



REPÚBLICA DEL ECUADOR

Escuela Politécnica Nacional

"E SCIENTIA HOMINIS SALUS"

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

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

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

- Cualquier uso que haga de estos documentos o imágenes deben ser sólo para efectos de investigación o estudio académico, y usted no puede ponerlos a disposición de otra persona.
- Usted deberá reconocer el derecho del autor a ser identificado y citado como el autor de esta tesis.
- No se podrá obtener ningún beneficio comercial y las obras derivadas tienen que estar bajo los mismos términos de licencia que el trabajo original.

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

Respeto hacia sí mismo y hacia los demás.

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

SIMULACIÓN DE LA TÉCNICA OPS PARA LA REDUCCIÓN DE LA PAPR EN UN SISTEMA OFDM CON CANAL NAKAGAMI

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

MARIA MERCEDES PEÑAHERRERA MURILLO
penaherrera.maria@hotmail.com

DIRECTOR: Dr. DIEGO JAVIER REINOSO CHISAGUANO
diego.reinoso@epn.edu.ec

Quito, Junio 2019

AVAL

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por María Mercedes Peñaherrera Murillo bajo mi supervisión.

Dr. Diego Javier Reinoso Chisaguano
DIRECTOR DEL PROYECTO

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

Yo, María Mercedes Peñaherrera Murillo, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración cedo mis 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.

María Mercedes Peñaherrera Murillo

DEDICATORIA

A mi madre, por ser el pilar más importante en mi vida y por demostrarme siempre su cariño y apoyo incondicional. A mi padre, por el apoyo y esfuerzo realizado para darnos una buena educación tanto a mi como a mis hermanos, por enseñarnos que con agallas y un poco de sacrificio todo es posible. A Jonathan, Jefferson, Jair y a Maholy, mis hermanos, porque los amo infinitamente.

AGRADECIMIENTO

A mis padres, por todo el apoyo y comprensión, por confiar cada día en mí y en mis ganas de salir adelante, porque son y serán lo mejor que la vida me ha dado, porque cuando he sentido ya no avanzar ellos han estado ahí para darme un empujoncito y para aconsejarme en cada paso.

A mis hermanos, porque si algo le agradezco a la vida es que ustedes sean parte de la mía, sin importar las diferencias siempre han estado para mí en todo momento sea este bueno o malo, porque han sido mi razón para alcanzar cada una de las metas cumplidas hasta el día de hoy.

A mi familia, porque los amo con todo mi ser.

A Valeria, Marisol y Mónica, por su cariño y amistad, porque han sabido escucharme, apoyarme y aconsejarme; por todo lo compartido y vivido en este tiempo.

A Gissella, Jackson y Daniel, por la gran amistad, porque juntos tomamos la decisión de emprender viaje a un lugar con más opciones, a una ciudad lejos de casa en busca de una nueva etapa en nuestra educación y en nuestras vidas.

A todos mis amigos, por ser mi otra familia lejos de casa, porque a pesar de que la vida golpea fuerte también regala a personas maravillosas como lo son ustedes.

A mi director, Dr. Diego Reinoso, gracias por brindarme sus conocimientos, ayuda y apoyo en el desarrollo de este proyecto. Por la exigencia y confianza que imparte en clases a cada uno de sus alumnos.

ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL.....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA	II
DEDICATORIA	III
AGRADECIMIENTO	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
RESUMEN	VII
ABSTRACT	VIII
1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 Objetivos.....	2
1.2 Alcance	2
1.3 Marco Teórico	3
1.3.1 SISTEMAS OFDM	3
1.3.2 CANAL INALÁMBRICO	16
1.3.3 PAPR (<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>)	22
2. METODOLOGÍA.....	28
2.1 Sistema de transmisión	28
2.1.1 Parámetros del Sistema de transmisión OFDM	30
2.1.2 Generación de Bits	31
2.1.3 Modulación de Datos.....	32
2.1.4 Inserción de subportadoras piloto y nulas	32
2.1.5 IFFT	33
2.1.6 Inserción del Prefijo Cíclico	34
2.2 Cálculo de la PAPR.....	35
2.2.1 Técnicas de Reducción de la PAPR	35
2.3 Amplificador HPA.....	41
2.4 Canal con distribución de Nakagami	42
2.5 Canal AWGN	45
2.6 Sistema de Recepción OFDM.....	46
2.6.1 Extracción del Prefijo Cíclico.....	47
2.6.2 FFT	47
2.6.3 Obtención de las Subportadoras de Datos	47
2.6.4 Ecualización.....	47
2.6.5 Demodulación de datos	48
2.7 Cálculo de Errores	49

