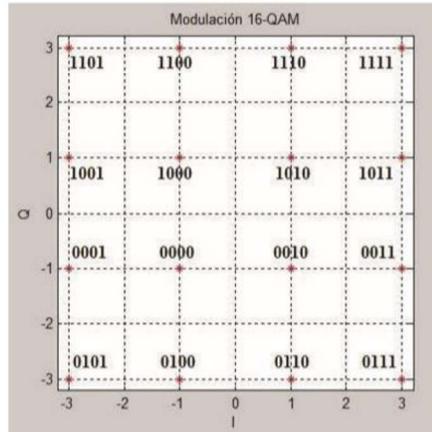


Figura 1.21. Diagrama de constelación para 16-QAM

Modulación 64-QAM

“Esta modulación envía 6 bits por símbolo, que representa una gran ventaja con respecto a modulaciones de menor nivel, pero a su vez es más susceptible al ruido y a los errores de recepción” [22]. Se transmiten 6 bits, los puntos adyacentes están más cercanos como se muestra en el Figura 1.22, en este caso, los puntos de la constelación toman valores entre (1, 3, 5, 7, -1, -3, -5, -7) tanto en I como en Q [22].

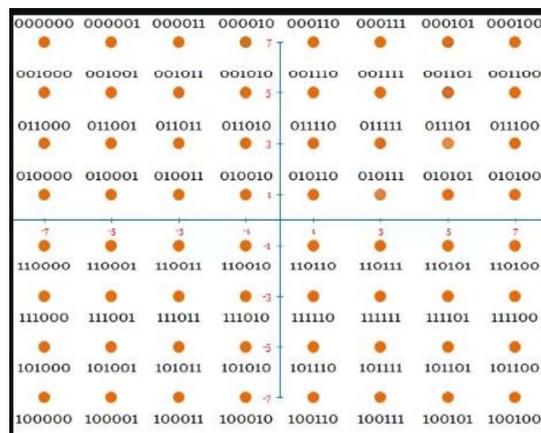


Figura 1.22. Diagrama de constelación para 64-QAM

3.- Multiplexación

Dado que actualmente todos los sistemas de comunicaciones son discretos, la multiplexación en OFDM se lleva a cabo con la DFT (*Discrete Fourier Transform*). Esta DFT puede ser implementada eficientemente con la transformada rápida de Fourier FFT. En el lado del transmisor se utiliza la IFFT y en el receptor la FFT, con el uso de estas transformadas se evita el uso de los osciladores sincronizados que se utilizaban en los sistemas analógicos y, además, se usaba uno por cada subportadora como se muestra en la Figura 1.23 [23].

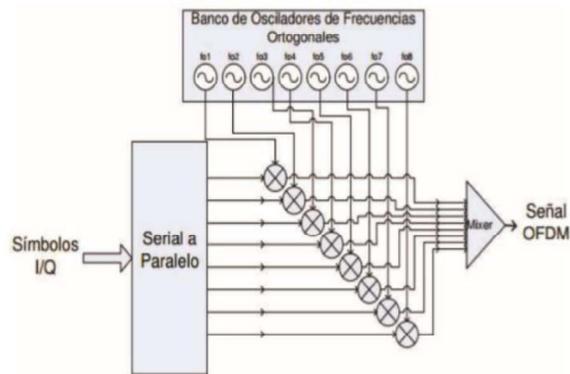


Figura 1.23. Sistema OFDM con un banco de osciladores

Actualmente, este conjunto de osciladores de la figura anterior ha sido reemplazado por un solo bloque que realiza la IFFT.

Transformada de Fourier

El concepto básico de la transformada de Fourier es relacionar el dominio del tiempo con el dominio de la frecuencia [23]. Para convertir el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia se hace uso de la siguiente relación matemática [24]:

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad (1.3)$$

donde $x(t)$ representa la señal en el dominio del tiempo para un modelo en tiempo continuo, $X(\omega)$ es la señal transformada al dominio de la frecuencia y $\omega = 2\pi f$. Y su proceso inverso está dado por la ecuación (1.4) [24], que convierte la señal del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo:

$$x(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(w)e^{jwnt} dw \quad (1.4)$$

“Los sistemas digitales existentes en la actualidad obligaron a que la transformada de Fourier ya no trabaje en tiempo continuo sino en tiempo discreto, esto significa que la señal esta discretizada y se representa por medio de impulsos. A esta relación se la llama Transformada Discreta de Fourier (DFT) y viene dada por la ecuación (1.5)” [24].

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]e^{-j2\pi kn/N}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (1.5)$$

donde $x[n]$ es la señal de N muestras en dominio del tiempo, $X(k)$ representa las muestras del símbolo OFDM en el dominio de la frecuencia, n y k son los índices en tiempo y frecuencia respectivamente.

El proceso inverso se realiza por medio de la IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*) que viene dada por la ecuación (1.6) [24]:

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k)e^{j2\pi kn/N}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (1.6)$$

Para entender de mejor manera, se presenta la Figura 1.24, el cual es el encargado de realizar la operación IFFT [24].

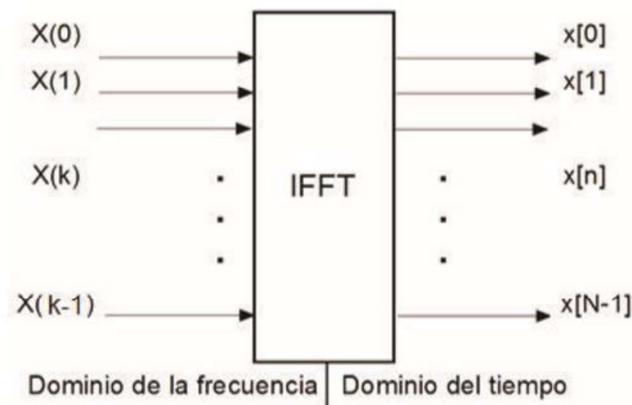


Figura 1.24. Bloque IFFT para una señal OFDM

Los sistemas OFDM utilizan la FFT e IFFT, los cuales son una variación al algoritmo DFT. Este algoritmo es muy útil debido a que reduce las operaciones computacionales [24].

Uso de la IFFT en OFDM

Luego de la modulación ya sea por Q-PSK o M-QAM, se obtienen N números complejos $X(k)$ con $k = \{0, 1, \dots, N - 1\}$ los cuales tienen dos partes una real y una imaginaria, y con ayuda de la IFFT se obtiene una señal en el dominio del tiempo representada por $x[n]$ donde $n = \{0, 1, \dots, N - 1\}$.

Cada número complejo en $X(k)$ está relacionado con una subportadora $k = \{0, 1, \dots, N - 1\}$, donde al normalizar la ecuación (1.6) se obtiene la ecuación (1.7) [25], para de este modo obtener la señal $x[n]$ en el dominio del tiempo.

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi kn/N}, \quad 0 \leq n \leq N - 1 \quad (1.7)$$

Luego del bloque IFFT se obtendrá el símbolo OFDM $x[n] = \{x[0], x[1], \dots, x[N - 1]\}$, cuya longitud es igual a N .

4.- Prefijo Cíclico

Cuando se pierde la ortogonalidad de las subportadoras, por la propagación multitrayectoria, los sistemas OFDM son afectados apareciendo los efectos de ISI e ICI. En un principio para combatir este problema se hizo uso de las bandas de guarda, pero se tenía el problema que si estas bandas se enviaban vacías no se lograba evitar el ICI, por lo tanto, apareció la inserción del prefijo cíclico CP (*Cyclic Prefix*) [17].

El prefijo cíclico no es más que copiar las J últimas muestras del final del símbolo OFDM que se obtiene a la salida del IFFT y ubicarlas al inicio, tal como se muestra en la Figura 1.25 [17], de este modo se garantiza la periodicidad del nuevo símbolo, gracias a que se mantiene dicha periodicidad es que recibe el nombre de prefijo cíclico.

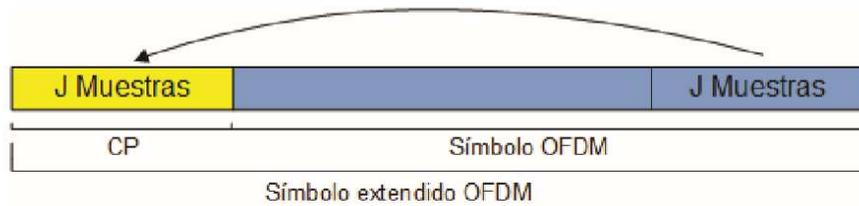


Figura 1.25. Inserción del prefijo cíclico

Por ejemplo, si a la salida del IFFT se obtuvieron $N = 8$ muestras de un símbolo OFDM y con un tamaño de PC de $J = 2$, el $x[n] = \{a b c d e f g h\}$ (muestras a la salida del IFFT), entonces el prefijo cíclico serán las muestras $\{g h\}$ y por consiguiente el símbolo OFDM extendido tendrá la forma $x_{pc}[n] = \{g h a b c d e f g h\}$ y el tamaño del símbolo OFDM aumentará a $N + J$ [24].

“Al introducir el CP se mejora el rendimiento de los sistemas OFDM y reduce la BER [23], al contrarrestar los efectos que introducen al canal como interferencia y ruido blanco. Una desventaja que tiene el CP si está en el dominio de la frecuencia es que aumenta el ancho de banda, pero esto es insignificante en comparación a las ventajas presentadas” [24].

En las tramas LTE la inserción del prefijo cíclico CP es importante para la generación de la señal OFDM para mantener la ortogonalidad entre subportadoras en recepción [13]. La longitud del prefijo cíclico es clave en el diseño de un sistema multiportadora, debido a que de ello depende cubrir el retardo en la propagación de un sistema celular. Pero esta longitud implica tener redundancia de datos, por lo que LTE especifica prefijos cíclicos de pequeña longitud para reducir el *overhead* y maximizar la eficiencia espectral [26].

La Tabla 1.3 muestra las especificaciones de la longitud del prefijo cíclico en LTE [26].

Tabla 1.3. Especificaciones de LTE para Prefijo Cíclico

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

5.- Conversión Paralelo/Serie

El símbolo OFDM antes de su amplificación debe ser cambiado de su forma en paralelo a su forma en serie. Y esto se realiza en este bloque.

6.- Amplificador de alta potencia

Un HPA (*High Power Amplifier*) es el encargado de amplificar la potencia de la señal y entregar la máxima potencia a la antena para obtener su máxima eficiencia [27].

El HPA tiene dos características primordiales que son: (1) la linealidad, que ayuda a que los símbolos OFDM a la salida del amplificador no tengan distorsiones con respecto a la señal de entrada y (2) la eficiencia, que es un parámetro para medir el rendimiento energético [27].

Al momento de utilizar el HPA se debe tener en cuenta el parámetro de *BackOff* o punto de operación para medir la eficiencia de dicho HPA. El punto de operación se divide en dos puntos de interés el IBO (*Input Back-Off*) y OBO (*Out Back-Off*), los cuales están definidos por las ecuaciones (1.8) y (1.9) respectivamente [27].

$$IBO = 10 * \log \frac{P_{sat,in}}{P_{pro,in}} \quad (1.8)$$

$$OBO = 10 * \log \frac{P_{sat,out}}{P_{pro,out}} \quad (1.9)$$

Donde $P_{sat,in}$ y $P_{sat,out}$ son las potencias máximas instantáneas de entrada y salida del HPA y $P_{pro,in}$, $P_{pro,out}$ son respectivamente las potencias medias de entrada y salida. Para mejor entendimiento de los parámetros IBO y OBO se presenta la Figura 1.26 [28], donde el HPA, al operar bajo la zona de operación (área bajo la curva Fig.1.26), reduce su eficiencia, en cambio al operar cerca de la zona lineal aumenta el rango dinámico y por ende el costo del amplificador.

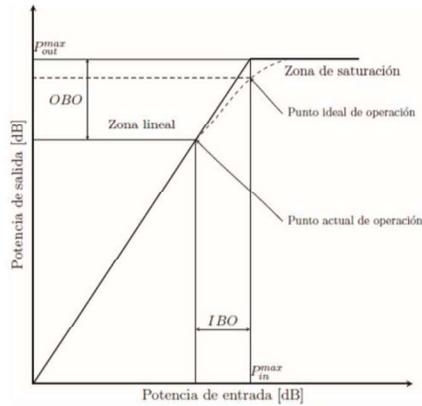


Figura 1.26. Parámetros IBO y OBO de un HPA

En el caso que el HPA tenga un IBO y OBO muy pequeños se obtendrá una buena eficiencia, pero a costa de que las señales OFDM pasen a la zona de saturación (ver Figura 1.25) y la señal se distorsionaría [28].

El HPA se modela matemáticamente por medio de las conversiones AM/AM (*Amplitude/Amplitude*) y AM/PM (*Amplitude/Phase*), a estas distorsiones también se las conoce como compresión en amplitud y desviación de fase. AM/AM es el resultado que ocasiona la amplitud de una señal de entrada sobre la amplitud de la señal de salida y AM/PM es el resultado de la misma amplitud, pero sobre la fase [28].

Las señales de entrada y salida de un HPA están dadas por las ecuaciones (1.10) y (1.11) respectivamente [28].

$$x[n] = |x[n]|e^{j\theta[n]} \quad (1.10)$$

donde, $x[n]$ es la amplitud, $e^{j\theta[n]}$ es la fase de la señal de entrada al HPA y $|\cdot|$ representa el operador valor absoluto.

$$y[n] = G[|x[n]|]e^{j[\theta[n]+\phi[|x[n]|]]} \quad (1.11)$$

donde $G[\cdot]$ representa la conversión AM/AM y $\phi[\cdot]$ la conversión AM/PM.

El HPA se puede clasificar como: TWTA (*Traveling Wave Tube Amplifier*) y SSPA (*Solid State Power Amplifier*). Ambas implementaciones tienen la no linealidad como característica.

- **Amplificador SSPA**

El amplificador de estado sólido (SSPA) tiene varios modelos, entre los cuales un modelo típico de comunicaciones inalámbricas es el modelo matemático Rapp [28]. Para este modelo se considera que la conversión AM/AM se modela matemáticamente por la siguiente ecuación [28]:

$$G[|x[n]|] = \frac{g \cdot |x[n]|}{\left(1 + \left(\frac{|x[n]|}{x_{sat}}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}} \quad (1.12)$$

donde, $|x[n]|$ es la señal a la entrada del HPA, g representa la ganancia del HPA, x_{sat} representa el nivel de saturación del HPA y p es el parámetro que controla la precisión de la región de saturación del HPA.

Para el modelo Rapp, la conversión AM/PM se aproxima a cero, es decir $\phi(|x[n]|) = 0$ [28].

En la Figura 1.27 se muestra la conversión AM/AM del modelo Rapp para diferentes valores de factor de precisión $p = \{1, 2, 4, 100\}$, con $g = 1$ y $A_{sat} = 1$.

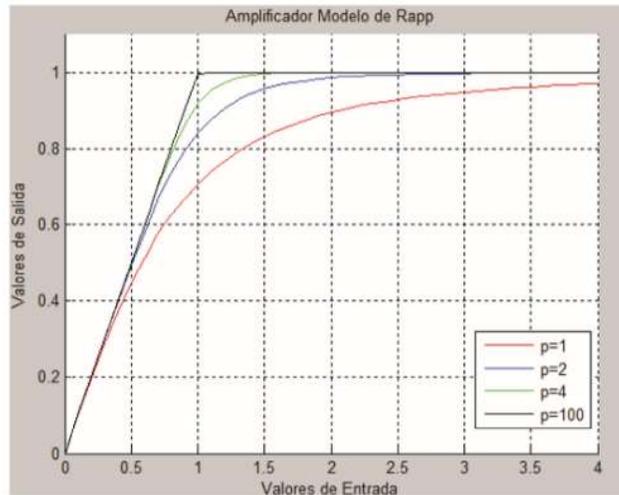


Figura 1.27. Conversión AM/AM del modelo de Rapp

En esta figura se observa que para $p=4$, se tiene una aproximación bastante buena ya que se acerca al ideal, ($p=100$).

- **Amplificador TWTA**

Los amplificadores TWTA son más utilizados en sistemas de comunicaciones satelitales debido a que tienen menor peso, entregan una mayor potencia y tienen mayor eficiencia [27].

Este amplificador también se puede modelar matemáticamente con ayuda de las conversiones AM/AM y AM/PM que se presentan respectivamente en las ecuaciones (1.13) y (1.14) [28].

$$G[|x[n]|] = \frac{\alpha_a |x[n]|}{1 + \beta_a |x[n]|^2} \quad (1.13)$$

$$\phi[|x[n]|] = \frac{\alpha_\theta |x[n]|}{1 + \beta_\theta |x[n]|^2} \quad (1.14)$$

donde, $\alpha_a, \beta_a, \alpha_\theta, \beta_\theta$ son parámetros que controlan las conversiones [28].

Ventajas y desventajas de OFDM

La técnica de transmisión OFDM es una de las técnicas más utilizadas en comunicaciones inalámbricas debido a sus grandes ventajas. A continuación, se enumeran algunas de ellas [27]:

- 1) Gran eficiencia espectral gracias a la ortogonalidad que presentan las subportadoras.
- 2) Alta inmunidad a la interferencia entre símbolos con respecto a los sistemas monoportadora.
- 3) Gran eficiencia para comunicaciones multitrayectoria y por ende la ecualización¹ se vuelve más simple.
- 4) Facilidad de implementación en hardware gracias a los algoritmos de IFFT y FFT.

Entre las principales desventajas de OFDM están las siguientes [27]:

- Pérdida de eficiencia espectral debido a la inserción del prefijo cíclico.

¹ Ecualización: proceso que hace el receptor para estimar el comportamiento del canal a fin de demodular correctamente la información.

- Pérdida de sincronización en tiempo y frecuencia² debido al factor de *offset* tanto en tiempo y en frecuencia, lo que provoca pérdida de ortogonalidad y esto se convierte en ICI, por lo que se requiere de un buen nivel de sincronización.
- Finalmente, uno de los principales problemas que presenta OFDM es la elevada PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) que es el motivo del presente proyecto de titulación y este problema se revisará a más profundidad en otra sección.

1.3.4.2. OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*)

OFDMA es la versión multiusuario de OFDM empleada como técnica de acceso múltiple en el enlace descendente de LTE. Se utiliza para conseguir que un conjunto de usuarios de un sistema de telecomunicaciones pueda compartir el espectro de un cierto canal para aplicaciones de baja velocidad. El acceso múltiple se consigue dividiendo el canal en un conjunto de subportadoras que se reparten en grupos en función de la necesidad de cada uno de los usuarios. [29].

La diferencia principal entre OFDMA y OFDM radica en que en los sistemas OFDM, un único usuario puede transmitir sobre todas las subportadoras en cualquier momento y se utilizan técnicas de acceso múltiple por división en frecuencia o en tiempo para soportar múltiples usuarios. OFDMA, por el contrario, permite a múltiples usuarios transmitir en diferentes subportadoras por cada símbolo OFDM [29].

OFDM para proporcionar acceso múltiple podría combinarse con TDMA (*Time Division Multiple Access*) y FDMA. Sin embargo, estas opciones son rígidas por lo que surge OFDMA que combina TDMA y FDMA.

Todas las subportadoras OFDMA se dividen en diversos grupos de subportadoras en dominios de la frecuencia, cada uno de los cuales se denomina subcanal. Un usuario puede ocupar uno o más subcanales. Así, los usuarios en un segmento de tiempo dado pueden transmitir datos simultáneamente a través de diferentes subcanales. Asimismo, OFDMA presenta un mecanismo de asignación flexible que hace posible asignar subportadoras dinámicamente dependiendo del tráfico, mientras distintos modos de modulación y potencias de transmisión son aplicados en diferentes subportadoras lo que resulta en niveles más altos de utilización de espectro [29].

² Sincronización en tiempo: transmisor y receptor deben conocer el inicio del símbolo OFDM.
Sincronización en frecuencia: la frecuencia del oscilador del transmisor y receptor deben ser las mismas.

Resumiendo, como se observa en la Figura 1.28 [29], en OFDM, la asignación de subportadoras es fija para cada usuario, por otro lado, OFDMA incorpora elementos de acceso múltiple por división de tiempo, de manera que las subportadoras son divididas en tiempo y frecuencia, asignando dinámicamente grupos de subportadoras por una duración de tiempo específica.

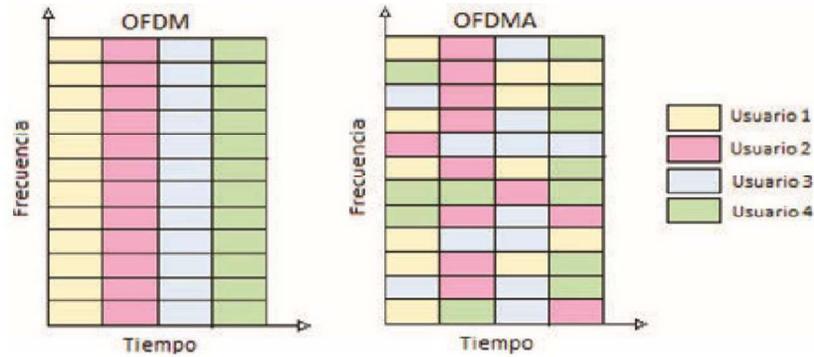


Figura 1.28. Asignación de recurso en OFDM y OFDMA

Existen tres formas de asignar las subportadoras para un usuario en OFDMA [30] :

- Asignación Localizada: Las subportadoras asignadas son contiguas.
- Asignación Distribuida: Las subportadoras son no contiguas y se encuentran equiespaciadas.
- Asignación Dinámica: Las subportadoras se asignan dinámicamente en base a la retroalimentación del estado del canal y las necesidades del usuario.

A continuación, en la Figura 1.29. [30] se puede observar el mapeo localizado, distribuido y dinámico para cuatro usuarios OFDMA.

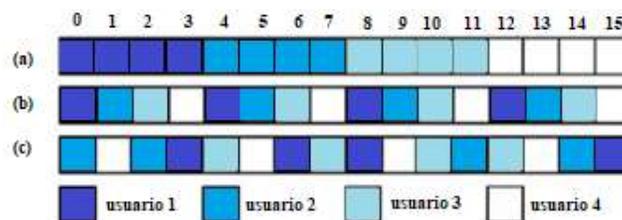


Figura 1.29. Asignación de recurso en OFDMA, (a) asignación localizada, (b) asignación distribuida, (c) asignación dinámica

Si la distribución de portadoras en OFDMA se la realiza dinámicamente se mejora las características de transmisión de algunos usuarios. [30].

Ventajas OFDMA y desventajas de OFDMA

Las ventajas de OFDMA abarcan todas las ventajas de OFDM, pero adicionalmente se tiene:

Acceso múltiple, al repartir las subportadoras entre varios usuarios para la transmisión en el mismo instante de tiempo.

Como desventajas OFDMA presenta:

- Elevada PAPR debido a que en un determinado instante de tiempo existen múltiples portadoras que se encuentran en fase y al sumarse se producen picos muy elevados.
- Elevada sensibilidad al desplazamiento de frecuencia debido a que a diferentes usuarios transmiten simultáneamente.

1.3.4.3. SC-FDMA (*Single Carrier Frequency Division Multiple Access*)

SC-FDMA es la técnica empleada para el enlace ascendente en redes LTE. Se puede considerar como una versión precodificada, mediante la transformada discreta de Fourier DFT, de OFDMA. Los símbolos en el dominio del tiempo modulados mediante un esquema M -QAM o M -PSK, pasan por un bloque DFT en el transmisor que convierte los símbolos al dominio de la frecuencia, esparciéndolos en todas las subportadoras que ocupan el ancho de banda destinado al usuario. Esta operación, evidentemente, deberá ser deshecha en el receptor, por lo que también se añade un bloque IDFT que no existía en OFDM [31].

En el diagrama de bloques del transmisor SC-FDMA se observa que es muy similar al diagrama de bloques de OFDM sin embargo se añade un bloque DFT luego de la conversión S/P con el propósito de esparcir el símbolo sobre todas las subportadoras, este bloque extra se lo denomina precodificación DFT. En la Figura 1.30 se pueden observar las diferencias entre OFDMA Y SC-FDMA [31].

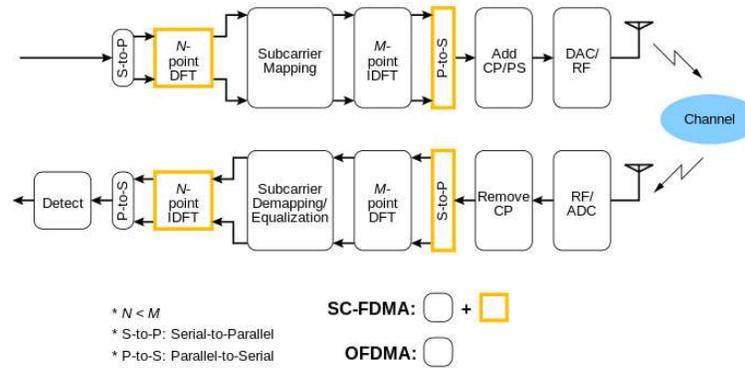


Figura 1.30. Esquema del transmisor SC-FDMA (Diferencias con OFDMA)

Haciendo esta operación de precodificación se logra un importante objetivo que es la reducción de PAPR con respecto a OFDMA, debido a la naturaleza de portadora única de la señal resultante que es introducida al HPA antes de la transmisión. Dada esta virtud, SC-FDMA es la técnica elegida en el enlace ascendente de la capa física de interfaz radio en LTE, ya que reduce el coste de un HPA muy lineal, disminuyendo el consumo de batería del teléfono móvil. Por otra parte, OFDMA es la técnica elegida en el enlace descendente ya que el alto PAPR, si bien es un problema en el transmisor de la estación base, permite que el receptor en el teléfono móvil sea algo menos complejo [31].

En la Figura 1.31 [32] se presenta la diferencia entre OFDMA y SC-FDMA a nivel de asignación de recursos, en donde en OFDMA cada subportadora es modulada por un símbolo de datos de una relativamente larga duración, mientras que para SC-FDMA todas las subportadoras son moduladas por un mismo dato, pero la duración del símbolo es mucho más corta.

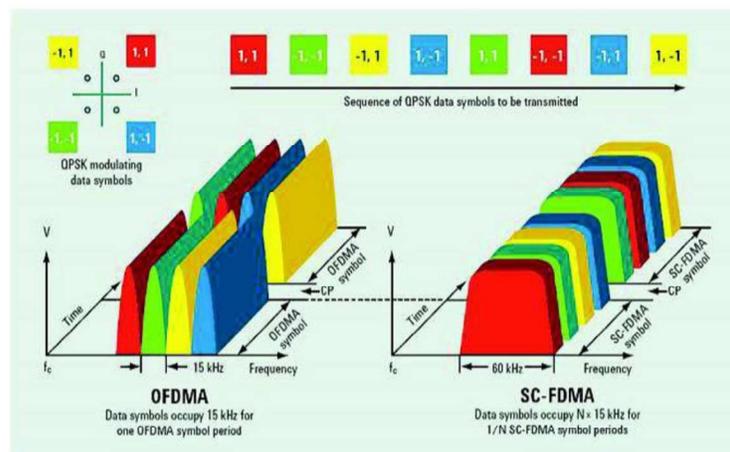


Figura 1.31. Diferencia entre OFDMA y SC-FDMA

Ventajas SC-FDMA y desventajas de SC-FDMA

SC-FDMA presenta las siguientes ventajas [31]:

- Acceso múltiple, al repartir las subportadoras entre varios usuarios para la transmisión en diferentes instantes tiempo.
- Baja PAPR debido a que este método de acceso simula una transmisión de portadora única.
- Baja sensibilidad al offset de frecuencia debido a que solo un usuario transmitirá simultáneamente.

SC-FDMA presenta las siguientes desventajas [31]:

- Mayor afectación a interferencia inter-símbolo debido a que el tiempo de símbolo es menor.
- Mayor complejidad de ecualización en el lado del receptor por la menor duración de símbolo.

1.3.5. ENTRAMADO DE LTE EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

La transmisión de información de LTE está organizada y compuesta como secuencias de tramas de longitud de 10 (*ms*). Cada trama se divide en 10 subtramas de 1 (*ms*), donde cada subtrama se compone de 2 slots de 0.5 (*ms*), y cada slot se compone de 7 símbolos OFDM con prefijo cíclico normal y 6 símbolos OFDM con prefijo cíclico extendido [13].

La Figura 1.32 presenta la estructura de una trama LTE en el dominio del tiempo [11]

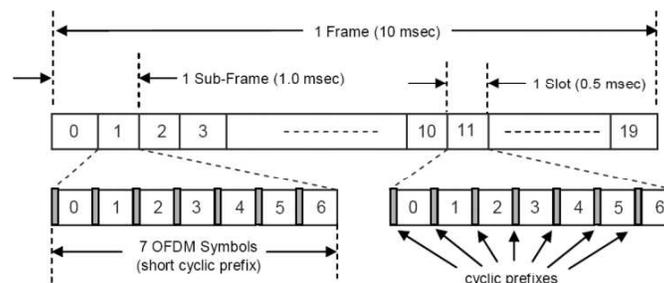


Figura 1.32. Estructura de una trama LTE

Las subtramas en LTE están separadas en dos regiones: región de control y región de datos. La región de control transporta señalización que es utilizada para el control de las transmisiones de datos en enlace ascendente y descendente. La región de control está compuesta de 3 o 4 símbolos OFDM, a excepción de la subtrama MBSFN con dos símbolos OFDM en la región de control. La Figura 1.33, hace referencia a un ejemplo de subtrama en LTE [11].

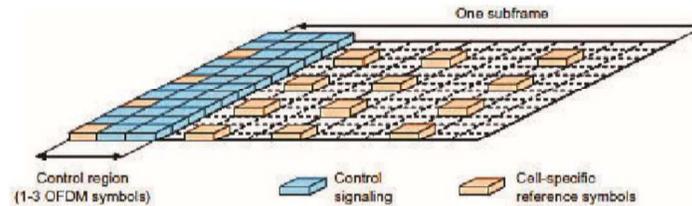


Figura 1.33. División de una subtrama en LTE

“La información en LTE está organizada por *resource grids*. Después de que la señal es modulada y codificada, un *resource element* es mapeado en un sistema en función del tiempo y frecuencia, denominado *resource grid*. El eje *x* del *resource grid* corresponde al tiempo, y el eje *y* corresponde a la frecuencia [11]”. La Figura 1.34 presenta la estructura de un *resource grid*, y como esta se conforma por la concatenación de *resource blocks* y *resource elements* [11]. La división más pequeña del espectro de LTE que transporta datos es una subportadora. Un *Resource Element (RE)*, es la unidad lógica más pequeña del espectro de LTE que consiste en una subportadora durante un símbolo OFDM, y su ancho de banda es de 15 (KHz) con prefijo cíclico normal y extendido. Cada *resource element* lleva 2, 4 o 6 bits, según el tipo de esquema de modulación (QPSK, 16-QAM o 64-QAM) [11] [13].

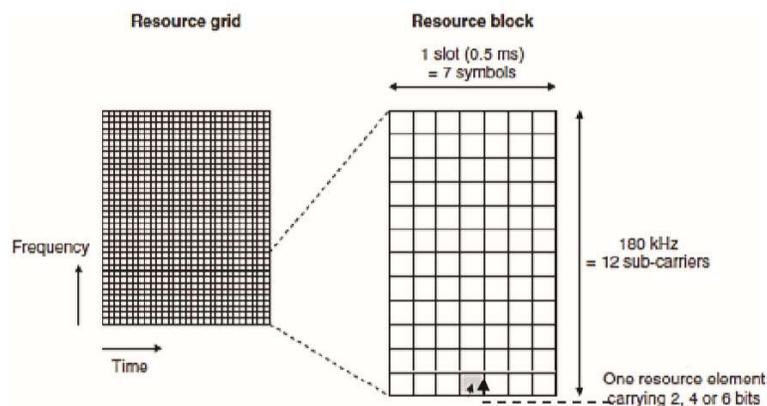


Figura 1.34. Estructura de un Resource Grid con prefijo cíclico normal

Los *resource elements* se agrupan en bloques de recursos denominados *Resource Blocks* (RB). Un *resource block* se compone de 12 subportadoras en el eje de la frecuencia, mientras, en el eje del tiempo se compone de 7 símbolos OFDM cuando se utiliza prefijo cíclico normal, o 6 símbolos OFDM utilizando prefijo cíclico extendido. Cada *resource block* agrupa 84 *resource elements* con prefijo cíclico normal y 72 *resource elements* con prefijo cíclico extendido [10]. Un *resource block* constituye la unidad más pequeña de transmisión en LTE, es decir, el mínimo elemento de información que puede ser asignado por el eNB a un terminal móvil. Cada subportadora de 1 (ms) lleva de 12 a 14 símbolos OFDM [11] [13].

Un *resource grid* puede contener tres tipos de información. Cada *resource element* contiene un símbolo modulado de datos de usuario, una señal de referencia o sincronización, o información de control [8] [11] [12]. El mapeo de los *resource elements* dependerá también de la configuración del sistema, del terminal móvil y del tipo de enlace, sea este ascendente o descendente. La Figura 1.35 presenta un ejemplo del mapeo de *resource elements* en el enlace descendente. [8] [11] [13].

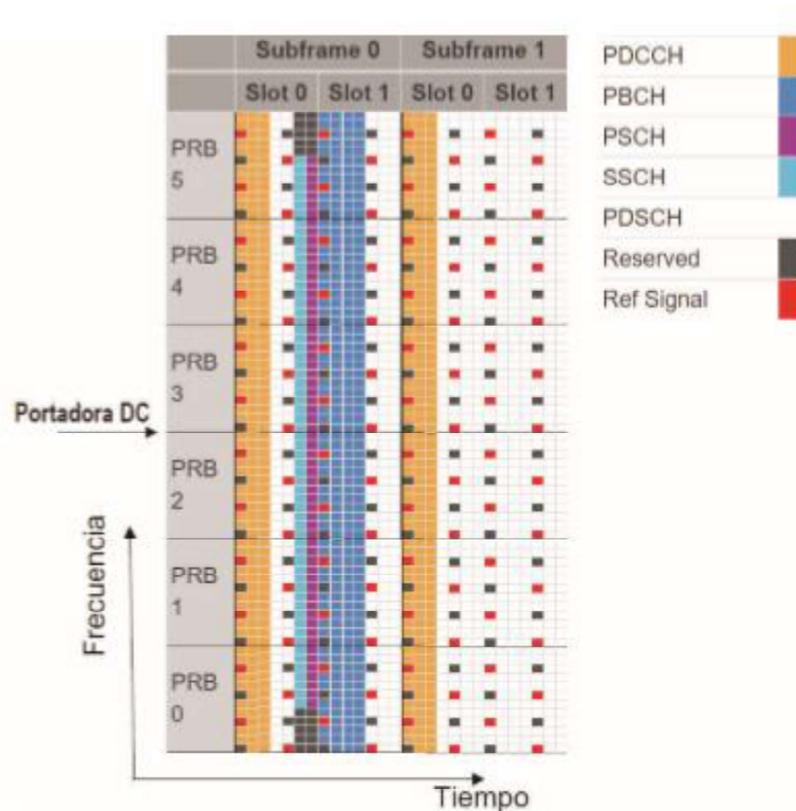


Figura 1.35. Ubicación en tiempo y frecuencia de los canales comunes de control y señales de referencia para el enlace descendente en un ancho de banda de 1.4. MHz

1.3.6. PROBLEMA DE LA PAPR ELEVADA

El problema de la PAPR elevada se da en el lado del transmisor ya que existe una gran posibilidad de que las fases de las subportadoras de la señal OFDM se sumen en un momento determinado y así se tenga un nivel de potencia considerable. Los picos elevados de potencia causan un mal funcionamiento en el HPA, causando que el HPA trabaje en su zona de saturación y degrade la señal transmitida [25].

1.3.6.1. Comportamiento del HPA frente a una PAPR elevada

“El HPA es un dispositivo del transmisor OFDM con el que se obtiene una potencia de transmisión adecuada, para que éste entregue su máxima eficiencia de potencia de salida debe trabajar cerca de la zona de saturación. Además, el HPA al ser un dispositivo no lineal es muy sensible a la variación de amplitud. Al recibir señales con grandes variaciones de amplitud (como una señal OFDM con PAPR elevada) provoca que se sature y que la señal sufra distorsión dentro de banda³ y fuera de banda⁴, lo que conlleva a un incremento en la BER. Para evitar que aumente la BER y mantener la señal sin distorsiones, el HPA podría trabajar en la zona lineal, pero a costa de perder eficiencia, además el HPA debe tener un rango dinámico⁵ grande, pero esto produce que el precio del HPA sea elevado” [26].

El hecho de tener una buena eficiencia energética en el sistema OFDM proporciona una mejor cobertura, ahorro en el consumo de energía y que los dispositivos sean más pequeños [28].

1.3.6.2. Definición de PAPR

La PAPR de un símbolo OFDM se define como la relación entre la potencia máxima y su potencia promedio [26].

Existen diferentes formas de expresar la PAPR tanto en banda base como en paso banda; en tiempo continuo y en tiempo discreto, posteriormente se presentan cada una de ellas.

³ Distorsión dentro de banda: Fenómeno donde los símbolos de entrada de una señal modulada no coinciden con los de salida, haciendo que el receptor no demodule correctamente la señal pudiendo causar degradación total de la información

⁴ Distorsión fuera de banda: Modificación espectral de la señal de salida, provocando el ensanchamiento del espectro y un incremento en el ancho de banda de la señal.

⁵ Rango Dinámico: relación entre la potencia máxima que el amplificador soporta sin introducir distorsión a la señal y nivel de ruido en el sistema. Zona donde el HPA funciona de forma lineal.

La PAPR en banda base en tiempo continuo se calcula a partir de la señal $x(t)$, donde esta señal representa las muestras del símbolo OFDM en tiempo continuo y se obtiene mediante la ecuación (1.15) [28].

$$PAPR\{x(t)\} = \frac{\max|x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]}, \quad 0 \leq t < T \quad (1.15)$$

donde $E[\cdot]$ es la esperanza matemática, $|\cdot|$ es el valor absoluto y T es la duración del símbolo OFDM.

Los sistemas OFDM actuales se implementan en tiempo discreto como se mencionó anteriormente. Por tanto, la PAPR para un sistema en tiempo discreto se presenta matemáticamente por medio de la ecuación (1.16) [32]:

$$PAPR\{x[n]\} = \frac{\max(|x[n]|)}{E[|x[n]|^2]}, \quad 0 \leq n < N - 1 \quad (1.16)$$

donde $x[n]$ son las muestras que se obtienen a la salida de la IFFT, $\max(|x[n]|)$ denota la máxima potencia instantánea y $E[|x[n]|^2]$ denota la potencia promedio de la señal, donde $E\{\}$ es el valor esperado.

La PAPR definida en banda base en tiempo continuo podría no resultar la misma que la PAPR banda base en tiempo discreto debido a que al discretizarse la señal en el tiempo continuo se pueden perder algunos picos de dicha señal. Por lo tanto, se cumple la siguiente condición [28]: $PAPR\{x(t)\} \geq PAPR\{x[n]\}$.

Para obtener el mismo valor de PAPR, a la señal en tiempo discreto se debe sobremuestrear, mientras más grande sea el factor de sobremuestreo, con un factor $SI \geq 4$ será suficiente, menor será el error.

Para sobremuestrear la señal $x[n]$ se puede hacer uso de la técnica de Zero-Padding, la cual consiste en rellenar el símbolo $x[n]$ con $(N_{SI} - N)$ ceros en la mitad del mismo [14], el tamaño de la señal sobremuestreada $x[n]_{SI}$ aumenta a N_{SI} , mientras que la señal original tiene un tamaño de N . Esta nueva señal sobremuestreada $x[n]_{SI}$ también

se puede ver como una señal interpolada a la entrada del IFFT y se representa con la ecuación (1.17) [28].

$$x[n]_{N_{SI}} = \frac{1}{\sqrt{N_{SI}}} \sum_{k=0}^{N_{SI}-1} X(k) e^{j\frac{2\pi}{N_{SI}}kn}, \quad 0 \leq n < N_{SI} - 1 \quad (1.17)$$

En la mayoría de los casos la PAPR de la señal en paso banda se transmite con una frecuencia mayor que el ancho de banda de cada subportadora en banda base, por lo tanto, el máximo de la señal en banda base en tiempo continuo es casi igual al máximo de la señal paso banda y se expresa como se indica en la ecuación (1.18) [28].

$$PAPR\{x_{PB}(t)\} = 2PAPR\{x(t)\} \quad (1.18)$$

1.3.6.3. Métodos de reducción de la PAPR

Una solución convencional al problema de la PAPR es retrasar el punto de operación no lineal del HPA, pero aunque suena simple, este enfoque generalmente causa una penalización significativa en la eficiencia de energía [33].

La mejor solución para evitar que la señal OFDM tenga los problemas descritos anteriormente, es realizar la reducción de la PAPR antes que pase por el HPA. Por lo que se han implementado muchos métodos a nivel de software y hay varias propuestas en la literatura para suprimir los picos de potencia en OFDM. Un método simple es recortar deliberadamente los picos de la señal OFDM antes de la amplificación [33]. El recorte puede reducir la PAPR, pero este es un proceso no lineal que puede causar una distorsión significativa en banda, lo que degrada el BER y reduce la eficiencia espectral [33].

También existen técnicas como las que no producen distorsión que se fundamentan en la modificación de los datos fuente como: SLM (*Selective Mapping*), PTS (*Partial Transmit Sequence*) [33] y TR (*Tone Reservation*) [34]. Sin embargo, estos métodos reducen la velocidad de transmisión ya que requieren la transmisión de información adicional hacia el receptor, lo que afecta la eficiencia del sistema. Otra clase de técnicas para la reducción de la PAPR, que no causan distorsión, son las denominadas

Constellation Extension, que tratan de alterar o introducir nuevas señales en las constelaciones para combatir los grandes picos de señal sin pérdida de velocidad de datos, como por ejemplo ACE (*Active Constellation Extension*) y SAP (*Simple Amplitude Predistortion*) [35]. ACE no induce ninguna degradación de BER y no requiere un procesamiento especial en la recepción. Sin embargo, introduce un aumento en la energía por símbolo y requiere alta complejidad computacional para decidir qué puntos de la constelación mover ya que utiliza algoritmos de optimización [35]. Otra técnica propuesta para reducir la PAPR, menos compleja computacionalmente comparada con ACE, es SAP, que se fundamenta en el cálculo de métricas para decidir qué puntos de la constelación deben moverse, su estudio ha sido ampliado para modificar también la fase de dichas muestras en [36].

Finalmente, OPS (*Orthogonal Pilot Sequences*) es otro enfoque para reducir la PAPR que utiliza el mecanismo 2D-PSAM (*2-Dimensional Pilot-Symbol Assisted Modulation*), generalmente empleado en la estimación de canal coherente ⁶ en OFDM, y se basa en la inserción de símbolos distribuidos a lo largo de una cuadrícula de tiempo-frecuencia 2D, estos símbolos son llamados piloto y se emplean para realizar simultáneamente la reducción de la PAPR sin requerir la transmisión de información adicional hacia el receptor y la estimación de canal [36].

Con este antecedente, dado que la técnica OPS presenta un muy buen rendimiento en términos de reducción de la PAPR en OFDM, ha sido considerada para aplicarla en conjunto con la técnica SAP para su implementación en sistemas inalámbricos, cuya combinación supera en eficiencia y baja complejidad computacional en la reducción de la PAPR, comparada con las demás técnicas ya existentes [32].

A continuación se explica a detalle las técnicas para la reducción de la PAPR conocidas como SAP, OPS y la combinación de las dos técnicas OPS-SAP.

1) Simple Amplitude Predistortion (SAP)

SAP consiste en desplazar una distancia α las muestras de los símbolos OFDM que más contribuyen a la formación de los picos de la señal. Este movimiento se debe realizar sin afectar la distancia mínima entre los puntos de la constelación y, en

⁶ Estimación de canal: El proceso que nos permite estimar el comportamiento del canal para poder realizar una correcta ecualización se denomina estimación de canal.

consecuencia, sin afectar la BER. Si no se afecta la distancia mínima, no se afecta la BER, pero si aumenta la energía requerida por símbolo.

En la Figura 1.36 se muestra el proceso del movimiento de los puntos de las muestras de un símbolo OFDM para una modulación QPSK [36], donde los puntos se mueven en dirección de las flechas.

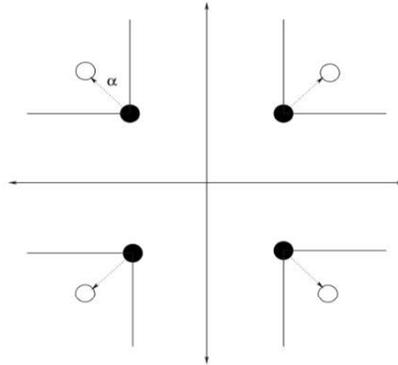


Figura 1.36. Predistorsión de amplitud para QPSK utilizando un factor de escala α

Para determinar el conjunto de símbolos que se moverán (predistorsión) se utiliza una métrica y se amplía con una constante positiva predefinida como se muestra en la Fig. 1.35.

En términos generales, la predistorsión de símbolos, como también se describe en [36], aumenta la potencia promedio de la señal transmitida, pero esto se controla fácilmente al limitar el número de símbolos pre distorsionados por bloque.

La métrica mide cuánto contribuye la muestra del símbolo OFDM en el dominio de la frecuencia a la salida de la IDFT. En su forma general, la métrica para el símbolo de entrada en el dominio de la frecuencia $X(k)$ se define como [37]:

$$\mu_m = \sum_{n \in S_K} w(n) f(n, k) \quad (1.19)$$

donde $f(n, k)$ es una función que da una medida apropiada del ángulo de fase entre la muestra de salida $x[n]$ y la contribución del símbolo $X(k)$ a éste, y $w(n)$ es una función de ponderación de $x[n]$. S_K es un conjunto de tamaño K cuyos elementos son los índices de las muestras de salida con magnitudes que exceden algún valor de umbral predeterminado.

Una opción conveniente para $f(\mathbf{n}, \mathbf{k})$ [37] es:

$$f(\mathbf{n}, \mathbf{k}) = -\cos(\varphi_{nk}) \quad (1.20)$$

Esta función se maximiza cuando los dos números complejos están en fase opuesta. La función de ponderación $w(\mathbf{n})$ da un mayor peso en la expresión de la métrica μ_m para producir muestras con magnitudes más altas. Una vez que se calculan las métricas para todos los símbolos del bloque de entrada, los Y símbolos correspondientes a las métricas positivas más grandes serán predistorcionados en amplitud.

Enfocándose en el ejemplo de la constelación de señales QPSK de la Figura 1.29, la predistorción de un símbolo $X(\mathbf{k})$ consiste en transmitir $\alpha X(\mathbf{k})$, donde $\alpha > 1$, es decir, las partes real e imaginaria de los Y símbolos seleccionados se expanden por el mismo factor α .

La elección de los parámetros α y Y obviamente tiene un fuerte impacto en el rendimiento de la técnica SAP y estos parámetros deben optimizarse. La mejor manera de hacer esto es determinar los valores de los parámetros que conducen a la potencia pico promedio más baja obtenida de una gran secuencia de símbolos OFDM. Según [36], para los parámetros α y Y no se necesitan cálculos en tiempo real en implementaciones prácticas, y se han considerado valores predeterminados: $\{ \alpha = 2, Y = 10 \}$, $\{ \alpha = 1.3, Y = 40 \}$ y $\{ \alpha = 1.55, Y = 26 \}$

La mayor parte de la complejidad del algoritmo se encuentra en el cálculo de la métrica, cuya complejidad es proporcional a KN , donde N es el número de subportadoras. La predistorción de amplitud solo implica el escalado de Y símbolos de datos complejos, que es una operación simple. Finalmente, una vez que los símbolos de los datos están predistorcionados, la actualización de las muestras en el dominio del tiempo se puede realizar directamente utilizando las operaciones de seno y coseno en lugar de realizar una IFFT completa [36].

La técnica de predistorción de símbolos puede extenderse fácilmente a las constelaciones de señales con modulación QAM de alto nivel de la misma manera que se describe en [36]. Específicamente, los puntos de las esquinas de la constelación se

expanden como en QPSK, mientras que solo las partes reales o imaginarias de los símbolos laterales se expanden y los puntos internos no se modifican.

2) *Orthogonal Pilot Sequences (OPS)*

En los sistemas OFDM inalámbricos, los símbolos piloto generalmente se insertan en la cuadrícula de tiempo-frecuencia 2D para estimar el canal. Se considera que el símbolo OFDM consiste en N subportadoras, donde un subconjunto γ de subportadoras con cardinalidad $N_p = |\gamma|$ llevará símbolos piloto y, por tanto, los símbolos transmitidos son [32]:

$$X(k) = \begin{cases} P(k), & k \in \gamma \\ D(k), & k \notin \gamma \end{cases} \quad (1.21)$$

donde $P(k)$ y $D(k)$ son los símbolos piloto y de datos respectivamente

La señal en tiempo discreto transmitida $x[n] = p[n] + d[n]$ puede ser separada en dos partes, como [32]:

$$x[n] = \begin{cases} p[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k \in \gamma} P(k) e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \\ d[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k \notin \gamma} D(k) e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \end{cases} \quad (1.22)$$

donde $p[n]$ y $d[n]$ hacen referencia a las señales en el dominio del tiempo de los símbolos piloto y de datos, respectivamente.

La técnica OPS propone el uso de un conjunto predeterminado de M secuencias piloto ortogonales de longitud N_p con $(M \leq N_p)$, donde para un símbolo OFDM, se elige la secuencia piloto que proporciona la PAPR más bajo [37]. Estas secuencias ortogonales se pueden obtener mediante una matriz Hadamard de orden n , la cual es una matriz $n \times n$ formada por 1's y -1's tal que sus filas son ortogonales

Los N_p símbolos piloto disponibles para cada símbolo OFDM se pueden recopilar en una secuencia de longitud N denotada como P . Cada secuencia piloto de éste conjunto finito contiene los símbolos piloto en el dominio de la frecuencia en las posiciones piloto, mientras que los ceros se insertan en los restantes. Así el elemento k -ésimo de esta secuencia viene dado por [32]:

$$[P]_k = \begin{cases} P(k), & k \in \gamma \\ \mathbf{0}, & k \notin \gamma \end{cases} \quad (1.23)$$

Estas secuencias piloto son ortogonales entre ellas, por lo que se cumple la condición de ortogonalidad dada en [32]:

$$\langle P_m, P_n \rangle = \mathbf{0} \quad n \neq m \quad m, n = \{1, \dots, M\} \quad (1.24)$$

donde \langle, \rangle denota el producto interno.

En el transmisor, el esquema OPS original propuesto en [32] lleva a cabo M operaciones IDFT en cada símbolo OFDM, como se ilustra en la Figura 1.37 [5] [6]. Sin embargo, esta implementación en el dominio de frecuencia produce una carga computacional significativa debido a las M operaciones adicionales.

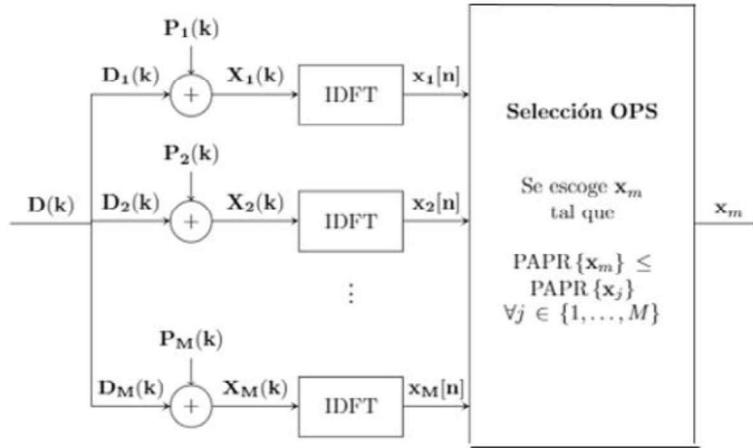


Figura 1.37. Técnica OPS original

Las secuencias piloto en el dominio de la frecuencia P_m se pueden traducir en el dominio del tiempo de la siguiente manera [32]:

$$p_m[n] = \text{IDFT}\{P_m(k)\} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k \in \gamma} [P_m]_k e^{j \frac{2\pi}{N} kn} \quad (1.25)$$

Entonces el procesamiento en el transmisor puede llevarse a cabo en el dominio del tiempo. En primer lugar, la señal de datos se traduce al dominio del tiempo a través de la operación IDFT produciendo $d[n]$, que es luego combinada con la diferente $p_m[n]$, para obtener la señal transmitida : $x_m = d[n] + p_m[n]$, $m = \{1, \dots, M\}$ [32]

Dado que las secuencias piloto son fijas para todos los símbolos OFDM, no es necesario calcularlas en cada símbolo OFDM. Las secuencias piloto ortogonales en el dominio del tiempo $p_m[n]$ se pueden obtener en la configuración del sistema a través de sus correspondientes cálculos de IDFT sobre los símbolos piloto en el dominio de la frecuencia. Pueden ser calculados previamente y almacenados para luego ser utilizados para cada símbolo OFDM. La nueva propuesta de OPS de baja complejidad llamada LC-OPS (*Low complex OPS*) ahorra los cálculos, como se muestra en la Figura 1.38 [5][6].

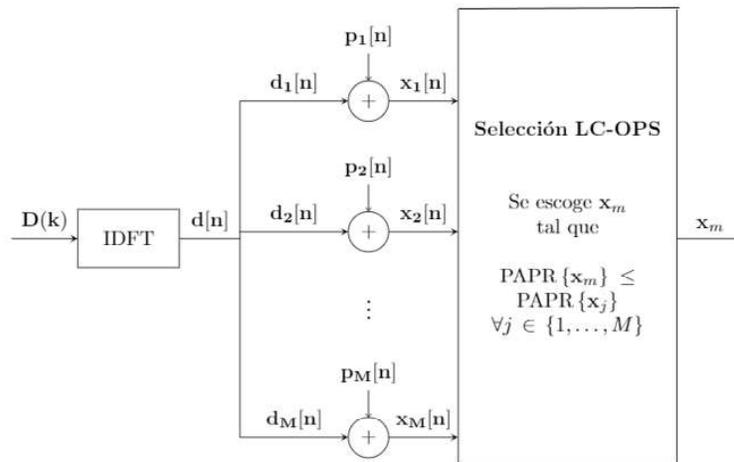


Figura 1.38. Técnica OPS de baja complejidad

3) OPS-SAP

Como se ha mencionado anteriormente, existen algoritmos o procesos ideados con la finalidad de ayudar en la reducción del problema de la PAPR pero que requieren alguna complejidad computacional adicional más allá de los requisitos del OFDM tradicional. También se ha mencionado que las técnicas que actualmente presentan mejores prestaciones en la reducción de la PAPR y al mismo tiempo baja complejidad computacional son OPS y SAP, por lo que en [5] se aborda la reducción de la PAPR en un sistema OFDM mediante secuencias piloto ortogonales combinadas con SAP, denotadas como OPS-SAP para mejorar aún más la reducción de la PAPR en comparación con estas técnicas cuando trabajan por si solas.

El esquema OPS-SAP sigue los pasos que son mostrados en la Figura 1.39 [5][6]. Se aplica la técnica OPS de baja complejidad propuesta en [5][6] en el primer paso, esto

es, los pilotos ortogonales se insertan adecuadamente, para obtener la PAPR más baja del conjunto disponible. Luego, se calcula la PAPR y, si esta PAPR es más grande que un umbral predeterminado B (este parámetro puede tomarse como el valor para el que se obtiene la mayor disminución en la PAPR promedio) [5][6], se aplica el algoritmo SAP. En este caso, el algoritmo SAP se aplica sobre símbolos piloto o de datos, lo que permite la pre-distorsión de amplitud de cualquier símbolo complejo. La combinación de SAP con pilotos ortogonales no es trivial, ya que otras arquitecturas en lugar de OPS-SAP no proporcionan ninguna mejora o incluso una degradación en términos de reducción de la PAPR, siendo descartables para su aplicación [5][6].

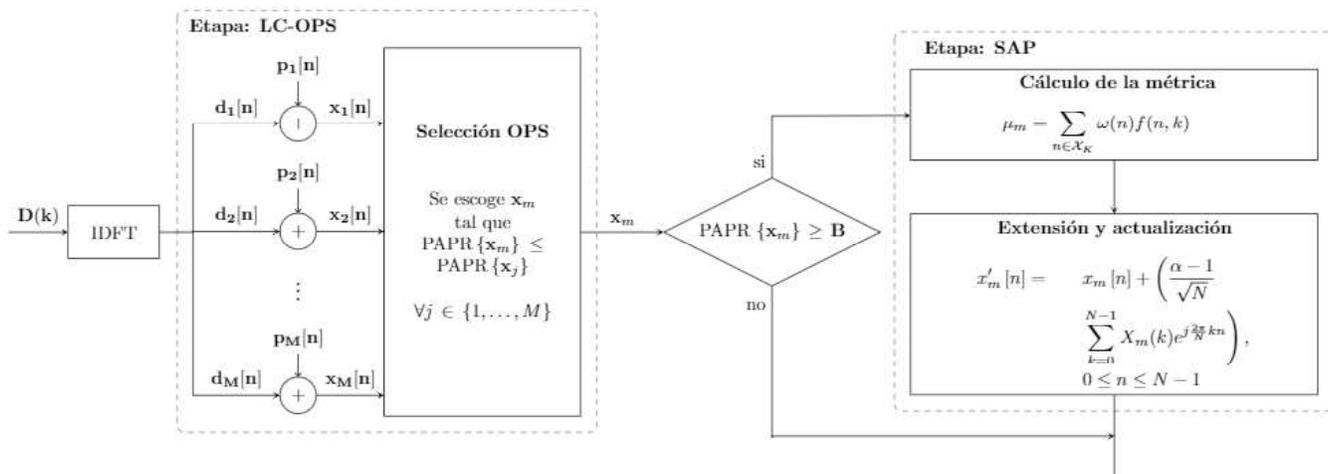


Figura 1.39. Diagrama de bloques de los componentes del transmisor en la técnica OP-SAP

Los beneficios de OPS-SAP son, en primer lugar, se supera a los métodos anteriores (OPS, SAP) en términos de reducción de la PAPR. Además, desde el punto de vista de eficiencia, se puede realizar la pre-distorsión de amplitud en OPS-SAP con menos energía por símbolo complejo que en SAP, si se utiliza adecuadamente los pilotos inteligentes para obtener un sistema de eficiencia energética. También se consigue un ahorro de energía notable en el procesamiento computacional adicional debido a la implementación en comparación con otros esquemas [5].

1.3.6.4. Métricas para evaluar la PAPR

Para evaluar los efectos producidos por la PAPR alta en las señales OFDM, se han definido varios parámetros de cuantificación, como: Relación de potencia pico promedio (PAPR), Factor de cresta (CF) y Métrica cúbica (MC). La métrica más utilizada es PAPR,

por lo que el problema de los picos de potencia también se conoce como el problema de la PAPR en los sistemas OFDM.

a) Peak to Average Power Ratio (PAPR)

Como se dijo anteriormente, en OFDM la relación de potencia pico promedio, conocida como PAPR, y denotada por χ , es la métrica más utilizada para cuantificar las variaciones de la envolvente de la señal.

Su definición matemática en dominio del tiempo discreto, como ya se observó en una sección anterior, está dada por:

$$\chi = \text{PAPR}\{x[n]\} = \frac{\max(|x[n]|)}{E\{|x[n]|^2\}}, \quad 0 \leq n < N - 1,$$

donde, $x[n] = [x[n], \dots, x[N - 1]]$ es un vector con $1 \times N$ elementos que recoge las muestras del símbolo del OFDM en el dominio del tiempo, $\max(|x[n]|)$ denota la máxima potencia instantánea y $E\{|x[n]|^2\}$ denota la potencia promedio de la señal, donde $E\{\}$ es el valor esperado [28].

b) Crest Factor (CF)

A diferencia de PAPR, CF denotado por F_c , mide los picos altos de potencia en términos de su envolvente. CF puede indicar como picos extremos de potencia se encuentran en una señal, y es definido como la raíz cuadrada de la PAPR [28].

$$F_c = \sqrt{\chi} \tag{1,26}$$

c) Cubic Metric (CM)

La métrica cúbica es otra de las métricas propuesta por el 3GPP. La motivación detrás del CM radica en el hecho de que una gran parte de la distorsión introducida por la no linealidad del HPA se debe al producto de intermodulación de tercer orden, que se puede expresar como la convolución de la señal y la no linealidad de tercer orden del modelo HPA [28].

Si bien la métrica PAPR solo considera el pico de potencia principal, CM tiene en cuenta los picos de potencia secundarios que afectan el rendimiento de HPA debido al término cúbico en la función de ganancia característica del HPA.

Dada una señal $x(t)$, la manera de estimar su CM, denotada como C_m , consiste en comparar la tercera potencia de la señal normalizada dada por $x^3_{norm}(t)$ con una señal de referencia $xref^3_{norm}(t)$ y usar un factor de escala empírico (k) [38]:

$$C_m\{x(t)\} = k \frac{rms[x^3_{norm}(t)]}{rms[xref^3_{norm}(t)]} \quad (1.27)$$

Esta C_m se puede obtener en **dB** a partir de:

$$C\{x(t)\} = \frac{20\log_{10}\{rms[x^3_{norm}(t)]\} - 20\log_{10}\{rms[xref^3_{norm}(t)]\}}{K} \text{ [dB]} \quad (1.28)$$

Siendo $rms(x) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_1^N x^2}$ y $x_{norm}(t) = \frac{|x(t)|}{rms[x(t)]}$

Al término $20\log_{10}\{rms[x^3_{norm}(t)]\}$ se le denomina como “raw CM” o métrica cúbica de base, el término $20\log_{10}\{rms[xref^3_{norm}(t)]\}$ sería la “raw CM” de la señal de referencia. Como valor de referencia se usa una señal del tipo W-CDMA de voz, luego este término vale 1.5237[dB].

El factor K se ha determinado empíricamente, siendo su valor de 1.85 para señales W-CDMA y de 1.56 para señales LTE o multiportadora [39].

d) CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function of the Metrics)

Debido a que PAPR, CF y CM son variables aleatorias, la forma más común de evaluar el rendimiento de estas métricas es a través de la función de distribución acumulativa complementaria (CCDF), que determina la probabilidad de que PAPR, CF o CM de un determinado símbolo OFDM sea mayor a un umbral fijo (χ_0). Por lo tanto, la CCDF de la PAPR se puede escribir como [33]:

$$CCDF(\chi) = \Pr(\chi > \chi_0) = 1 - (1 - e^{-\chi_0^2})^N \quad (1.29)$$

La Figura 1.40 muestra, de acuerdo a resultados obtenidos a través de simulaciones en MATLAB, la CCDF para un sistema OFDM con modulación 16-QAM para $N = \{64, 128, 256, 512, 1024\}$ subportadoras. En esta figura se observa que mientras aumenta el número de subportadoras N , la curva de CCDF tiende a la derecha, esto se debe a que los valores de PAPR tienen mayor probabilidad de sobrepasar un umbral permitido (χ_0) conforme N crece. Por lo tanto, es más probable encontrar más picos en sistemas con N alto.

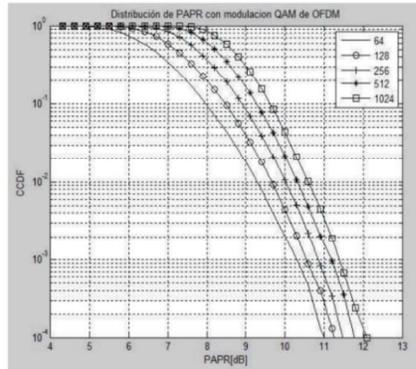


Figura 1.40. CCDF de la PAPR para OFDM con 16-QAM y $N = \{64, 128, 256, 512, 1024\}$ subportadoras

De forma similar, la CCDF de CF y CM puede ser obtenida de la ecuación (1.29), donde χ puede ser reemplazada por F_c y $C_{M_{net}}$ respectivamente.

e) **Power Spectral Density (PSD)**

La PSD de una señal describe la potencia presente en la señal en función de la frecuencia. Con la ayuda de la PSD se evalúan las distorsiones que introduce el HPA cuando se amplifica una señal OFDM con PAPR elevada [20].

En la Figura 1.41, también obtenida por medio de simulaciones en MATLAB, se muestra la PSD para una señal OFDM con los siguientes parámetros: $N=512$ subportadoras, modulación 16-QAM, factor de sobremuestreo $SI = 4$, valores de $IBO = \{4, 8, 11\}$ dB. Factor de precisión del amplificador Rapp $p = 2$, ganancia del amplificador $g = 1$ [20].

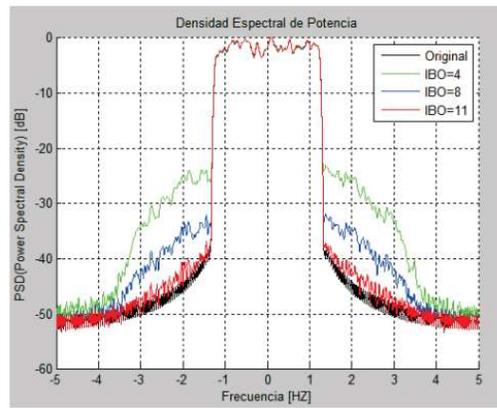


Figura 1.41. PSD a la salida del HPA con diferentes valores de IBO

Como muestra la Figura 1.41, la señal original (señal OFDM antes de pasar por el HPA) presenta menos distorsiones con respecto a las señales OFDM que atraviesan el HPA con diferentes valores de IBO. Se observa claramente que, al pasar por un HPA, la señal OFDM con PAPR alta sufre distorsiones y esa cantidad de distorsión introducida depende del valor de IBO del HPA, así mientras mayor sea el valor de IBO menor será el ensanchamiento del espectro y tendrá una forma más parecida a la señal original (a la entrada del HPA), pero esto resulta en tener un bajo rendimiento del HPA dado que se tendrá un gran rango dinámico. Por otro lado, para valores pequeños de IBO existen distorsiones en la señal e interferencia entre las señales OFDM porque el ensanchamiento es mayor, pero se tendrá una buena eficiencia espectral. Para tener un comportamiento eficiente del HPA, se recomienda que el IBO tenga el mismo valor que la PAPR [20].

2. METODOLOGÍA

En este capítulo se explica el procedimiento para el diseño e implementación de un transmisor LTE en enlace descendente y los algoritmos de reducción de la PAPR: OPS, SAP y OPS-SAP, a través de *scripts* y funciones en MATLAB.

El diseño contempla la esquematización de diagramas de flujo para cada *script* a implementar, los cuales corresponden a:

1. Un transmisor LTE de enlace descendente con los bloques involucrados a nivel de capa física que intervienen directamente en la formación de la trama LTE y OFDM.
2. El cálculo de la PAPR y métrica cúbica
3. Las técnicas de reducción de la PAPR: OPS, SAP y OPS-SAP
4. Presentación de los resultados en términos de la CCDF de la PAPR, CCDF de la MC y PSD.
5. *Script* principal para la integración de todos los bloques y la obtención de los datos simulados.

Se propone un plan de ejecución de los *scripts* y funciones para un tratamiento correcto de los datos simulados y obtención de resultados fiables.

Tanto los diagramas de flujo como códigos se encuentran en el anexo A y el anexo B respectivamente.

2.1. ESQUEMA DE SIMULACIÓN

Como parámetros preestablecidos para la simulación, definidos por el *Release 8* del 3GPP para LTE en el enlace descendente, se fijan los siguientes:

- La utilización del modo de transmisión SISO, el cual permite la transmisión por antena única en el eNB.
- Una trama LTE - FDD con una duración de 10 ms, la misma se compone de 10 subtramas, y cada subtrama de 2 slots de tiempo.
- La utilización de prefijo cíclico normal, donde un slot de tiempo equivale a 7 símbolos OFDM [12].

El amplificador de alta potencia puede ser de dos tipos: SSPA y TWTA. Para este proyecto de titulación se utiliza el SSPA, usando específicamente el modelo de Rapp [28]. Para el diseño de este modelo se fijan los siguientes parámetros:

- $fh=2$, que es el parámetro que controla la precisión de la región de saturación del amplificador.
- $IBO=8$ [dB], ya que el IBO debe ser al menos igual a la PAPR de la señal.
- $go= 1$, ganancia del amplificador.

El esquema de la simulación general conformado por los *scripts* y funciones se puede observar en la Figura 2.1.

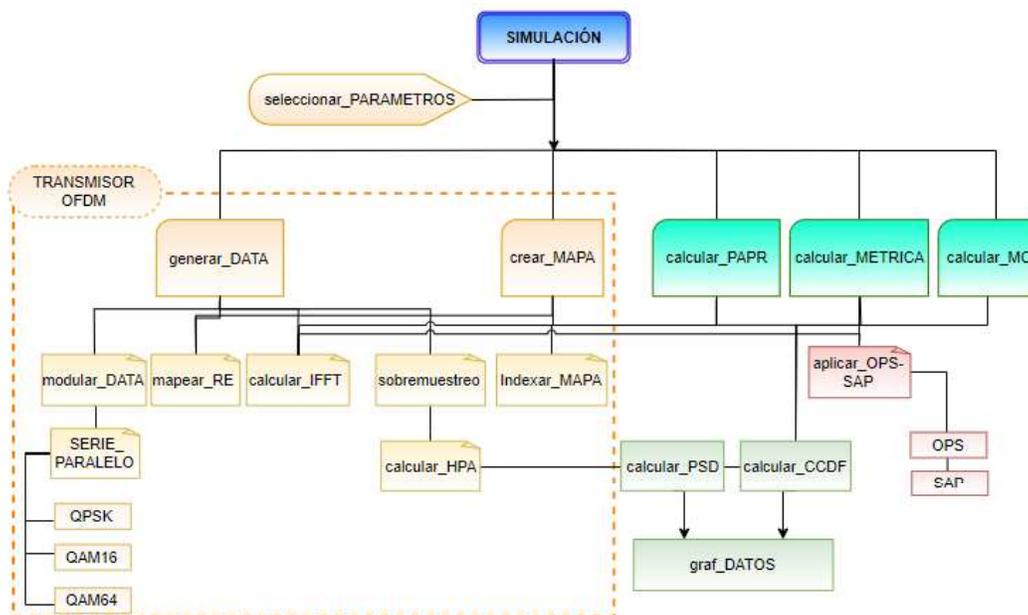


Figura 2.1. Estructura de las funciones y scripts principal

2.1.1. SIMULACIÓN PRINCIPAL

Desde el *script* de la simulación principal se realizan las siguientes tareas:

1. **Seleccionar parámetros:** Para inicializar la simulación se selecciona cinco parámetros, con valores estandarizados para LTE, estos son:
 - Ancho de banda.
 - Esquema de modulación.
 - Cantidad de símbolos OFDM asignados a DCI (*Dowlink Control Information*).

- Factor de sobremuestreo.
- Número de tramas a simular.

Para esto se llama al *script* **seleccionar_PARAMETROS**.

2. **Crear mapa LTE:** para crear el esqueleto de la *resource grid* de LTE y determinar la ubicación de cada uno de los tipos de datos que se transmiten en la misma, se llama a la función **crear_MAPA** y al *script* **index_MAPA**.
3. **Generar datos aleatorios:** para representar la información perteneciente a cada uno de los tipos de señal (los tipos de señal se forman según el AB y el tipo de señal a transmitir) que forman la *resource grid* del enlace descendente LTE los cuales se detallan en la tabla 2.1, se llama al *script* **generar_DATA**. El objetivo de este trabajo de titulación está enfocado al análisis de la interfaz radio, por lo que no se consideran los procesos correspondientes a las capas superiores ni la codificación de la información realizada por dichas capas, por tal motivo, los diferentes tipos de bits se generan de forma aleatoria.
4. **Modular:** para modular cada uno de los datos se llama a la función **modular_DATA**.
5. **Mapear resource elements:** para ubicar los datos modulados en el *resource grid*, es decir, mapear los *resource elements*, se llama al *script* **mapear_RE**.
6. **Multiplexar:** para pasar la trama LTE del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo se llama a la función **calcular_IFFT**.
7. **Sobremuestreo:** para aplicar esta etapa se llama a la función **sobremuestreo**.
8. **Amplificar:** para la etapa de amplificación del transmisor LTE, se llama a la función **calcular_HPA**.
9. **Calcular PAPR y Métrica Cúbica:** para el cálculo de las variables PAPR y la Métrica Cúbica se llaman a las funciones **calcular_PAPR**, **calcular_MC**.
10. **Aplicar técnicas de reducción:** se llama a las funciones **calcular_METRICA** y **aplicar_OPS-SAP**.
11. **Obtener resultados:** se llama a las funciones **calcular_CCDF** para evaluar la PAPR y la métrica cúbica y **calcular_PSD**.
12. **Graficar resultados:** para visualizar los resultados se llama a la función **graf_DATOS**.

Tabla 2.1. Tipos de señal que forman la *resource grid* del enlace descendente LTE

Ancho de banda (MHz) /tipo de señal	1.4	3	5	10	15	20
	Número de bits por señal en una trama					
Datos de usuario (DATOS)	8436	21936	36936	74436	111936	149436
Señales de referencia celular específica (CSR)	480	1200	2000	4000	6000	8000
El canal PDCCH contiene la información de control para downlink DCI.	480/1200/1920	1200/3000/4800	2000/5000/8000	4000/10000/16000	6000/15000/24000	8000/20000/32000
Canales de transmisión física (BCH)	240	240	240	240	240	240
Señales de sincronización secundaria (SSS)	124	124	124	124	124	124
Señales de sincronización primaria (PSS)	124	124	124	124	124	124
Señal DC (Subportadora DC)	336	516	716	1216	1716	2216

El diagrama de flujo de la simulación principal se puede apreciar en la Figura A.2, del anexo A mientras que el código se presenta en la sección B.1 en el anexo B.

2.2. TRANSMISOR OFDM PARA LTE

A continuación, se detalla, a través de diagramas de flujo, cada uno de los bloques que forman el transmisor OFDM LTE para el enlace descendente según el diagrama presentado en la Figura 2.1, implementados en MATLAB.

2.2.1. CREAR MAPA LTE

Para la creación de la *resource grid* de LTE se ha creado la función `crear_MAPA ()` que realiza las siguientes tareas:

- Crear el mapa sin información de la *resource grid*, el tamaño del mismo dependerá del ancho de banda del cual se obtendrá el número de *resource blocks*. En la Figura 2.2 se puede observar el esquema de la *resource grid* para un *slot* de tiempo.

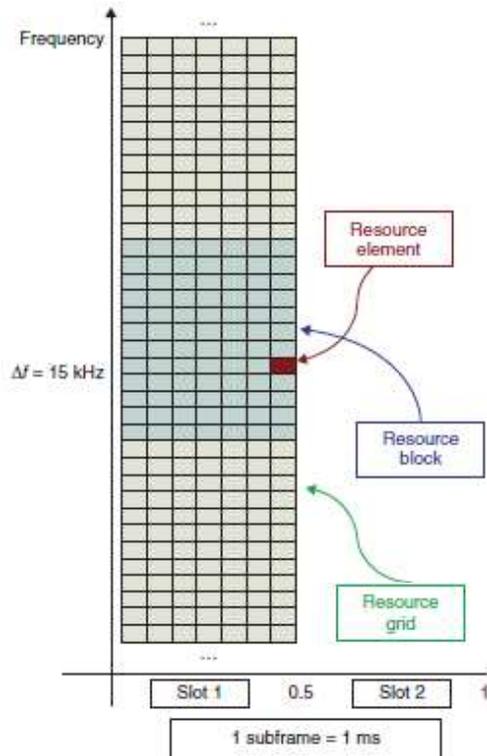


Figura 2.2. Resource Elements, Resource blocks, y Resource Grid 2.2

- Determinar la posición de los datos de cada uno de los tipos de señal a transmitirse en el *resource grid*.
- Crear la leyenda, que es una matriz de 7 x 3 donde se visualizará el número de *resource elements* que se tiene para cada tipo de señal. En la tabla 2.2 se observa un ejemplo de la leyenda para el ancho de banda de 1.4 Mhz con modulación QPSK y 100 tramas.
- Llamar a la función `index_MAPA()` para enlazar en la *resource grid*.

El formato de la función es el siguiente:

```
[leyenda, mapa, num_rb]=crear_mapa(bw,sim_dci)
```

Dicha función cuenta con los siguientes parámetros:

Entrada: Ancho de banda (*bw*) y el número de símbolos DCI seleccionados (*sim_dci*).

Salida: La matriz leyenda, el mapa sin datos de la *resource grid* y el número de *resource blocks* (*num_rb*).

Tabla 2.2. Leyenda para el ancho de banda 1.4 Mhz con modulación QPSK y 100 tramas

LEYENDA		
1	'DATOS'	8436
2	'CSR'	480
3	'DCI'	480
4	'BCH'	240
5	'SSS'	124
6	'PSS'	124
7	'DC'	336

El diagrama de flujo correspondiente a la función crear_MAPA() se aprecia en la Figura A.3 del anexo A, mientras que el código se presenta en la sección B.2 del anexo B.

Indexado de mapa

Mediante la función index_MAPA () se obtiene un vector por cada tipo de señal, la tarea que esta función realiza es la siguiente:

- Ubicar los datos en la *resource grid* que depende del tipo de señal, por lo que previamente se necesita establecer un vector con las coordenadas de cada tipo de dato dentro del mapa. Es decir, se obtiene una matriz de 2 columnas, en la primera columna se encuentra el número de símbolo (eje x en la *resource grid*) y en la segunda columna el número de subportadora (eje y en la *resource grid*).

El formato de la función es el siguiente:

```
[index_(cada tipo de señal)]=index_MAPA(mapa,tipo,tam)
```

Donde los parámetros son los siguientes:

Entrada: El mapa obtenido de la función crear_MAPA(), el tipo de dato a indexar que puede ser DATOS, CSR, DCI, BCH, SSS,PSS (tipo) y la cantidad de datos que se tiene del tipo seleccionado en una subtrama (tam).

Salida: El vector con las coordenadas de los *resource elements* de cada tipo de señal (index_tipo de señal).

El diagrama de flujo correspondiente a esta función se puede apreciar en la Figura A.4 del anexo A, mientras que el código se presenta en la sección B.3 del anexo B.

2.2.2. GENERACIÓN DE DATOS

Los datos a transmitir se almacenan en vectores y se implementa con el *script* generar_DATA, donde se obtiene dichos datos mediante la función rand(), que genera valores aleatorios entre 0 y 1. Para que los valores sean solamente 0 o 1, se redondea con la función round().

La función round dentro del *script* generar_DATA se ha usado de la siguiente manera:

```
raw_tipo=round(rand(1,cell2mat(leyenda(i,j))*n_mod));
```

Dicha función cuenta con los siguientes parámetros:

Entrada: El número de bits por tipo de señal obtenido de la matriz leyenda (leyenda(i,j)), donde *i* puede tomar valores de 1 a 7 correspondientes a cada tipo de señal (DATOS, CSR, DCI, BCH, SSS,PSS, DC), mientras que *j* toma el valor 3 correspondiente a la tercera columna de la matriz leyenda, y el número de bits por símbolo según la modulación seleccionada (n_mod).

Salida: Los datos aleatorios por cada tipo de señal (raw_tipo) almacenados en un vector.

La cantidad de bits que deben generarse para los diferentes tipos de señal que forman la *resource grid* por cada ancho de banda se especifican en la Tabla 2.1.

El diagrama de flujo correspondiente a esta función se puede apreciar en la Figura A.5, mientras que el del anexo A, mientras que el código se presenta en la sección B.4 del anexo B.

2.2.3. MODULACIÓN DE DATOS

El proceso de modulación se implementa mediante la función modular_DATA() la cual realiza las siguientes tareas:

- Seleccionar el esquema de modulación respecto al nivel de modulación (n_mod).
- Llamar a la función de modulación respectiva, QPSK() o QAM_M(), dependiendo del tipo de modulación seleccionada.
- Enviar datos modulados resultantes como parámetro de salida.

El formato de la función es el siguiente:

```
mod_tipo=modular_DATA(raw_tipo,n_mod);
```

Los parámetros de la función son los siguientes:

Entrada: Los datos (*raw_tipo*) almacenados en vectores donde *tipo* va a corresponder a cada tipo de señal, y el nivel de modulación (*n_mod*).

Salida: Los datos modulados por cada tipo de señal (*mod_tipo*) almacenados en vectores.

El diagrama de flujo correspondiente a esta función se puede apreciar el anexo A en la Figura A.6, mientras que el código se observa en el anexo B en la sección B.5.

2.2.3.1. Modulación QPSK

El esquema de modulación QPSK, se ha implementado mediante la función QPSK().

El formato de la función es el siguiente:

```
[sim_fq] = QPSK(raw)
```

Y los parámetros son los siguientes:

Entrada: Los datos a modular, dichos datos correspondientes a cada tipo de señal (*raw_tipo*).

Salida: Los datos modulados (*sim_fq*).

El diagrama de flujo correspondiente a esta función se puede apreciar en la Figura A.7 del anexo A, mientras que el código se observa en la sección B.6 del anexo B.

2.2.3.2. Modulación M-QAM

El esquema de modulación M-QAM se ha implementado mediante la función QAM_M(), donde M puede tomar el valor de 16 o 64 dependiendo del nivel de modulación seleccionado.

El formato de la función es el siguiente:

```
[sim_fq] = QAM_M(raw_tipo,n_mod)
```

Dicha función cuenta con los siguientes parámetros:

Entrada: Los datos a modular que corresponden a cada tipo de señal (*raw_tipo*) y el nivel de modulación (*n_mod*).

Salida: Los datos modulados (*sim_fq*).

El diagrama de flujo correspondiente a esta función se puede apreciar en la Figura A.8 del anexo A, mientras que el código se observa en la sección B.7.

2.2.4. UBICACIÓN DE *RESOURCE ELEMENTS*

Los *resource elements* pueden ser de siete tipos de datos: datos de usuario, CSR, DCI, PSS, SSS, BCH y DC; la ubicación de cada uno de estos tipos de datos en la *resource grid* se puede evidenciar en la Tabla 2.3.

Tabla 2.3. Ubicación de los diferentes tipos de señal dentro de la *resource grid*.

Tipo de señal	Ubicación en la <i>resource grid</i>
DATOS	Ubicación secuencial según el tipo de asignación de recursos elegido, en cada <i>RE</i> del <i>resource grid</i> asignado para transmisión, exceptuando los <i>RE</i> 's establecidos para los otros tipos de señal.
CSR	En la configuración SISO, LTE especifica dos símbolos CSR por RB en cada uno de los cuatro símbolos OFDM 0, 4, 7 y 11 en todas las subtramas. En los símbolos OFDM 0 y 7, los índices de inicio son la primera subportadora, mientras que en los símbolos 4 y 11, el índice inicial es la cuarta subportadora. La separación entre dos símbolos de CSR en el dominio de frecuencia es de seis subportadoras.
DCI	Se puede ubicar dentro de los tres primeros símbolos OFDM en cada subtrama, a lo largo de todas las subportadoras.
BCH	Se ubica dentro de la subtrama 0 y ocupa seis <i>RB</i> centrales del séptimo al décimo símbolo OFDM.
SSS	Se ubica en las subtramas 0 y 5 en el quinto símbolo OFDM a lo largo de las subportadoras correspondientes a los seis <i>RB</i> centrales.
PSS	Se ubica en las subtramas 0 y 5 en el sexto símbolo OFDM a lo largo de las subportadoras correspondientes a los seis <i>RB</i> centrales.
DC	Se encuentra en la subportadora central a lo largo de toda la trama, dentro de este tipo de señal, en la simulación también se incluye los <i>RE</i> 's reservados.

La ubicación de los diferentes tipos de señal en la *resource grid*, como se describe en la Tabla 2.3, se ha implementado con el *script* mapear_RE, donde con ayuda de los resultados obtenidos de la función crear_MAPA() y la función index_MAPA(), se ubica cada tipo de dato modulado en la *resource grid*.

El *script* mapear_RE es el siguiente:

```
trama_lte_lin(index_lin_fun(index_tipo,size_map))=mod_tipo;
trama_lte=reshape(trama_lte_lin,size(mapa));
```

Donde utilizan los datos modulados de cada tipo de señal (*mod_tipo*) para obtener la trama LTE almacenada en la matriz *resource grid* (*trama_lte*).

Un ejemplo de la ubicación de los datos modulados, basados en los diferentes tipos de señal, dentro de la *resource grid*, se pueden observar en la Figura 2.3.

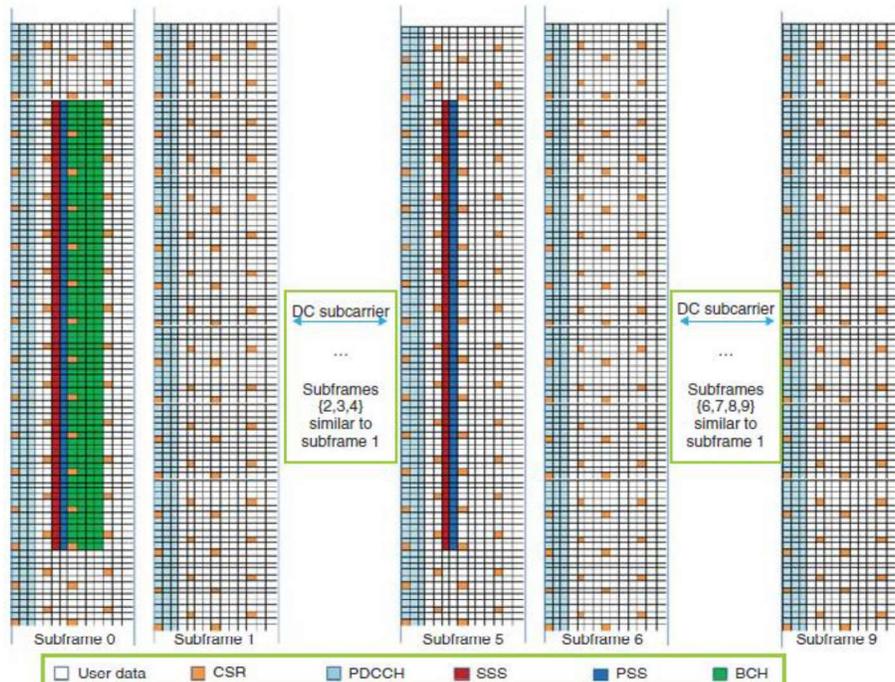


Figura 2.3. Mapeo de canales lógicos, de transporte y físicos para el enlace descendente y el contenido de la Resource Grid de LTE: centrado en ocho resource blocks alrededor del centro (subportadora DC), con seis tipos diferentes de datos 2.3

El diagrama de flujo correspondiente a este *script* se observa en el anexo A en la Figura A.9, mientras que el código se aprecia en el anexo B en la sección B.8.

BLOQUE OFDM

Los símbolos almacenados en la matriz resultante *trama_lte*, en el dominio de la frecuencia, ingresan a la función `calcular_IFFT()`, que tiene las siguientes tareas:

- Convertir la señal OFDM del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo.
- Insertar prefijo cíclico normal en la señal OFDM en el dominio del tiempo.
- Devolver la señal OFDM en el dominio del tiempo (*trama_en_tiempo*) como parámetro de salida.

El formato de la función es el siguiente:

```
[trama_en_tiempo]=calcular_IFFT(trama_lte,fs,N)
```

La función tiene los siguientes parámetros:

Entrada: La señal OFDM en el dominio de la frecuencia (trama_lte), la frecuencia de muestreo (fs) y el tamaño de la IFFT (N), parámetros establecidos según el ancho de banda seleccionado.

Salida: La señal OFDM en el dominio del tiempo (trama_en_tiempo).

El diagrama de flujo correspondiente a esta función se puede apreciar en la Figura A.10 en el anexo A, mientras que el código se observa en la sección B.9 en el anexo B.

2.2.5. SOBREMUESTREO

Para obtener la PSD del símbolo OFDM, se debe aplicar sobremuestreo en el dominio de la frecuencia y este nuevo símbolo debe pasar a través del HPA para poder ser amplificado. La técnica de sobremuestreo seleccionada en este proyecto de titulación es **Zero-Padding** y se implementa mediante la función sobremuestreo (), la cual cumple las siguientes tareas:

- Sobremuestrear cada uno los símbolos OFDM de la trama LTE en función del factor de sobremuestreo seleccionado.

El formato de la función es el siguiente

```
[sim_en_tiempo_so,NL]=sobremuestreo(sim_lte_lin,N,Sl);
```

Los parámetros que contempla esta función son los siguientes:

Entrada: El símbolo OFDM en el dominio de la frecuencia (sim_lte_lin), el tamaño de la IFFT (N) y el factor de sobremuestreo (Sl); parámetros establecidos según el ancho de banda seleccionado.

La función de sobremuestreo también puede tomar como parámetros de entrada los símbolos OFDM de la señal modificada con la técnica OPS (sim_lte_lin_mod1) con la técnica SAP (sim_lte_lin_mod2) y con OPS-SAP (sim_lte_lin_mod3), todos estos símbolos en el dominio de la frecuencia.

Salida: El símbolo OFDM en el dominio del tiempo sobremuestreado (sim_en_tiempo_so) y el nuevo valor del tamaño de la IFFT (NI).

Como parámetros de salida también se pueden tener los símbolos OFDM en el dominio del tiempo sobremuestreados de la señal modificada con la técnica OPS (sim_en_tiempo_so1), SAP (sim_en_tiempo_so2) y OPS-SAP (sim_en_tiempo_so3).

El diagrama de flujo correspondiente a esta función se observa en la Figura A.11 del anexo A, mientras que el código se visualiza en la sección B.10 del anexo B.

2.2.6. AMPLIFICADOR DE ALTA POTENCIA (HPA)

Para implementar el HPA se utiliza las ecuaciones (1.18) y (1.19), las cuales corresponden a las señales de entrada y salida al HPA; y, como se usa el modelo de Rapp se utilizan las conversiones AM/AM y AM/PM descritas en las ecuaciones (1.20) y (1.21), respectivamente. El bloque se ha implementado mediante la función `calcular_HPA()` que tiene las siguientes tareas:

- Amplificar cada uno de los símbolos de la señal resultante de la IFFT y devolverlos como parámetro de salida.
- Guardar los valores amplificados los símbolos OFDMA en un vector (`sim_en_tiempo_amp`).

El formato de la función el siguiente:

```
[sim_en_tiempo_amp]=calcular_HPA(sim_en_tiempo_so,ibo)
```

Los parámetros de la función son los siguientes:

Entrada: El símbolo OFDM de la trama LTE en el dominio del tiempo sobremuestreado (`sim_en_tiempo_so`) y el valor de *input back off* en dBs (`ibo`).

El parámetro de entrada `sim_en_tiempo_so` puede tomar los símbolos OFDM de la trama LTE en el dominio del tiempo sobremuestreados de la señal original y de las señales modificadas con la técnica OPS (`sim_en_tiempo_so1`), SAP (`sim_en_tiempo_so2`) y OPS-SAP (`sim_en_tiempo_so3`).

Salida: El símbolo OFDM en el dominio del tiempo amplificado (`sim_en_tiempo_amp`).

Se pueden obtener como parámetro de salida los símbolos OFDM en el dominio del tiempo amplificados para la señal original y para la señal modificada con la técnica OPS (`sim_en_tiempo_amp1`), con la técnica SAP (`sim_en_tiempo_amp2`) y la técnica OPS-SAP (`sim_en_tiempo_amp3`).

El diagrama de flujo correspondiente a esta función se puede apreciar en la Figura A.12 del anexo A, mientras que el código se observa en la sección B.11 del anexo B.

2.3. REDUCCIÓN DE LA PAPR

En esta sección se detalla cómo se han implementado los algoritmos utilizados para el cálculo de la PAPR de la señal a transmitir y la técnica de reducción OPS-SAP en MATLAB.

2.3.1. CÁLCULO DE LA PAPR

El cálculo de la PAPR es un procedimiento importante en este proyecto de titulación ya que por medio de éste valor se verifica sí el símbolo OFDM tiene un valor de PAPR elevado o no, para ello, se ha implementado la función `calcular_PAPR()` que tiene las siguientes tareas:

- Calcular la PAPR de la señal original, la cual se define como la señal en la que no se ha aplicado ninguna técnica de reducción.
- Calcular la PAPR de la señal modificada con OPS, es decir, la señal modificada con la primera etapa de la técnica OPS-SAP, tal como se detalla en la sección 1.3.6.3.
- Calcular la PAPR de la señal modificada solamente con SAP, la segunda etapa de la técnica OPS-SAP, como se indica en la sección 1.3.6.3.
- Calcular la PAPR de la señal modificada totalmente, es decir, la señal predistorsionada con la técnica OPS-SAP.
- Guardar los valores de PAPR de la señal original y las señales modificadas en un vector (`papr_vector`).

El formato de la función es el siguiente siguiente:

```
[papr_vector_no_opssap] = calcular_PAPR(sim_en_tiempo,i_simb)
```

Dicha función tiene los siguientes parámetros:

Entrada: El símbolo OFDM en el dominio del tiempo (`sim_en_tiempo`) para la señal original, el símbolo OFDM en el dominio del tiempo modificado (`sim_en_tiempo1` y `sim_en_tiempo2`) para la señal ya reducida la PAPR solamente con OPS y solamente con SAP, y el símbolo OFDM en tiempo modificado con OPS-SAP (`sim_en_tiempo3`), y para todos los casos el índice del símbolo correspondiente de la trama (`i_simb`).

Salida: El vector con los valores de PAPR de cada uno de los símbolos OFDM de la trama LTE en el dominio del tiempo (`papr_vector_no_opssap`) para cada técnica implementada. Así, la trama en el dominio del tiempo luego de aplicar OPS (`papr_vector_ops`), SAP (`papr_vector_ops`) y OPS-SAP (`vector_papr_opssap`).

El diagrama de flujo correspondiente a esta función se puede apreciar en el anexo A en la Figura A.13, mientras que el código se observa en el anexo B en la sección B.12.