2.8	CCDF	50
3.	RESULTADOS Y DISCUSIÓN	52
3.1	Escenario de la Simulación	52
3.2	Pruebas del Sistema OFDM.....	52
3.3	Pruebas del Canal con Distribución Rayleigh.....	55
3.4	Análisis de las técnicas de reducción en términos de BER vs Eb/No	60
3.4.1	Canal con distribución Rayleigh.....	60
3.4.2	Canal con distribución Rician	69
3.5	Análisis de las técnicas de reducción en términos de CCDF	78
3.6	Resumen General de Resultados	81
4.	CONCLUSIONES	84
4.1	Conclusiones	84
4.2	Recomendaciones	85
5.	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	87
6.	ANEXOS	90
	ANEXO I	91
	ORDEN DE EMPASTADO.....	105

RESUMEN

En el presente trabajo de titulación se presenta la simulación de la técnica OPS (*Orthogonal Pilot Sequence*) para la reducción de la PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) en los sistemas OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) que realiza su comunicación mediante un canal inalámbrico con distribución Nakagami, además del transmisor y receptor OFDM. Tanto en el transmisor, en el canal y en el receptor se pueden variar parámetros como: número de subportadoras, tipo de modulación, símbolo OFDM y tipo de distribución utilizada en el canal.

En el capítulo 1, se presenta el estudio del transmisor y receptor OFDM, dentro del cual se describen los bloques que conforman a cada uno, respectivamente. Como son: modulador, multiplexor, técnica de reducción de PAPR, prefijo cíclico y removedor del prefijo cíclico, amplificador de alta potencia, demultiplexor, ecualizador y demodulador. Adicionalmente, se describen las métricas de evaluación de la PAPR haciendo un análisis más exhaustivo de la técnica OPS. Se utiliza la técnica OPS debido a que no introduce distorsión de la señal en el receptor y no requiere de información secundaria.

En el capítulo 2, se describe el diseño en Matlab del transmisor y receptor OFDM, de la distribución de Nakagami aplicada al canal y de la técnica OPS para la reducción de la PAPR. También describe todos los programas realizados, las funciones creadas y los comandos propios de Matlab que se utilizan para las diferentes simulaciones.

En el capítulo 3, se presentan las pruebas y los resultados obtenidos de la reducción de la PAPR obtenidos en términos del BER para la técnica OPS y para la técnica CE-POCS, aplicando al canal inalámbrico las diferentes distribuciones.

Finalmente, en el capítulo 4, se presentan las conclusiones y recomendaciones obtenidas durante el desarrollo de este proyecto de titulación.

PALABRAS CLAVE: OPS, Nakagami, PAPR, OFDM.

ABSTRACT

This work presents the simulation of OPS (*Orthogonal Pilot Sequence*) for the reduction of the PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) in OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) systems. An OFDM transmitter, receiver and wireless channel with Nakagami distribution are also implemented in the simulation. The transmitter, the channel and the receiver can modify parameters such as: number of sub-carriers, type of modulation, OFDM symbol and type of distribution used in the channel.

Chapter 1 presents the study of the OFDM transmitter and receiver, describe the blocks that make them, such as: modulator, multiplexer, PAPR reduction technique, cyclic prefix and cyclic prefix remover, high power amplifier, demultiplexer, equalizer and demodulator. In addition, PAPR evaluation metrics are described, making a more exhaustive analysis of the OPS technique.

Chapter 2 describes the design in Matlab of the OFDM transmitter and receiver, the Nakagami distribution applied to the channel and the OPS technique for the reduction of PAPR. It also describes all the programs, functions and commands used in the simulation.

Chapter 3 presents the tests and results obtained of the reduction of PAPR in terms of the BER for the OPS and CE-POCS techniques, applying the different distributions to the wireless channel.

Finally, chapter 4 presents the conclusions and recommendations obtained during the development of the project.

KEYWORDS: OPS, Nakagami, PAPR, OFDM.