2.3.2. CÁLCULO DE LA MÉTRICA CÚBICA

Para el cálculo de la métrica cúbica se ha implementado la función `calcular_MC()` que tiene la siguiente tarea:

- Calcular la métrica cúbica de la señal original sin aplicar ninguna técnica de reducción de la PAPR.
- Calcular la métrica cubica de la señal modificada con OPS, la primera etapa de la técnica OPS-SAP.
- Calcular la métrica cubica de la señal modificada con SAP, la segunda etapa de la técnica OPS-SAP.
- Calcular la métrica cúbica de la señal modificada totalmente, es decir, la señal predistorsionada con la técnica OPS-SAP.
- Guardar los valores de métrica cúbica de la señal original y las señales modificadas en un vector (`mc_vector`).

El formato de la función es el siguiente:

```
[mc_vector_no_opssap] = calcular_MC(sim_en_tiempo,n_mod)
```

Los parámetros de dicha función son los siguientes:

Entrada: El símbolo OFDM en el dominio del tiempo (`sim_en_tiempo`). Esta variable puede tomar valores de un símbolo OFDM original (sin aplicar técnica de reducción), de un símbolo OFDM en el dominio del tiempo modificado con OPS (`sim_en_tiempo1`), un símbolo OFDM en el dominio del tiempo modificado con SAP (`sim_en_tiempo2`) y finalmente, un el símbolo OFDM en el dominio del tiempo modificado con OPS-SAP (`sim_en_tiempo3`). Y además para todos los casos el nivel de modulación (`n_mod`).

Salida: Este parámetro, según el parámetro de entrada, se obtendrán los valores de métrica cúbica para: la señal original (`papr_vector_no_opssap`), con OPS (`papr_vector_ops`), SAP (`papr_vector_sap`) y OPS-SAP en el dominio del tiempo (`vector_papr_opssap`).

El diagrama de flujo correspondiente a esta función se puede apreciar en la Figura A.14 del anexo A, mientras que el código se observa en la sección B.13 del anexo B.

2.3.3. CÁLCULO DE LA MÉTRICA

Para decidir el conjunto de RE de cada uno de los símbolos OFDM de la trama LTE en el dominio de la frecuencia que se deben extender, la técnica SAP propone el uso de

una métrica, que mide la contribución de cada subportadora a la formación de los picos a la salida de la IFFT.

Para el cálculo de la métrica se ha implementado la función `calcular_METRICA()`, la cual tiene las siguientes tareas:

- Determinar el conjunto de RE que se deben extender (S_k).
- Entregar el índice de la ubicación en orden descendente (`id_s`) de los RE con mayor métrica y el valor de la métrica.

El formato de la función es el siguiente:

```
[mu_s, id_s] = calcular_METRICA(N, sim_en_tiempo, sim_lte_lin)
```

Los parámetros de la función son los siguientes:

Entrada: El símbolo OFDM de la señal original en el dominio del tiempo (`sim_en_tiempo`) y el símbolo OFDM de la señal original en el dominio de la frecuencia (`sim_lte_lin`). Por otro lado, para el símbolo OFDM en el dominio del tiempo con OPS se tiene (`sim_en_tiempo1`) y para el símbolo OFDM en el dominio de la frecuencia con OPS (`sim_lte_lin_mod1`), acompañado para ambos casos (señal original o modificada con OPS) el tamaño de la IFFT (N).

Salida: El valor de la métrica, el cual mide la contribución de un RE (en el dominio de la frecuencia) en la formación de picos en las muestras en el dominio del tiempo y el índice de dichos RE tanto para la señal original sin aplicar técnica de reducción de la PAPR como para la señal modificada con OPS (`mu_s, id_s` y `mu_s1, id_s1`).

El diagrama de flujo correspondiente a esta función se puede apreciar en la Figura A.15 del anexo A, mientras que el código se observa en la sección B.14 del anexo B.

2.3.4. TÉCNICA OPS-SAP

El esquema OPS-SAP es una arquitectura de dos etapas, donde se implementa la técnica LC-OPS como primer paso y el algoritmo SAP como segunda etapa. Para la implementación de dicha arquitectura se ha creado la función `OPS()` y la función `SAP()`, las cuales se describen a continuación.

2.3.4.1. *Orthogonal Pilot Sequences (OPS)*

Para implementar la técnica LC-OPS, se ha creado la función `OPS()`, la cual tiene las siguientes tareas:

- Crear una matriz Hadamard.

- Obtener la trama LTE en el dominio de la frecuencia sustituidos sus símbolos piloto, es decir, los RE de la señal CSR con los datos de la matriz Hadamard.

El formato de la función es el siguiente:

```
[trama_lte_mod1]=OPS(trama_lte,size_map,trama_lte_lin,index_csr,N)
```

Para esta función se contempla los siguientes parámetros:

Entrada: La trama LTE en el dominio de la frecuencia (*trama_lte*) y la trama LTE lineal (*trama_lte_lin*) (la trama LTE lineal corresponde a transformar la matriz LTE de 72 subportadoras por 140 símbolos a un solo vector poniendo un símbolo uno tras otro con el propósito de ahorrar tiempo de procesamiento), los índices en la *resource grid* de los datos CSR (*index_csr*), el tamaño de la *resource grid* (*size_map*) y el tamaño de la IFFT (*N*).

Salida: La trama LTE en el dominio de la frecuencia sustituidos sus símbolos piloto (*trama_lte_mod1*).

Para la creación de la matriz Hadamard se utiliza la función predefinida en MATLAB que tiene el siguiente formato:

```
H = hadamard(n)
```

Donde *n* representa el orden de la matriz que corresponde a N_p símbolos piloto en la trama LTE, para la simulación se selecciona una matriz de orden 48.

El diagrama de flujo correspondiente a esta función se puede apreciar en el anexo A en la Figura A.16, mientras que el código se observa en el anexo B en la sección B.15.

2.3.4.2. **Simple Amplitude Predistortion (SAP)**

Para implementar el algoritmo SAP, se ha creado la función SAP() la cual tiene como principales tareas:

- A partir de los índices de los RE, que presentan mayor métrica de los símbolos OFDM de la trama LTE, obtenidos del cálculo de la métrica (*id_s*), predistorcionar los RE indicados dentro de la trama LTE en el dominio de la frecuencia.
- Devolver como parámetro de salida cada uno de los símbolos OFDMA de la trama LTE en el dominio de la frecuencia con los RE que presentan mayor métrica, predistorcionados.

El formato de la función es el siguiente:

```
[sim_lte_lin_mod2] = SAP(id_s, sim_lte_lin, n_mod)
```

Dicha función cuenta con los siguientes parámetros:

Entrada: El vector de los índices de los RE del símbolo OFDM en el dominio de la frecuencia a modificar indicados en (id_s), el símbolo OFDM en el dominio de la frecuencia (sim_lte_lin) y el nivel de modulación (n_mod).

Salida: El símbolo OFDMA predistorsionado por la técnica SAP (sim_lte_lin_mod2).

El diagrama de flujo correspondiente a esta función se puede apreciar en la Figura A.17 del anexo A, mientras que el código se observa en la sección B.16 del anexo B.

2.3.4.3. OPS-SAP

Para implementar la técnica OPS-SAP. Se combinan las dos funciones anteriores OPS() y SAP(), es decir, se aplica el algoritmo SAP a cada uno de los símbolos OFDM de la trama LTE a los cuales se han aplicado la técnica OPS, La función tiene el siguiente formato:

```
[sim_lte_lin_mod3] = SAP(id_s1, sim_lte_lin_mod1, n_mod);
```

Dicha función cuenta con los siguientes parámetros:

Entrada: El vector de los índices de los RE del símbolo OFDM en el dominio de la frecuencia a modificar indicados por la métrica (id_s1), el símbolo OFDM en el dominio de la frecuencia modificado con la técnica OPS (sim_lte_lin_mod1) y el nivel de modulación (n_mod).

Salida: El símbolo OFDM modificado por la técnica OPS-SAP (sim_lte_lin_mod3).

2.4. TRATAMIENTO DE DATOS

Habiendo desarrollado las funciones de la simulación para el transmisor LTE e implementado la técnica OPS-SAP para el cálculo de la PAPR, es necesario diseñar los scripts y funciones para el tratamiento, análisis y presentación de estos datos.

2.4.1. MÉTRICAS PARA EVALUAR EL RENDIMIENTO DE LA REDUCCIÓN DE LA PAPR

Para evaluar el rendimiento de la técnica OPS-SAP en la reducción de la PAPR, se presentan los resultados de forma gráfica mediante las métricas de evaluación CCDF

de la PAPR, MC y PSD, cada una de ellas se implementa dentro de una función específica.

2.4.1.1. Complementary Cumulative Distribution Function of the Metrics (CCDF)

Como se ha indicado anteriormente, la PAPR y la MC son variables aleatorias que deben ser evaluadas desde un punto de vista estadístico. Es así que se usa la CCDF para su evaluación. Hay que considerar que, se presentarán los resultados de la CCDF de la PAPR y la MC cuando se aplique las técnicas de reducción de la PAPR (OPS, SAP y OPS-SAP) y se comparará con la señal sin técnicas (señal original) a fin de determinar su ganancia (mejora en CCDF).

Para su implementación en MATLAB se ha creado la función `calcular_CCDF()`, que realiza las siguientes tareas:

- Determinar la probabilidad de que la PAPR de un determinado símbolo OFDM sea mayor a un umbral fijo.
- Determinar la probabilidad de que los valores de la métrica cúbica MC de un determinado símbolo OFDM sea mayor a un umbral fijo.
- Obtener los valores de CCDF tanto para la PAPR como la métrica cúbica. Evidentemente, se obtendrá la CCDF de la señal original (sin aplicar técnica de reducción) y de la señal luego de aplicar la técnica OPS, SAP y OPS-SAP.

El formato de la función para la PAPR es el siguiente:

```
[Predistorsion] =calcular_CCDF(papr_vector)
```

Los parámetros de la función son los siguientes:

Entrada: El vector que contiene los datos de la PAPR y la MC (`papr_vector`) y (`mc_vector`) respectivamente. Este parámetro podrá tomar valores tanto de la señal OFDM original, como de las señales luego de aplicar OPS, SAP y OPS-SAP.

Salida: La matriz (`CDDF_predistorsion`) que contiene los valores de CCDF calculados de la PAPR y la MC tanto de la señal original como de las señales con OPS, SAP y OPS-SAP.

El diagrama de flujo correspondiente a esta función se puede apreciar en la Figura A.18 del anexo A, mientras que el código se observa en la sección B.17 del anexo B.

2.4.1.2. Power Spectral Density (PSD)

Como segunda métrica para evaluar el comportamiento de una técnica de reducción de la PAPR se tiene la PSD. El cálculo de la PSD se la realiza en dos puntos: antes y después de la etapa de amplificación.

Para su implementación se ha creado la función `calcular_PSD()` que realiza las siguientes tareas:

- Determinar cómo está distribuida la potencia de la señal dentro de su espectro.
- Obtener los valores de PSD tanto de la señal original como de la señal modificada con la técnica OPS, SAP y OPS – SAP.

El formato de la función es la siguiente:

```
[PSD_predistorsion] =calcular_PSD(trama_en_tiempo_amp)
```

Los parámetros de la función son los siguientes:

Entrada: Se utilizará la misma función para obtener la PSD en los dos puntos mencionados. Por tanto, primero se obtendrá la PSD de la señal antes de pasar por el HPA, y segundo se obtendrá la PSD luego de la amplificación para las señales modificadas con OPS, SAP y OPS-SAP.

Salida: Una matriz que contiene los valores de PSD (`PSD_predistorsion`) tanto de la señal sin aplicar técnica de reducción como de las señales con OPS, SAP y OPS-SAP.

El diagrama de flujo correspondiente a esta función se puede apreciar en la Figura A.19 del anexo A, mientras que el código se observa en la sección B.18 del anexo B.

2.4.2. PRESENTACIÓN DE RESULTADOS

Los resultados se presentan por medio de curvas para la cual se ha creado la función `GRAF_DATOS`. La función realiza la siguiente tarea:

- Presentar de forma comparativa la curva de CCDF de la PAPR, de la métrica cúbica y de la PSD de la señal original sin aplicar técnica de reducción y de las señales modificadas con OPS, SAP y OPS-SAP.

El formato de la función es la siguiente:

```
[] = graf_DATOS(tipo_predistorsion, i)
```

Los parámetros de la función son los siguientes:

Entrada: la matriz con los valores a graficar, que pueden ser de la CCDF evaluando la PAPR, la MC y la PSD. Para diferenciar que tipo de gráfico presentará se introduce la variable i , que toma los valores $i=1,2$ y 3 para la PAPR, MC y PSD respectivamente.

Salida: las curvas correspondientes a la CCDF de la PAPR, CCDF de la métrica cúbica y la PSD.

El diagrama de flujo correspondiente a esta función se puede apreciar en la Figura A.20 del anexo A, mientras que el código se observa en la sección B.19 del anexo B.

3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos de las simulaciones del sistema de comunicación a nivel de capa física LTE para el enlace descendente. Se analizan los resultados a través de las curvas obtenidas mediante la función CCDF de la PAPR y de la métrica cúbica (MC), que son las métricas que ayudan a medir el rendimiento de las técnicas de reducción de la PAPR.

Los resultados también se presentan en términos de PSD para medir la reducción de las distorsiones en la señal transmitida cuando pasa por un HPA. Así se analiza y determina la mejora obtenida al aplicar la técnica OPS-SAP.

Los resultados al aplicar OPS-SAP se comparan con respecto a la señal LTE original (sin técnica de reducción), también respecto a SAP y OPS solos.

3.1. ESCENARIO DE SIMULACIÓN

Las simulaciones se realizaron en MATLAB, donde se consideró que los símbolos OFDM de cada trama sean generados aleatoriamente para los diferentes anchos de banda $bw = \{1.4, 3, 5, 10, 15, 20\}$ MHz, donde a cada uno de estos anchos de banda le corresponde $N = \{72, 180, 300, 600, 900, 1200\}$ subportadoras respectivamente. Cada uno de estos anchos de banda se simuló con los esquemas de modulación QPSK, 16-QAM y 64-QAM.

Para la etapa de amplificación se seleccionó un HPA tipo SSPA, específicamente el modelo de Rapp [28]. Para el diseño de este modelo se preestablecieron los siguientes parámetros: $fh=2$, que es el parámetro que controla la precisión de la región de saturación del amplificador e $IBO=8$ [dB], ya que el IBO debe ser al menos igual a la PAPR de la señal [27].

Adicionalmente, para la aplicación de la primera etapa de la técnica OPS-SAP, OPS, se seleccionó una matriz *Walsh – Hadamard*, cuyas filas son mutuamente ortogonales, de tamaño 48 para la sustitución de las señales piloto. Para la segunda etapa de dicha técnica, SAP, se ha elegido como parámetros fijos, el tamaño del subconjunto $Y = 40$ que corresponde a la cantidad de símbolos a predistorsionar y el valor del factor de escala constante $\alpha = 1.3$.

Finalmente, se han generado 100 tramas LTE, es decir un total de 14000 símbolos OFDM, todo esto, para poder determinar la ganancia que se obtiene al implementar dicha técnica.

3.1.1. PRUEBA PRELIMINAR PARA COMPROBACIÓN DE FUNCIONAMIENTO DEL TRANSMISOR LTE

La simulación de 100 tramas LTE se realizó con los esquemas de modulación QPSK, 16-QAM y 64-QAM que se determina con el parámetro nivel de modulación n_{mod} . Se presenta a continuación una prueba de simulación para comprobar que cada bloque presentado en la Figura 2.1 del transmisor OFDM funcione correctamente. Para realizar esta prueba, se ha seleccionado el primer ancho de banda de 1,4 MHz, un símbolo DCI, modulación QPSK y factor de sobremuestreo $SI = 4$, lo cual determina los siguientes valores en los parámetros:

- $Bw=1.4$ MHz
- $N=72$ subportadoras
- $sim_dci=1$
- $n_{mod}=2$
- $SI=4$
- $i_{trama}=100$

Para esta prueba preliminar, primero se comprobará el correcto funcionamiento en la creación del mapa LTE, la generación de bits aleatorios, modulación de datos, mapeo de *resource elements*, multiplexación, sobremuestreo y amplificador HPA, así como la correcta aplicación de la técnica OPS-SAP mediante el parámetro PAPR y métrica cúbica (MC).

3.1.1.1. Creación mapa LTE

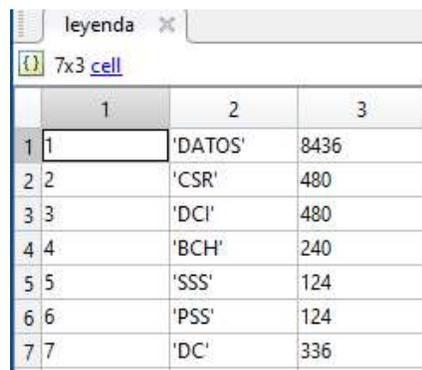
Se ha creado el mapa de la trama sin información de la *resource grid*, con un tamaño de 73x140 correspondiente a 73 subportadoras (incluye la subportadora DC) y 140 símbolos, este mapa contiene el índice de cada posición de los datos de cada uno de los tipos de señales a transmitirse en la *resource grid* como se muestra en la Figura 3.1.

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
1	2	1	1	1	1	7	7	2	7	4	4	1	1
2	3	1	1	1	1	7	7	4	4	4	4	1	1
3	3	1	1	1	1	7	7	4	4	4	4	1	1
4	7	1	1	1	2	7	7	7	7	4	4	2	1
5	3	1	1	1	1	7	7	4	4	4	4	1	1
6	3	1	1	1	1	5	6	4	4	4	4	1	1
7	2	1	1	1	1	5	6	2	7	4	4	1	1
8	3	1	1	1	1	5	6	4	4	4	4	1	1
9	3	1	1	1	1	5	6	4	4	4	4	1	1
10	7	1	1	1	2	5	6	7	7	4	4	2	1
11	3	1	1	1	1	5	6	4	4	4	4	1	1

Figura 3.1. Mapa de la trama LTE 3.1

En la Figura 3.1 se observa la variable “mapa” en MATLAB, donde se conoce que en la primera subportadora y el primer símbolo OFDM 1x1 va un *resource element* correspondiente a la señal CSR (la cual tiene índice 2), también sabemos que el primer símbolo corresponde a la señal DCI (con índice 3) a lo largo de todas las subportadoras a excepción de los *resource elements* correspondientes a las señales CSR y DC (con índice 7).

También se ha creado la leyenda donde se obtiene el número de *resource elements* que se tiene para cada tipo de señal, esta se puede ver en la Figura 3.2.



	1	2	3
1	1	'DATOS'	8436
2	2	'CSR'	480
3	3	'DCI'	480
4	4	'BCH'	240
5	5	'SSS'	124
6	6	'PSS'	124
7	7	'DC'	336

Figura 3.2. Leyenda del Mapa LTE 3.2

En esta figura se presenta la variable “leyenda” donde se observa en la primera columna se tiene los índices correspondientes a cada tipo de señal, en la segunda columna los nombres de las señales y en la tercera, el número total de datos por cada tipo de señal en una trama.

3.1.1.2. Generación de bits aleatorios

Se han generado bits aleatorios entre 0 y 1. En la Figura 3.3 se puede visualizar como ejemplo los bits aleatorios para el tipo de señal “Datos”.



	16860	16861	16862	16863	16864	16865	16866	16867	16868	16869	16870	16871	16872
1	0	0	1	1	1	0	1	0	0	0	1	1	1

Figura 3.3. Vector de bits aleatorios de la señal Datos 3.3

Para el caso de la señal “Datos” se necesitan 8436 bits, este valor se ha multiplicado por el valor de nivel de modulación $n_{mod}=2$, teniendo un vector resultante de 16872 bits.

3.1.1.3. Modulación de datos

La modulación seleccionada para esta prueba es QPSK, por lo tanto, en la Figura 3.4 se observa que los datos generados anteriormente ya han sido modulados. Se observa claramente que los valores mostrados corresponden a los de la modulación QPSK. Además, se presenta el diagrama de constelación en la Figura 3.4.

mod_datos										
1x8436 complex double										
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	0.7071 - 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	0.7071 - 0.7071i

Figura 3.4. Vector de bits modulados con QPSK (dominio de la frecuencia) para la señal "Datos"

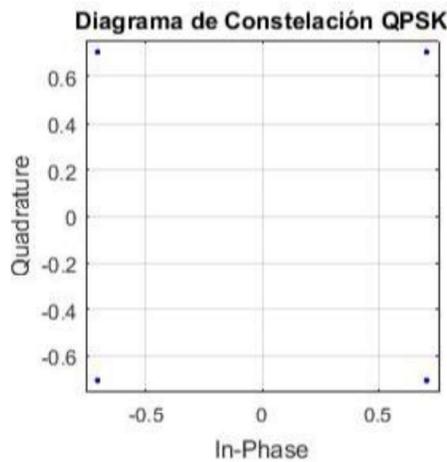


Figura 3.5. Diagrama de constelación QPSK de los datos modulados

3.1.1.4. Ubicación de resource elements

Para los diferentes tipos de señal en la *resource grid*, se ubica cada tipo de dato modulado en el mapa creado anteriormente y se obtiene la trama LTE en el dominio de la frecuencia, esta matriz de datos se puede observar en la Figura 3.6.

trama_lte													
72x140 complex double													
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
1	0.7071 - 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	-0.7071 - 0.7071i	0.0000 + 0.0000i	-0.7071 + 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	0.7071 - 0.7071i
2	0.7071 + 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	-0.7071 + 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i	0.7071 + 0.7071i
3	-0.7071 + 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	-0.7071 + 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	0.7071 + 0.7071i
4	0.0000 + 0.0000i	-0.7071 - 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.7071 + 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i
5	-0.7071 - 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.7071 - 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i
6	0.7071 + 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i
7	0.7071 - 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	0.0000 + 0.0000i	-0.7071 - 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i
8	-0.7071 - 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i	0.7071 - 0.7071i
9	0.7071 - 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	0.7071 - 0.7071i
10	0.0000 + 0.0000i	0.7071 - 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i	0.0000 + 0.0000i	0.0000 + 0.0000i	0.7071 - 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i
11	0.7071 - 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i	-0.7071 + 0.7071i	0.7071 - 0.7071i	-0.7071 - 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	0.7071 + 0.7071i	0.7071 - 0.7071i

Figura 3.6. Trama LTE en el dominio de la frecuencia

3.1.1.5. IFFT

La multiplexación OFDM se ha realizado por medio de la IFFT, como se observa en la Figura 3.7, se presentan los resultados luego de aplicar la IFFT a una trama LTE en el dominio de la frecuencia, obteniendo así una trama LTE en el dominio del tiempo.

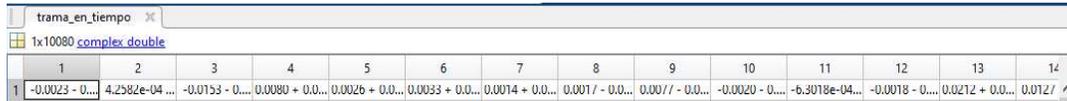


Figura 3.7. Trama OFDM LTE en el dominio del tiempo

3.1.1.6. Sobremuestreo

Para obtener los resultados de la PSD es necesario añadir sobremuestreo, lo cual se ha implementado mediante la técnica **Zero- Padding**. Se seleccionó como factor de sobremuestreo 4. Posteriormente, esta nueva trama, que se observa en la Figura 3.8, debe pasar a través del HPA para poder ser amplificada.



Figura 3.8. Trama OFDM LTE en el dominio del tiempo sobremuestrada

3.1.1.7. Amplificador de alta potencia (HPA)

Como última etapa del transmisor se tiene la amplificación, para esta etapa se seleccionó un HPA tipo SSPA, específicamente el modelo de Rapp, una trama OFDM LTE en el dominio del tiempo ya amplificada se visualiza en la Figura 3.9.

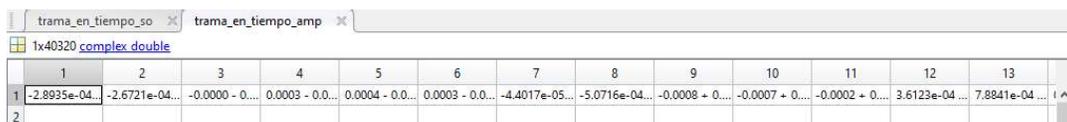


Figura 3.9. Trama OFDM LTE en el dominio del tiempo amplificada

3.1.1.8. Cálculo de la PAPR

Un ejemplo de los resultados obtenidos del cálculo de la PAPR se muestra en la Tabla 3.1, donde se presenta los valores de PAPR en [dB] de una subtrama, es decir de 14 símbolos OFDM, para un ancho de banda 1.4 MHz con los tres esquemas de modulación: QPSK, 16-QAM y 64-QAM.

Tabla 3.1. PAPR en [dB] de una subtrama con ancho de banda de 1,4 MHz con esquemas de modulación QPSK, 16QAM y 64QAM

ANCHO DE BANDA :1.4 MHz											
MODULACIÓN QPSK				MODULACIÓN 16-QAM				MODULACIÓN 64-QAM			
Original	OPS	SAP	OPS-SAP	Original	OPS	SAP	OPS-SAP	Original	OPS	SAP	OPS-SAP
7,60	6,88	7,09	6,78	9,44	7,22	9,44	7,22	8,73	5,92	8,73	5,92
6,31	6,48	6,60	6,32	8,29	7,79	8,29	7,79	9,42	7,82	9,42	7,82
8,47	5,80	7,57	6,31	8,29	6,65	8,29	6,65	7,64	5,93	7,64	5,93
7,95	6,45	7,74	5,61	8,00	6,03	8,00	6,03	8,44	5,90	8,44	5,90
7,35	6,49	6,88	6,36	8,76	7,27	8,76	7,27	9,08	6,84	9,08	6,84
7,75	6,67	6,79	6,80	9,54	7,02	9,54	7,02	8,11	6,65	8,11	6,65
9,92	6,48	7,98	6,63	8,24	7,33	8,24	7,33	8,05	6,59	8,05	6,59
9,69	7,24	8,07	6,42	7,33	7,09	7,33	7,09	7,14	7,33	7,14	7,33
8,18	6,66	7,76	6,47	8,50	6,99	8,50	6,99	8,78	7,03	8,78	7,03
9,21	7,38	7,60	7,67	10,1	6,73	10,1	6,73	8,15	7,77	8,15	7,77
7,96	7,66	7,76	7,22	9,30	8,35	9,30	8,35	9,66	6,60	9,66	6,60
8,56	7,00	7,56	6,82	6,69	6,45	6,69	6,45	8,96	6,49	8,96	6,49
8,90	7,59	7,76	7,27	7,00	6,81	7,00	6,81	8,20	7,67	8,20	7,67
10,2	8,29	9,08	7,36	10,1	8,31	10,1	8,31	9,37	8,26	9,37	8,26

3.1.1.9. Cálculo de la Métrica Cúbica

Para presentar el valor de la métrica cúbica MC en términos de la CCDF, se ha realizado el cálculo de esta métrica para la señal original, para la señal aplicando OPS, aplicando SAP y finalmente OPS-SAP; estos valores aleatorios se han guardado en la variable *mc_vector* para su posterior gráfica. Un ejemplo de los resultados obtenidos del cálculo de la MC se puede observar en la Tabla 3.2, donde se presenta los valores de MC en [dB] de una subtrama, es decir de 14 símbolos OFDM, para el ancho de banda 1.4 MHz con los tres esquemas de modulación: QPSK, 16-QAM y 64-QAM.

Tabla 3.2. Valores de MC en [dB] de una subtrama con ancho de banda de 1,4 MHz con esquemas de modulación QPSK, 16-QAM y 64-QAM.

ANCHO DE BANDA: 1.4 MHz											
MODULACIÓN QPSK				MODULACIÓN 16-QAM				MODULACIÓN 64-QAM			
Original	OPS	SAP	OPS-SAP	Original	OPS	SAP	OPS-SAP	Original	OPS	SAP	OPS-SAP
3,94	4,50	2,99	2,83	2.82	2.59	2.82	2.59	2.35	3.47	2.35	3.47
3,34	2,62	2,60	1,90	3.99	2.79	3.99	2.79	2.50	2.91	2.50	2.91
4,38	3,42	3,62	2,47	3.61	4.22	3.61	4.22	3.50	2.95	3.50	2.95
3,38	2,54	2,54	1,65	5.25	3.19	5.25	3.19	3.20	2.03	3.20	2.03
3,10	3,96	2,28	2,97	4.31	2.61	4.31	2.61	2.37	2.46	2.37	2.46
3,69	3,21	2,59	2,68	4.40	2.08	4.40	2.08	3.13	2.89	3.13	2.89
3,42	3,96	2,48	2,95	3.64	5.23	3.64	5.23	3.28	3.51	3.28	3.51
4,62	2,98	3,29	2,29	3.39	3.49	3.39	3.49	2.68	2.82	2.68	2.82
4,34	2,88	3,29	1,99	3.74	4.31	3.74	4.31	3.27	2.93	3.27	2.93
3,99	2,72	3,24	1,85	3.94	3.35	3.94	3.35	3.83	4.21	3.83	4.21
5,13	3,43	3,85	2,44	4.79	4.50	4.79	4.50	4.23	3.11	4.23	3.11
3,19	2,68	2,31	2,00	3.73	3.22	3.73	3.22	3.54	2.94	3.54	2.94
3,92	3,56	2,92	2,71	2.41	2.82	2.41	2.82	3.56	3.50	3.56	3.50
4,26	2,58	3,11	2,23	4.02	3.36	4.02	3.36	3.33	2.56	3.33	2.56

3.2. RESULTADOS DE PAPR

En esta sección se visualizan los resultados de reducción de la PAPR obtenidos al aplicar la técnica OPS-SAP. Estos resultados se presentan y analizan en forma gráfica. Se presentan resultados para cada ancho de banda con cada uno de los esquemas de modulación.

Para comparar los resultados, se ha realizado el cálculo de la PAPR tanto para la señal original (sin técnica de reducción de la PAPR) como para la señal aplicando solamente OPS, solamente SAP y finalmente OPS-SAP.

Los resultados de PAPR obtenidos de las simulaciones con los demás anchos de banda y esquemas de modulación se presentan gráficamente en varias figuras en esta sección. Para ayudar al lector, un resumen de estas figuras se presenta en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3. Orden de las figuras con los resultados de PAPR obtenidos de la simulación

ANCHO DE BANDA (MHz)	MODULACIÓN	No Figura
1.4	QPSK	3.10
	16-QAM	3.11
	64-QAM	3.12
3	QPSK	3.13
	16-QAM	3.14
	64-QAM	3.15
5	QPSK	3.16
	16-QAM	3.17
	64-QAM	3.18
10	QPSK	3.19
	16-QAM	3.20
	64-QAM	3.21
15	QPSK	3.22
	16-QAM	3.23
	64-QAM	3.24
20	QPSK	3.25
	16-QAM	3.26
	64-QAM	3.27

Se presenta una figura por cada ancho de banda y tipo de modulación en escala semilogarítmica (en el eje y), para comparar los resultados obtenidos, en cada cálculo de la CCDF la curva que representa los valores de PAPR pertenecientes a las 100 tramas sin aplicar la técnica OPS-SAP se grafica como una línea continua y color verde, mientras que las curvas en las que se aplicó las técnicas OPS y SAP por separado son la línea entrecortada de color azul y la línea mixta de asteriscos de color celeste, respectivamente. Finalmente, la línea mixta de círculos en color rojo representa la señal aplicada OPS-SAP.

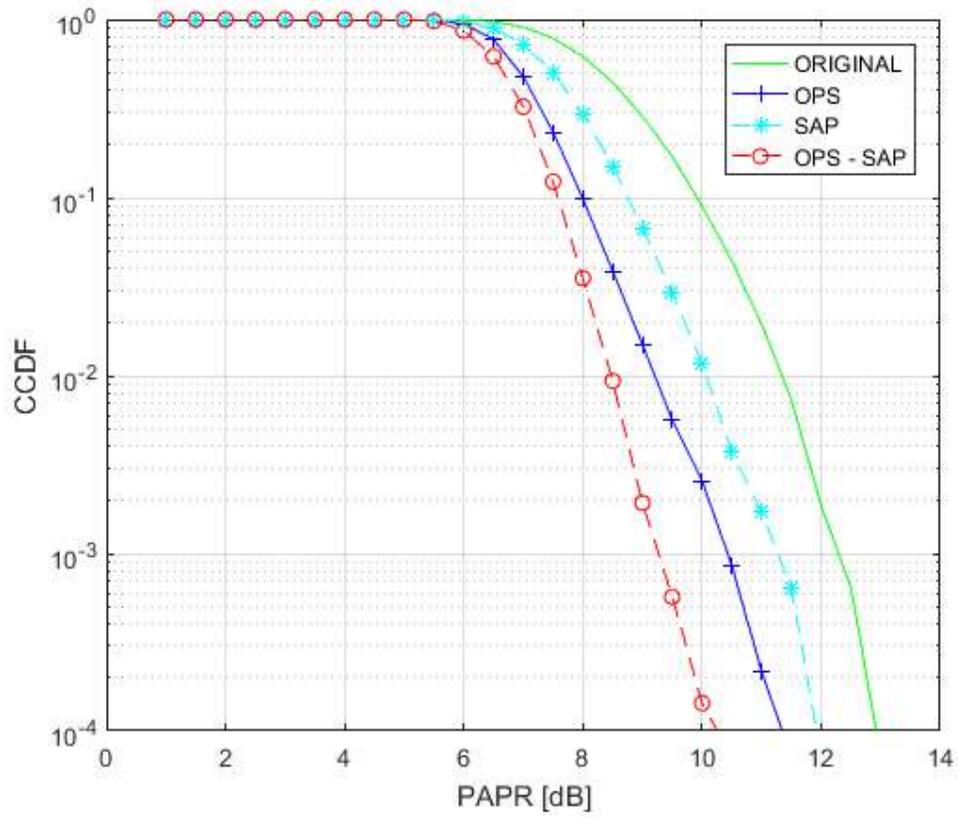


Figura 3.10. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 1.4 MHz y modulación QPSK

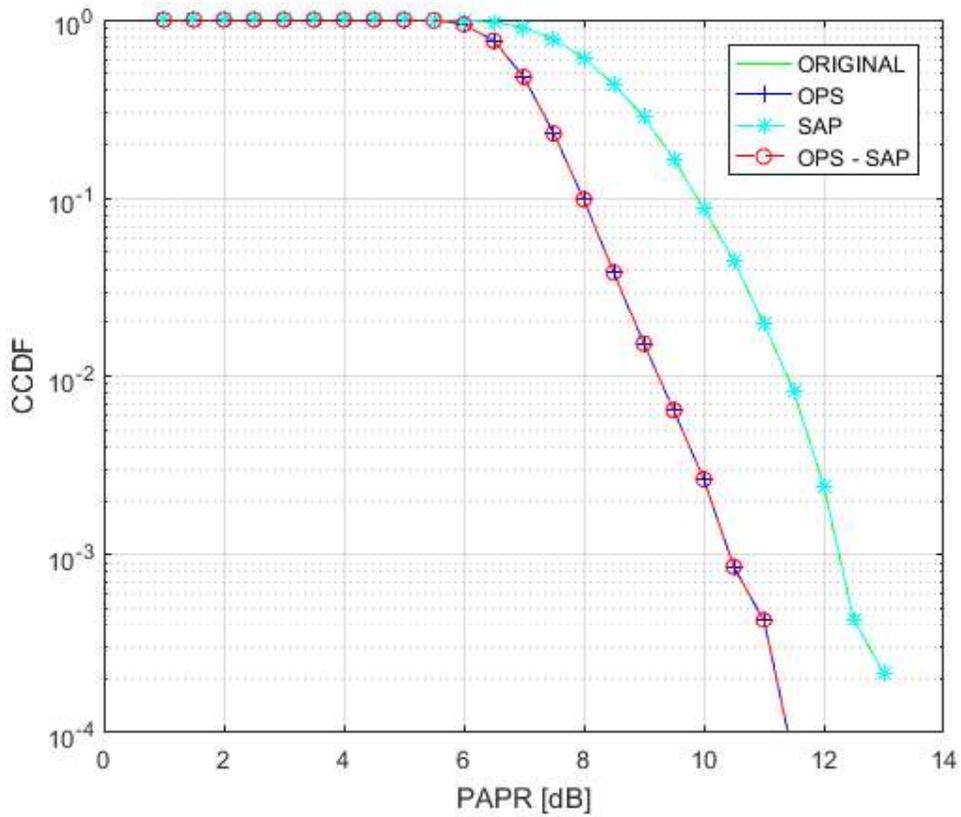


Figura 3.11. CCDF de la PAPR con ancho de banda 1.4 MHz y modulación 16-QAM

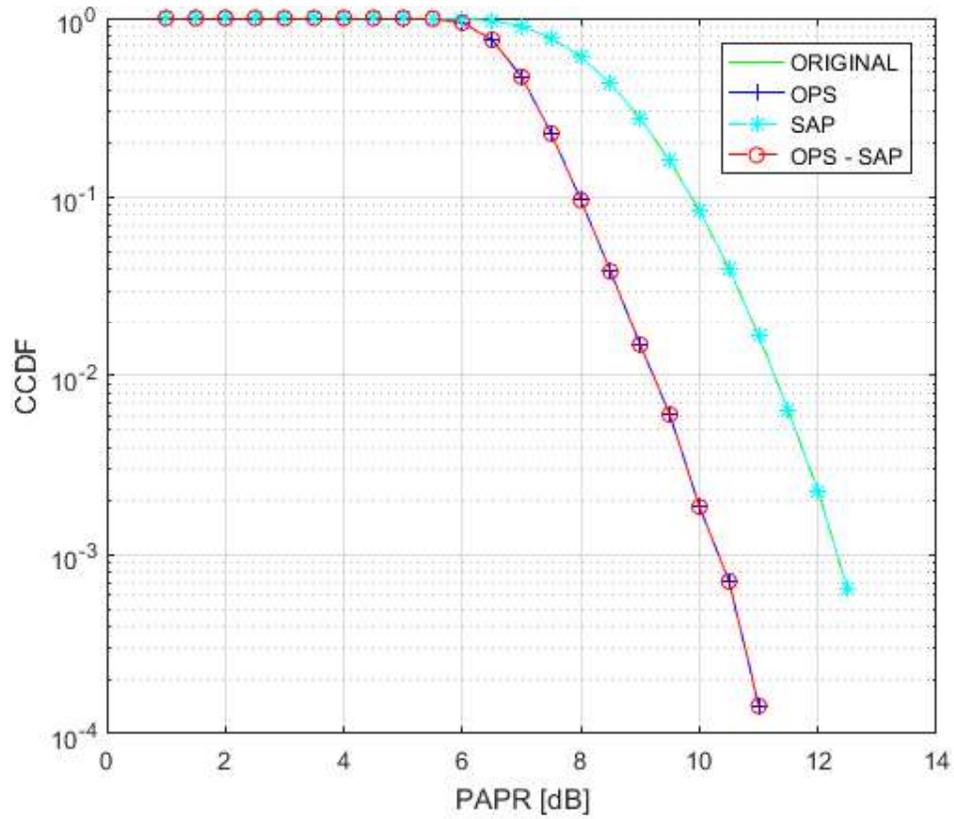


Figura 3.12. CCDF de la PAPR con ancho de banda 1.4 MHz y modulación 64-QAM

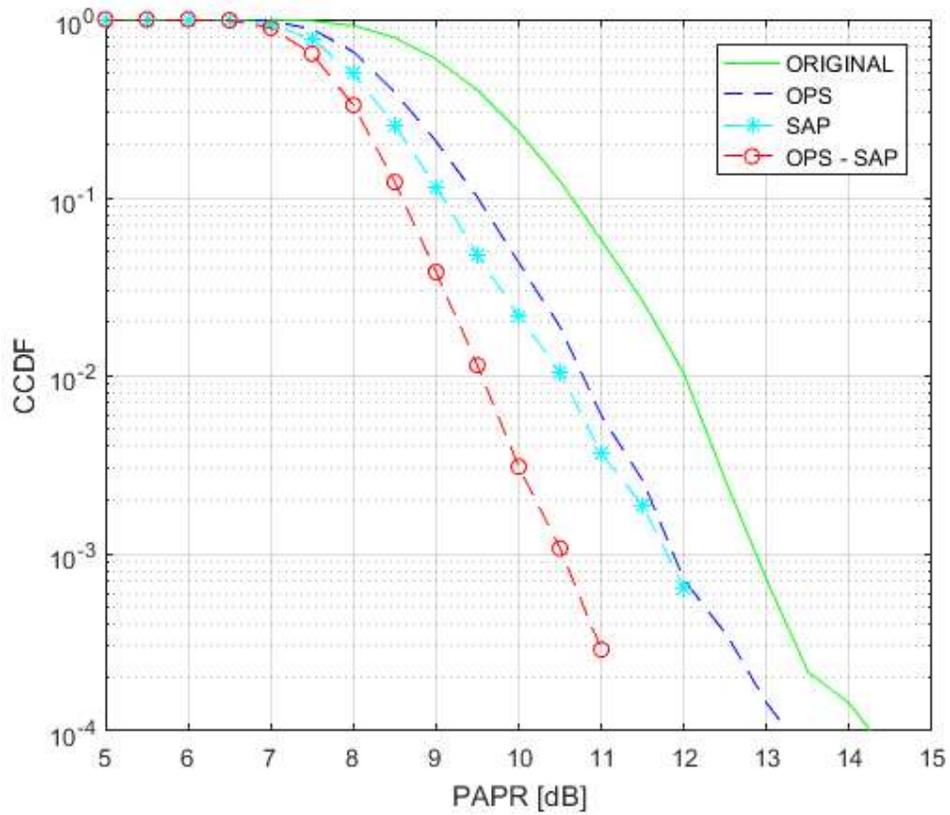


Figura 3.13. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 3 MHz y modulación QPSK

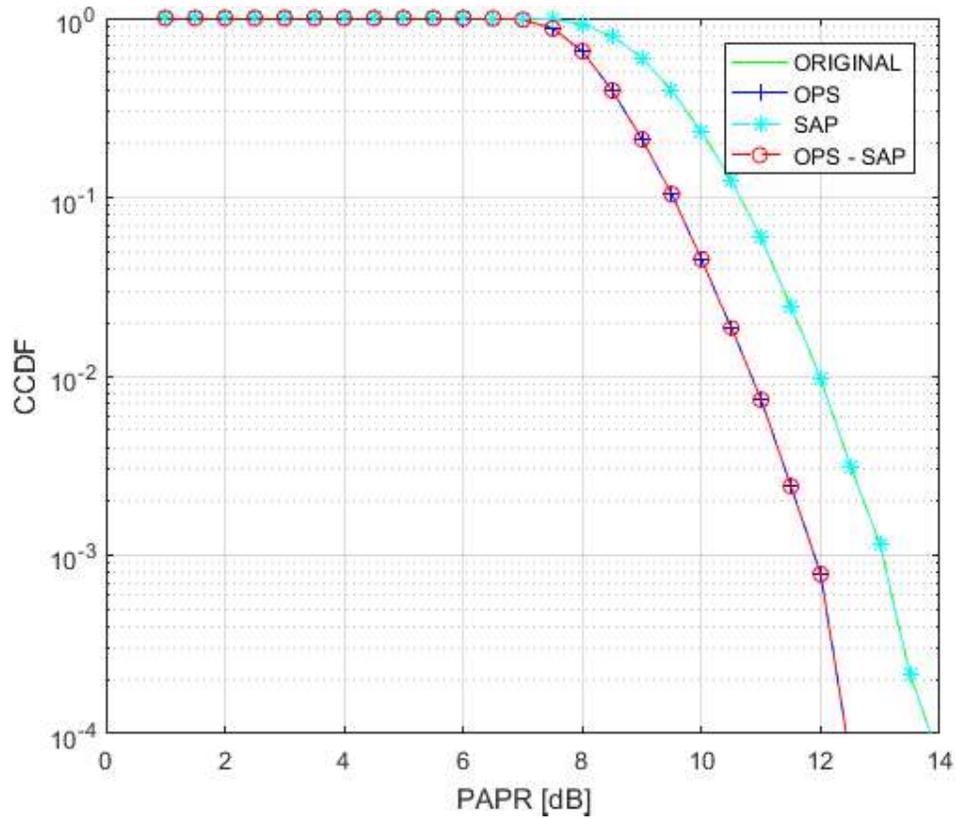


Figura 3.14. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 3 MHz y modulación 16-QAM

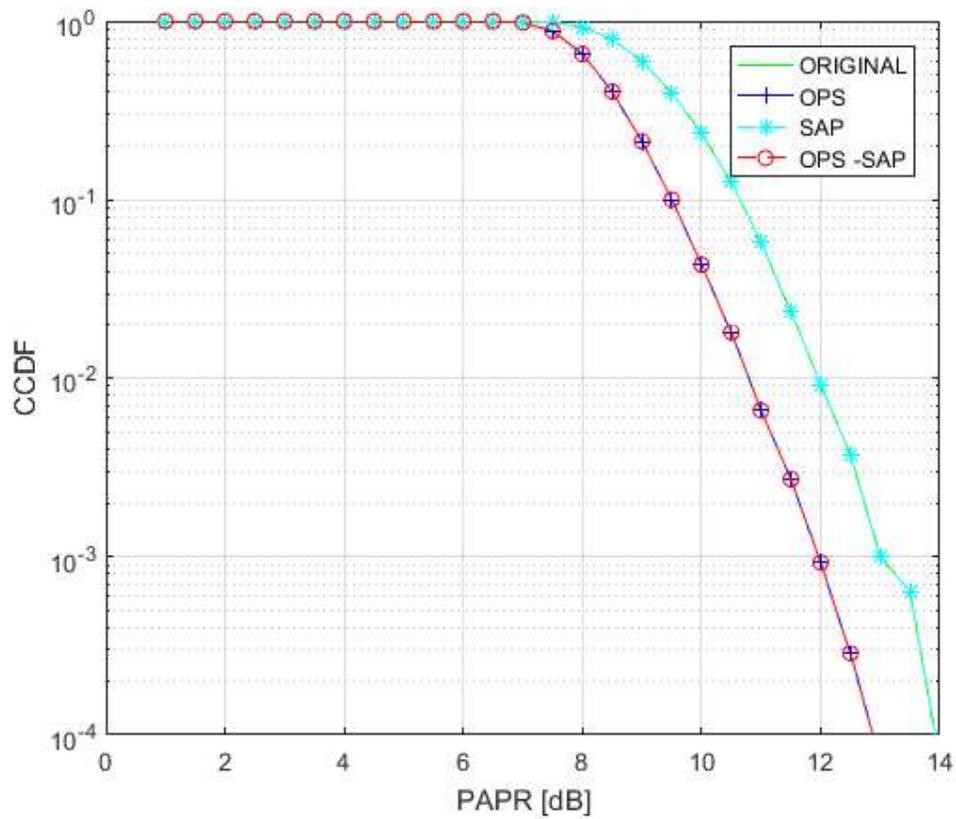


Figura 3.15. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 3 MHz y modulación 64-QAM

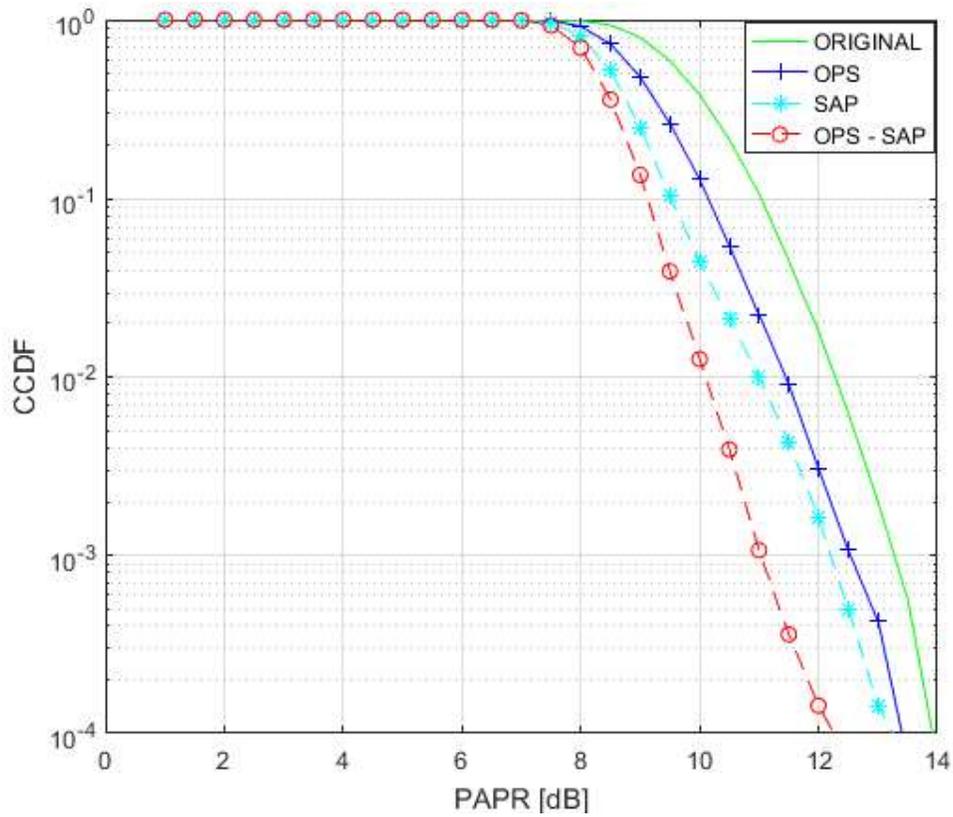


Figura 3.16. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 5 MHz y modulación QPSK

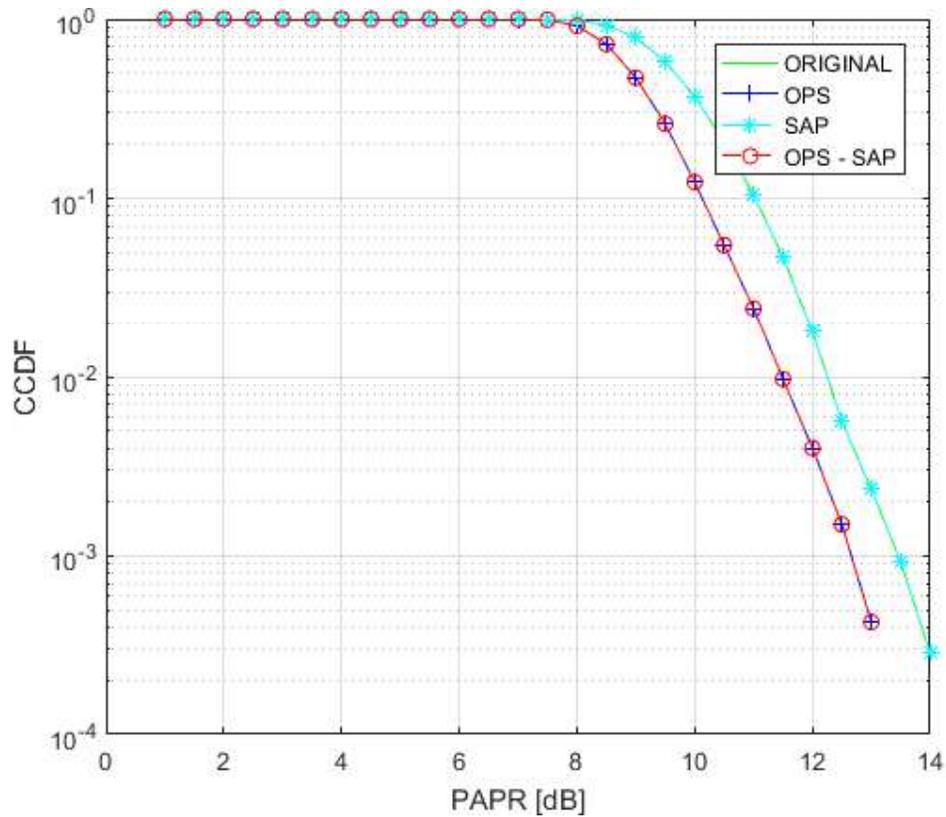


Figura 3.17. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 5 MHz y modulación 16-QAM

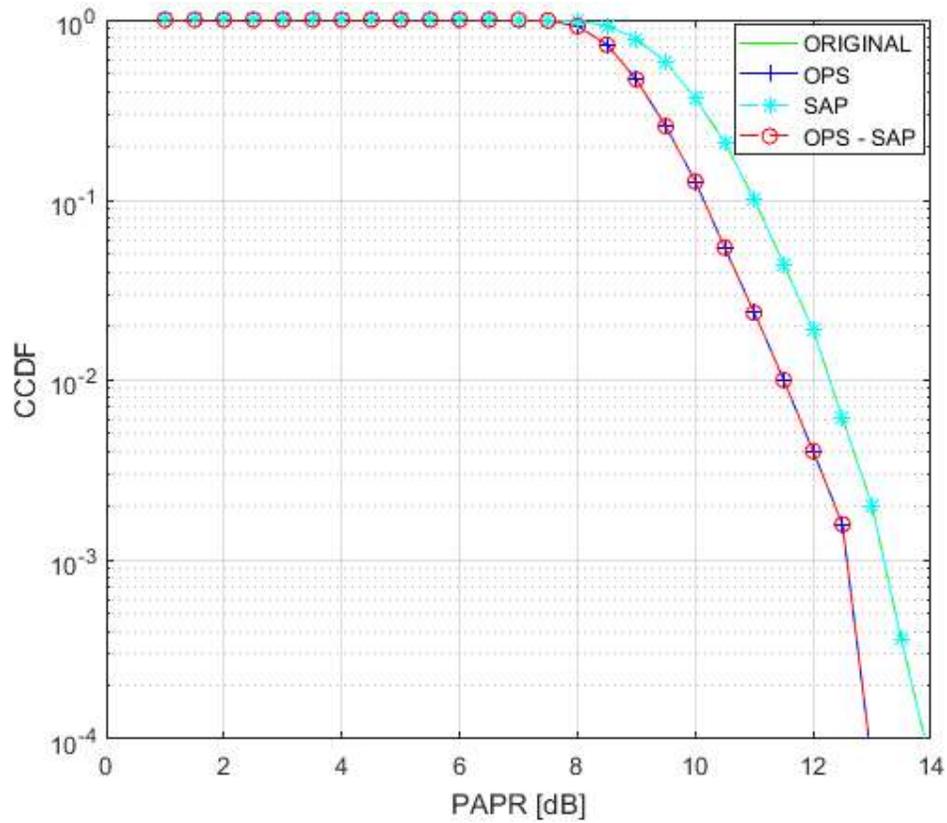


Figura 3.18. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 5 MHz y modulación 64-QAM

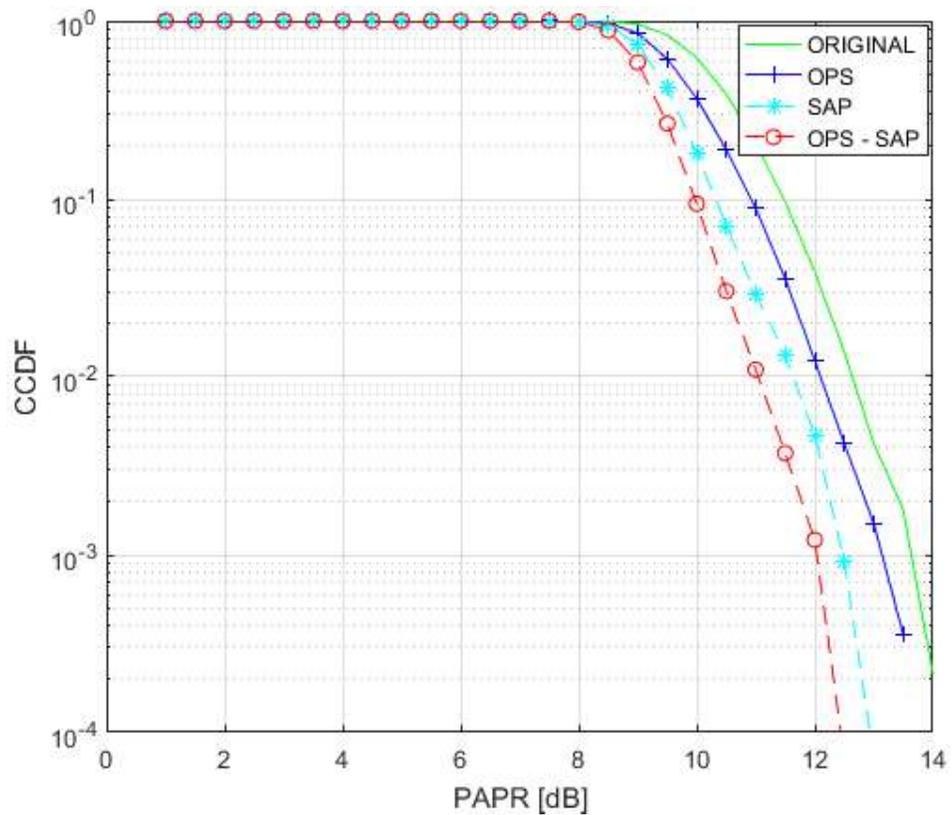


Figura 3.19. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 10 MHz y modulación QPSK

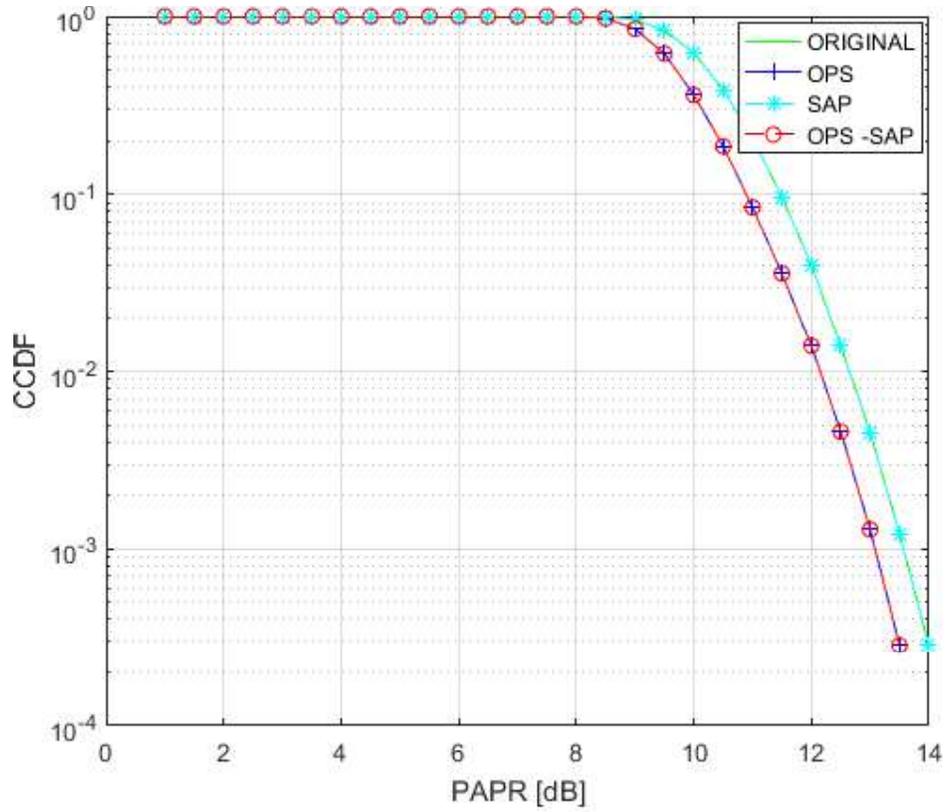


Figura 3.20. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 10 MHz y modulación 16-QAM

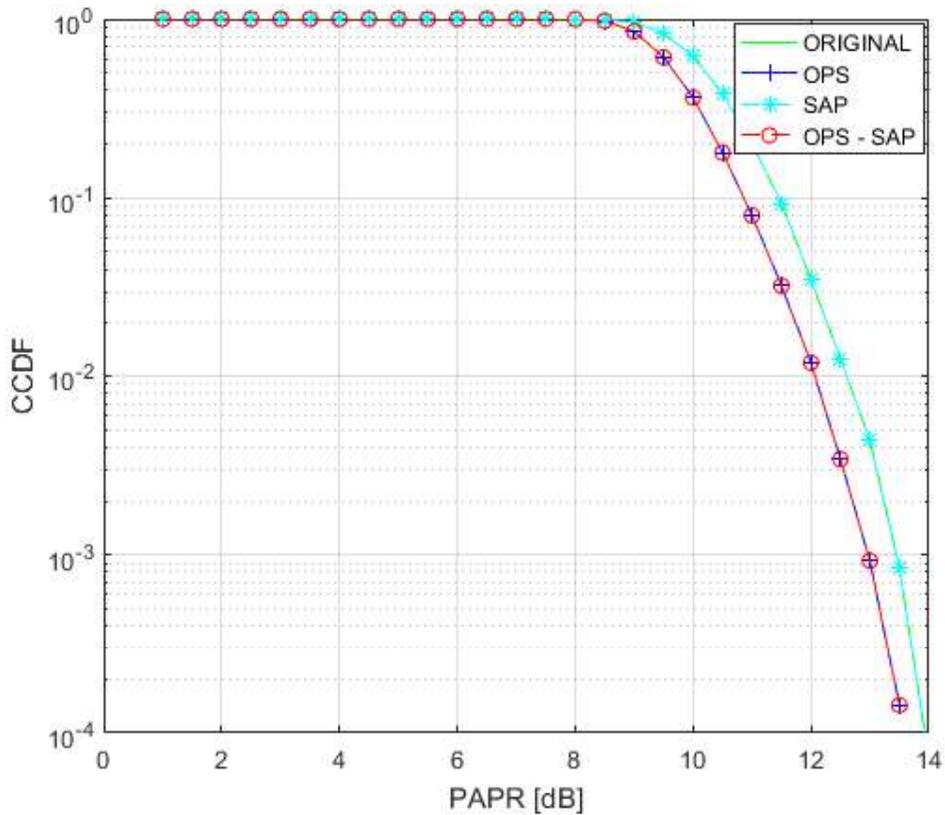


Figura 3.21. CCDF de la PAPR con ancho de banda 10 MHz y modulación 64-QAM

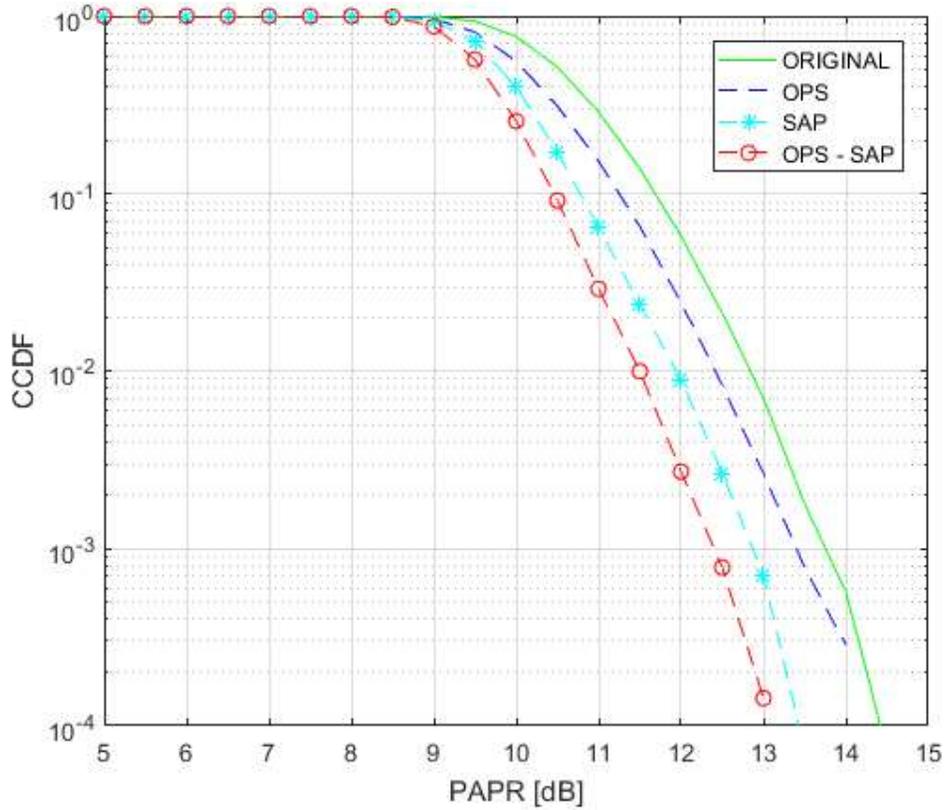


Figura 3.22. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 15 MHz y modulación QPSK

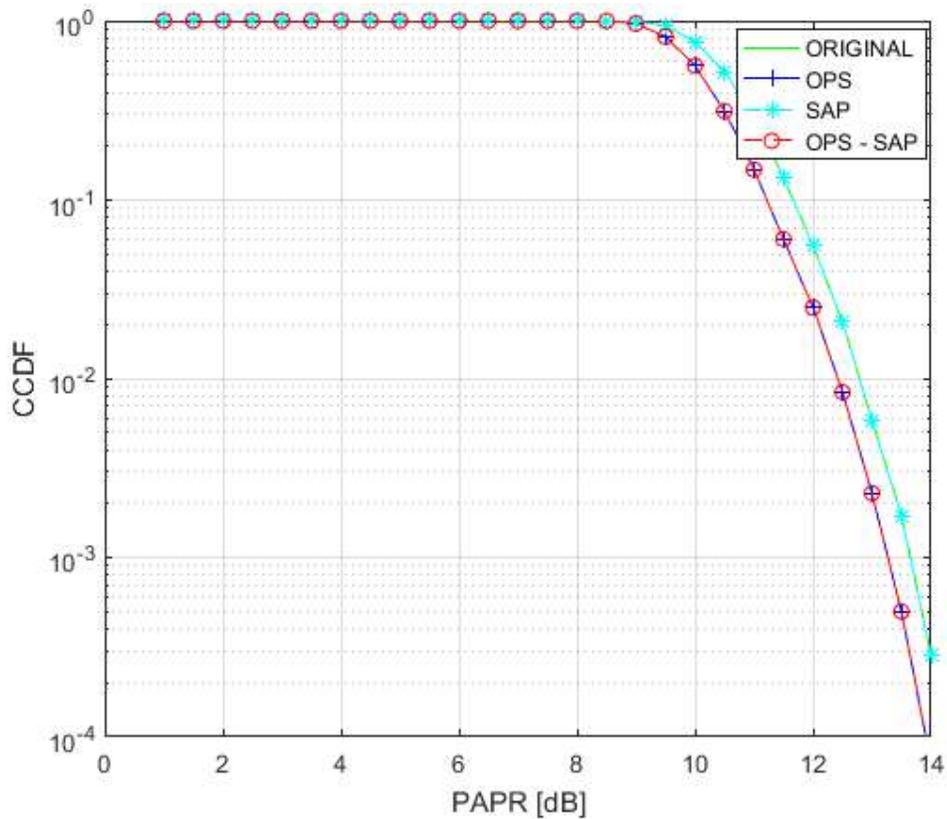


Figura 3.23. CCDF de la PAPR con ancho de banda 15 MHz y modulación 16-QAM

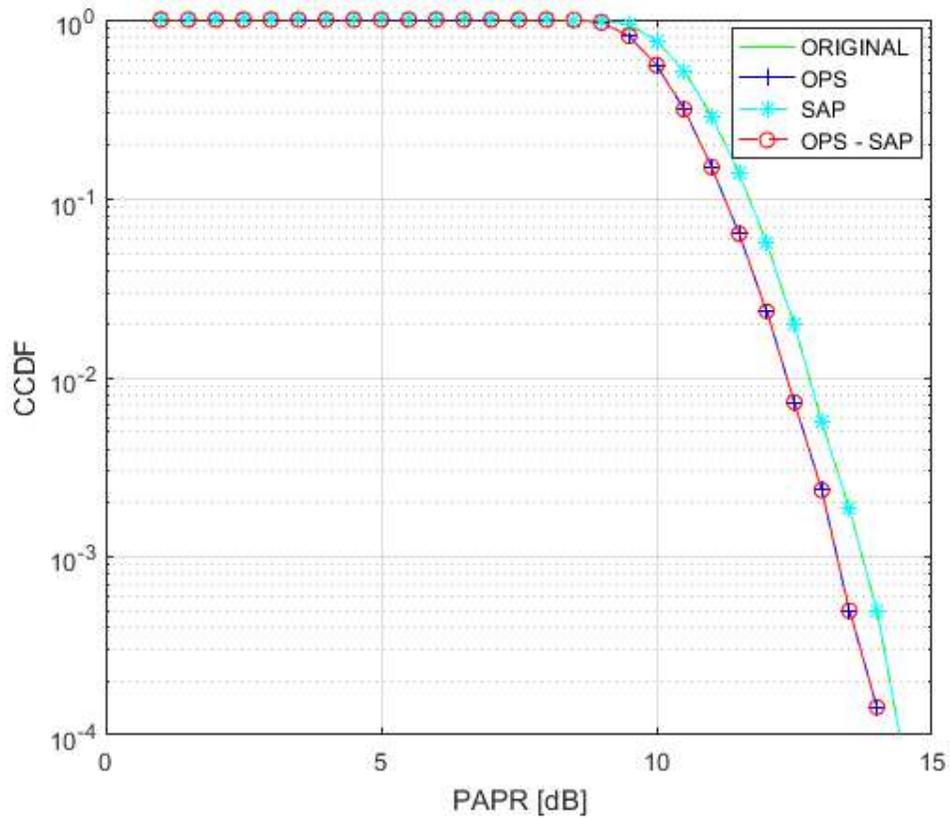


Figura 3.24. CCDF de la PAPR con ancho de banda 15 MHz y modulación 64-QAM

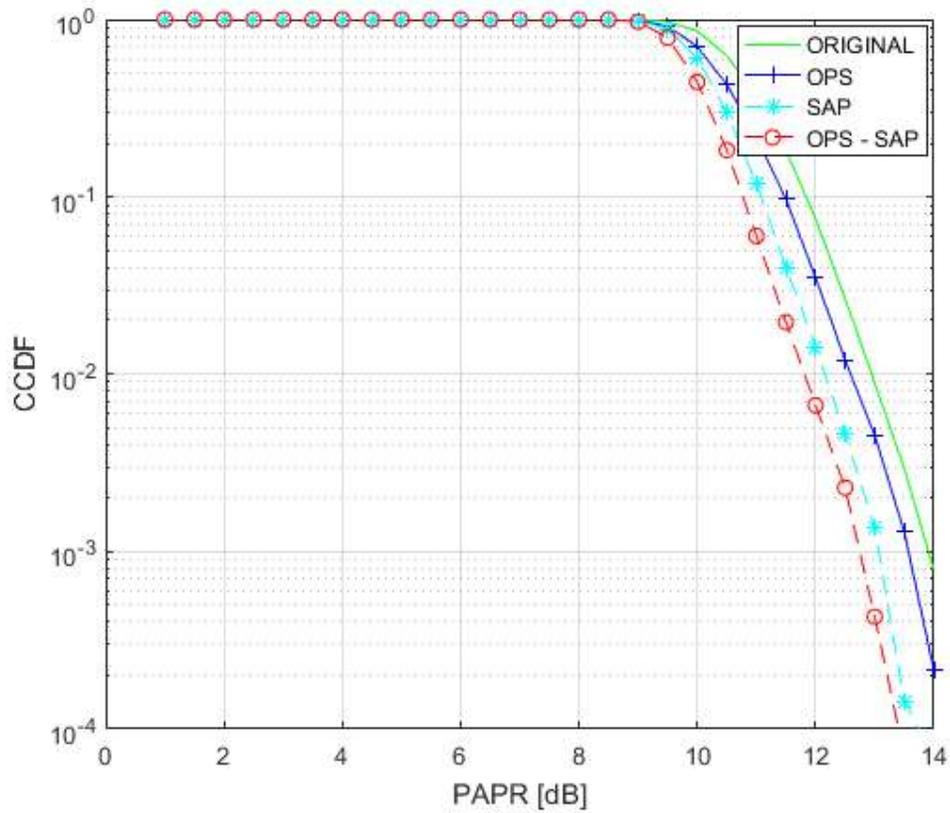


Figura 3.25. CCDF de la PAPR con ancho de banda de 20 MHz y modulación QPSK

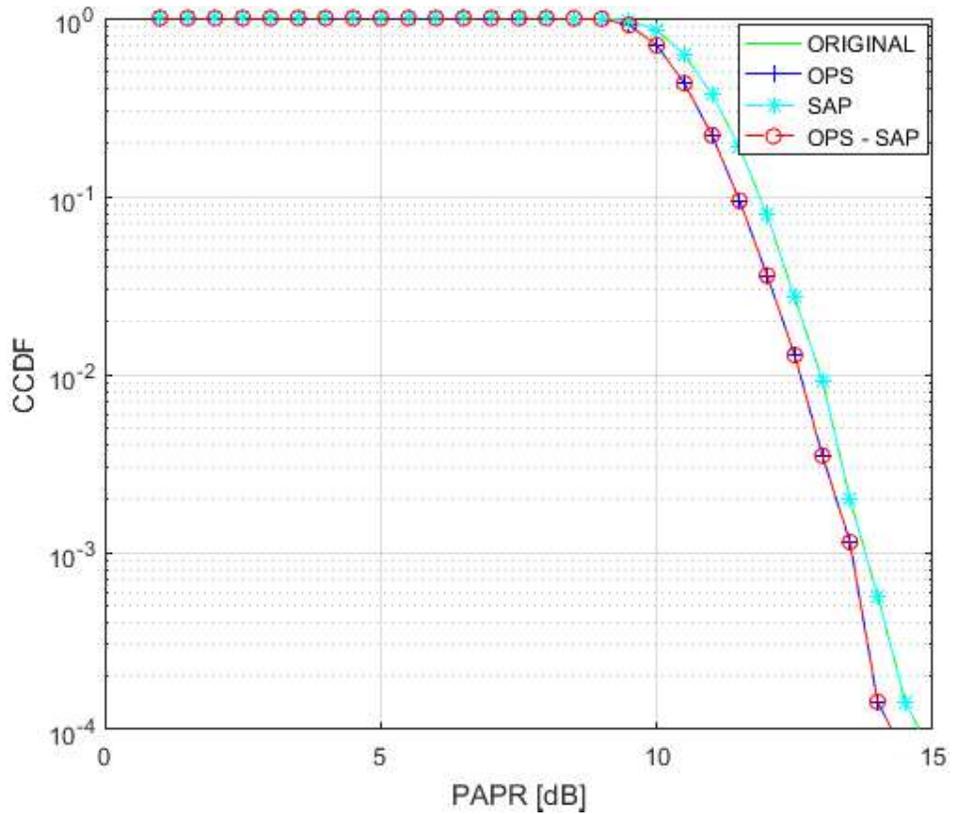


Figura 3.26: CCDF de la PAPR con ancho de banda 20 MHz y modulación 16-QAM

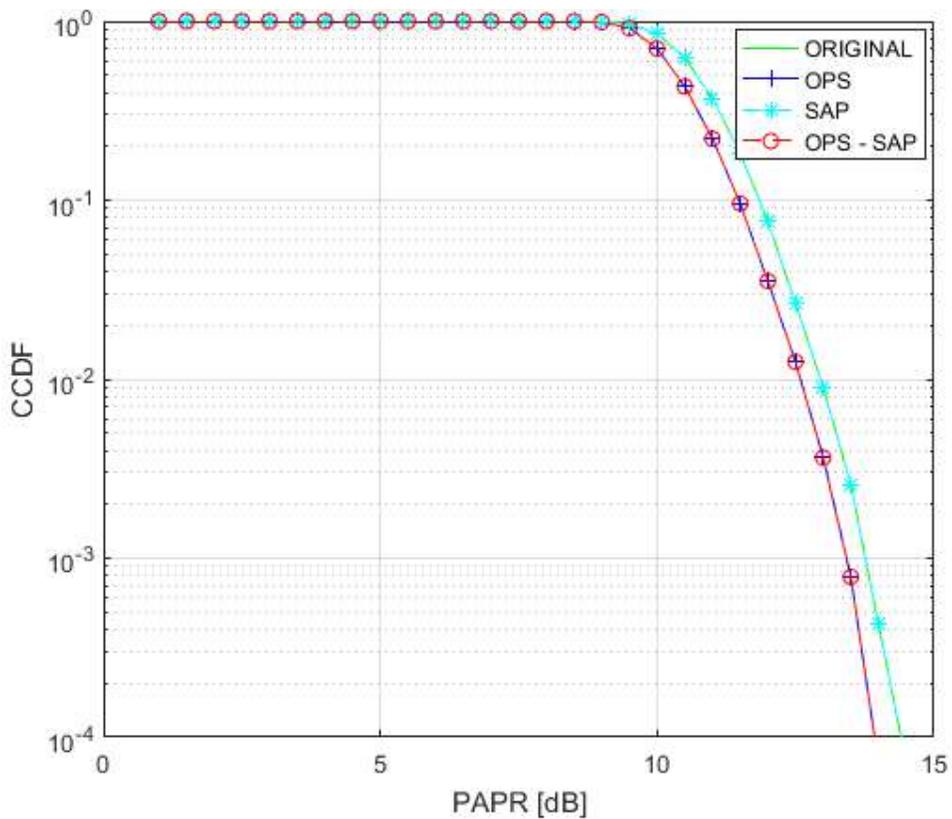


Figura 3.27. CCDF de la PAPR con ancho de banda 20 MHz y modulación 64-QAM

3.2.1. ANÁLISIS DE RESULTADOS

Se considera las simulaciones con cada uno de los anchos de banda y diferentes esquemas de modulación para comparar la curva de la señal original y las curvas aplicando las técnicas OPS, SAP y OPS-SAP.

A continuación, se analizan los resultados para un AB de 1.4 MHz

- **Modulación QPSK:** Las curvas de OPS, SAP y OPS-SAP tienden a alejarse de la señal original hacia la derecha, lo que indica claramente la mejora obtenida para una probabilidad de 10^{-4} OPS presenta una ganancia respecto a la señal original de 1.6 [dB], SAP de 1 [dB] y finalmente OPS-SAP de 2.6 [dB]
- **Modulación 16-QAM:** En este caso se observa que la reducción de la PAPR es menor que en el sistema con modulación QPSK. Para este esquema de modulación la ganancia respecto a la señal original de SAP es prácticamente nula. Finalmente, la ganancia a una probabilidad de 10^{-4} respecto a la señal original de la señal aplicando OPS es de alrededor de 1.8 [dB] al igual que con OPS-SAP.
- **Modulación 64-QAM:** El comportamiento de las curvas para esta modulación es semejante al obtenido con la modulación 16-QAM, ya que no se observa reducción de la PAPR en SAP mientras que la curva de OPS y OPS-SAP son las mismas con una ganancia respecto a la señal original de aproximadamente 1.6 [dB].

En la Tabla 3.4 se puede observar el valor promedio de PAPR de las 100 tramas simuladas (14000 símbolos OFDM) con los demás anchos de banda y esquemas de modulación utilizados en este trabajo. Estos valores se han obtenido para una probabilidad de 10^{-4}

Tabla 3.4. Valor promedio de PAPR de 100 tramas simuladas en [dB]

MOD.	QPSK				16-QAM				64-QAM			
	TÉCNICA APLICADA	S/T	OPS	SAP	OPS-SAP	S/T	OPS	SAP	OPS-SAP	S/T	OPS	SAP
1.4 MHz	8,42	7,04	7,57	6,73	8,40	7,03	8,40	7,03	8,38	7,03	8,38	7,03
3 MHz	9,33	8,40	8,08	7,76	9,33	8,40	9,33	8,40	9,32	8,40	9,32	8,40
5 MHz	9,79	9,05	8,62	8,34	9,77	9,04	9,77	9,04	9,76	9,04	9,76	9,04
10 MHz	10,33	9,82	9,45	9,18	10,33	9,81	10,33	9,81	10,32	9,80	10,32	9,80
15 MHz	10,61	10,20	9,91	9,66	10,61	10,20	10,61	10,20	10,61	10,20	10,61	10,20
20 MHz	10,81	10,46	10,23	9,99	10,81	10,46	10,81	10,46	10,81	10,45	10,81	10,45

Tomando en cuenta el análisis de los resultados se puede aseverar lo siguiente:

- El valor de la PAPR aumenta conforme lo hace el número de subportadoras, a mayor ancho de banda se tiene un mayor valor de PAPR de forma general.
- La técnica SAP aplicada de forma independiente, muestra una ganancia significativa en la reducción de la PAPR solamente en el esquema de modulación QPSK, mientras que, para los otros dos esquemas de modulación seleccionados, su aporte es nulo. Se obtiene una menor ganancia con SAP debido a que solo se predistorcionan los puntos a las esquinas de un diagrama de constelación.
- La técnica de OPS muestra mayor reducción de la PAPR en los primeros anchos de banda, inicia obteniendo una reducción de 1,38 [dB], y a medida que aumenta el ancho de banda, finaliza en 20 MHz con una reducción de solamente 0.35 [dB]. Esto se debe a que tienen mayor cantidad de símbolos piloto por trama LTE.
- De forma general, la técnica OPS-SAP muestra mayor reducción de la PAPR, en los primeros anchos de banda y con el primer esquema de modulación, teniendo una reducción mayor a 1 [dB], mientras que para los anchos de banda mayores a 10 MHz y con esquemas de modulación de 16-QAM y 64-QAM se tiene una reducción menor a 1 [dB].

3.3. RESULTADOS DE LA MÉTRICA CÚBICA MC

En esta sección se visualizan los resultados que permiten determinar la eficiencia de la técnica OPS-SAP para la reducción de la PAPR por medio de una métrica diferente a la usada en la sección anterior. Estos resultados se presentan y analizan de forma gráfica gracias al cálculo de la métrica cúbica MC en términos de la CCDF para cada ancho de banda con cada uno de los esquemas de modulación seleccionados.

Los resultados de MC obtenidos de las simulaciones con los anchos de banda y esquemas de modulación usados en este trabajo se presentan gráficamente en varias figuras en esta sección. Para ayudar al lector, un resumen de estas figuras se presenta en la Tabla 3.5.

Tabla 3.5. Figuras de los resultados de MC de la simulación

ANCHO DE BANDA (MHz)	MODULACIÓN	FIGURA
1.4	QPSK	3.28
	16-QAM	3.29
	64-QAM	3.30
3	QPSK	3.31
	16-QAM	3.32
	64-QAM	3.33
5	QPSK	3.34
	16-QAM	3.35
	64-QAM	3.36
10	QPSK	3.37
	16-QAM	3.38
	64-QAM	3.39
15	QPSK	3.40
	16-QAM	3.41
	64-QAM	3.42
20	QPSK	3.43
	16-QAM	3.44
	64-QAM	3.45

Al igual que en la sección anterior, se presenta una figura por cada ancho de banda y tipo de modulación en escala semilogarítmica (en el eje y), en donde la curva que representa los valores de MC pertenecientes a 100 tramas sin aplicar la técnica OPS-SAP se grafica como una línea continua y color verde, mientras que las curvas en las que se aplicó las técnicas OPS y SAP por separado son la línea entrecortada de color azul y la línea mixta de asteriscos de color celeste, respectivamente. Finalmente, la señal aplicada OPS-SAP se representa con una línea mixta de círculos en color rojo.

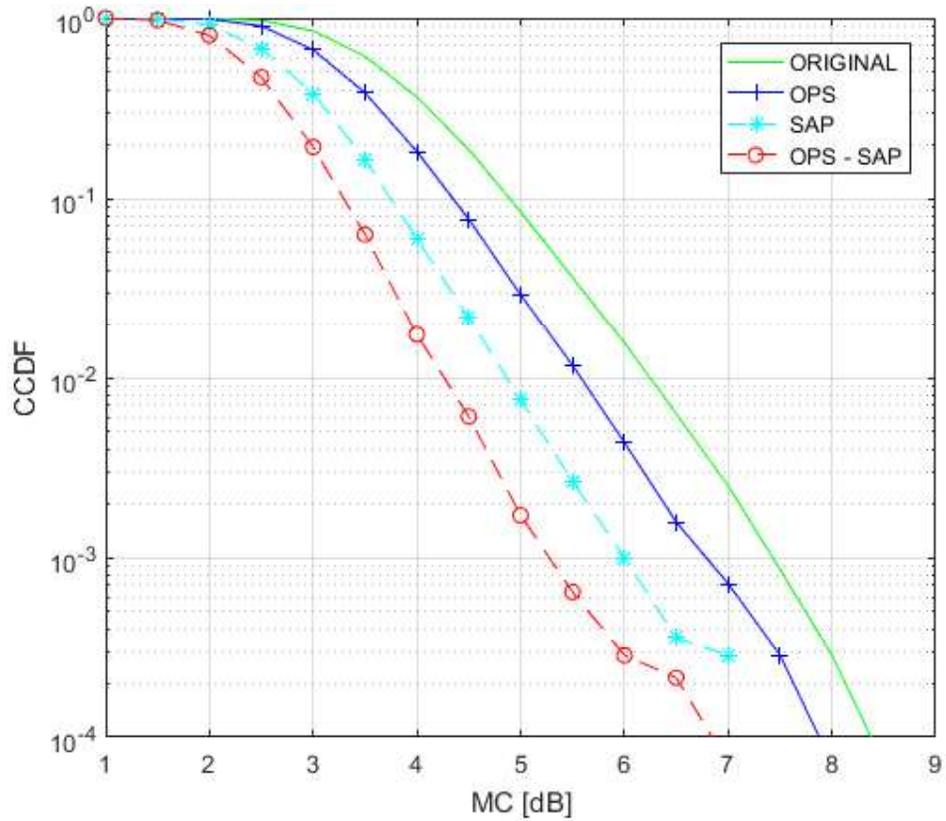


Figura 3.28. CCDF de la MC con ancho de banda de 1.4 MHz y modulación QPSK

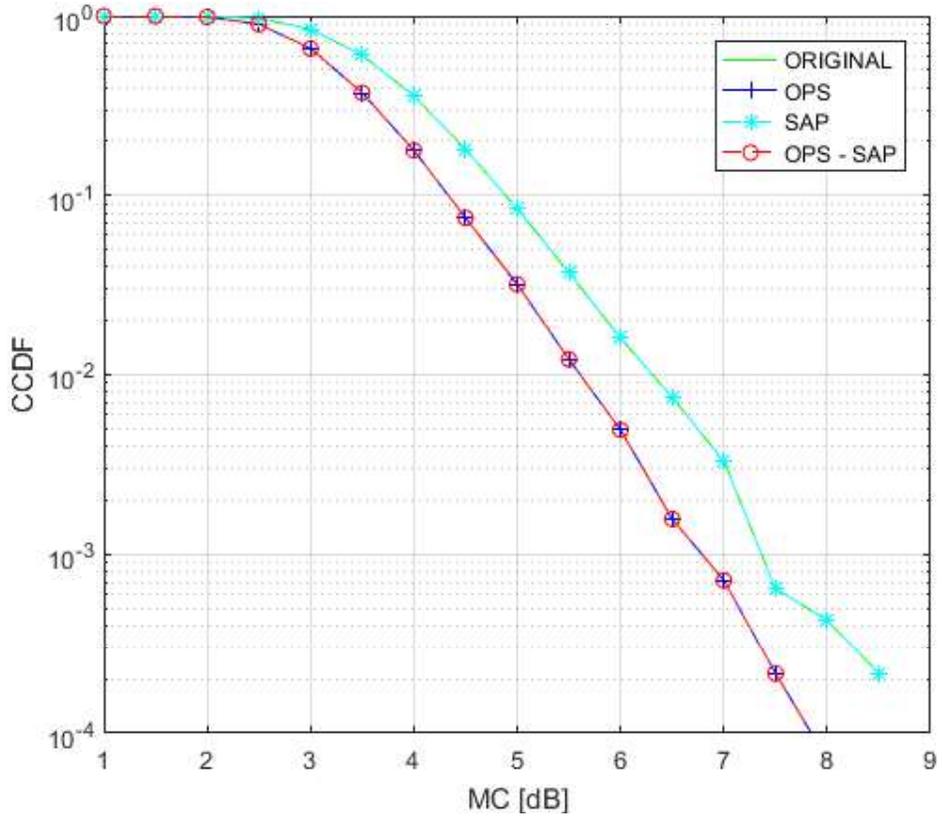


Figura 3.29. CCDF de la MC con ancho de banda de 1.4 MHz y modulación 16-QAM

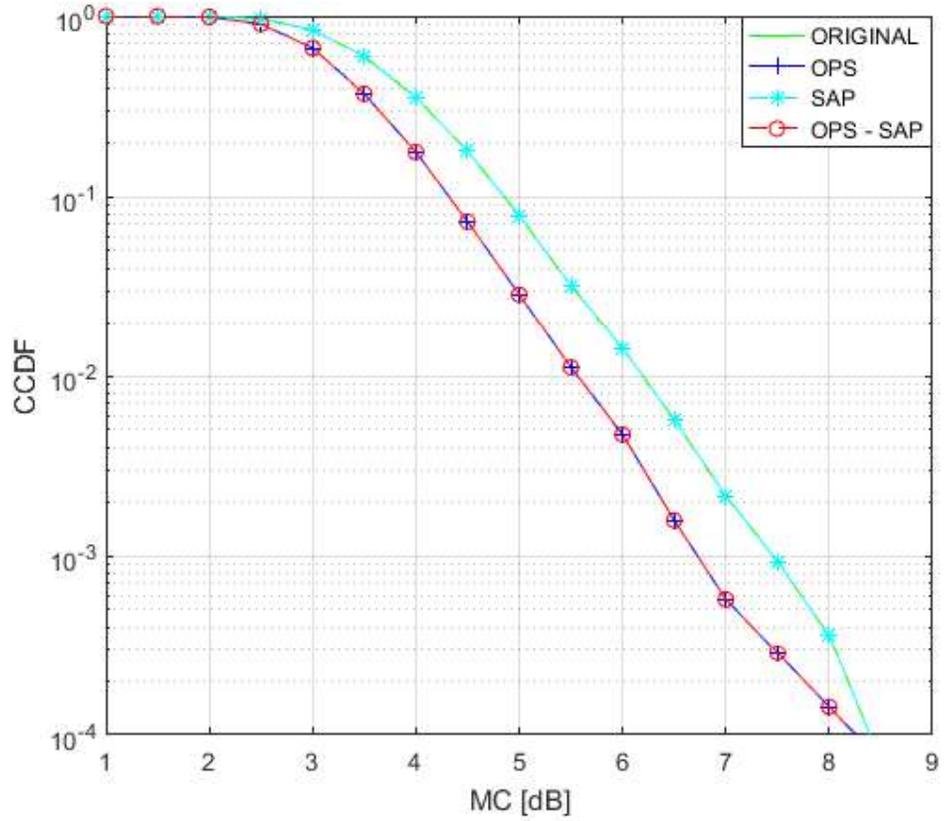


Figura 3.30. CCDF de la MC con ancho de banda de 1.4 MHz y modulación 64-QAM

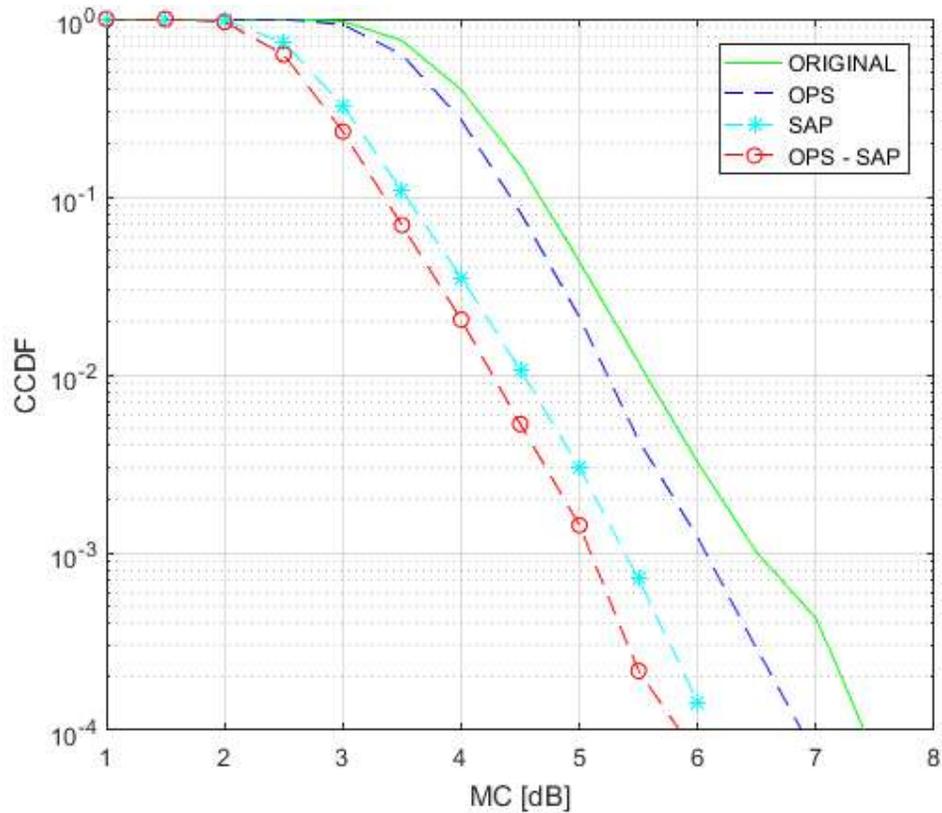


Figura 3.31. CCDF de la MC con ancho de banda de 3 MHz y modulación QPSK

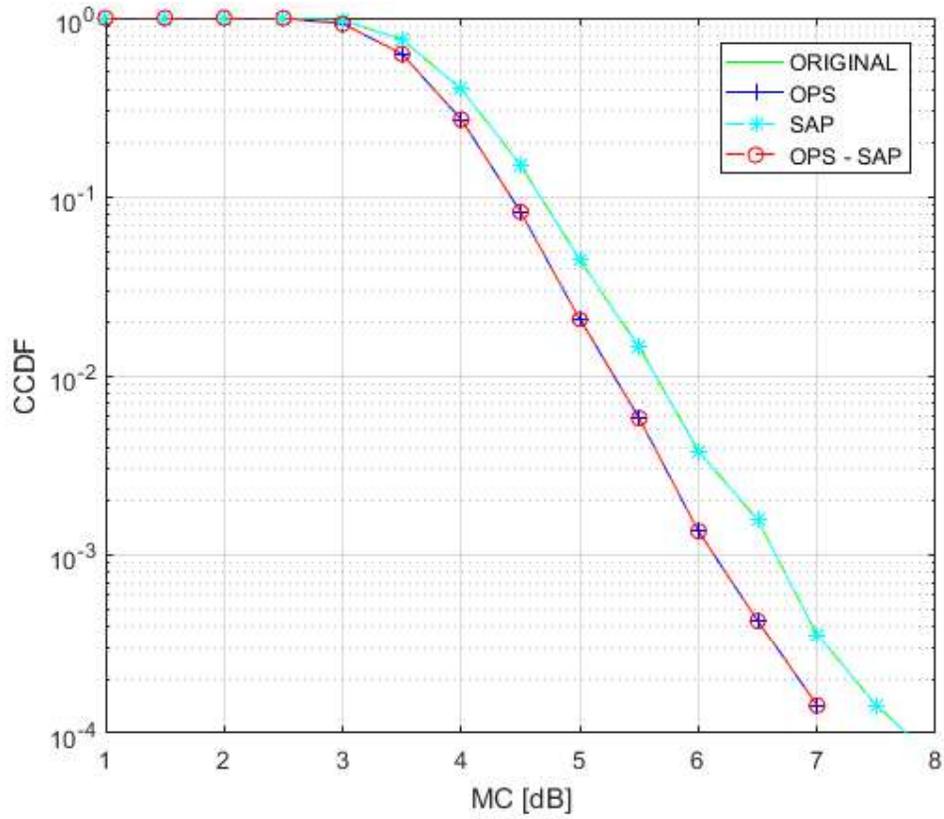


Figura 3.32. CCDF de la MC con ancho de banda de 3 MHz y modulación 16-QAM

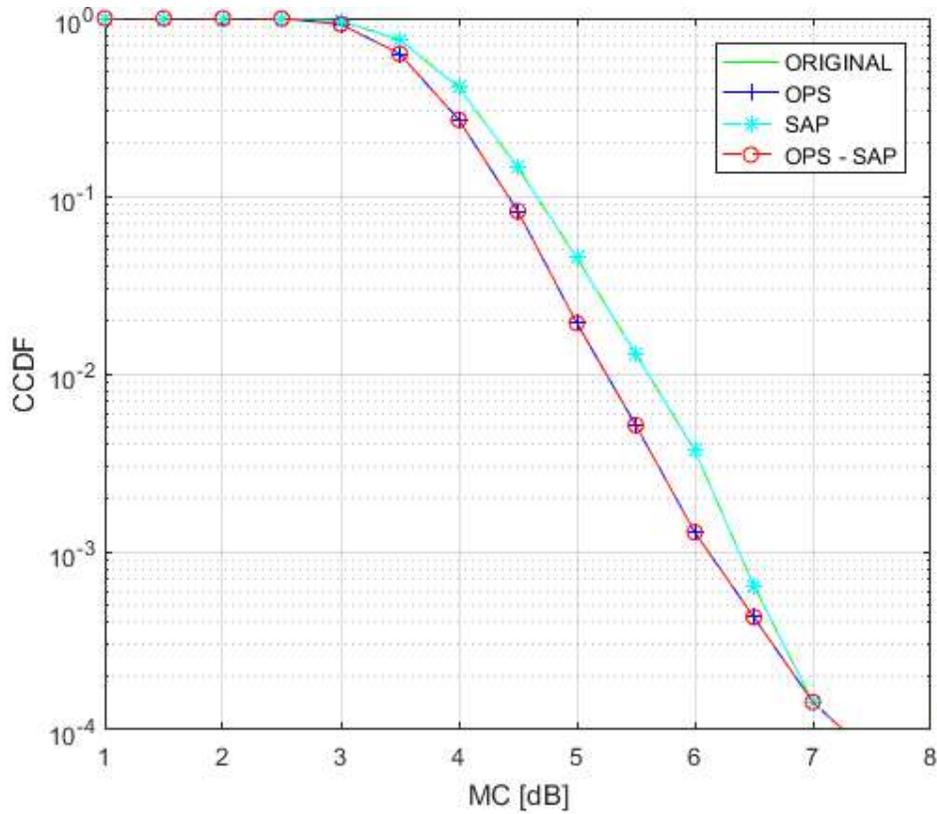


Figura 3.33. CCDF de la MC con ancho de banda de 3 MHz y modulación 64-QAM

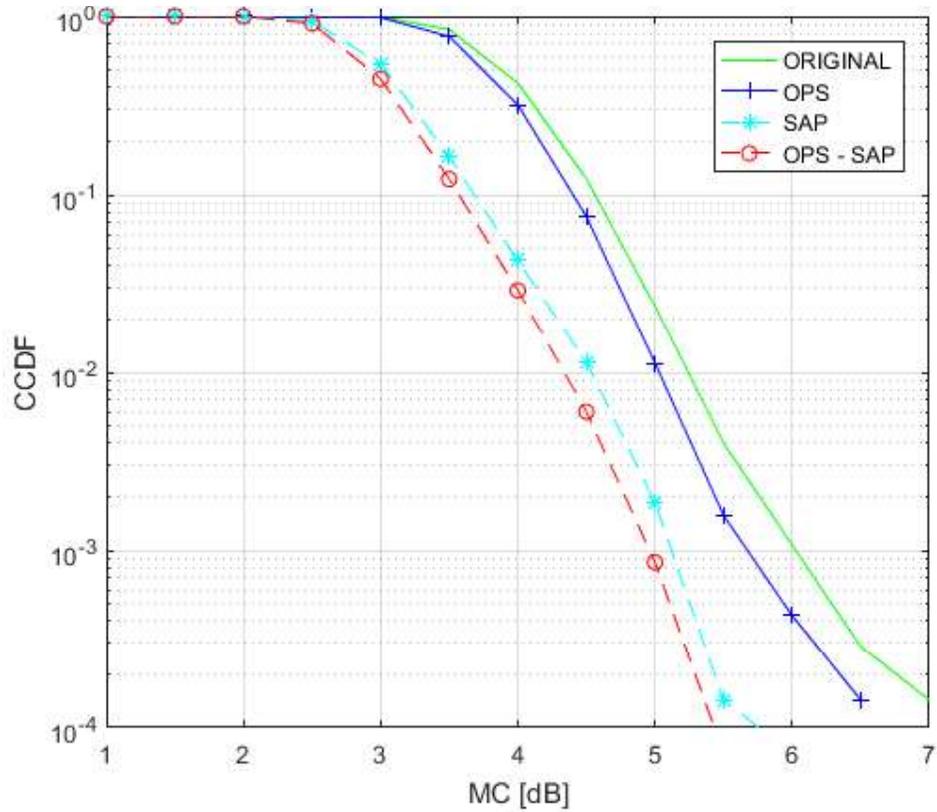


Figura 3.34. CCDF de la MC con ancho de banda de 5 MHz y modulación QPSK

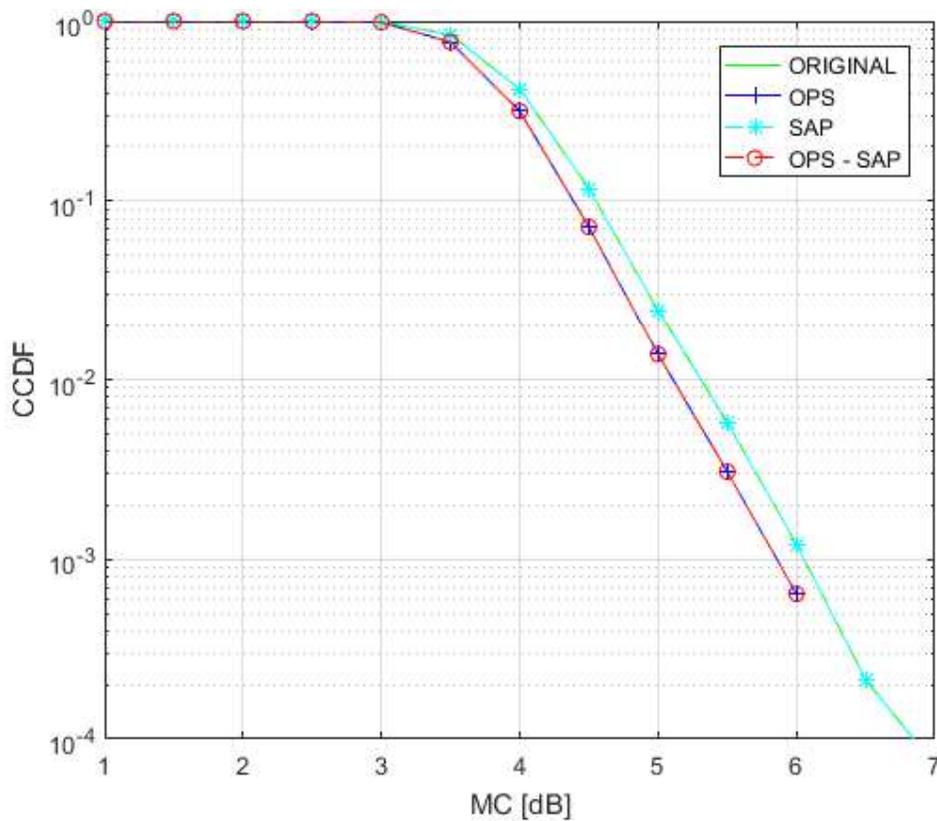


Figura 3.35. CCDF de la MC con ancho de banda de 5 MHz y modulación 16-QAM

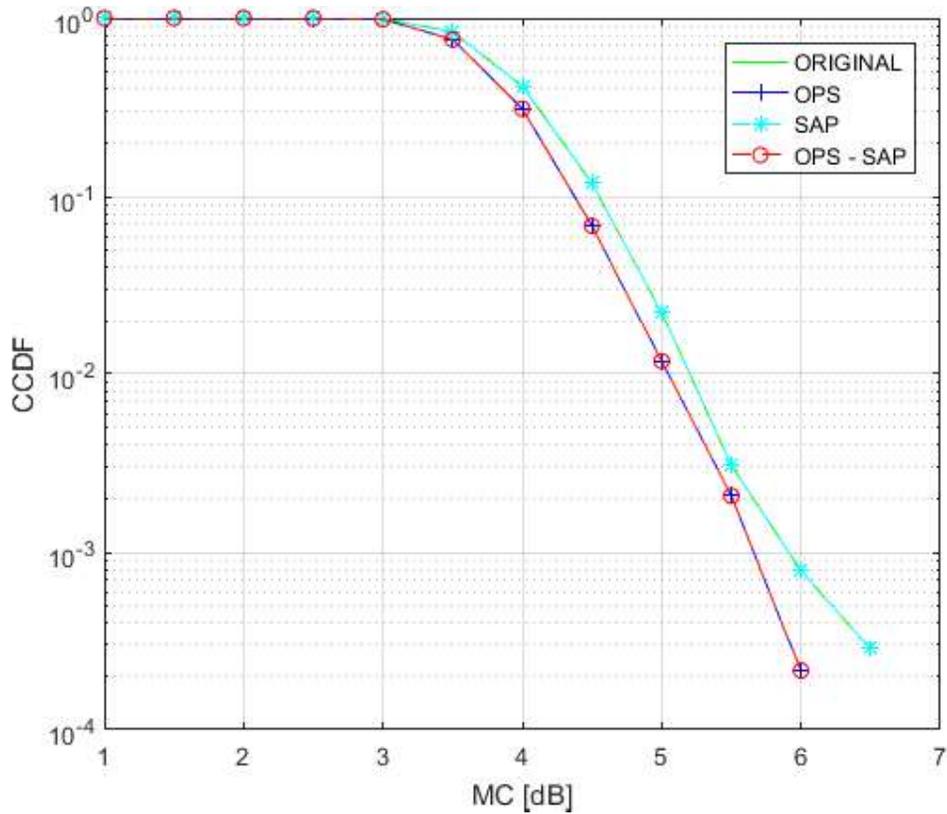


Figura 3.36. CCDF de la MC con ancho de banda de 5 MHz y modulación 64-QAM

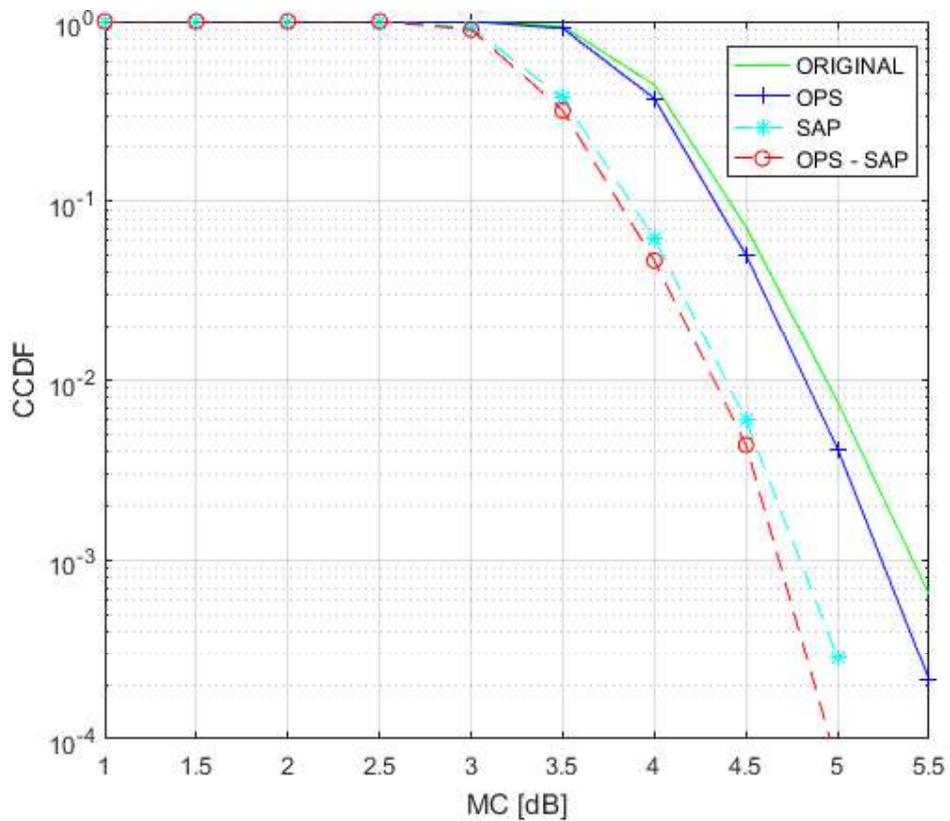


Figura 3.37. CCDF de la MC con ancho de banda de 10 MHz y modulación QPSK

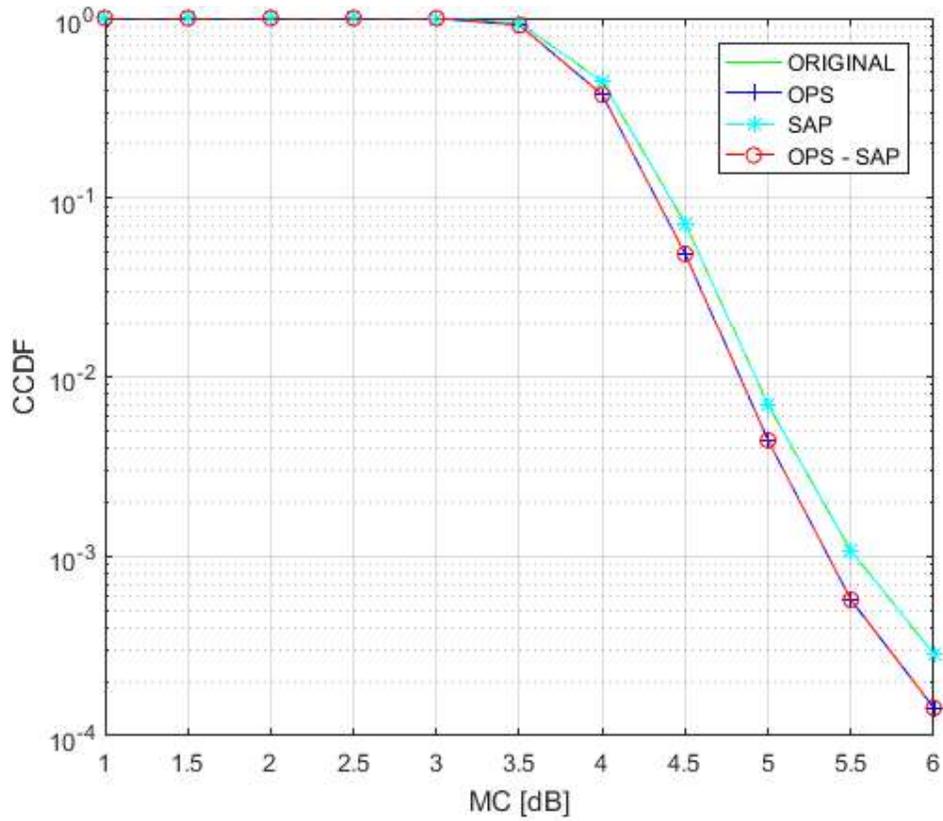


Figura 3.38. CCDF de la MC con ancho de banda de 10 MHz y modulación 16-QAM

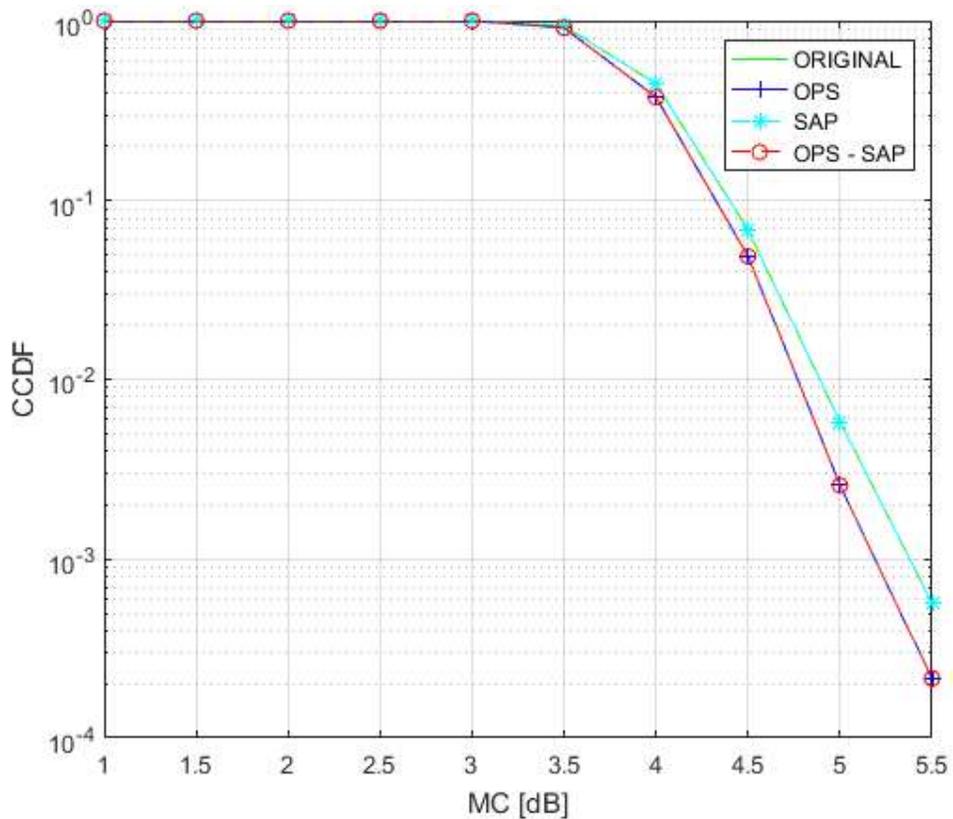


Figura 3.39. CCDF de la MC con ancho de banda de 10 MHz y modulación 64-QAM

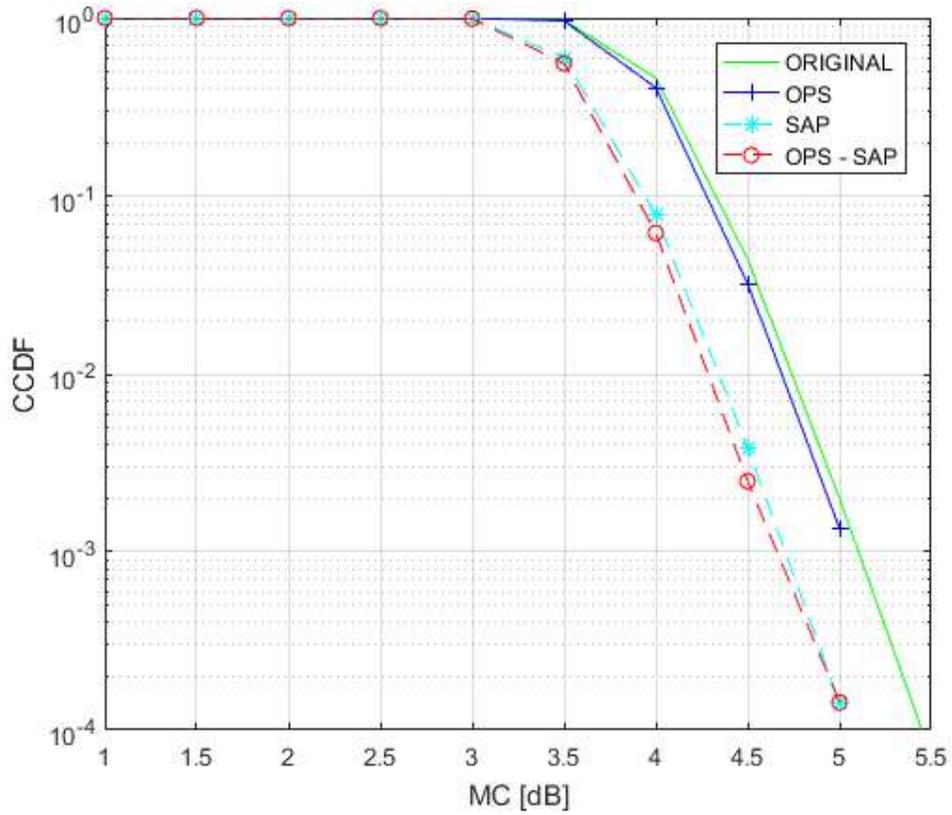


Figura 3.40. CCDF de la MC con ancho de banda de 15 MHz y modulación QPSK

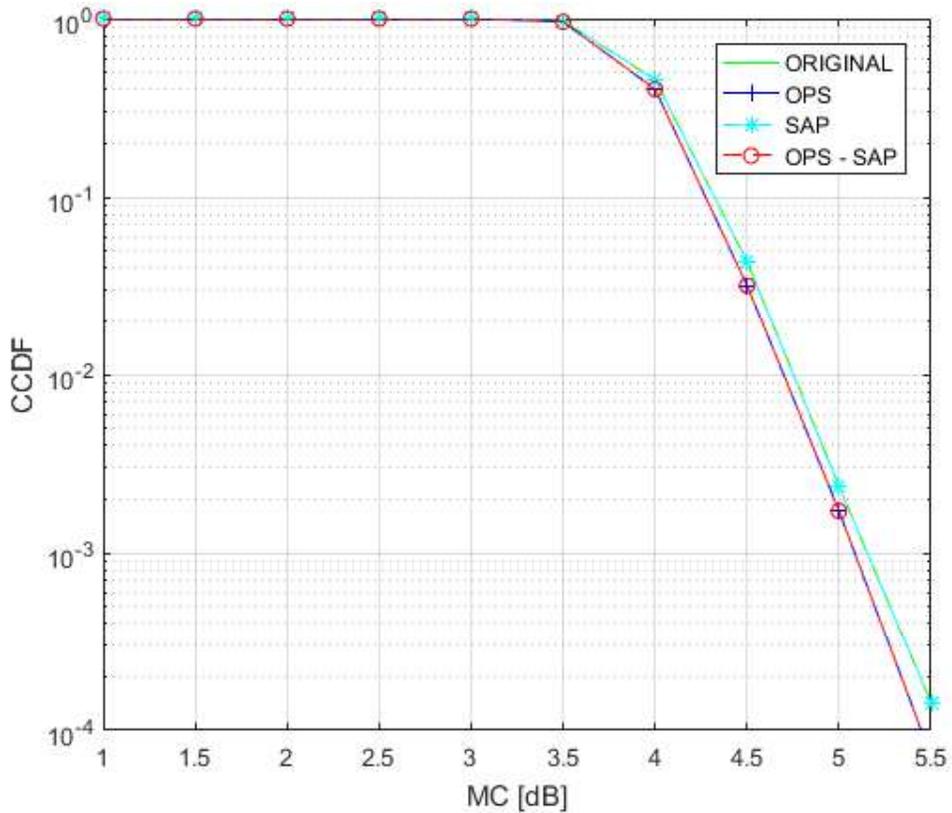


Figura 3.41. CCDF de la MC con ancho de banda de 15 MHz y modulación 16-QAM

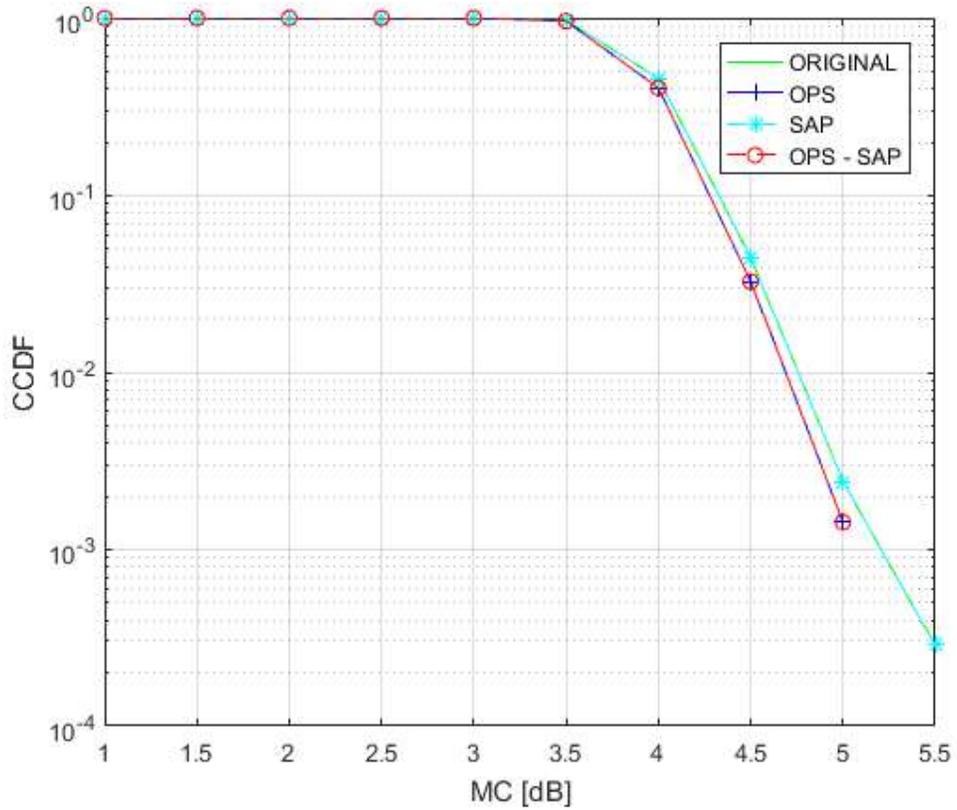


Figura 3.42. CCDF de la MC con ancho de banda de 15 MHz y modulación 64-QAM

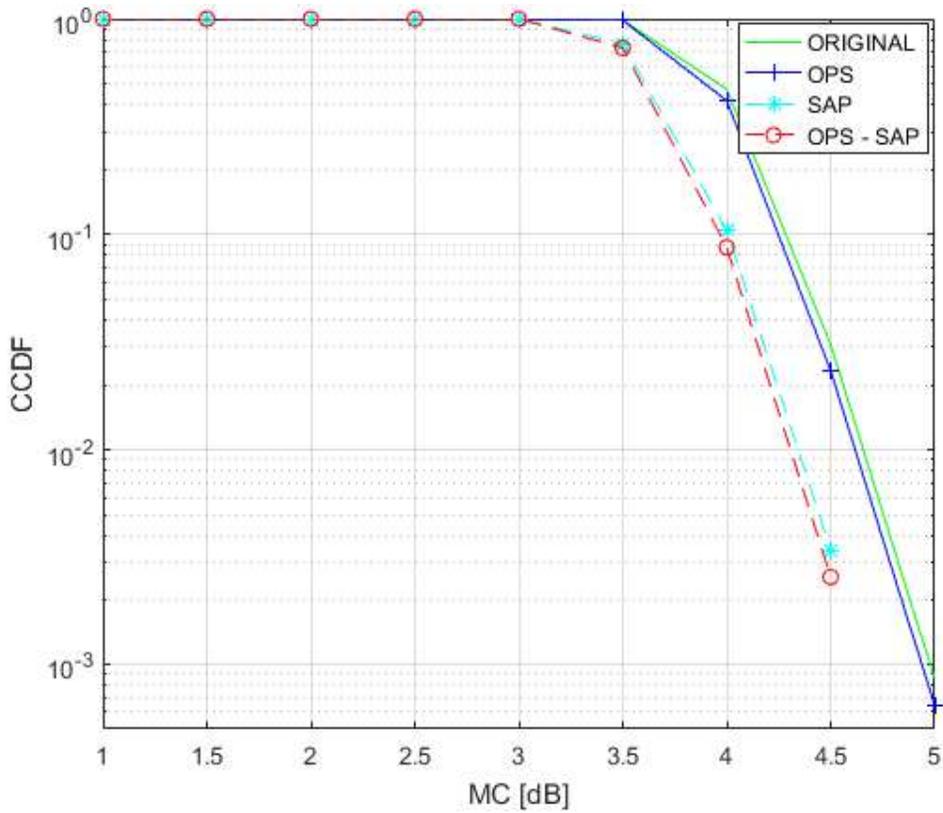


Figura 3.43. CCDF de la MC con ancho de banda de 20 MHz y modulación QPSK

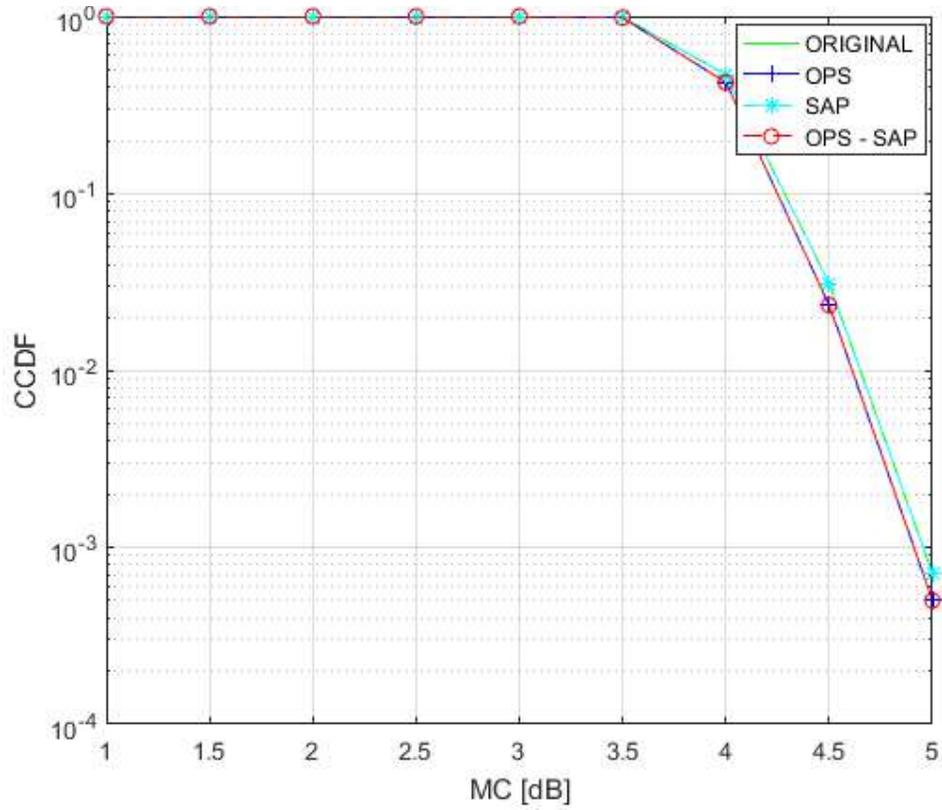


Figura 3.44. CCDF de la MC con ancho de banda de 20 MHz y modulación 16-QAM

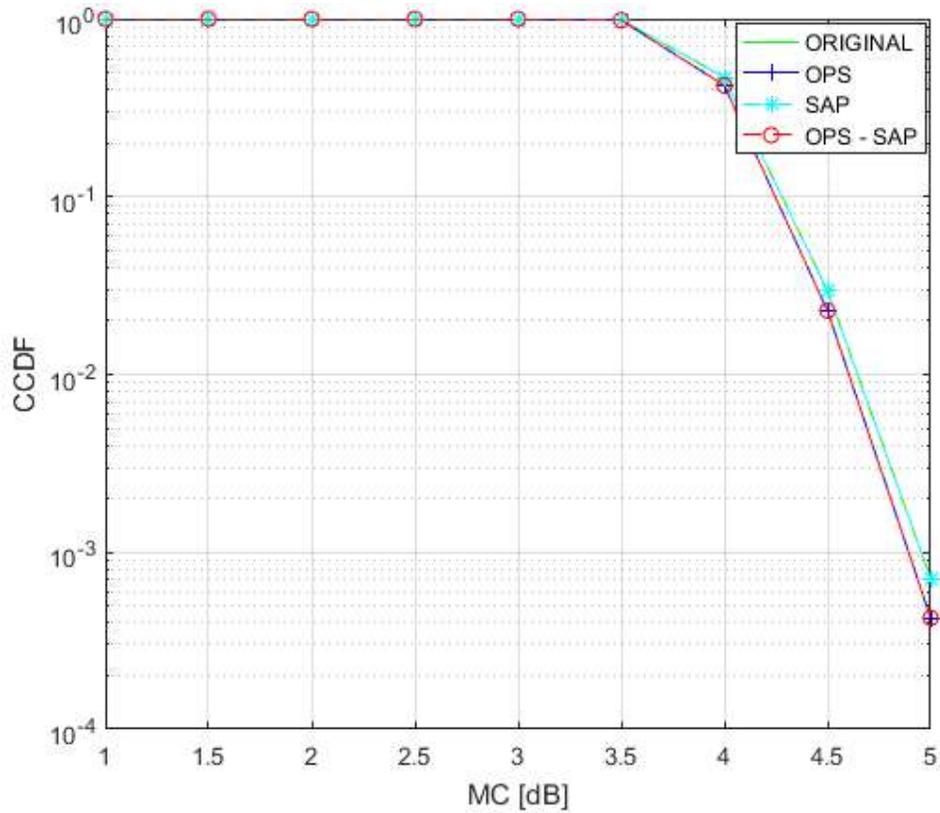


Figura 3.45. CCDF de la MC con ancho de banda de 20 MHz y modulación 64-QAM

3.3.1. ANÁLISIS DE RESULTADOS

Se considera simulaciones con cada uno de los anchos de banda y diferentes esquemas de modulación para comparar la forma en que se comportan los valores de métrica cúbica MC en términos de CCDF al aplicar a la señal original las técnicas OPS, SAP y OPS -SAP.

A continuación, se resume la ganancia de la MC al aplicar éstas técnicas para una probabilidad de 10^{-4} y con respecto a la señal original. Se analiza primero para un ancho de banda de 1.4 MHz.

- **Modulación QPSK:** Las curvas de OPS, SAP y OPS-SAP tienden a alejarse de la señal original hacia la derecha conforme aumenta el número de muestras, teniendo a una probabilidad de 10^{-4} , OPS una ganancia respecto a la señal original de aproximadamente 0.5 [dB], SAP ganancia de 1.5 [dB] y finalmente OPS-SAP una ganancia de 2 [dB].
- **Modulación 16-QAM:** En este caso se observa que la reducción de PAPR es menor que en el sistema con modulación QPSK. Para este esquema de modulación la ganancia respecto a la señal original de la señal aplicando SAP es prácticamente nula ya que toma los mismos valores que la señal original. Finalmente, la distancia, a una probabilidad de 10^{-4} , entre la señal original y la señal aplicando OPS es de alrededor de 0.6 [dB] al igual que con OPS-SAP.
- **Modulación 64-QAM:** El comportamiento de las curvas para esta modulación es semejante al obtenido con la modulación 16-QAM, ya que no se observa reducción de la PAPR en SAP mientras que la curva de OPS y OPS-SAP son las mismas con una ganancia respecto a la señal original de aproximadamente 0.6 [dB].

Después de la simulación de 100 tramas, se ha obtenido el valor promedio de métrica cúbica para cada uno de los anchos de banda y esquemas de modulación seleccionados. Estos valores se pueden visualizar en la Tabla 3.6, donde se han tomado los valores para una probabilidad de 10^{-4} .

Tabla 3.6. Valor promedio de métrica cúbica de 100 tramas simuladas en [dB]

MOD. TÉCNICA APLICADA	QPSK				16-QAM				64-QAM			
	Original	OPS	SAP	OPS-SAP	Original	OPS	SAP	OPS-SAP	Original	OPS	SAP	OPS-SAP
1.4 MHz	3,81	3,37	2,87	2,51	3,80	3,36	3,80	3,36	3,78	3,36	3,78	3,36
3 MHz	3,92	3,72	2,85	2,71	3,92	3,72	3,92	3,72	3,92	3,72	3,92	3,72
5 MHz	3,95	3,83	3,10	3,01	3,95	3,83	3,95	3,83	3,95	3,82	3,95	3,82
10 MHz	3,98	3,92	3,43	3,38	3,98	3,92	3,98	3,92	3,98	3,92	3,98	3,92
15 MHz	3,99	3,95	3,59	3,56	3,99	3,95	3,99	3,95	3,99	3,95	3,99	3,95
20 MHz	4,00	3,97	3,68	3,66	4,00	3,97	4,00	3,97	4,00	3,97	4,00	3,97

Tomando en cuenta el análisis de resultados se puede observar lo siguiente:

- El valor de métrica cúbica va aumentando conforme aumenta el ancho de banda y esquema de modulación.
- La técnica SAP aplicada de forma independiente, muestra una ganancia significativa en la reducción de la métrica cúbica solamente en el esquema de modulación QPSK, a diferencia de los otros dos esquemas de simulación, ya que los valores promedio de métrica cúbica aplicando esta técnica son iguales a los de la señal original.
- La técnica SAP muestra mayor reducción de la métrica cúbica en los primeros anchos de banda, teniendo en el primer ancho de banda una ganancia respecto a la señal original de la técnica SAP de 0.95 [dB] y a medida que aumenta el ancho de banda finaliza en 20 MHz con una ganancia respecto a la señal original de 0.32 [dB].
- La técnica OPS muestra mayor reducción de la métrica cúbica en los primeros anchos de banda, se inicia obteniendo una reducción de 0.42 [dB], y a medida que aumenta el ancho de banda, se finaliza en 20 MHz con una reducción de solamente 0.03 [dB].
- De forma general, la técnica OPS -SAP muestra mayor reducción de la métrica cúbica en los primeros anchos de banda y con el primer esquema de simulación, teniendo una reducción mayor a 0.5 [dB], mientras que para los anchos de banda mayores a 10 MHz y con esquemas de simulación de 16-QAM y 64-QAM se tiene una reducción menor a 0.5 [dB].

3.4. RESULTADOS DE PSD

El transmisor LTE necesita pasar por la etapa de amplificación antes de poder transmitir la señal, esta etapa se realiza con la ayuda de un amplificador de alta potencia (HPA), es por tal motivo que se deben analizar los efectos que causa este dispositivo al usarse. Para verificar estos efectos, se hace uso del cálculo de la PSD cuyos resultados se los presenta a continuación.

Para visualizar el comportamiento del HPA, se presenta en cada una de las siguientes figuras la PSD, después de que la señal OFDM correspondiente a 14 símbolos de una trama, con sobremuestreo pase por el HPA tanto con técnica de reducción como sin técnica de reducción OPS-SAP. Un resumen de las figuras se presenta en la Tabla 3.7.

Tabla 3.7. Figuras de los resultados de PSD de la simulación

ANCHO DE BANDA (MHz)	MODULACIÓN	No FIGURA
1.4	QPSK	3.46
	16-QAM	3.47
	64-QAM	3.48
3	QPSK	3.49
	16-QAM	3.50
	64-QAM	3.51
5	QPSK	3.52
	16-QAM	3.53
	64-QAM	3.54
10	QPSK	3.55
	16-QAM	3.56
	64-QAM	3.57
15	QPSK	3.58
	16-QAM	3.59
	64-QAM	3.60
20	QPSK	3.61
	16-QAM	3.62
	64-QAM	3.63

Se presenta una figura para cada ancho de banda con cada uno de los esquemas de modulación, en donde la curva que representa el espectro de la señal sin aplicar la técnica OPS-SAP se grafica como una línea continua con color verde, mientras que las curvas en las que se aplicó las técnicas OPS y SAP por separado son la línea de color azul y la línea de color celeste, respectivamente. Finalmente, la señal aplicada OPS-SAP se representa en color rojo.

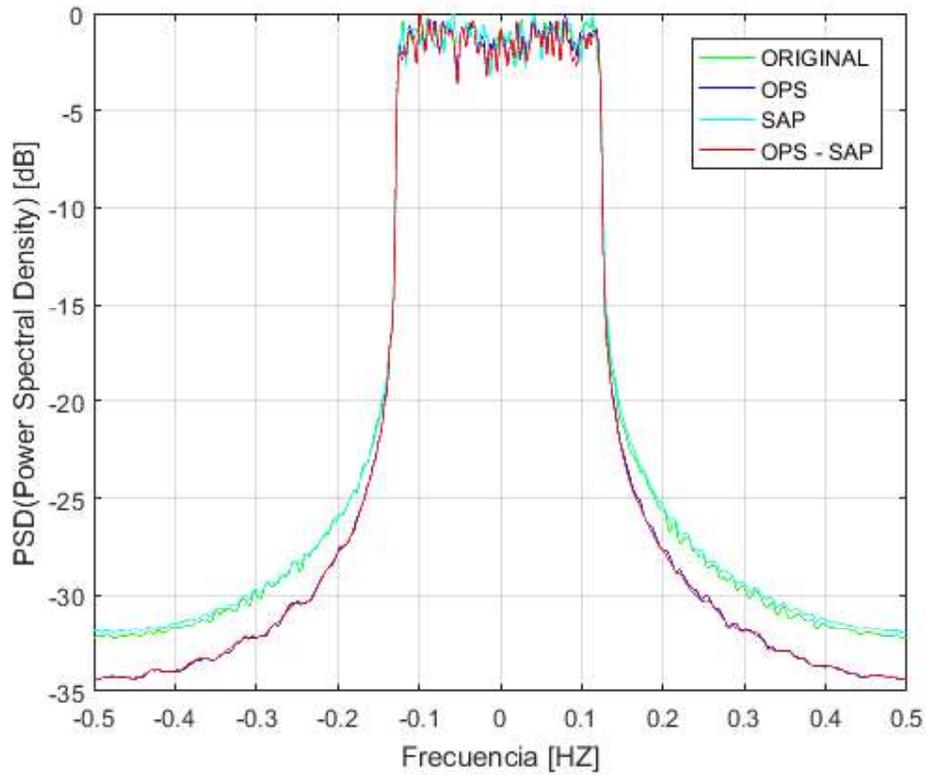


Figura 3.46. PSD con ancho de banda de 1.4 MHz y modulación QPSK

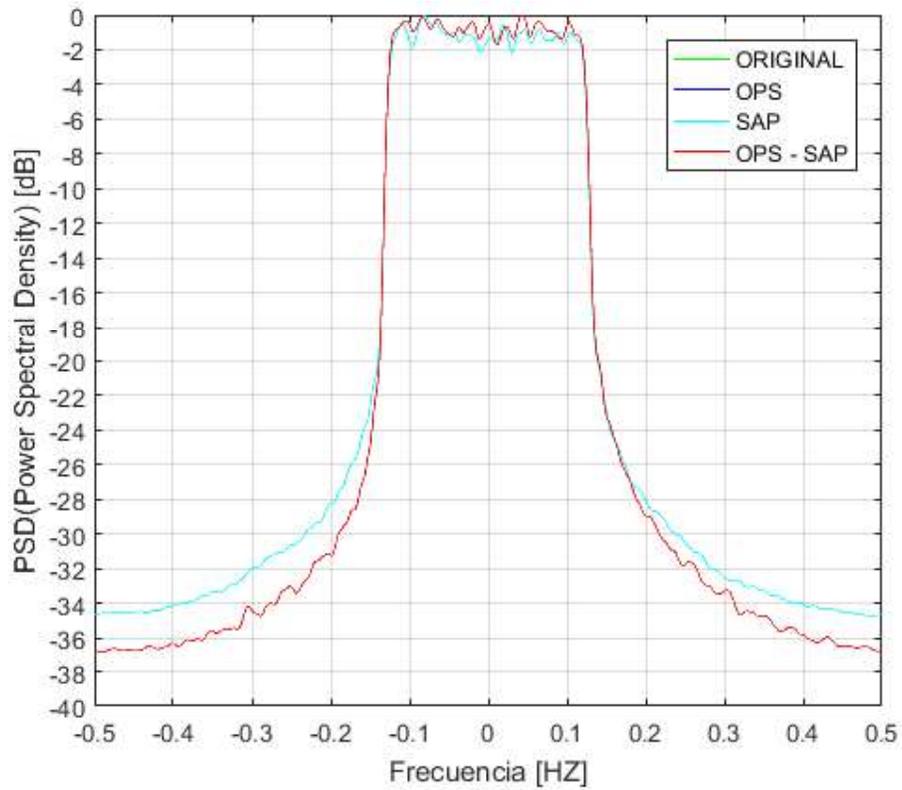


Figura 3.47. PSD con ancho de banda de 1.4 MHz y modulación 16-QAM

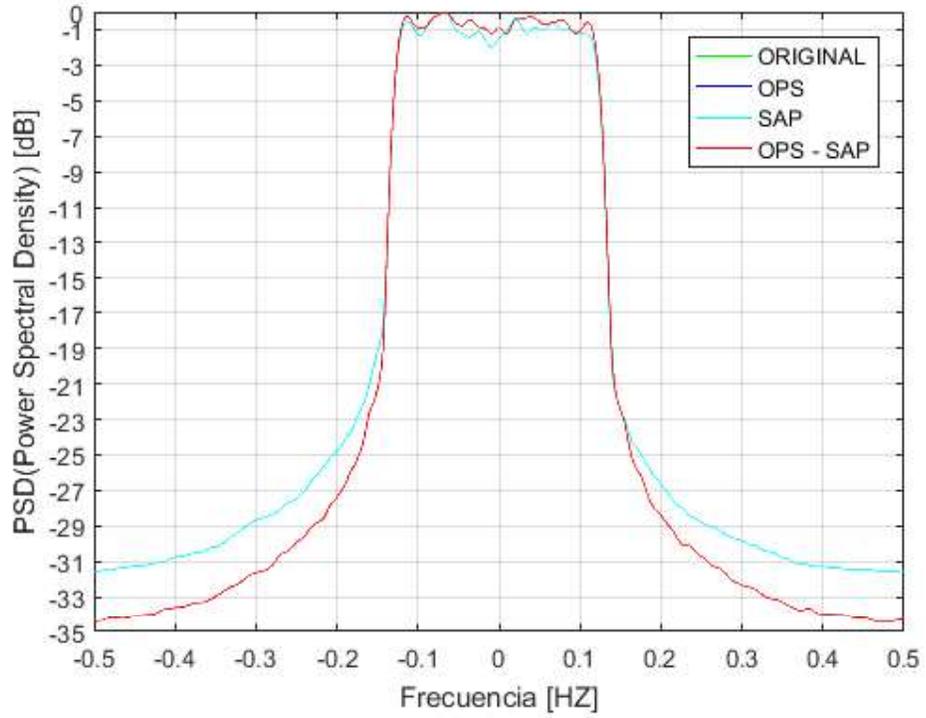


Figura 3.48. PSD con ancho de banda de 1.4 MHz y modulación 64-QAM

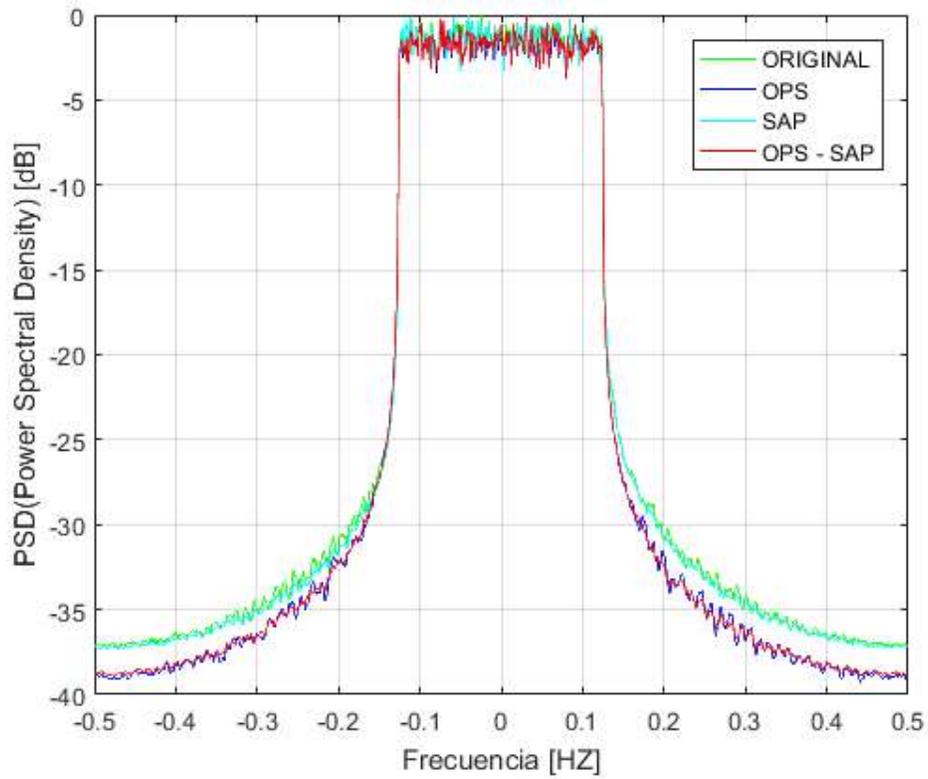


Figura 3.49. PSD con ancho de banda de 3 MHz y modulación QPSK

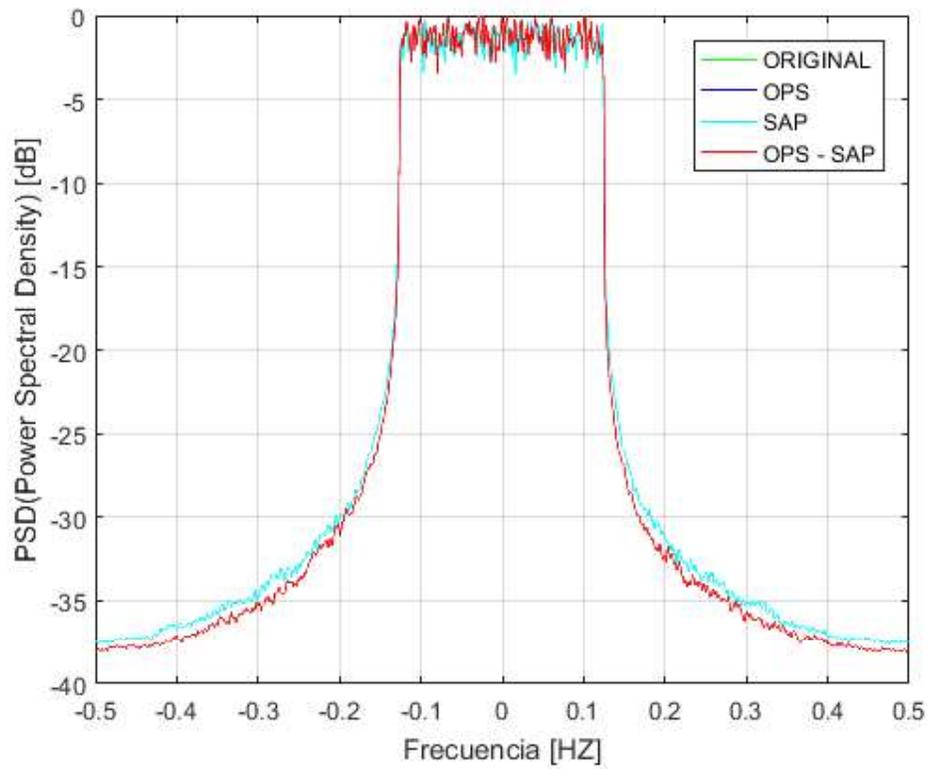


Figura 3.50. PSD con ancho de banda de 3 MHz y modulación 16-QAM

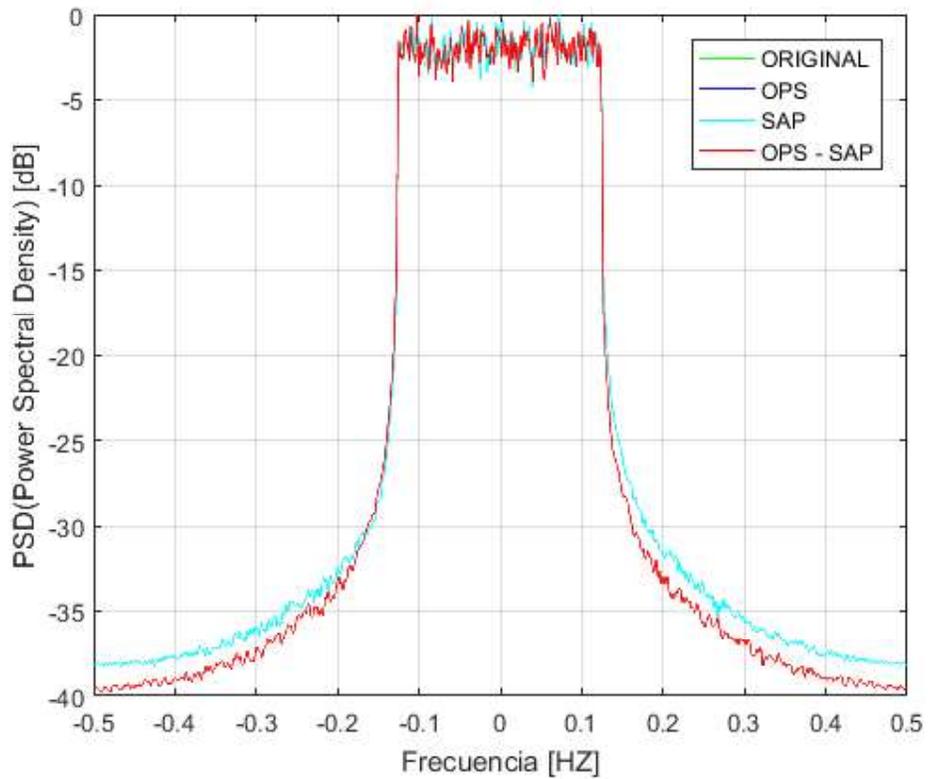


Figura 3.51. PSD con ancho de banda de 3 MHz y modulación 64-QAM

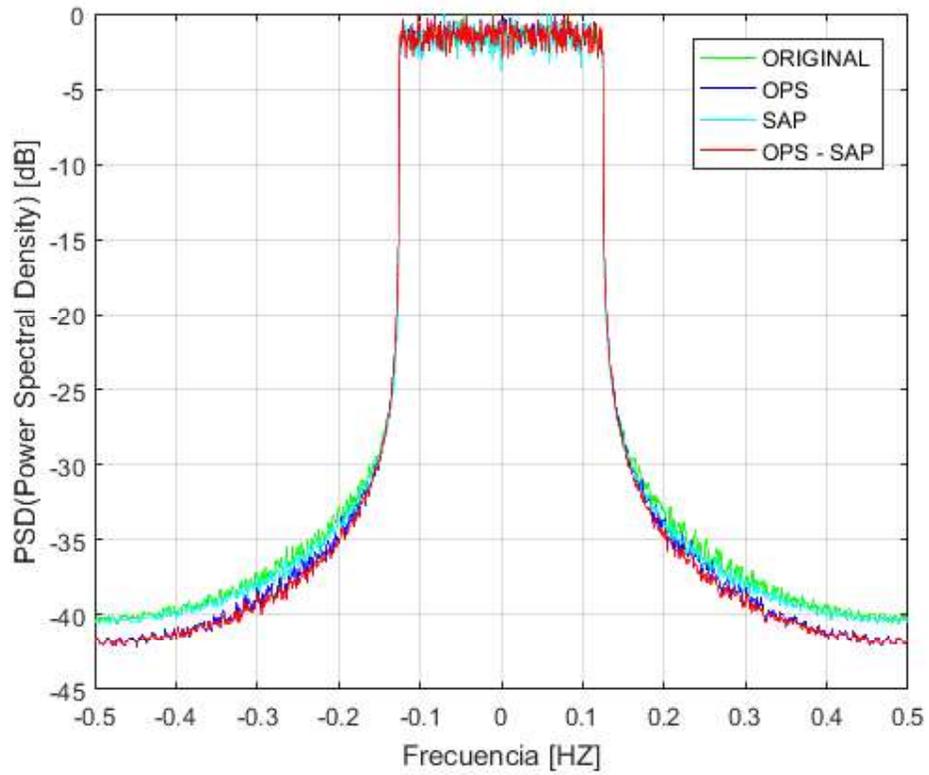


Figura 3.52. PSD con ancho de banda de 5 MHz y modulación QPSK

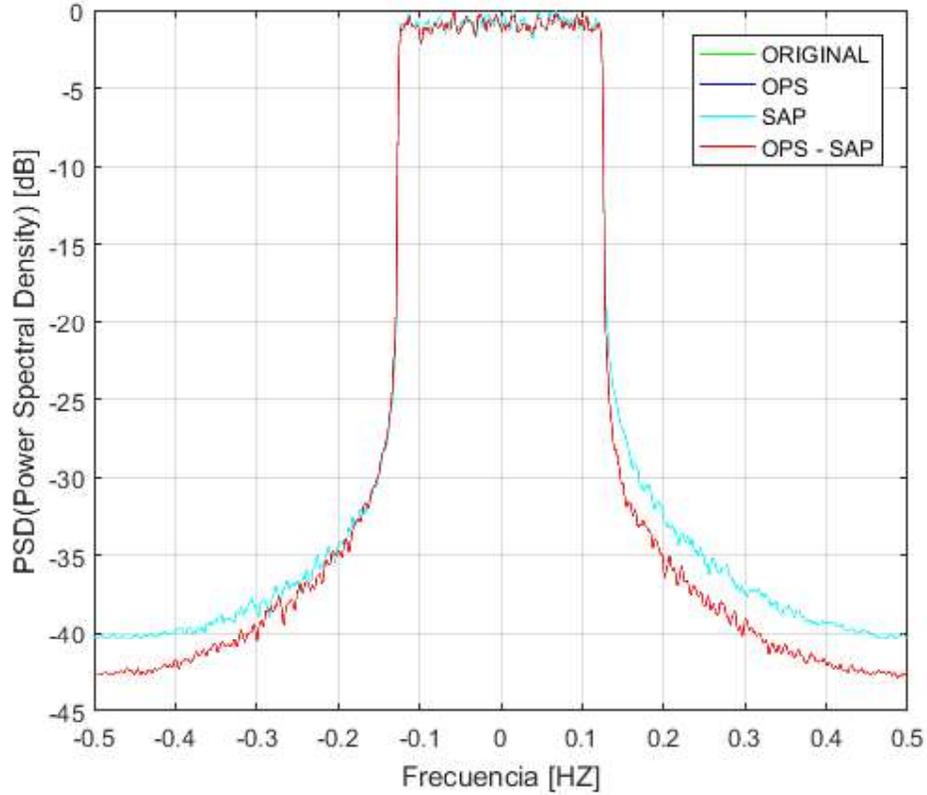


Figura 3.53. PSD con ancho de banda de 5 MHz y modulación 16-QAM

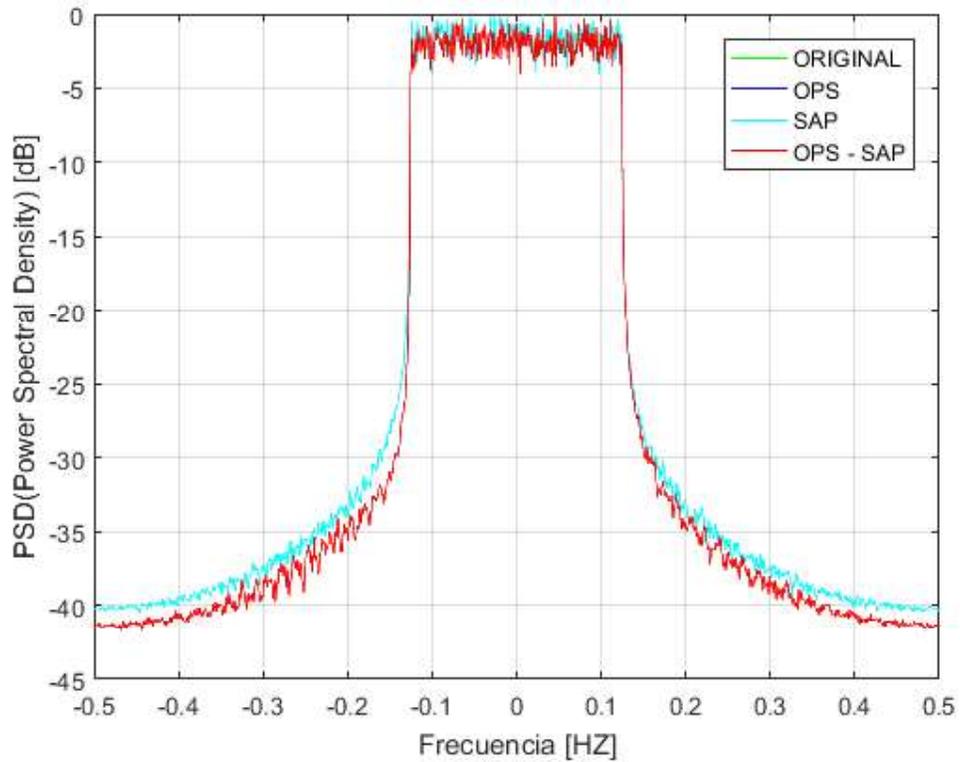


Figura 3.54. PSD con ancho de banda de 5 MHz y modulación 64-QAM

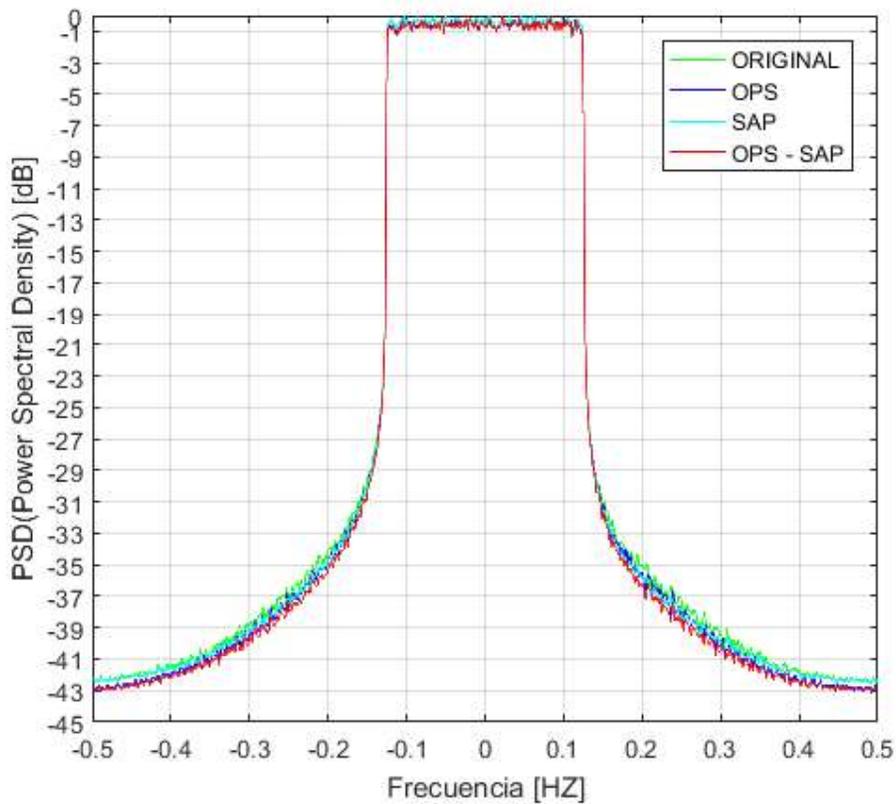


Figura 3.55. PSD con ancho de banda de 10 MHz y modulación QPSK

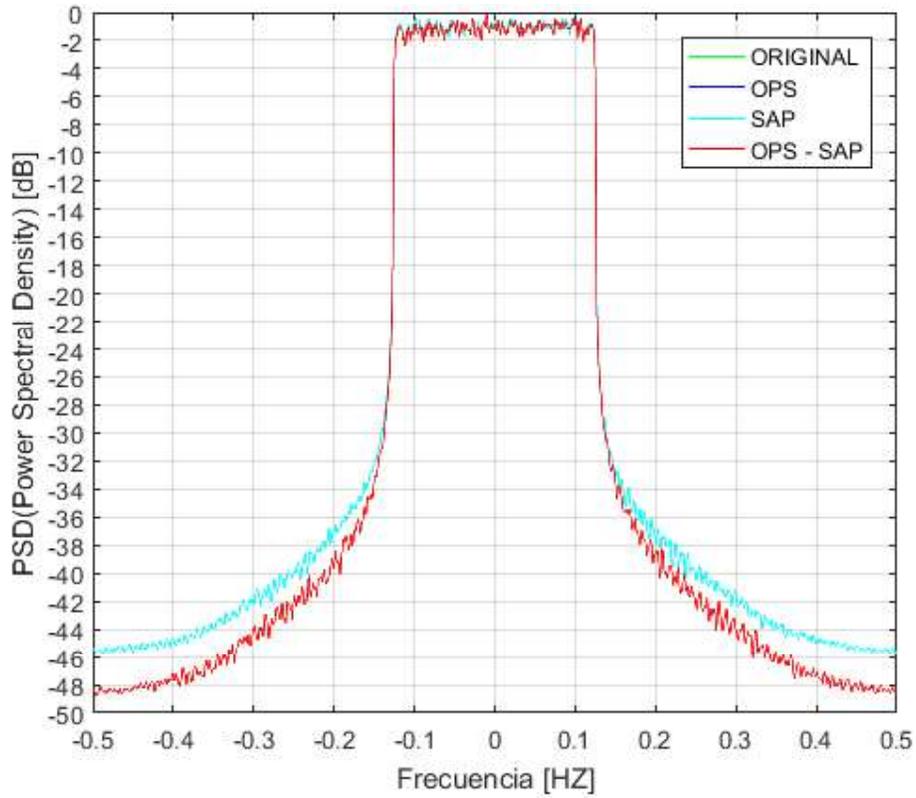


Figura 3.56. PSD con ancho de banda de 10 MHz y modulación 16-QAM

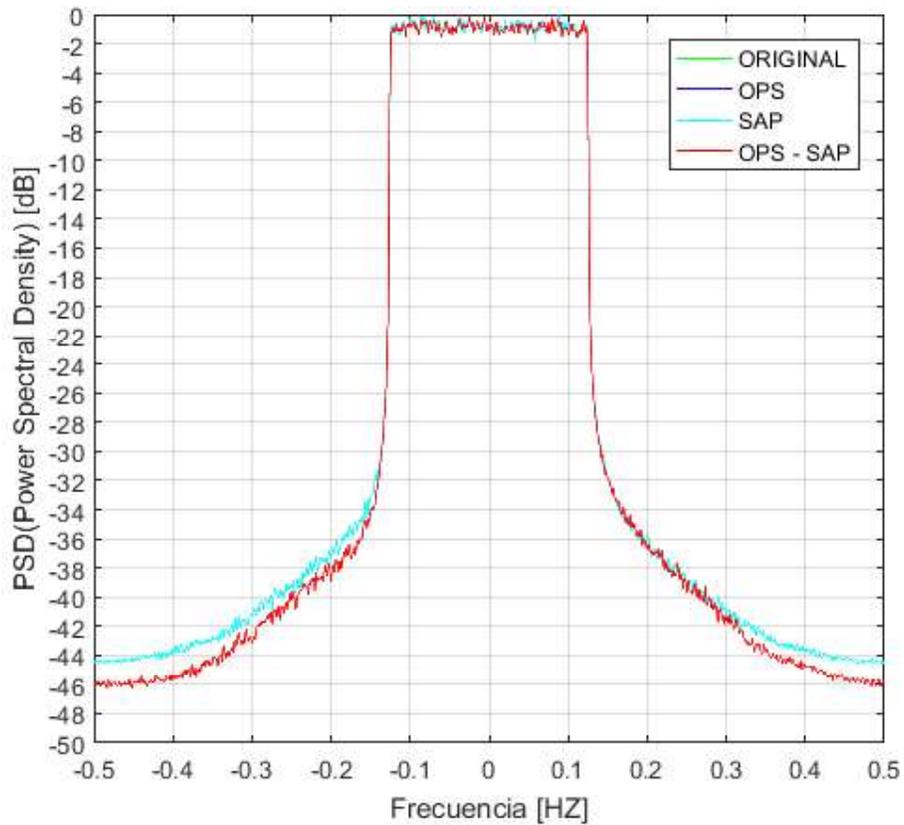


Figura 3.57. PSD con ancho de banda de 10 MHz y modulación 64-QAM

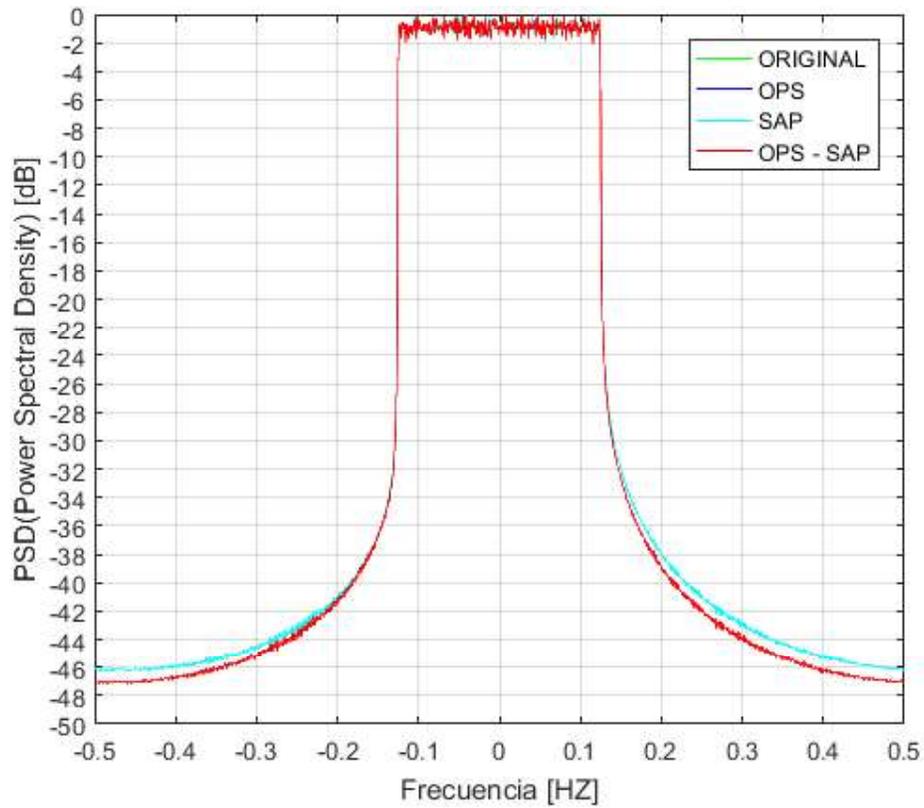


Figura 3.58. PSD con ancho de banda de 15 MHz y modulación QPSK

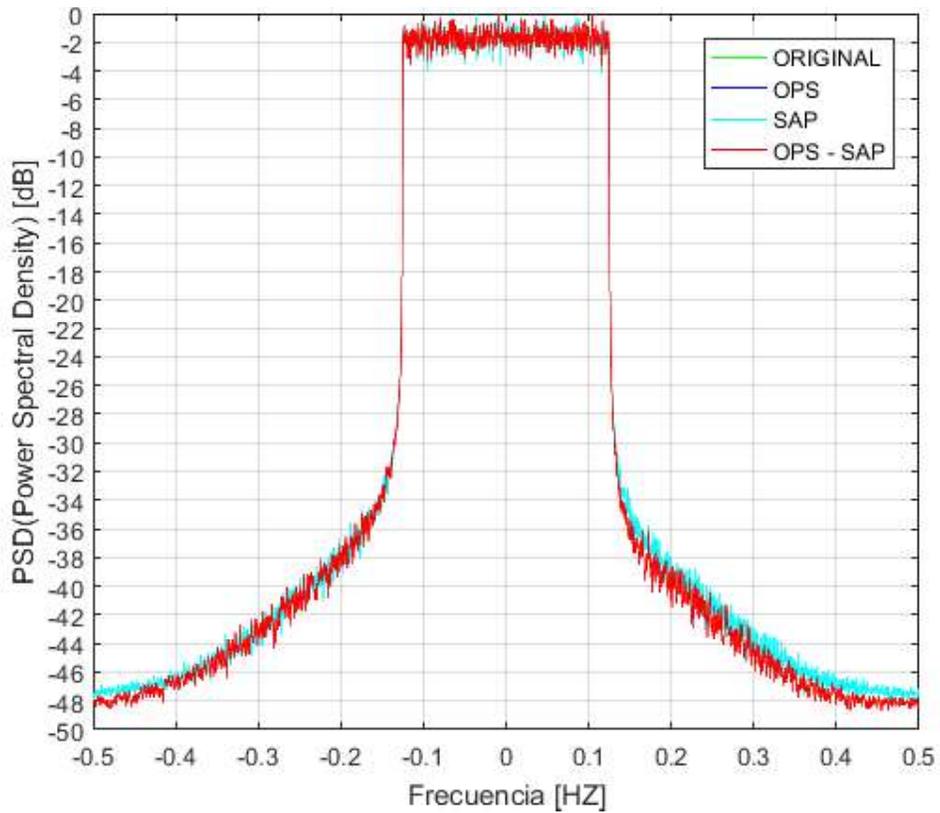


Figura 3.59. PSD con ancho de banda de 15 MHz y modulación 16-QAM

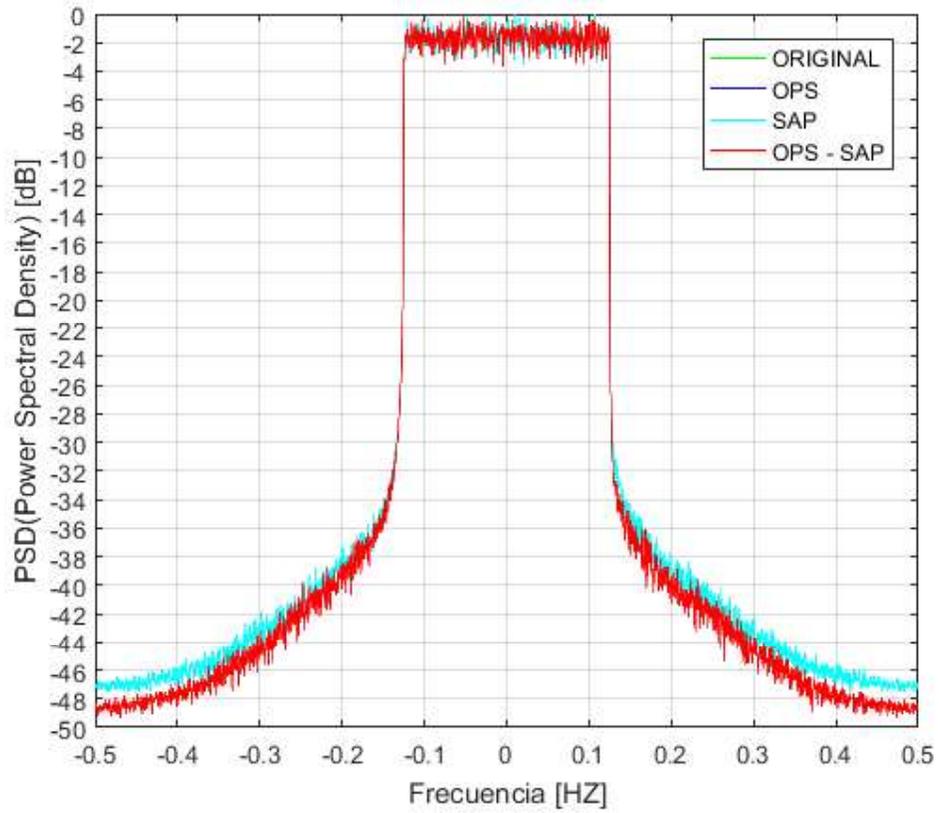


Figura 3.60. PSD con ancho de banda de 15 MHz y modulación 64-QAM

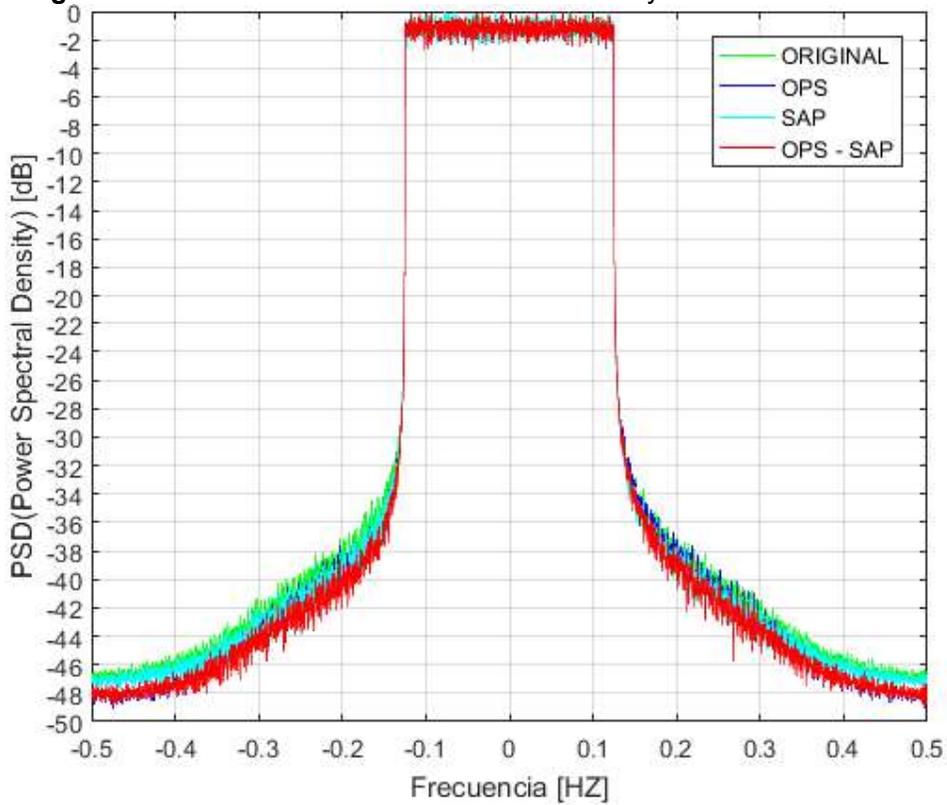


Figura 3.61. PSD con ancho de banda de 20 MHz y modulación QPSK

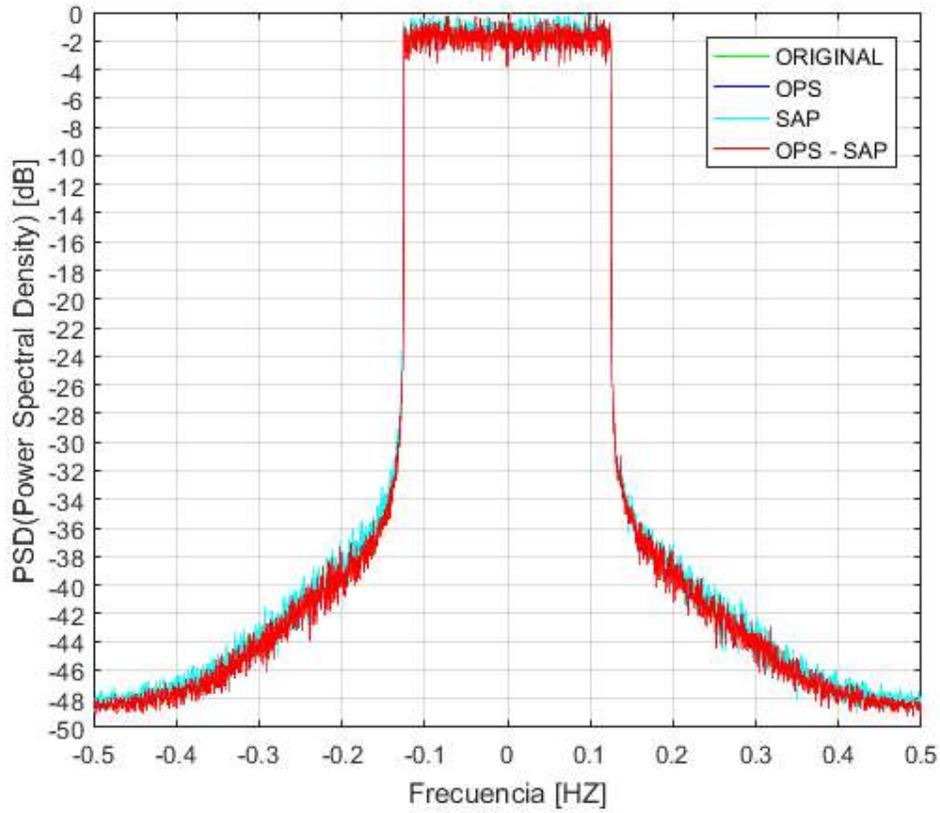


Figura 3.62. PSD con ancho de banda de 20 MHz y modulación 16-QAM

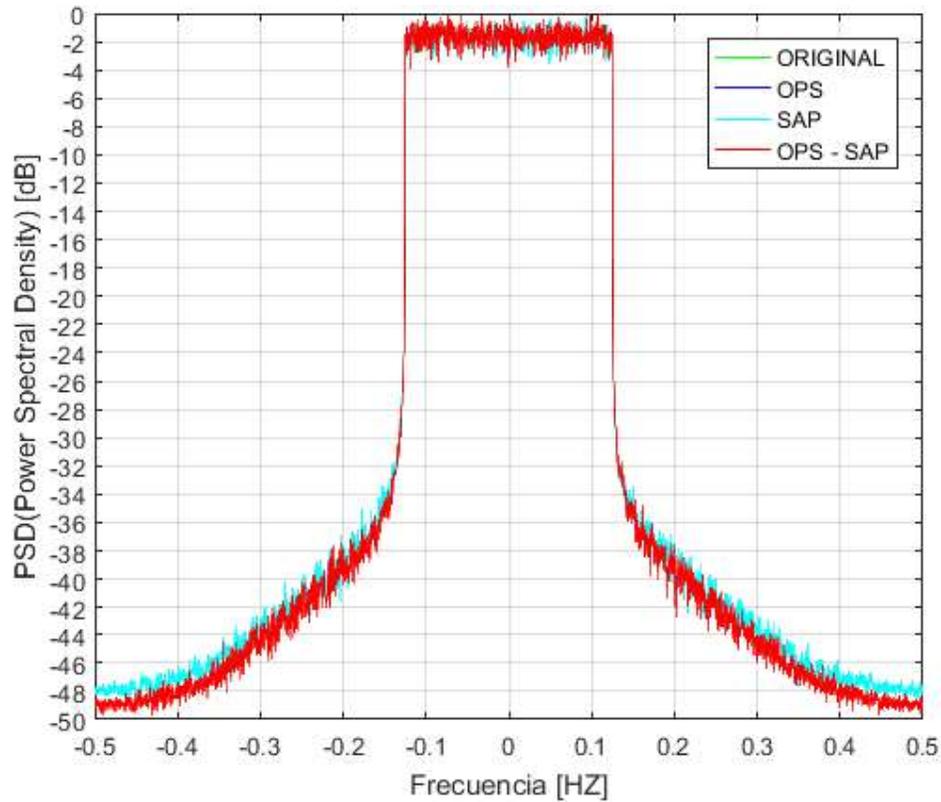


Figura 3.63. PSD con ancho de banda de 20 MHz y modulación 64-QAM

Se puede observar en las figuras anteriores que el comportamiento del espectro de la señal con y sin la aplicación de la técnica OPS-SAP es semejante para cada uno los anchos de banda y que la reducción de la radiación fuera de banda respecto a la señal original es pequeña y conforme el ancho de banda y el nivel de modulación aumenta, esta reducción disminuye, por ello, se presenta un resumen de los valores aproximados de esta reducción máxima en [dB] principalmente entre la señal original y la señal aplicando la técnica OPS-SAP. El resumen se visualiza en la Tabla 3.8.

Tabla 3.8. Valores aproximados en [dB] de reducción máxima de radiación fuera de banda en base a la PSD

MODULACION / ANCHO DE BANDA	QPSK	16-QAM	64-QAM
1.4 MHz	2,30	2,00	4,00
3 MHz	1,90	1,00	1,50
5 MHz	1,80	2,50	1,20
10 MHz	2,00	2,10	1,90
15 MHz	1,00	2,00	1,20
20 MHz	1,00	0,90	1,00

Tomando los valores que se presentan en la Tabla 3.8 y las gráficas anteriores se puede observar lo siguiente:

- La reducción de la radiación fuera de banda, en todos los anchos de banda, es mayor para el esquema de modulación QPSK, mientras que para la modulación QAM esta reducción disminuye conforme aumente el nivel de modulación. Esto se debe a que con QPSK, la reducción de la PAPR es mayor.
- También se puede visualizar que, a mayor ancho de banda se tiene una menor reducción de las distorsiones, es decir, el efecto de la técnica OPS-SAP es más eficiente en anchos de banda iguales o menores a 10 MHz, donde se tiene una reducción aproximada de 1 [dB] mientras que en anchos de banda superiores se observa una reducción menor a 1 [dB].

4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En este capítulo se recogen las principales conclusiones y recomendaciones de este Trabajo de Titulación.

4.1. CONCLUSIONES

En este trabajo de titulación se analizó experimentalmente el rendimiento de una técnica de corrección de la PAPR elevada en señales OFDM conocida como OPS-SAP para transmisiones en el enlace descendente de LTE, se diseñó y simuló con éxito en MATLAB la capa física en el lado del transmisor OFDM de dicha tecnología. Para estas simulaciones se tomó en cuenta 6 tipos de ancho banda, longitud de prefijo cíclico normal, 3 tipos de modulación y 100 tramas a transmitirse por simulación. De estas simulaciones se extrajo las siguientes conclusiones:

- Según los resultados obtenidos, el valor de la PAPR aumenta conforme aumenta el número de subportadoras, es decir, a medida que aumenta el ancho de banda. Esto se debe a que el número de *resource elements* por símbolo OFDM dependen de N y al tener mayor número de *resource elements* existe la posibilidad que se creen más picos de potencia.
- La técnica OPS-SAP muestra mayor reducción de la PAPR en los primeros anchos de banda y con el primer esquema de modulación (QPSK). Esto se evidencia mediante el análisis de las tablas e imágenes de las gráficas de CCDF de la PAPR y CCDF de la MC presentadas en el capítulo 3. Se muestra que la técnica OPS-SAP reduce el valor de la PAPR, en señales OFDM-LTE para el enlace descendente, en promedio de 1.57 [dB] (con métrica PAPR) y 1.14 [dB] (con métrica MC) en las condiciones más favorables para esta técnica, que son con los anchos de banda 1.4, 3 y 5 MHz con esquema de modulación QPSK.
- Al aplicar la técnica propuesta OPS-SAP a una señal OFDM LTE con el esquema de modulación 16-QAM y 64-QAM se evidencia una menor reducción de la PAPR respecto a QPSK. Esto se debe a que a medida que aumenta el nivel de modulación, la cantidad de puntos en un diagrama de constelación a predistorcionar es menor, por ello al aplicar la segunda etapa de la técnica OPS-SAP, SAP, son pocos los puntos que se mueven en la constelación, ya que solo se pueden mover los puntos laterales y de las esquinas, siendo pocos en relación con el número de puntos totales. En conclusión, SAP no actúa eficientemente ni

contribuye a reducir la PAPR en una modulación QAM, afectando directamente el rendimiento de OPS-SAP.

- Los resultados obtenidos del cálculo de la PAPR en términos de CCDF aplicando la técnica OPS-SAP, demuestran que se tiene un mayor aporte para la reducción de la PAPR por parte de la primera etapa de esta técnica, OPS, mientras que en los resultados y gráficas del cálculo de la métrica cúbica se observa una mayor eficiencia por parte de la segunda etapa, SAP, esto se debe a que al tomar en cuenta que una gran parte de la distorsión introducida por la no linealidad del HPA se debe al producto de la intermodulación de tercer orden, la métrica cúbica da una mejor caracterización de la distorsión del amplificador y esto se traduce en una reducción más eficiente.
- Aplicando la técnica OPS-SAP, la reducción de las distorsiones fuera de banda provocadas por la etapa de amplificación en el transmisor LTE, es mayor para el esquema de modulación QPSK; mientras que para la modulación QAM esta reducción disminuye conforme aumenta el nivel de modulación, es decir se encuentra más cercana a la señal original. Esto se debe a que en modulación QAM la eficiencia de esta técnica de reducción de la PAPR es menor como se demuestra en el capítulo 3 con las diferentes métricas de cuantización.
- Se ha demostrado que es posible implementar, para el escenario LTE, las últimas técnicas propuestas para la reducción de la PAPR elevada existentes en la teoría, como lo son SAP, OPS y OPS-SAP, vía software, obteniendo resultados positivos, con el objetivo de contar físicamente con un estudio de la comparación de sus rendimientos y comprobar a futuro su funcionamiento en hardware.

4.2. RECOMENDACIONES

- En este proyecto de titulación se obtienen buenos resultados de reducción de la PAPR y sus efectos del HPA mediante la técnica OPS-SAP para el escenario LTE, sin embargo, se recomienda realizar el estudio y comparación de técnicas de reducción de la PAPR, para este escenario, que consigan mejores resultados para las modulaciones 16-QAM y 64-QAM.
- Se recomienda para futuros trabajos o líneas de investigación realizar la simulación de PAPR en LTE con distintos valores de prefijo cíclico y diferentes valores de sobremuestreo, así como de disponer de un procesador de gran

capacidad para hacer evaluaciones similares a este trabajo con tramas de gran tamaño superior a diez mil tramas para obtener resultados más cercanos a los sistemas de comunicación LTE existentes.

- Se recomienda extender este trabajo de titulación para hacer uso de GUI de MATLAB y combinar los archivos (.m) creados en este proyecto, dentro de una interfaz gráfica para una mejor presentación al usuario.

5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] F. Khan, LTE for 4G Mobile Broadband: Air interface Technologies and Performance, Nueva York: Cambridge University Press, 2009.
- [2] N. Cardona, J. Olmos, M. García y J. Monserrat, 3GPP LTE: Hacia la 4G móvil, Barcelona: Marcombo Universitaria, 2011.
- [3] J. E. Acuña Molina and M. J. Terán Jaramillo, "Simulación en Matlab de los métodos de acceso OFDMA y SC-FDMA para la tecnología LTE sobre un canal inalámbrico AWGN y un canal multitrayectoria con distribución Nakagami," ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL, 2017.
- [4] D. Astély, E. Dahlman, A. Furuskär, Y. Jading, M. Lindström, and S. Parkvall, "LTE: The evolution of mobile broadband," *IEEE Communication Magazine.*, vol. 47, no. 4, pp. 44–51, 2009.
- [5] M. C. Paredes Paredes and M. J. Fernández-Getino García, "Energy efficient peak power reduction in OFDM with amplitude predistortion aided by orthogonal pilots," *IEEE Transaction Consumer Electronics*, vol. 59, no. 1, pp. 45–53, 2013.
- [6] M. C. Paredes Paredes, Algoritmos para la reducción de los picos de potencia en los sistemas OFDM. PhD Thesis, Carlos III de Madrid University, 2014.
- [7] S. Sesia, I. Toufik y M. Baker, LTE - The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice, Segunda ed., John Wiley & Sons, Ltd, 2011
- [8] R. Agusti, F. Bernardo, F. Casadevall, R. Ferrús, J. Pérez-Romero y O. Sallent, LTE: NUEVAS TENDENCIAS EN COMUNICACIONES MÓVILES, Fundación Vodafone, 2010.
- [9] E. Dahlman, S. Parkvall, J. Sköld y P. Beming, 3G Evolution: HSPA and LTE for Mobile Broadband, Primera ed., San Diego, California: Elsevier, 2007.

- [10] N. S. Murtadha Ali, P. Kuldip y S. Ankur, «IMPLEMENTING SC-FDMA & OFDMA IN MATLAB, » International Journal of Computing and Corporate Research, vol. 3, p. 21, 2013.
- [11] C. Cox, An Introduction to LTE: LTE, LTE-Advanced, SAE, VoLTE and 4G Mobile Communications, Segunda ed., John Wiley & Son, Ltd, 2014.
- [12] H. Holma y A. Toskala, LTE for UMTS: OFDMA an SC-FDMA Based Radio Access, John Wiley & Sons, Ltd, 2009.
- [13] H. Zarrinkoub, Understanding LTE with MATLAB, Massachussetts: John Wiley & Sons, Ltd, 2014.
- [14] 3GPP, "Rel-08_description" 2014. [En línea]. Available: http://www.3gpp.org/ftp/Information/WORK_PLAN/Description_Releases/.
- [15] R. W. Chang, "Orthogonal Frequency Multiplex Data Transmission System". US Patente 3, 1970.
- [16] S. Weinstein y P. Ebert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform," IEEE Transaction on Communication Technology, vol. 19, nº 5, pp. 628-634, 1971.
- [17] A. Peled y A. Ruiz, "Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computational Complexity Algorithms," IEEE International Conference on Acoustics, vol. 5, pp. 964-967, 1980.
- [18] N. R. Olaia, "Sistemas OFDM de Alta Eficiencia," Madrid, Universidad Carlos III de Madrid, 2012.
- [19] C. Vargas, W. López y C. Rocha, "Sistemas de Comunicación Inalámbrica MIMO-OFDM," Grupo de Investigación en Comunicaciones del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Federal de Santa Catarina, vol. 3, pp. 763-768, 2007.

- [20] L. A. Quilumba Toapanta , "Simulación de la técnica Constellation Extension de reducción de la PAPR de los sistemas OFDM," Escuela Politécnica Nacional, 2017.
- [21] F. Valles, "Estudio y Diseño de la Amplificación del Backbone para la Metro Ethernet de Ecuonline S.A. mediante radioenlaces en la banda 5,8GHz con Modulación OFDM, para el trayecto Quito-Cayambe-Otavalo-Ibarra," Escuela Politécnica Nacional, 2009.
- [22] D. Paredes, "Análisis y Simulación de una Sistema de Transmisión Digital Utilizando MATLAB con Simulink," Escuela Politécnica Nacional, 1999.
- [23] J. Peñafiel, "Análisis de le Tecnología Li-Fi: Comunicaciones por Luz Visible como Punto de Acceso a Internet, una Alternativa a la Transmisión de Datos en las Comunicaciones Inalámbricas," Universidad Politécnica Salesiana, Febrero, 2015.
- [24] P. Calderón, "Análisis del Desempeño de la Técnica OFDM sobre Canales Dispersos," Escuela Politécnica del Ejército, 2007.
- [25] M. Paredes y M. J. Fernández Getino, "The Problem of Peak-to-Average Power Ratio in OFDM Systems," Revista Digital Científico Tecnológica, vol. 1, nº 2, p. 6, 2012.
- [26] T. Jiang y Y. Wu, "An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals," IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 54, nº 2, pp. 257-267, Junio, 2008.
- [27] J. García, Aportaciones a Nuevos Estándares de Televisión Digital, Universidad de Sevilla, Marzo, 2011.
- [28] M. C. Paredes, D. Mejía, D. F. Puga, "Analysis of quantization metrics for PAPR evaluation in OFDM systems", Escuela Politécnica Nacional, Noviembre, 2016.
- [29] A. Vázquez, Estudio y Simulación de la Tecnología WiFi de Acceso Inalámbrico, Universitat Politécnica de Catalunya, Enero, 2008.

- [30] C. Hernández y V. Quintero, «Nivel físico LTE - Universidad del Cauca,» [En línea]. Available: <http://artemisa.unicauca.edu.co/~vflorez/LTE/Capitulo3b%20x6.pdf>. [Último acceso: 19 01 2018].
- [31] C. Meza, «Universidad de Chile "Comunicaciones Digitales Avanzadas",» [En línea]. Available: https://www.ucursos.cl/ingenieria/2016/1/EL7041/1/material_docente/bajar?id_material=1382679.
- [32] M. J. Fernández Getino, O. Edfors, and J. M. Páez-Borrillo, "Peak Power Reduction for OFDM Systems with Orthogonal Pilot Sequences," *IEEE Trans. on Wireless Comm.*, vol. 5, no. 1, pp. 47–51, Jan. 2006.
- [33] H. Ochiai and H. Imai, "On the Distribution of the Peak-to-Average Power Ratio in OFDM signal," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 49, no.23, pp. 282–289, Feb. 2001.
- [34] J. Wen, G. Lee, Ch. Kung, and Ch. Yang, "Coding Schemes Applied to Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) Reduction in OFDM Systems," *Wireless Communications and Mobile Computing Conference, 2008, IWCMC'08, International*, pp. 807–812, 6-8 Aug. 2008.
- [35] J. Tellado, "Peak to average power reduction for multicarrier modulation," Ph.D. dissertation, Stanford University, Sept. 1999.
- [36] B. S. Krongold and D. L. Jones, "PAR Reduction in OFDM via Active Constellation Extension," *IEEE Trans. on Broadcasting*, vol. 49, no. 3, pp. 258–268, Sept. 2003.
- [37] S. Sezginer, and H. Sari, "Metric-Based Symbol Predistortion Techniques for Peak Power Reduction in OFDM Systems," *IEEE Trans. on Wireless Comm.*, vol. 6, no. 7, pp. 2622–2629, Jul. 2007.
- [38] S. García, "Estudio de la métrica cúbica en sistemas multiportadora," Universidad de Alcalá, 2014.

[39] 3GPP TSG-RAN WG1, TDoc R1-060385, "Cubic Metric in 3GPP-LTE", en Denver, Febrero 2006.

ANEXOS

ANEXO A. Diagramas de flujo

ANEXO B. Códigos de *scripts* y funciones creados

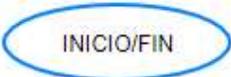
Anexo A Diagramas de flujo

En este anexo se adjuntan los diagramas de flujo para cada script y función definidos en el Capítulo 2.

A.1. Nomenclatura para diagramas de flujo

Todos los diagramas de flujo seguirán la nomenclatura presentada en la Tabla A.1.

Tabla A.1: Nomenclatura de los diagramas de flujo

NOMENCLATURA	
	Inicio y final del algoritmo
	Entrada de datos
	Salida de datos
	Procesamiento de datos
	Bifurcación
	Contador de datos
	Uso de parámetro de entrada
	Salida de resultado
	Impresión

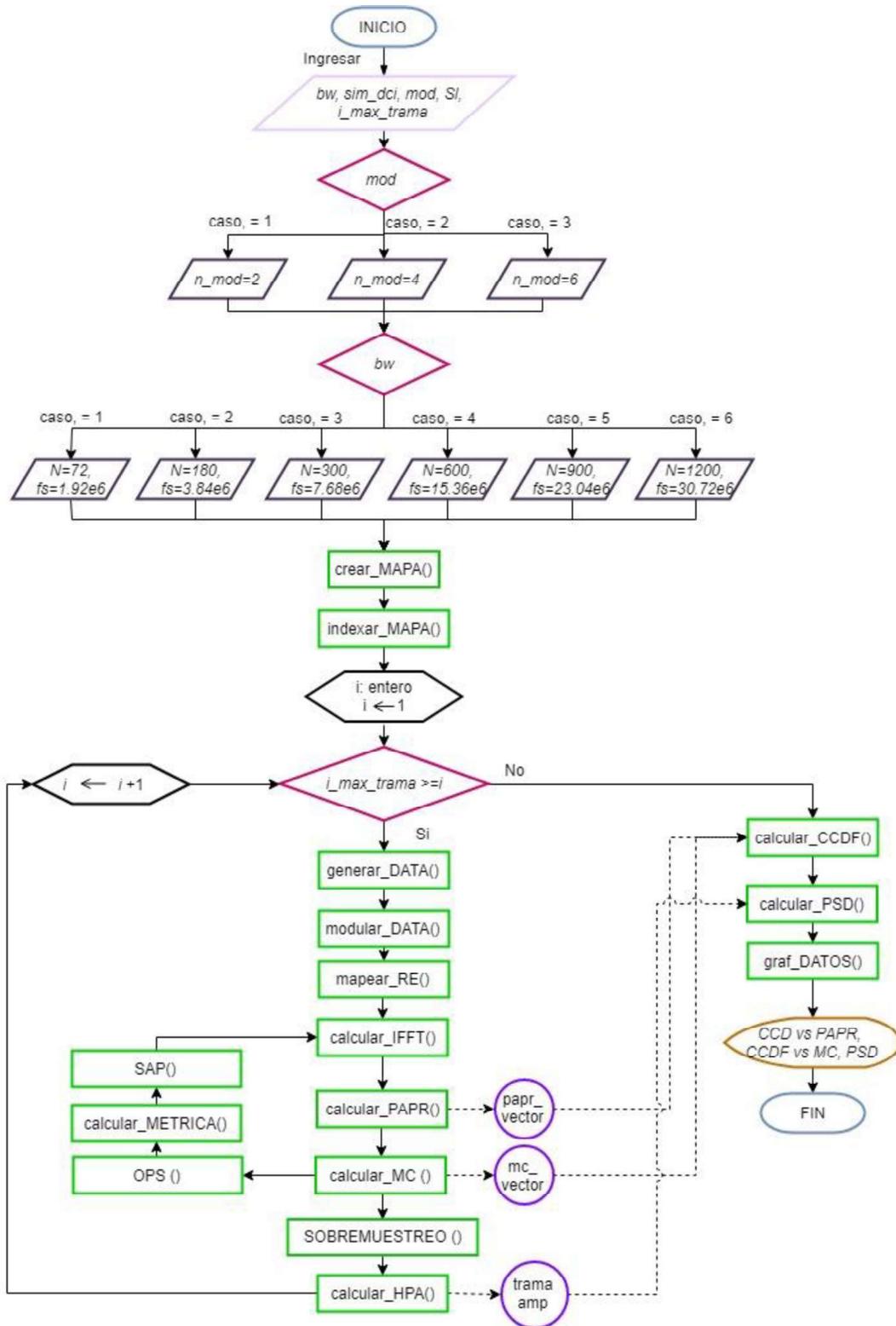


Figura A.2: Diagrama de flujo de la simulación principal

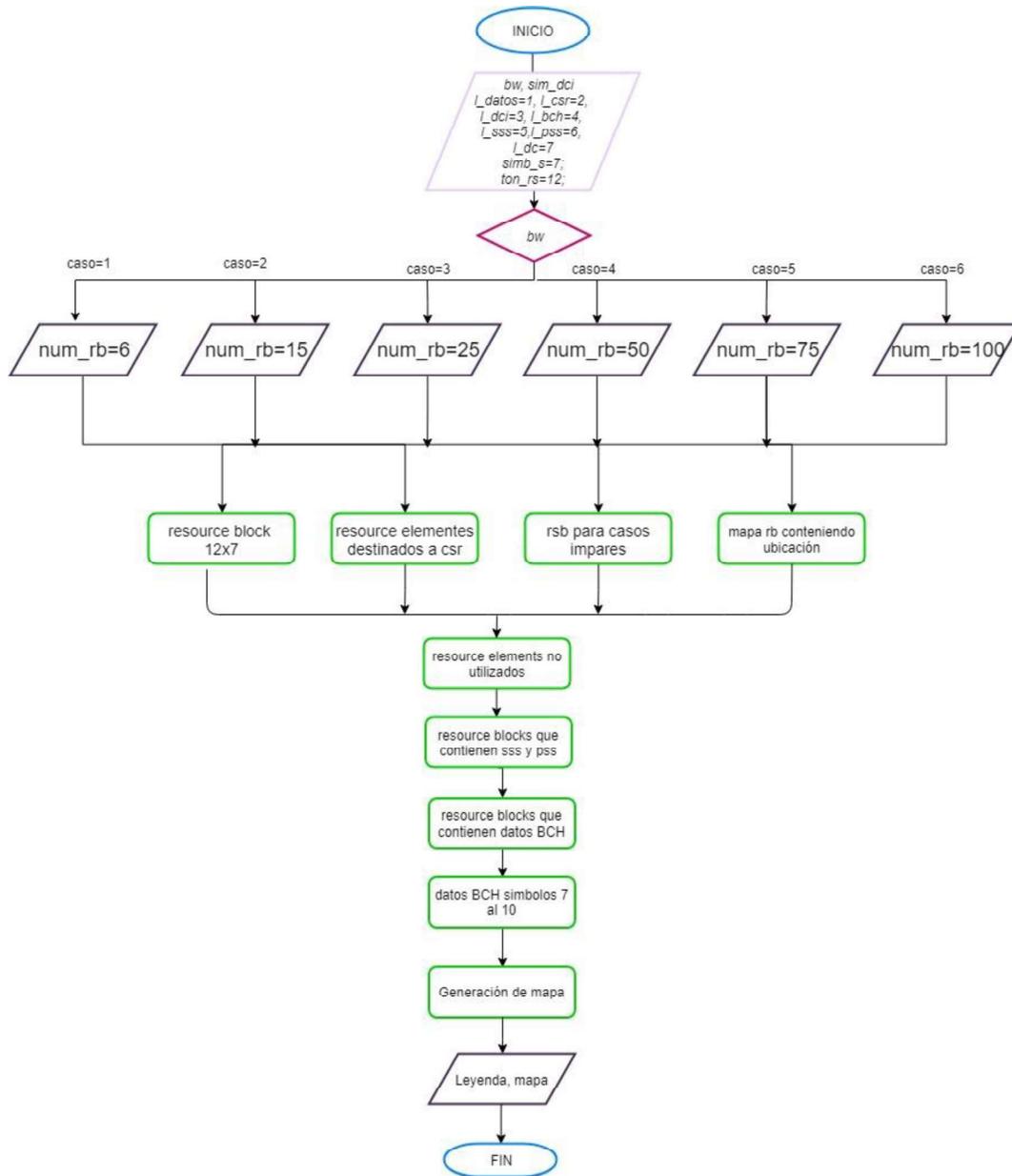


Figura A.3: Diagrama de flujo de la función *crear_mapa*

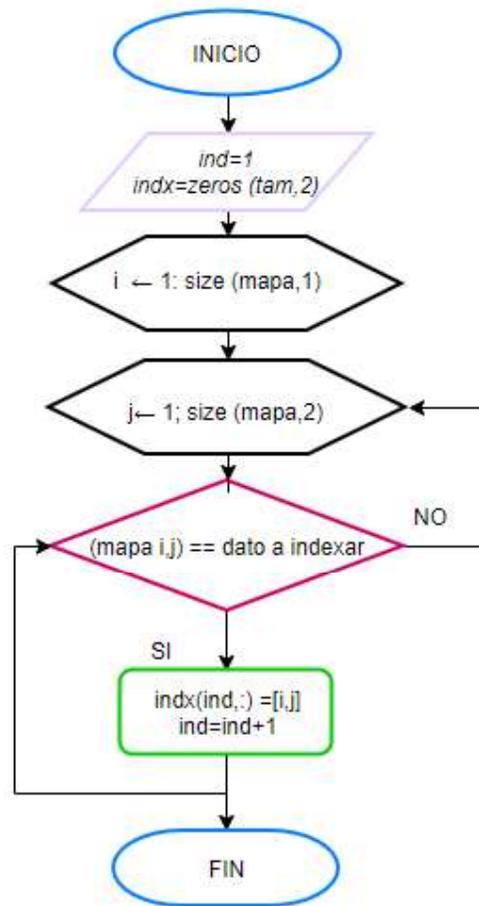


Figura A.4: Diagrama de flujo de la función *index_mapa*

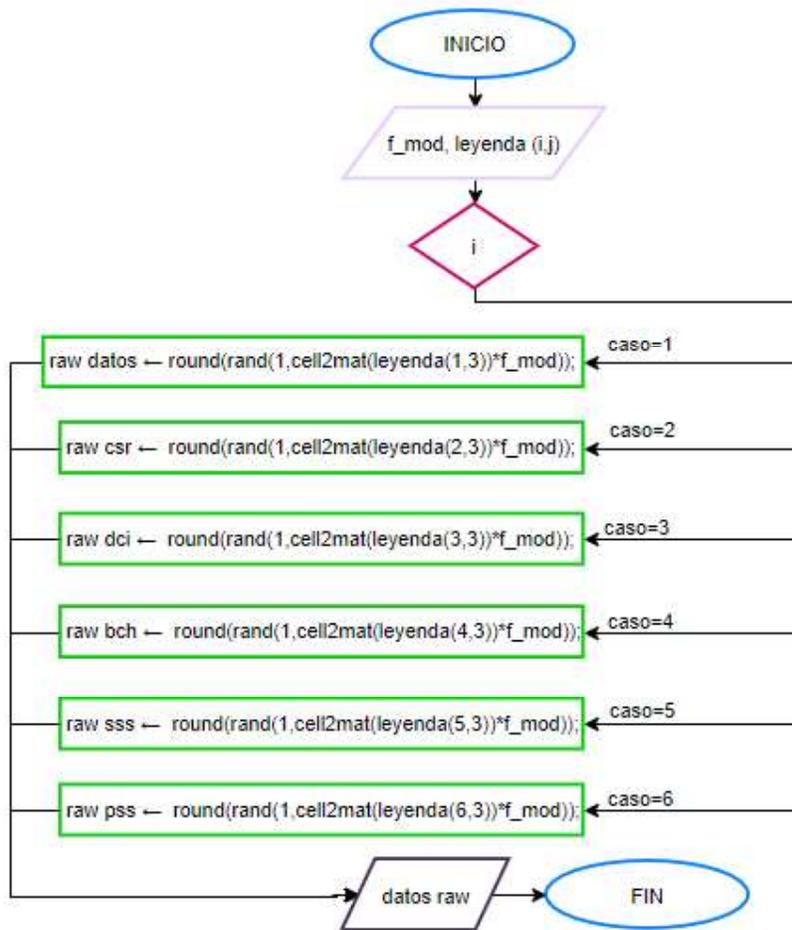


Figura A.5: Diagrama de flujo de la función *generar_DATA*

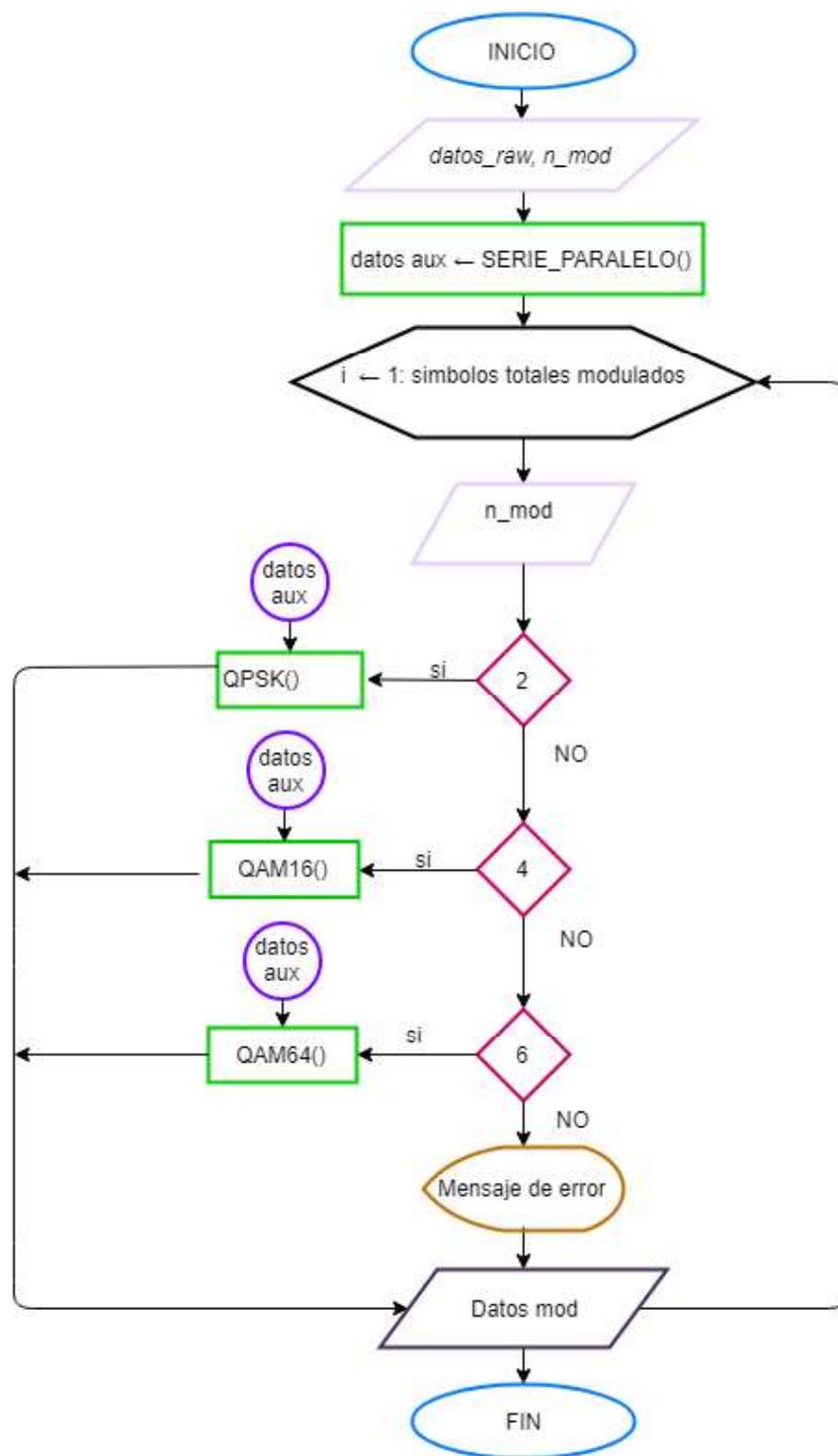


Figura A.6: Diagrama de flujo de la función *modular_DATA*

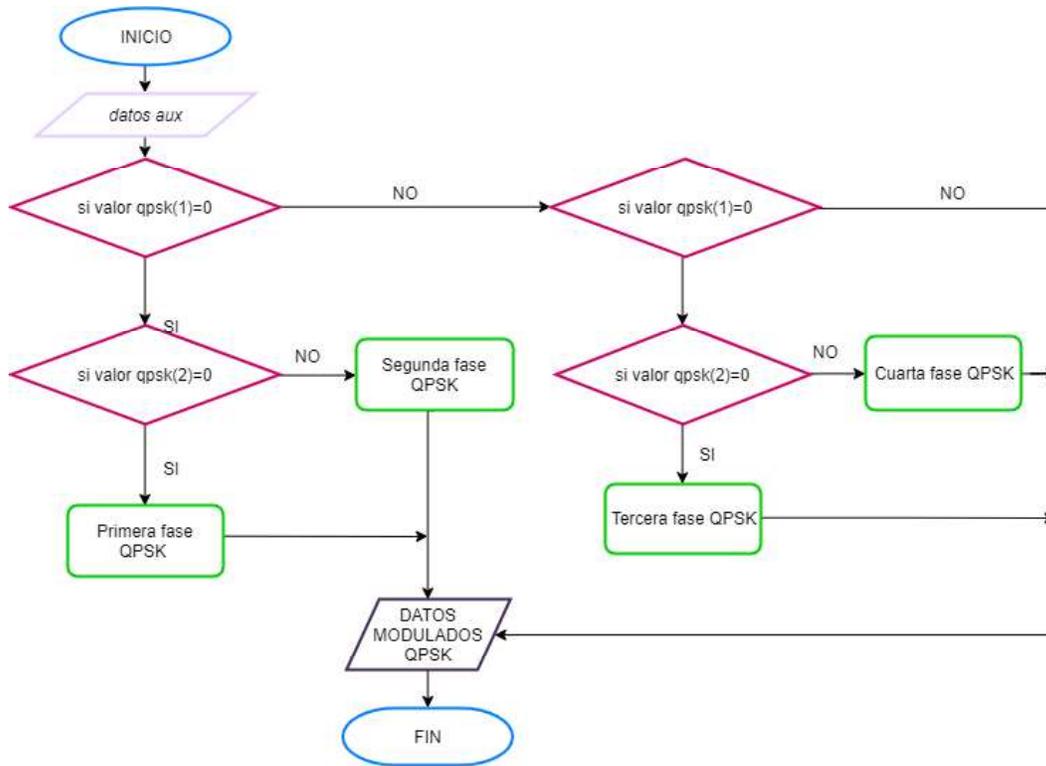


Figura A.7: Diagrama de flujo de la modulación QPSK

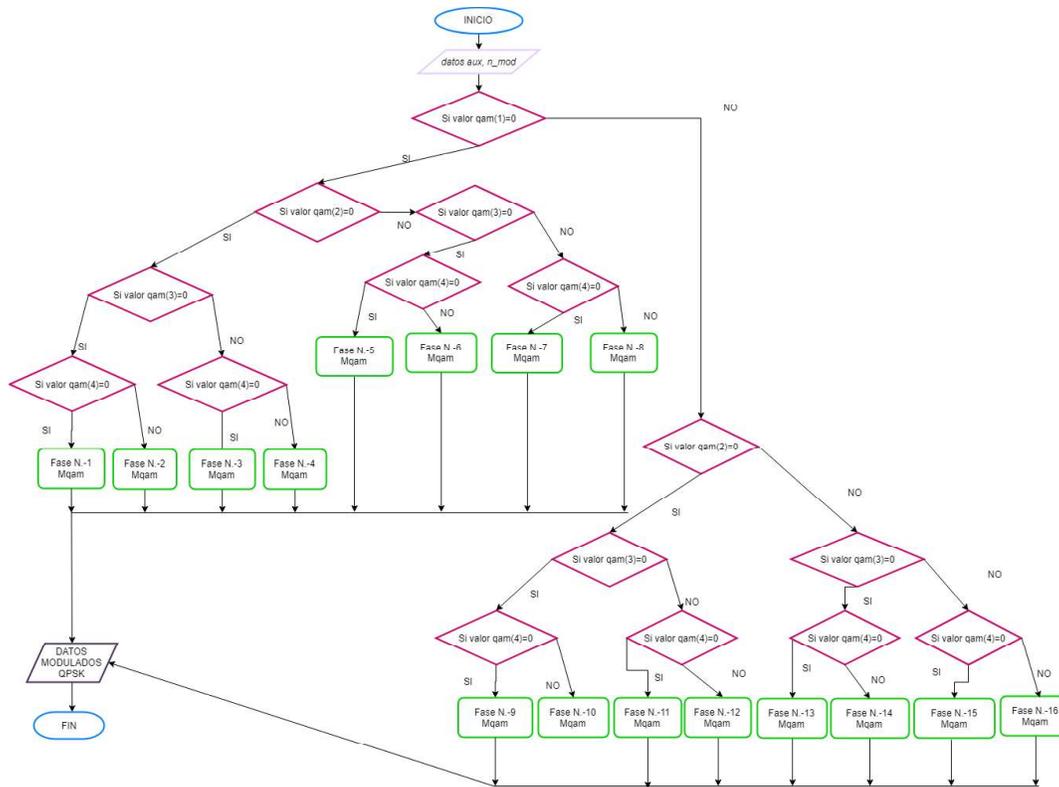


Figura A.8: Diagrama de flujo de la modulación M-QAM

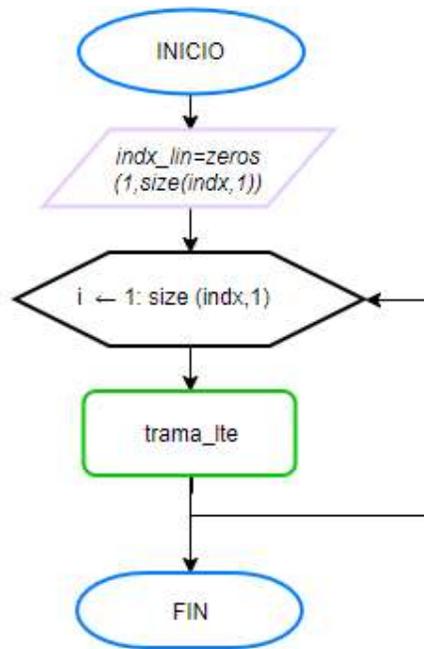


Figura A.9: Diagrama de flujo del script *mapear_RE*

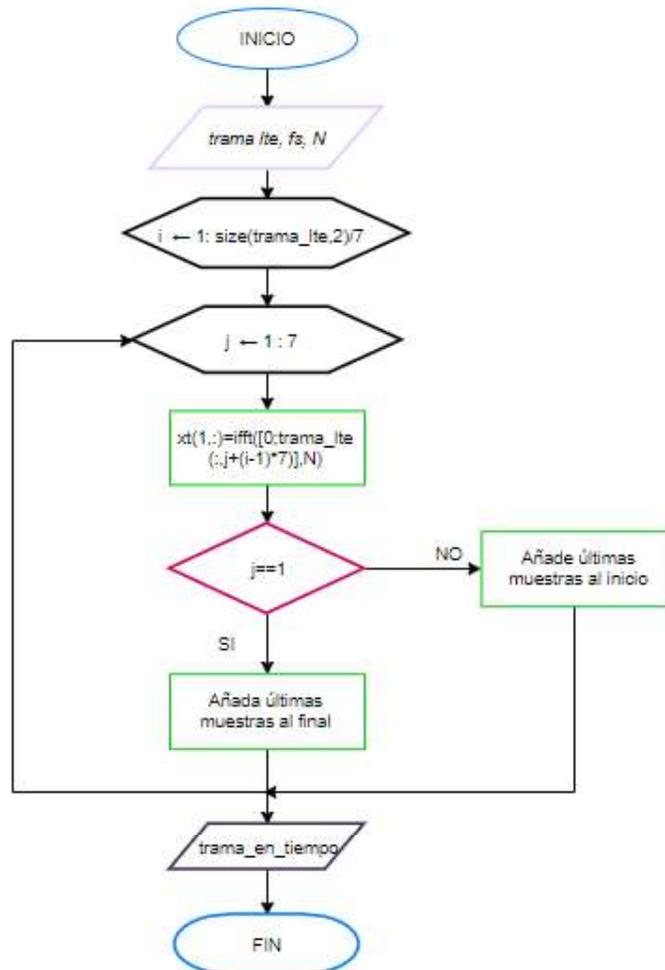


Figura A.10: Diagrama de flujo de la función IFFT

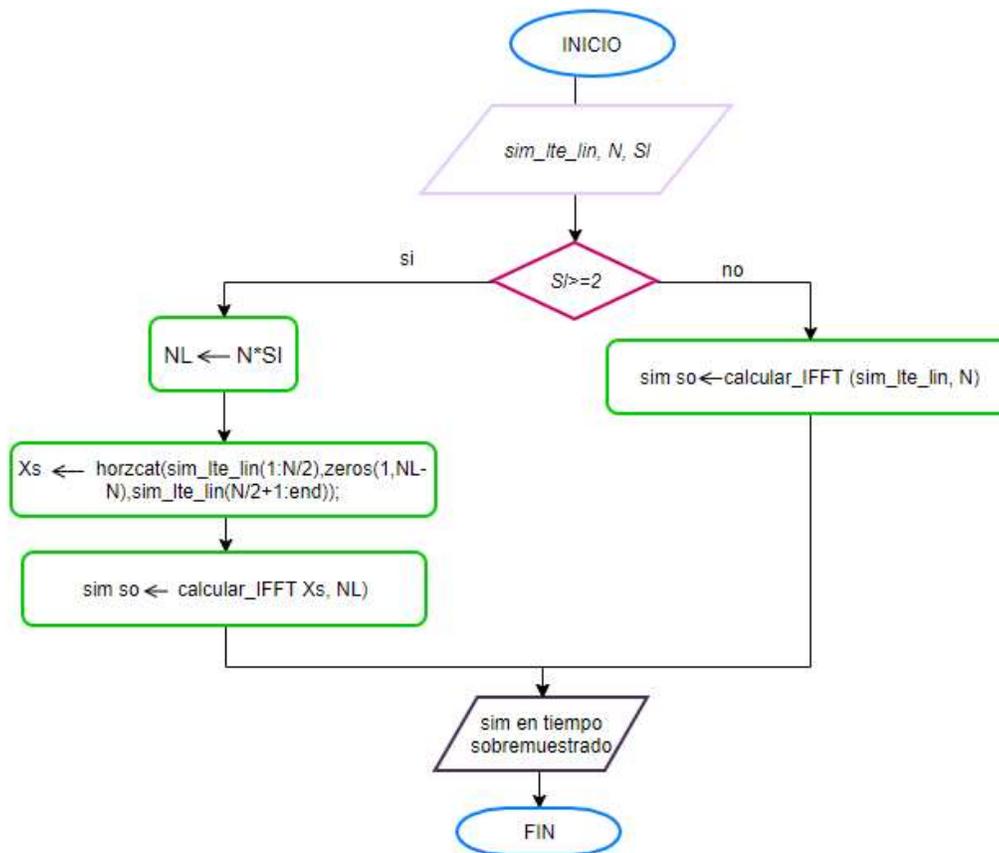


Figura A.11: Diagrama de flujo de la función de Sobremuestreo

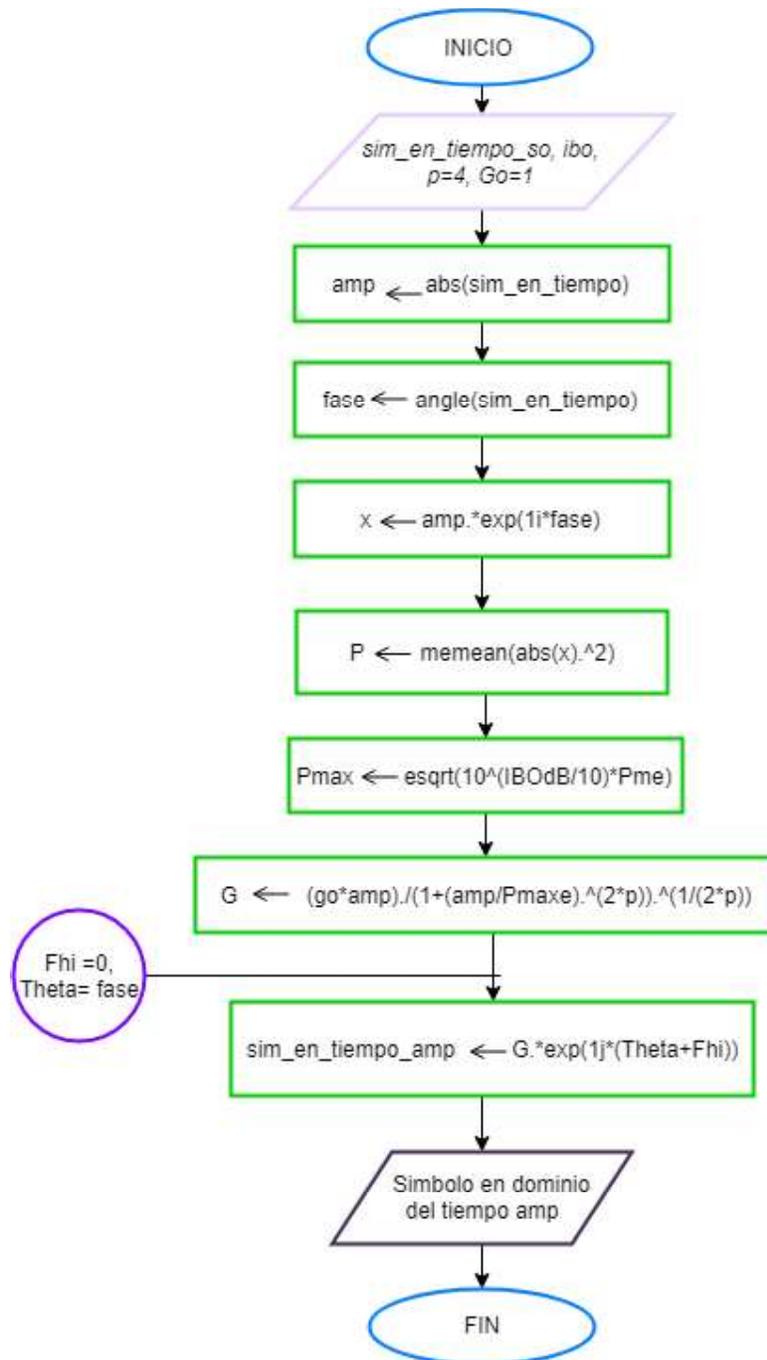


Figura A.12: Diagrama de flujo de la función *calcular_HPA*

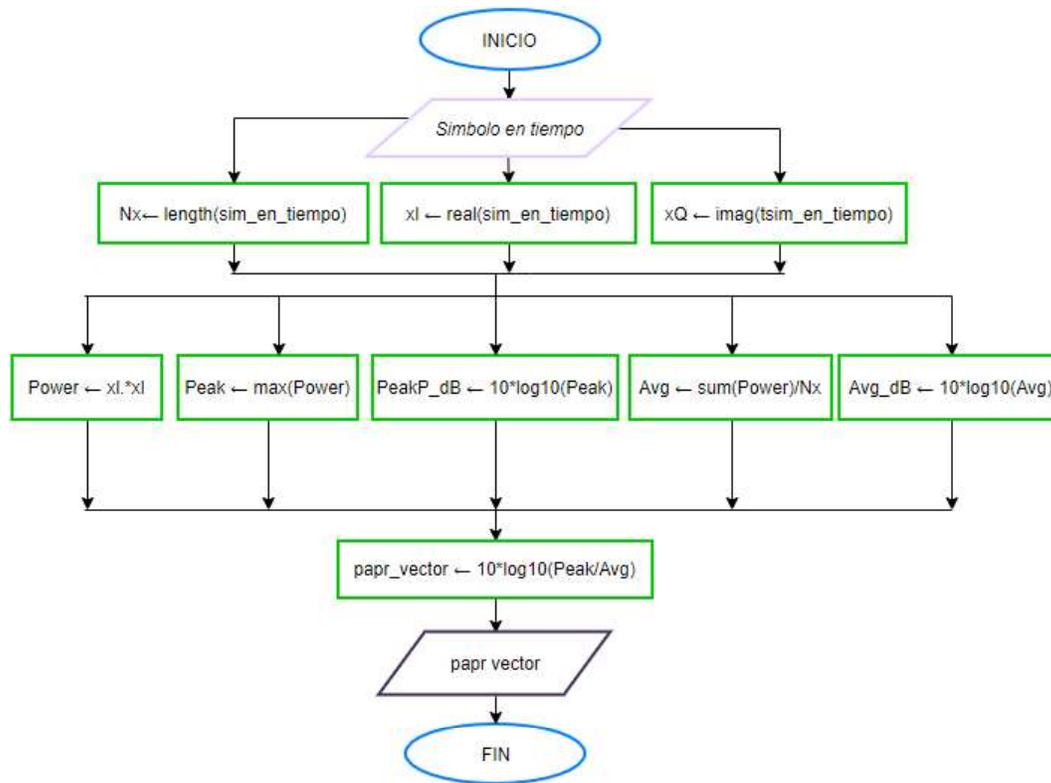


Figura A.13: Diagrama de flujo de la función *calcular_PAPR*

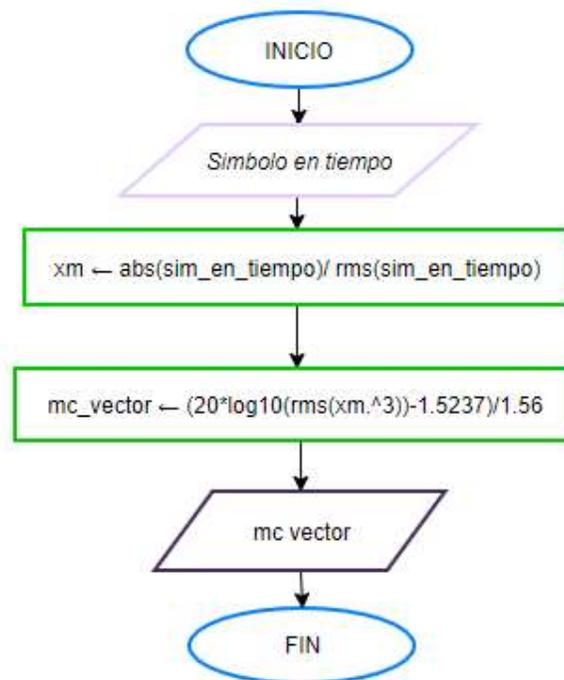


Figura A.14: Diagrama de flujo de la función *calcular_MC*

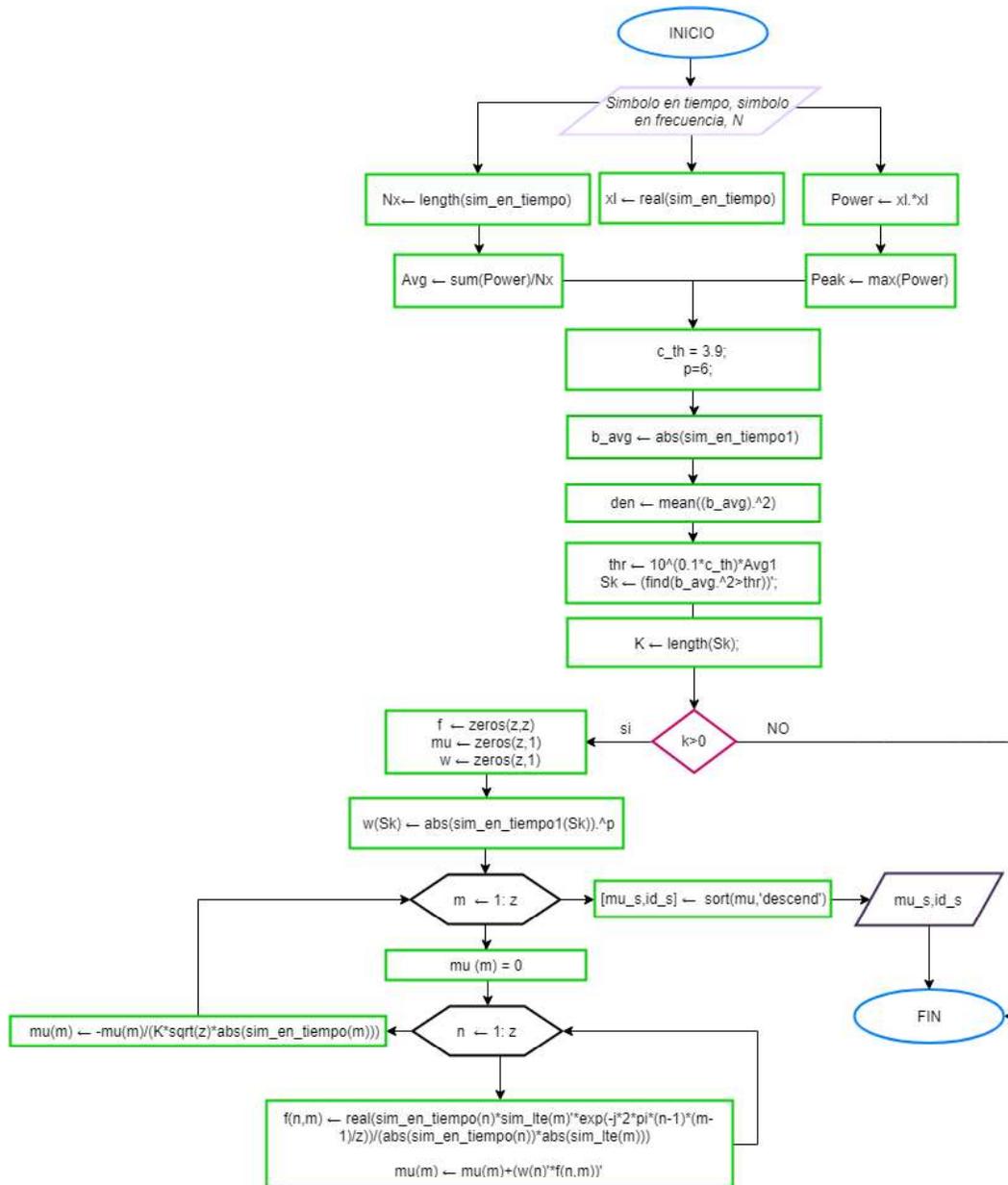


Figura A.15: Diagrama de flujo de la función *calcular_METRICA*

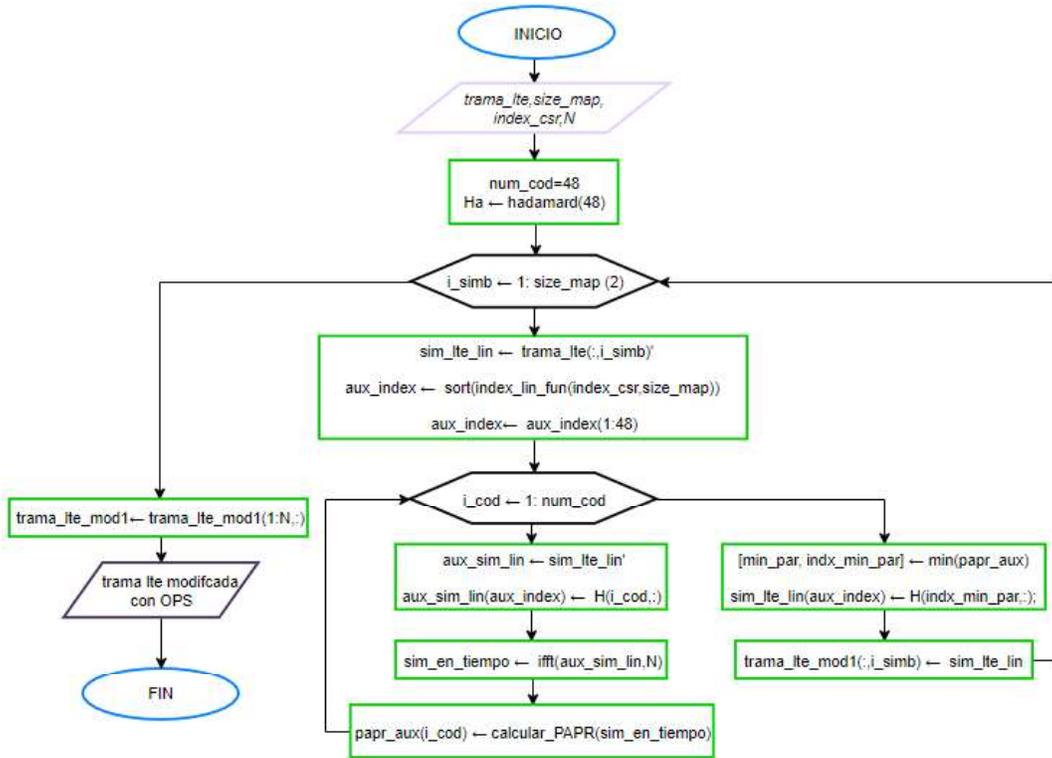


Figura A.16: Diagrama de flujo de la función OPS

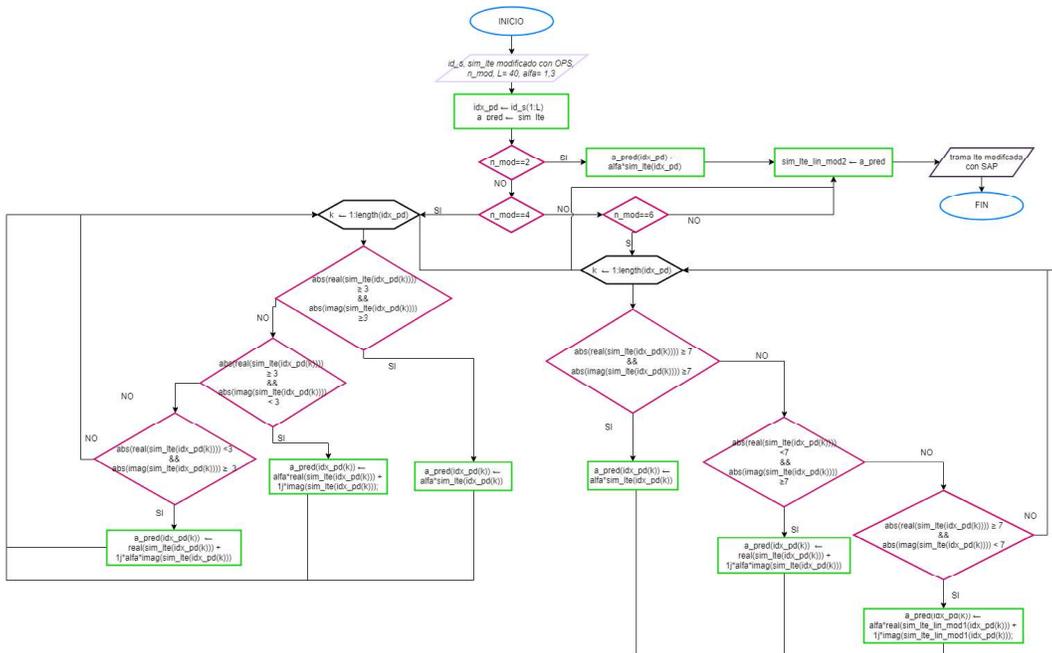


Figura A.17: Diagrama de flujo de la función SAP

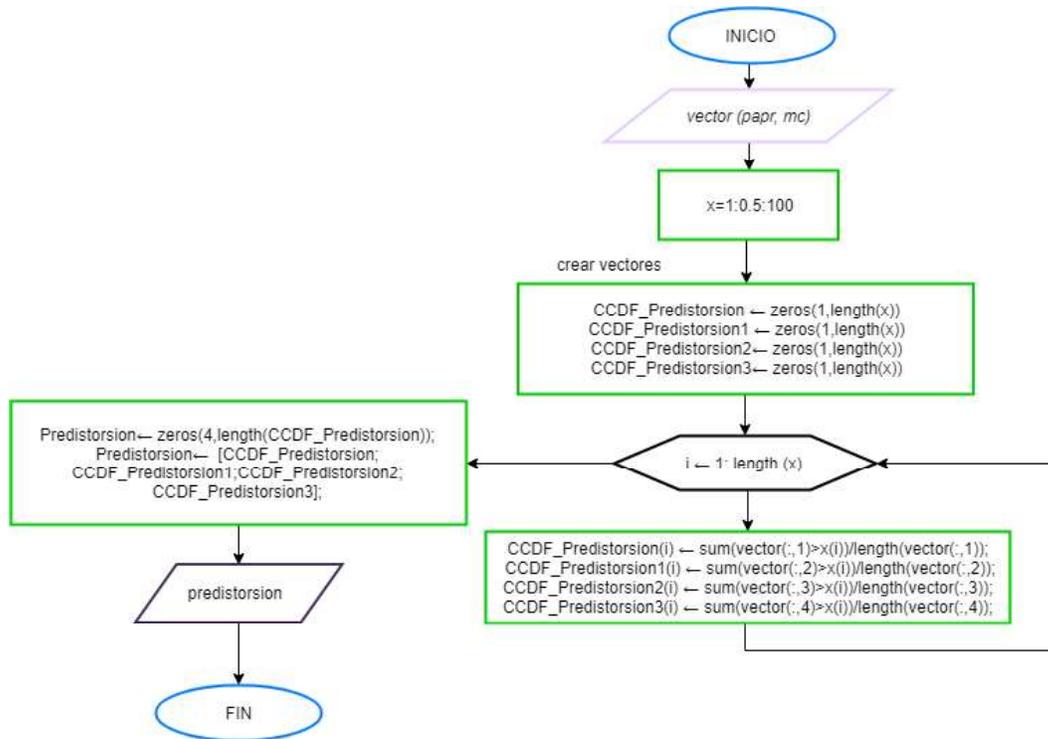


Figura A.18: Diagrama de flujo de la función *calcular_CCDF*

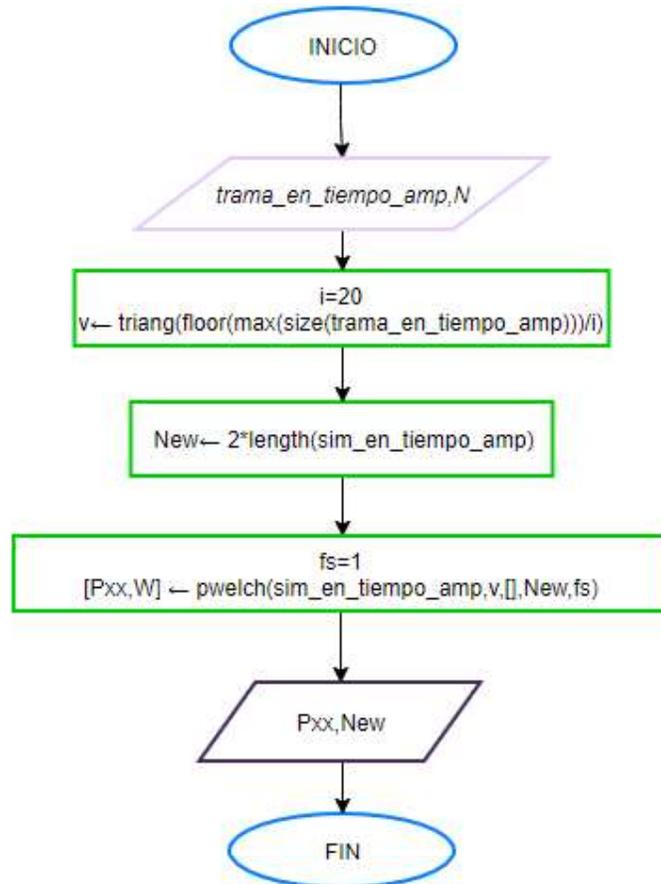


Figura A.19: Diagrama de flujo de la función *calcular_PSD*

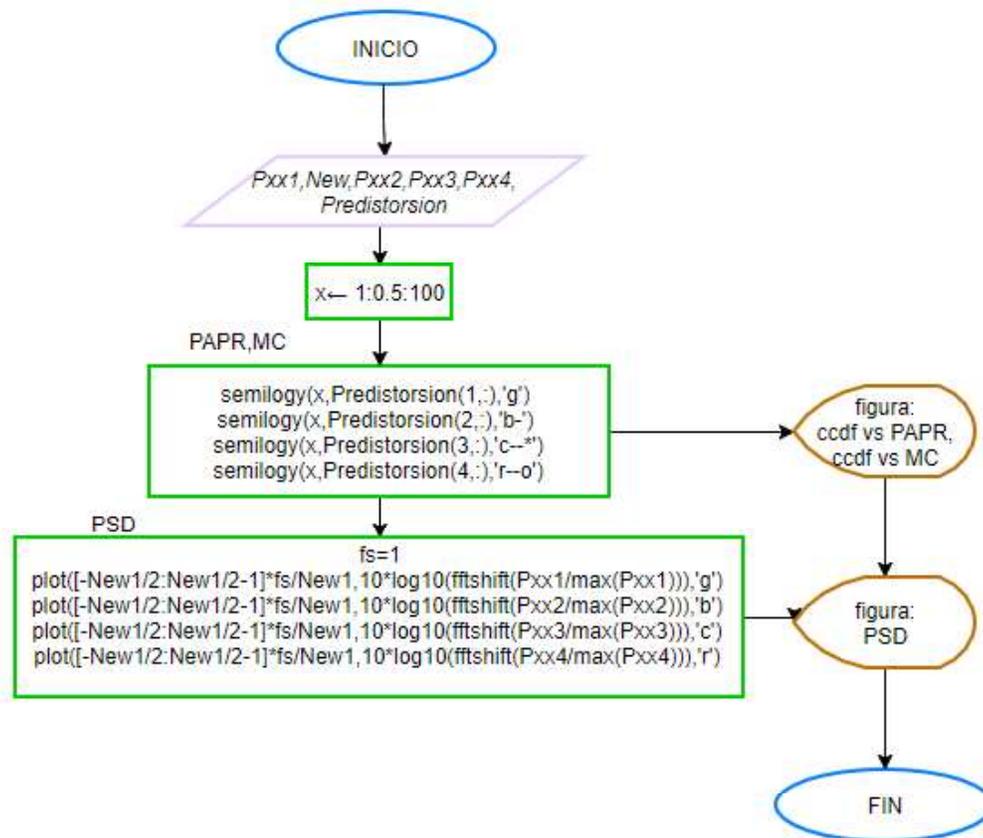


Figura A.20: Diagrama de flujo de la función GRAFICACION_DATOS

Anexo B Códigos de *scripts* y funciones creados

En este anexo se adjuntan los códigos en MATLAB de cada script y función definidos en el Capítulo 2.

Sección B.1: código de la Simulación general

Contenidos

- seleccionar_PARAMETROS
- Indexar_MAPA
- Generar_DATA
- modular_DATA
- mapear_RE
- IFFT ORIGINAL
- calcular_PAPR
- calcular_MC
- OPS
- calcular_METRICA
- SAP
- OPS-SAP
- calcular_IFFT
- calcular_PAPR
- calcular_MC
- SOBREMUESTREO
- calcular_HPA
- calcular_CCDF para PAPR
- calcular_CCDF para MC
- calcular_PSD
- GRAF_DATOS

```
%ANÁLISIS DEL RENDIMIENTO DE LA TÉCNICA DE REDUCCIÓN DE LA PAPR OPS-SAP
%PARA COMUNICACIONES LTE EN EL ENLACE DESCENDENTE

%AUTORES: JESSICA PORTILLA, DANIEL TORRES
```

seleccionar_PARAMETROS

```
bw=0; % Inicializo la variable en 0
%Solicitar ingresar el ancho de banda
while bw==0
    disp('Seleccione el ancho de banda disponible:')
    disp('1) 1.4 Mhz')
    disp('2) 3 Mhz')
    disp('3) 5 Mhz')
    disp('4) 10 Mhz')
    disp('5) 15 Mhz')
    disp('6) 20 Mhz')
    bw=input(' [1:6] :');
    if bw<=0
        bw=0;
    elseif bw>=7
        bw=0;
    end
end
```

```

    end
end

%Solicitar el numero de simbolos dci

sim_dci=0; % Inicializo la variable en 0
while sim_dci==0
    sim_dci=input('Ingresar el numero de simbolos para DCI [1:3]: ');
    if sim_dci<=0
        sim_dci=0;
    elseif sim_dci>=4
        sim_dci=0;
    end
end

%Solicitar modulaci3n
mod=0; % Inicializo la variable en 0
while mod==0
    disp('Seleccionar la modulaci3n:')
    disp('1. QPSK')
    disp('2. 16QAM')
    disp('3. 64QAM')
    mod=input('[1:3]:');
    if mod>3 || mod<1
        mod=0;
    end
end

%Bits por simbolo

switch mod
    case 1
        n_mod=2;
    case 2
        n_mod=4;
    case 3
        n_mod=6;
    otherwise
        disp('Error en ingreso de datos');
end

% Solicitar el factor de sobremuestreo
Sl=0;% Inicializo la variable en 0
while Sl==0
    disp('Seleccionar el factor de sobremuestreo L:')
    disp('1. L=1')
    disp('2. L=2')
    disp('3. L=3')
    disp('4. L=4')
    Sl=input('[1:4]:');
    if Sl<=0
        Sl=0;
    elseif Sl>=5
        Sl=0;
    end
end

```

```

    end
end
%Solicitar número de tramas
i_max_trama=0;% Inicializo la variable en 0
while i_max_trama==0
    i_max_trama=input('Inserte número de tramas: ');
    if i_max_trama<1
        i_max_trama=0;
    end
end

switch bw
    case 1
        N=72;
        fs= 1.1e6;%Mhz
    case 2
        N=180;
        fs= 3.84e6;%Mhz
    case 3
        N=300;
        fs= 7.68e6;%Mhz
    case 4
        N=600;
        fs= 15.36e6;%Mhz
    case 5
        N=900;
        fs= 23.04e6;%Mhz
    case 6
        N=1200;
        fs= 30.72e6;%Mhz
    otherwise
        disp ('error en seleccion de datos')
end

%%crear_MAPA
vector_tiempo=0:1/fs:10e-3-1/fs;

[leyenda, mapa, num_rb]=crear_MAPA(bw,sim_dci);           %crear el mapa lte
clear sim_dci

size_map=size(mapa);
mapa_lin=reshape(mapa,1,numel(mapa));           %hacer lineal al mapa

```

Indexar_MAPA

```

index_datos=index_MAPA(mapa,1,cell2mat(leyenda(1,3)));           %index of datos
index_csr=index_MAPA(mapa,2,cell2mat(leyenda(2,3)));           %index of csr
index_dci=index_MAPA(mapa,3,cell2mat(leyenda(3,3)));           %index of dci
index_bch=index_MAPA(mapa,4,cell2mat(leyenda(4,3)));           %index of bch
index_sss=index_MAPA(mapa,5,cell2mat(leyenda(5,3)));           %index of sss
index_pss=index_MAPA(mapa,6,cell2mat(leyenda(6,3)));           %index of pss
index_dc=index_MAPA(mapa,7,cell2mat(leyenda(7,3)));           %index of dc

papr_vector=zeros(i_max_trama,4);           %Crear vector papr
mc_vector=zeros(i_max_trama,4);           %Crear vector mc

```

```
for i_trama=1:i_max_trama
```

Generar_DATA

```
raw_datos=round(rand(1,cell2mat(leyenda(1,3))*n_mod)); %datos en bits
raw_csr=round(rand(1,cell2mat(leyenda(2,3))*n_mod)); %csr en bits
raw_dci=round(rand(1,cell2mat(leyenda(3,3))*n_mod)); %dci en bits
raw_bch=round(rand(1,cell2mat(leyenda(4,3))*n_mod)); %bch en bits
raw_sss=round(rand(1,cell2mat(leyenda(5,3))*n_mod)); %sss en bits
raw_pss=round(rand(1,cell2mat(leyenda(6,3))*n_mod)); %pss en bits
```

modular_DATA

```
mod_datos=modular_DATA(raw_datos,n_mod); %datos en frecuencia
mod_csr=modular_DATA(raw_csr,n_mod); %csr en frecuencia
mod_dci=modular_DATA(raw_dci,n_mod); %dci en frecuencia
mod_bch=modular_DATA(raw_bch,n_mod); %bch en frecuencia
mod_sss=modular_DATA(raw_sss,n_mod); %sss en frecuencia
mod_pss=modular_DATA(raw_pss,n_mod); %pss en frecuencia
```

mapear_RE

```
trama_lte_lin=zeros(size(mapa_lin)); %crear
trama_lte_lineal
trama_lte_lin(index_lin_fun(index_datos,size_map))=mod_datos;
%reemplazar datos en trama lineal
trama_lte_lin(index_lin_fun(index_csr,size_map))=mod_csr;
%reemplazar csr en trama lineal
trama_lte_lin(index_lin_fun(index_dci,size_map))=mod_dci;
%reemplazar dci en trama lineal
trama_lte_lin(index_lin_fun(index_bch,size_map))=mod_bch;
%reemplazar bch en trama lineal
trama_lte_lin(index_lin_fun(index_sss,size_map))=mod_sss;
%reemplazar sss en trama lineal
trama_lte_lin(index_lin_fun(index_pss,size_map))=mod_pss;
%reemplazar pss en trama lineal
trama_lte=reshape(trama_lte_lin,size(mapa)); %hacer matriz a la trama_lte

%Para cada simbolo
for i_simb=1:size(map,2)
BC=sum(abs(trama_lte),1)==0;

trama_lte(sum(abs(trama_lte),2)==0,:)=[];

trama_lte(:,BC)=[];

sim_lte_lin=trama_lte(:,i_simb)'; %simbolo en el dominio de la
frecuencia
```

IFFT ORIGINAL

```
[sim_en_tiempo] = calcular_IFFT(sim_lte_lin,N); % simbolo en el dominio del tiempo
```

calcular_PAPR

```
[papr_vector_no_opssap,Avg] = calcular_PAPR(sim_en_tiempo,i_simb);
```

calcular_MC

```
[mc_vector_no_opssap] = calcular_MC(sim_en_tiempo,n_mod);
```

OPS

```
[trama_lte_mod1]=OPS(trama_lte,size_map,trama_lte_lin,index_csr,N);  
  
%Ifft ops  
sim_lte_lin_mod1=trama_lte_mod1(:,i_simb)';  
sim_en_tiempo1=calcular_IFFT(sim_lte_lin_mod1,N); %dominio del tiempo señal aplicada OPS
```

calcular_METRICA

```
[mu_s,id_s] = calcular_METRICA(N,sim_en_tiempo,sim_lte_lin); % METRICA para la señal original  
[mu_s1,id_s1] = calcular_METRICA(N,sim_en_tiempo1,sim_lte_lin_mod1); %METRICA para la señal modificada OPS
```

SAP

```
[sim_lte_lin_mod2] = SAP(id_s,sim_lte_lin,n_mod);  
  
trama_lte_mod2(:,i_simb)=sim_lte_lin_mod2;
```

OPS-SAP

```
[sim_lte_lin_mod3] = SAP(id_s1,sim_lte_lin_mod1,n_mod);  
  
trama_lte_mod3(:,i_simb)=sim_lte_lin_mod3;
```

calcular_IFFT

```
%%Ifft sap  
[sim_en_tiempo2]=calcular_IFFT(sim_lte_lin_mod2,N); %dominio del tiempo señal aplica SAP  
% %%Ifft opssap  
[sim_en_tiempo3]=calcular_IFFT(sim_lte_lin_mod3,N); %dominio del tiempo señal aplica OPS-SAP
```

calcular_PAPR

```

%%Paprr ops
[paprr_vector_ops,Avg1] = calcular_PAPR(sim_en_tiempo1,i_simb);
%%Paprr sap
[paprr_vector_sap,Avg2] = calcular_PAPR(sim_en_tiempo2,i_simb);
%%Paprr opssap
[paprr_vector_opssap,Avg3] = calcular_PAPR(sim_en_tiempo3,i_simb);

paprr_vector_aux(i_simb,:) =
[paprr_vector_no_opssap,paprr_vector_ops,paprr_vector_sap, paprr_vector_opssap];

```

calcular_MC

```
%%MC ops
```

```

[mc_vector_ops] = calcular_MC(sim_en_tiempo1,n_mod);

%%MC sap
[mc_vector_sap] = calcular_MC(sim_en_tiempo2,n_mod);
% %%Paprr opssap
[mc_vector_opssap] = calcular_MC(sim_en_tiempo3,n_mod);

mc_vector_aux(i_simb,:) = [mc_vector_no_opssap,mc_vector_ops,mc_vector_sap,
mc_vector_opssap];

```

SOBREMUESTREO

```

[sim_en_tiempo_so,NL]=sobremuestreo(sim_lte_lin,N,S1); % Señal sin
aplicacion de tecnica
[sim_en_tiempo1_so,NL]=sobremuestreo(sim_lte_lin_mod1,N,S1); % Señal aplicada
OPS
[sim_en_tiempo2_so,NL]=sobremuestreo(sim_lte_lin_mod2,N,S1); % Señal aplicada
SAP
[sim_en_tiempo3_so,NL]=sobremuestreo(sim_lte_lin_mod3,N,S1); % Señal aplicada
OPS-SAP

```

calcular_HPA

```

sim_en_tiempo_amp_aux=calcular_HPA(sim_en_tiempo_so,8); % Señal sin
aplicacion de tecnica
sim_en_tiempo_amp1_aux=calcular_HPA(sim_en_tiempo1_so,8);% Señal aplicada OPS
sim_en_tiempo_amp2_aux=calcular_HPA(sim_en_tiempo2_so,8);% Señal aplicada SAP
sim_en_tiempo_amp3_aux=calcular_HPA(sim_en_tiempo3_so,8);% Señal aplicada OPS-
SAP

% Armar trama LTE amplificada
if i_simb==1
    trama_en_tiempo_amp_aux=sim_en_tiempo_amp_aux;
    trama_en_tiempo_amp1_aux=sim_en_tiempo_amp1_aux;
    trama_en_tiempo_amp2_aux=sim_en_tiempo_amp2_aux;
    trama_en_tiempo_amp3_aux=sim_en_tiempo_amp3_aux;
else
    trama_en_tiempo_amp_aux=[trama_en_tiempo_amp_aux,sim_en_tiempo_amp_aux];
    trama_en_tiempo_amp1_aux=[trama_en_tiempo_amp1_aux,sim_en_tiempo_amp1_aux];
    trama_en_tiempo_amp2_aux=[trama_en_tiempo_amp2_aux,sim_en_tiempo_amp2_aux];
    trama_en_tiempo_amp3_aux=[trama_en_tiempo_amp3_aux,sim_en_tiempo_amp3_aux];

```

```

end
    end

    %Armar vector PAPR y MC de todas la tramas
    if i_trama==1
        papr_vector=papr_vector_aux;
        mc_vector=mc_vector_aux;
        trama_en_tiempo_amp=trama_en_tiempo_amp_aux;
        trama_en_tiempo_amp1=trama_en_tiempo_amp1_aux;
        trama_en_tiempo_amp2=trama_en_tiempo_amp2_aux;
        trama_en_tiempo_amp3=trama_en_tiempo_amp3_aux;
    else
        papr_vector=[papr_vector;papr_vector_aux];
        mc_vector=[mc_vector;mc_vector_aux];
        trama_en_tiempo_amp=[trama_en_tiempo_amp,trama_en_tiempo_amp_aux];
        trama_en_tiempo_amp1=[trama_en_tiempo_amp1,trama_en_tiempo_amp1_aux];
        trama_en_tiempo_amp2=[trama_en_tiempo_amp2,trama_en_tiempo_amp2_aux];
        trama_en_tiempo_amp3=[trama_en_tiempo_amp3,trama_en_tiempo_amp3_aux];
    end
end
end

```

calcular_CCDF para PAPR

```
[Predistorsion]=calcular_CCDF(papr_vector);
```

calcular_CCDF para MC

```
[Predistorsion1]=calcular_CCDF(mc_vector);
```

calcular_PSD

```

[Pxx1,New1]=calcular_PSD(trama_en_tiempo_amp,N);

[Pxx2,New2]=calcular_PSD(trama_en_tiempo_amp1,N);

[Pxx3,New3]=calcular_PSD(trama_en_tiempo_amp2,N);

[Pxx4,New4]=calcular_PSD(trama_en_tiempo_amp3,N);

```

GRAF_DATOS

```
graf_DATOS(Pxx1,New1,Pxx2,Pxx3,Pxx4,Predistorsion,Predistorsion1);
```

Sección B.2: código de la función crear_MAPA..m

```

function [ leyenda,mapa, num_rb ] = crear_MAPA( bw,sim_dci )

l_datos=1;

```

```

l_csr=2;

l_dci=3;

l_bch=4;

l_sss=5;

l_pss=6;

l_dc=7;

leyenda={l_datos, 'DATOS';l_csr, 'CSR';l_dci, 'DCI';l_bch, 'BCH';l_sss, 'SSS';l_pss
, 'PSS';l_dc, 'DC'}; % crear la matriz leyenda

leyenda(:,3)=num2cell(0);

simb_s=7; %símbolos por slot

ton_rs=12; %subportadoras por resource block

%número de resource blocks disponibles según el ancho de banda

switch bw

    case 1

        num_rb=6;

    case 2

        num_rb=15;

    case 3

        num_rb=25;

    case 4

        num_rb=50;

    case 5

        num_rb=75;

    case 6

```

```

        num_rb=100;

        otherwise

            disp ('error 1')

        end

        rsb=zeros(ton_rs,simb_s);    %resource block 12*7

        rsb(:)=l_datos;

        rsb(1,1)=l_csr;            %resource elements destinados a csr

        rsb(7,1)=l_csr;

        rsb(4,5)=l_csr;

        rsb(10,5)=l_csr;

        rsb_med=rsb(1:6,1:7);      %medio rsb para casos impares

        rsb_t1=rsb;                %mapa resource block conteniendo ubicacion

        for j=1:sim_dci            %datos DCI

            for i=1:ton_rs

                if rsb_t1(i,j)~=l_csr

                    rsb_t1(i,j)=l_dci;

                end

            end

        end

        rsb_t1(4,1)=l_dc;          %resource elements no utilizados

        rsb_t1(10,1)=l_dc;

        rsb_med_dci=rsb_t1(1:6,1:7); %para casos impares

        rsb_ss=rsb_t1;            %resource blocks que contienen sss y pss

        rsb_ss(:,5+1)=l_sss;      %sss

```

```

rsb_ss(:,6+1)=l_pss;                                %pss

rsb_bch=rsb;                                        %resource blocks que contienen datos BCH

for j=7:10                                          %datos BCH simbolos 7 al 10

    for i=1:ton_rs

        if rsb_bch(i,j-6)~=l_csr

            rsb_bch(i,j-6)=l_bch;

        end

    end

end

rsb_bch(1,2)=l_dc;

rsb_bch(4,1:2)=l_dc;

rsb_bch(7,2)=l_dc;

rsb_bch(10,1:2)=l_dc;

for st=1:10

    res_gr(1:simb_s*2)=l_dc;                        %definir DC no utilizada

    for j=1:floor(num_rb/2)

        if j<=3 && st==1

            res_gr=[rsb_ss,rsb_bch;res_gr;rsb_ss,rsb_bch];

        elseif j<=3 && st==6

            res_gr=[rsb_ss,rsb;res_gr;rsb_ss,rsb];

        else

            res_gr=[rsb_t1,rsb;res_gr;rsb_t1,rsb];

        end

        if j==3 && (st==1 || st==6)

```

```

        res_gr(1:5,6:7)=l_dc;

        res_gr(size(res_gr,1)-4:size(res_gr,1),6:7)=l_dc;

    end

end

if rem(num_rb,2)

    res_gr=[rsb_med_dci,rsb_med;res_gr;rsb_med_dci,rsb_med];

end

if st==1

    mapa=res_gr;

else

    mapa=[mapa,res_gr];

end

clear res_gr

end

for j=1:size(mapa,1)

    for i=1:size(mapa,2)

        leyenda(mapa(j,i),3)=num2cell(cell2mat(leyenda(mapa(j,i),3))+1);

    end

end

end

```

Sección B.3: código de la función `index_MAPA.m`

```

function [indx] = index_MAPA (mapa, tipo, tam)

ind=1;
indx=zeros(tam,2);

```

```

for i=1:size(mapa,1)
    for j=1:size(mapa,2)
        if mapa(i,j) == tipo
            indx(ind,:) = [i,j];
            ind=ind+1;

            end
        end
    end
end

```

Sección B.4: código del Script generar_DATA

```

raw_datos=round(rand(1,cell2mat(leyenda(1,3))*n_mod)); %datos en bits

raw_csr=round(rand(1,cell2mat(leyenda(2,3))*n_mod)); %csr en bits

raw_dci=round(rand(1,cell2mat(leyenda(3,3))*n_mod)); %dci en bits

raw_bch=round(rand(1,cell2mat(leyenda(4,3))*n_mod)); %bch en bits

raw_sss=round(rand(1,cell2mat(leyenda(5,3))*n_mod)); %sss en bits

raw_pss=round(rand(1,cell2mat(leyenda(6,3))*n_mod)); %pss en bits

```

Sección B5: código de la función modular_DATA.m

```

function [datos_mod] = modular_DATA (datos_raw, n_mod)

datos_mod=zeros(1,size(datos_raw,2)/n_mod);
datos_aux=reshape(datos_raw,numel(datos_raw)/n_mod,n_mod); %serie paralelo

for i=1:size(datos_raw,2)/n_mod
    raw = datos_aux(i,:);
    sim_fq=0;
    switch n_mod
        case 2 %QPSK

            sim_fq = qpsk(raw);

        case 4 %16QAM
            sim_fq = qam16(raw);

        case 6 %64QAM
            sim_fq=qam64(raw);
        otherwise
            disp('Error 3')
    end
end

```

```

    datos_mod(i)=sim_fq;

end
end

```

Sección B6: código de la función qpsk.m

```

function [sim_fq] = QPSK (raw)
%ingresa 2 bits, retorna modulado en frecuencia

if raw(1) == 0
    if raw(2)==0
        sim_fq=1/sqrt(2) + 1i/sqrt(2);
    else
        sim_fq = 1/sqrt(2) - 1i/sqrt(2);
    end
elseif raw(1)== 1
    if raw(2)==0
        sim_fq = - 1/sqrt(2) + 1i/sqrt(2);
    else
        sim_fq = - 1/sqrt(2) - 1i/sqrt(2);
    end
end
end
end

```

Sección B7: código de la función QAM_M.m

```

function [sim_fq] = QAM_M (raw,n_mod)
if n_mod==4 %modulacion 16QAM
%ingresa 4 bits, retorna modulado en frecuencia
if raw(1)==0
    if raw(2)==0
        if raw(3)==0
            if raw(4)==0
                sim_fq = 1 + 1i;
            else
                sim_fq = 1 + 3i;
            end
        else
            if raw(4)==0
                sim_fq = 3 + 1i;
            else
                sim_fq = 3 + 3i;
            end
        end
    end
else
    if raw(3)==0
        if raw(4)==0
            sim_fq = 1 - 1i;
        else
            sim_fq = 1 -3i;
        end
    end
end
end
end

```

```

        end
    else
        if raw(4)==0
            sim_fq = 3 - 1i;
        else
            sim_fq = 3 - 3i;
        end
    end
end
end
else
    if raw(2)==0
        if raw(3)==0
            if raw(4)==0
                sim_fq = -1 + 1i;
            else
                sim_fq = -1 + 3i;
            end
        else
            if raw(4)==0
                sim_fq = -3 + 1i;
            else
                sim_fq = -3 + 3i;
            end
        end
    end
else
    if raw(3)==0
        if raw(4)==0
            sim_fq = -1 - 1i;
        else
            sim_fq = -1 - 3i;
        end
    else
        if raw(4)==0
            sim_fq = -3 - 1i;
        else
            sim_fq = -3 - 3i;
        end
    end
end
end
end
end
%simbolo modulado y normalizado
sim_fq = sim_fq / sqrt(10);

else %modulacion 64QAM
    %ingresa 6 bits, retorna modulado en frecuencia
    if raw(1)== 0
        if raw(2)==0
            if raw(3)==0
                if raw(4)==0
                    if raw(5)==0
                        if raw(6)==0
                            sim_fq=3+3i;
                        else
                            sim_fq=3+1i;
                        end
                    end
                end
            end
        end
    end
end

```

```

        end
    else
        if raw(6)==0
            sim_fq=1+3i;
        else
            sim_fq=1+1i;
        end
    end
end
else
    if raw(5)==0
        if raw(6)==0
            sim_fq=3+5i;
        else
            sim_fq=3+7i;
        end
    else
        if raw(6)==0
            sim_fq=1+5i;
        else
            sim_fq=1+7i;
        end
    end
end
else
    if raw(4)==0
        if raw(5)==0
            if raw(6)==0
                sim_fq=5+3i;
            else
                sim_fq=5+1i;
            end
        else
            if raw(6)==0
                sim_fq=7+3i;
            else
                sim_fq=7+1i;
            end
        end
    else
        if raw(5)==0
            if raw(6)==0
                sim_fq=5+5i;
            else
                sim_fq=5+7i;
            end
        else
            if raw(6)==0
                sim_fq=7+5i;
            else
                sim_fq=7+7i;
            end
        end
    end
end
end
end
end

```

```

else
  if raw(3)==0
    if raw(4)==0
      if raw(5)==0
        if raw(6)==0
          sim_fq=3-3i;
        else
          sim_fq=3-1i;
        end
      else
        if raw(6)==0
          sim_fq=1-3i;
        else
          sim_fq=1-1i;
        end
      end
    else
      if raw(5)==0
        if raw(6)==0
          sim_fq=3-5i;
        else
          sim_fq=3-7i;
        end
      else
        if raw(6)==0
          sim_fq=1-5i;
        else
          sim_fq=1-7i;
        end
      end
    end
  end
else
  if raw(4)==0
    if raw(5)==0
      if raw(6)==0
        sim_fq=5-3i;
      else
        sim_fq=5-1i;
      end
    else
      if raw(6)==0
        sim_fq=7-3i;
      else
        sim_fq=7-1i;
      end
    end
  else
    if raw(5)==0
      if raw(6)==0
        sim_fq=5-5i;
      else
        sim_fq=5-7i;
      end
    else

```

```

        if raw(6)==0
            sim_fq=7-5i;
        else
            sim_fq=7-7i;
        end
    end
end
end
end
else
    if raw(2)==0
        if raw(3)==0
            if raw(4)==0
                if raw(5)==0
                    if raw(6)==0
                        sim_fq=-3+3i;
                    else
                        sim_fq=-3+1i;
                    end
                else
                    if raw(6)==0
                        sim_fq=-1+3i;
                    else
                        sim_fq=-1+1i;
                    end
                end
            else
                if raw(5)==0
                    if raw(6)==0
                        sim_fq=-3+5i;
                    else
                        sim_fq=-3+7i;
                    end
                else
                    if raw(6)==0
                        sim_fq=-1+5i;
                    else
                        sim_fq=-1+7i;
                    end
                end
            end
        else
            if raw(4)==0
                if raw(5)==0
                    if raw(6)==0
                        sim_fq=-5+3i;
                    else
                        sim_fq=-5+1i;
                    end
                else
                    if raw(6)==0
                        sim_fq=-7+3i;
                    else
                        sim_fq=-7+1i;
                    end
                end
            end
        end
    end
end

```

```

        end
    end
else
    if raw(5)==0
        if raw(6)==0
            sim_fq=-5+5i;
        else
            sim_fq=-5+7i;
        end
    else
        if raw(6)==0
            sim_fq=-7+5i;
        else
            sim_fq=-7+7i;
        end
    end
end
end
else
    if raw(3)==0
        if raw(4)==0
            if raw(5)==0
                if raw(6)==0
                    sim_fq=-3-3i;
                else
                    sim_fq=-3-1i;
                end
            else
                if raw(6)==0
                    sim_fq=-1-3i;
                else
                    sim_fq=-1-1i;
                end
            end
        else
            if raw(5)==0
                if raw(6)==0
                    sim_fq=-3-5i;
                else
                    sim_fq=-3-7i;
                end
            else
                if raw(6)==0
                    sim_fq=-1-5i;
                else
                    sim_fq=-1-7i;
                end
            end
        end
    end
else
    if raw(4)==0
        if raw(5)==0
            if raw(6)==0
                sim_fq=-5-3i;
            end
        end
    end
end

```


Sección B.10: código de la función `sobremuestreo.m`

```
function[sim_en_tiempo_so,NL]=sobremuestreo(sim_lte_lin,N,S1)
if S1>=2
NL=N*S1; %Tamaño del vector salida con sobremuestreo
Xs=horzcat(sim_lte_lin(1:N/2),zeros(1,NL-N),sim_lte_lin(N/2+1:end)); %Zero
Padding
[xt] = calcular_IFFT(Xs,NL);%Aplicar IFFT con nuevo N

%Datos salida
sim_en_tiempo_so=reshape(xt,1,NL);
else
S1=1;
[sim_en_tiempo_so]=calcular_IFFT(sim_lte_lin,N); %dominio del tiempo
NL=N;
end
```

Sección B.11: código de la función `calcular_HPA.m`

```
function[sim_en_tiempo_amp]=calcular_HPA(sim_en_tiempo,IBO)
%Datos de entrada del HPA
p=4;%factor de precision
go=1; %Ganancia del amplificador
IBOdB=IBO; % valor del IBO
amp=abs(sim_en_tiempo); %Amplitud señal entrada
fase=angle(sim_en_tiempo); %Fase señal entrada
x=amp.*exp(1i*fase); %Ecuación descripción del HPA
Pme=mean(abs(x).^2); %Potencia promedio de entrada al HPA
Pmaxe=sqrt(10^(IBOdB/10)*Pme); %Nivel de saturación
%Conversión AM/AM
G=(go*amp)./(1+(amp/Pmaxe).^(2*p)).^(1/(2*p)); %Ecuación
%Conversión AM/PM
Phi=0; %Se considera cero, ecuación
Theta=fase;
%Datos salida
sim_en_tiempo_amp=G.*exp(1j*(Theta+Phi));
end
```

Sección B.12: código de la función `calcular_PAPR.m`

```
function [papr_vector,Avg] = calcularPAPR(sim_en_tiempo,i_simb)

Nx=length(sim_en_tiempo); %longitud del simbolo LTE en el dominio del tiempo
xI=real(sim_en_tiempo); % componente real del simbolo LTE en el dominio del
tiempo
xQ=imag(sim_en_tiempo); % componente imaginaria del simbolo LTE en el dominio
del tiempo
Power = xI.*xI; %potencia
Peak = max(Power); % potencia pico
Avg= sum(Power)/Nx; %potencia promedio
Avg_dB= 10*log10(Avg); % potencia promedio en dB
%Datos de salida
```

```

papr_vector = 10*log10(Peak/Avg);
end

```

Sección B.13: código de la función calcular_MC.m

```

function [mc_vector] = calcular_MC(sim_en_tiempo,n_mod);
xm=abs(sim_en_tiempo)/rms(sim_en_tiempo);

% Datos de salida
mc_vector=(20*log10(rms(xm.^3))-1.5237)/1.56;% ecuación (1.35)
end

```

Sección B.14: código de la función calcular_METRICA.m

```

function [mu_s,id_s] = calcular_METRICA( N,sim_en_tiempo1,sim_lte_lin_mod1)
%Parámetros de entrada

Nx=length(sim_en_tiempo1); %longitud del simbolo LTE en el dominio del tiempo
xI=real(sim_en_tiempo1); % componente real del simbolo LTE en el dominio del
tiempo
Power = xI.*xI; %potencia
Peak = max(Power); % potencia pico
Avg= sum(Power)/Nx; %potencia promedio
z=N;
mu_s=zeros(size(sim_en_tiempo1));% vector de zeros mu_s
id_s=zeros(size(sim_en_tiempo1));% vector de zeros mu_s

c_th = 3.9; %muestras que superen 3,9dB de la
potencia pico promedio se aplica la tecnica
p=6; %norma
b_avg=abs(sim_en_tiempo1);
Ny=length(sim_en_tiempo1);
den=mean((b_avg).^2);
thr=10^(0.1*c_th)*Avg1; %Umbral
Sk=(find(b_avg.^2>thr))'; %Indices de portadoras cuya potencia
media supere umbra

K=length(Sk); %Tamaño del conjunto Sk -->
%sus elementos son los indices de las muestras de
%salida con magnitudes que exceden el umbral

if K > 0

f=zeros(z,z); %Funcion de coste
mu=zeros(z,1); %Metrica
w=zeros(z,1); %Funcion de pesos

w(Sk)=abs(sim_en_tiempo1(Sk)).^p;

%Aplicación de técnica en las portadoras indicadas
for m =1:z
mu(m)=0;

```

```

        for n = 1:z
            f(n,m) =
real(sim_en_tiempol(n)*sim_lte_lin_mod1(m)'*exp(-j*2*pi*(n-1)*(m-
1)/z))/(abs(sim_en_tiempol(n))*abs(sim_lte_lin_mod1(m)));
            mu(m) = mu(m)+(w(n)'*f(n,m))';
        end
        mu(m)=-mu(m)/(K*sqrt(z)*abs(sim_en_tiempol(m)));
    end

    %Ordenamos las muestras en orden descendente
    [mu_s,id_s] = sort(mu,'descend');

end

end

```

Sección B.15: código de la función OPS.m

```

function [trama_lte_mod1]=OPS(trama_lte,size_map, trama_lte_lin,index_csr,N)
% PARAMETROS DE ENTRADA
num_cod=48; % Número de codigos piloto a sustiuir
Ha=hadamard(48); % matriz hadamard
H= Ha;

papr_aux=zeros(1,num_cod);
trama_lte_lin2=zeros(size(trama_lte_lin));
trama_lte2=zeros(size_map);
    %Para cada simbolo
    for i_simb=1:size_map(2)
        sim_lte_lin=trama_lte(:,i_simb)';
        aux_index=sort(index_lin_fun(index_csr,size_map));
        aux_index=aux_index(1:48);
        for i_cod=1:num_cod
            aux_sim_lin=sim_lte_lin';
            aux_sim_lin(aux_index)=H(i_cod,:);
            sim_en_tiempo=ifft(aux_sim_lin,N); %calcula IFFT
            papr_aux(i_cod) = calculaPAPR(sim_en_tiempo); % calcula la PAPR
        end
        [min_par, indx_min_par] = min(papr_aux); % selecciona el valor de PAPR
        mínimo segun la secuencia de CSR utilizada
        sim_lte_lin(aux_index)=H(indx_min_par,:); % sustituye el simbolo con
        la secuencia que produce menor PAPR
        trama_lte_mod1(:,i_simb)=sim_lte_lin; % Reconstruye la trama LTE
        modificada los CSR
    end
    trama_lte_mod1=trama_lte_mod1(1:N,:);
end

```

Sección B.16: código de la función SAP.m

```

function [sim_lte_lin_mod2] = SAP(id_s,sim_lte_lin_mod1,f_mod)
%parámetros de entrada

```

```

L=40; %número de símbolos seleccionados a expandir
alfa=1.3; % factor de expansión
idx_pd = id_s(1:L);

%Escalar la constelación un factor alfa, a las L muestras seleccionadas
a_pred = sim_lte_lin_mod1;
if f_mod==1
    a_pred(idx_pd) = alfa*sim_lte_lin_mod1(idx_pd);
elseif f_mod==2
    a_pred(idx_pd) = alfa*sim_lte_lin_mod1(idx_pd);
elseif f_mod==4
    for k =1:length(idx_pd)
        if abs(real(sim_lte_lin_mod1(idx_pd(k)))) >= 3 &&
abs(imag(sim_lte_lin_mod1(idx_pd(k)))) >= 3
            a_pred(idx_pd(k)) =
alfa*sim_lte_lin_mod1(idx_pd(k));
        elseif (abs(real(sim_lte_lin_mod1(idx_pd(k)))) >= 3 &&
abs(imag(sim_lte_lin_mod1(idx_pd(k)))) < 3) %
            a_pred(idx_pd(k)) =
alfa*real(sim_lte_lin_mod1(idx_pd(k))) + 1j*imag(sim_lte_lin_mod1(idx_pd(k)));
        elseif (abs(real(sim_lte_lin_mod1(idx_pd(k)))) <3 &&
abs(imag(sim_lte_lin_mod1(idx_pd(k)))) >= 3) %
            a_pred(idx_pd(k)) =
real(sim_lte_lin_mod1(idx_pd(k))) + 1j*alfa*imag(sim_lte_lin_mod1(idx_pd(k)));
        end;
    end
elseif f_mod==6
    for k =1:length(idx_pd)
        if abs(real(sim_lte_lin_mod1(idx_pd(k)))) >= 7 &&
abs(imag(sim_lte_lin_mod1(idx_pd(k)))) >= 7
            a_pred(idx_pd(k)) =
alfa*sim_lte_lin_mod1(idx_pd(k));
        elseif (abs(real(sim_lte_lin_mod1(idx_pd(k)))) < 7 &&
abs(imag(sim_lte_lin_mod1(idx_pd(k)))) >=7) %
            a_pred(idx_pd(k)) =
real(sim_lte_lin_mod1(idx_pd(k))) + 1j*alfa*imag(sim_lte_lin_mod1(idx_pd(k)));
        elseif (abs(real(sim_lte_lin_mod1(idx_pd(k)))) >=7 &&
abs(imag(sim_lte_lin_mod1(idx_pd(k)))) <7) %
            a_pred(idx_pd(k)) =
alfa*real(sim_lte_lin_mod1(idx_pd(k))) + 1j*imag(sim_lte_lin_mod1(idx_pd(k)));
        end;
    end
end
end
%parámetro de salida
sim_lte_lin_mod2=a_pred; % símbolo en el dominio de la frecuencia expandido
end

```

Sección B.17: código de la función calcular_CCDF.m

```

function[Predistorsion]=calcular_CCDF(vector)
%Parámetros de entrada
x=1:0.5:100;

```

```

CCDF_Predistorsion=zeros(1,length(x)); %vector predistorsion de ceros de la
señal sin aplicar técnica
CCDF_Predistorsion1=zeros(1,length(x));%vector predistorsion de ceros
aplicada OPS
CCDF_Predistorsion2=zeros(1,length(x));%vector predistorsion de ceros
aplicada SAP
CCDF_Predistorsion3=zeros(1,length(x));%vector predistorsion de ceros
aplicada OPS-SAP
% Cálculo de la CCDF
for i=1:length(x)
CCDF_Predistorsion(i) = sum(vector(:,1)>x(i))/length(vector(:,1));
CCDF_Predistorsion1(i) = sum(vector(:,2)>x(i))/length(vector(:,2));
CCDF_Predistorsion2(i) = sum(vector(:,3)>x(i))/length(vector(:,3));
CCDF_Predistorsion3(i) = sum(vector(:,4)>x(i))/length(vector(:,4));
end
Predistorsion=zeros(4,length(CCDF_Predistorsion));
Predistorsion=[CCDF_Predistorsion;CCDF_Predistorsion1;CCDF_Predistorsion2;CCDF
_Predistorsion3];
%construcción de la matriz pre distorsión
end

```

Sección B.18: código de la función `calcular_PSD.m`

```

function[Pxx,New]=calcular_PSD(trama_en_tiempo_amp,N)
% Datos de entrada
j=1:1*N*4*14;
sim_en_tiempo_amp=trama_en_tiempo_amp(j);
i=20;
v=triang(floor(max(size(sim_en_tiempo_amp)))/i); %Tamaño de la ventana
New=2*length(sim_en_tiempo_amp); %Número de puntos de la FFT
fs=1; %Frecuencia de muestreo
[Pxx,W] = pwelch(sim_en_tiempo_amp,v,[],New,fs); %PSD con método pwelch

end

```

Sección B.19: código de la función `graf_DATOS.m`

```

function[]=graf_DATOS(Pxx1,New1,Pxx2,Pxx3,Pxx4,Predistorsion,Predistorsion1)

```

graficar CCDF de la PAPR

```

x=1:0.5:100;

figure

semilogy(x,Predistorsion(1,:), 'g') % señal sin aplicar tecnica
hold on
semilogy(x,Predistorsion(2,:), 'b--') % señal aplicada OPS
hold on
semilogy(x,Predistorsion(3,:), 'c--*') % señal aplicada SAP

```

```

hold on
semilogy(x,Predistorsion(4,:), 'r--o') % señal aplicada OPS-SAP
xlabel('PAPR [dB]'); ylabel('CCDF');
grid on

```

graficar CCDF de la MC

```

x=1:0.5:100;

figure

semilogy(x,Predistorsion1(1,:), 'g') % señal sin aplicar tecnica
hold on
semilogy(x,Predistorsion1(2,:), 'b--') % señal aplicada OPS
hold on
semilogy(x,Predistorsion1(3,:), 'c--*') % señal aplicada SAP
hold on
semilogy(x,Predistorsion1(4,:), 'r--o')
xlabel('MC [dB]'); ylabel('CCDF');
grid on

```

graficar PSD

```

fs=1; %Frecuencia de muestreo
figure
plot([-New1/2:New1/2-1]*fs/New1, 10*log10(fftshift(Pxx1/max(Pxx1))), 'g') %
señal sin aplicar tecnica
hold on
plot([-New1/2:New1/2-1]*fs/New1, 10*log10(fftshift(Pxx2/max(Pxx2))), 'b') %
señal aplicada OPS
hold on
plot([-New1/2:New1/2-1]*fs/New1, 10*log10(fftshift(Pxx3/max(Pxx3))), 'c') %
señal aplicada SAP
hold on
plot([-New1/2:New1/2-1]*fs/New1, 10*log10(fftshift(Pxx4/max(Pxx4))), 'r') %
señal aplicada OPS-SAP
xlabel('Frecuencia [HZ]'); ylabel('PSD(Power Spectral Density) [dB]');
grid on
end

```

ORDEN DE EMPASTADO