1. INTRODUCCIÓN

En la actualidad las comunicaciones inalámbricas se han convertido en parte fundamental de la vida diaria de las personas a nivel mundial, debido a que permiten mantener una comunicación sin la necesidad de estar conectados directamente a un dispositivo físico. Varios estándares para las comunicaciones inalámbricas utilizan la técnica de modulación OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) por las grandes ventajas, tales como la alta tasa de transmisión, alta eficiencia espectral y robustez a la propagación por multitrayectoria. No obstante, la técnica OFDM también cuenta con desventajas entre las cuales la principal es la alta presencia de la PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) que ésta posee, la misma que tiene una gran probabilidad de suceder en el transmisor OFDM. La alta PAPR puede ocasionar que el HPA (*High Power Amplifier*) provoque distorsiones no lineales y radiación fuera de banda en los símbolos OFDM que a su vez también influye en el BER (*Bit Error Rate*) [1].

La reducción de la PAPR puede ser posible mediante diversas técnicas dentro de las cuales se involucra la distorsión y la no distorsión de las señales. Entre las técnicas con distorsión se tienen: CAF (*Clipping and Filtering*), PW (*Peak Windowing*), CTs (*Companding Transforms*). Cada una de estas técnicas introducen radiación dentro y fuera de banda lo que como consecuencia degrada la tasa de error de bit. Entre las técnicas sin distorsión se tienen: SLM (*SeLected Mapping*), PTS (*Partial Transmit Sequences*), TR (*Tone Reservation*), TI (*Tone Injection*), Codificación (*Coding*), que son técnicas que podrían ocasionar reducción en la tasa de transmisión de datos además de no realizar un control de los datos que son transportados [2].

También se tiene técnicas que no necesitan de información adicional, tales como: CS (*Constellation Shapping*) que busca la reducción de los picos de PAPR mediante esquemas que realizan modificaciones en los puntos de la constelación en el dominio de la frecuencia, a pesar de no afectar la tasa de transmisión de datos, esta técnica puede ocasionar un incremento considerable de la energía de bit por símbolo. La técnica OPS (*Orthogonal Pilot Sequence*) usa una rejilla 2D-PSAM (*Two-Dimensional Pilot-Symbol Assisted Modulation*) que generalmente se usa en la estimación de canales OFDM coherentes, las secuencias de pilotos son utilizadas tanto para estimar el canal como para la reducción de los picos de las señales y no requiere la transmisión de información secundaria [2]. El tipo de técnica que se utilice garantiza el añadir o no información adicional para realizar control de los datos transportados.

En este proyecto de titulación se realizará la simulación en Matlab de una de las técnicas de reducción de PAPR que no requiere de añadir información adicional, tal como es la técnica OPS, se busca analizar los resultados obtenidos por medio de la comparación de las gráficas del BER y del CCDF (*Cumulative Complementary Distribution Function*). Además, la comunicación entre transmisor y receptor se la realizará mediante un canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) que tiene un desvanecimiento con distribución de Nakagami.

1.1 Objetivos

El objetivo general de este proyecto de titulación es:

- Simular la técnica OPS para conseguir la reducción de la PAPR en un sistema OFDM con un canal con distribución Nakagami.

Los objetivos específicos de este proyecto de titulación son:

- Implementar en MATLAB la simulación de un sistema OFDM.
- Implementar en MATLAB el algoritmo OPS para la reducción de la PAPR en un sistema OFDM.
- Implementar un canal inalámbrico con desvanecimiento que siga una distribución de Nakagami.
- Realizar pruebas de funcionamiento y comparación de los resultados del BER y del CCDF obtenidos.

1.2 Alcance

El proyecto consiste en la implementación de un sistema OFDM en MATLAB, en el cual se aplicará la técnica OPS para la reducción de la PAPR. Este sistema contará con la simulación tanto para transmisión como para recepción, los mismos que se encontrarán interconectados a través de un canal inalámbrico con distribución de Nakagami. Para las condiciones de simulación, las secuencias de pilotos se encuentran a una separación uniforme, y se encontrará un piloto cada 4 o cada 8 subportadoras de datos, lo que conforman los dos escenarios a considerar.

Para el análisis de resultados y pruebas, se utilizarán otras distribuciones en el canal inalámbrico con el fin de realizar comparaciones, las mismas que son la distribución de Rayleigh y la distribución de Rician. Mediante el uso de estas distribuciones se realizarán comparaciones en las gráficas obtenidas del BER para las diferentes modulaciones, así como también se realizará comparaciones del BER obtenido con la técnica OPS y la del

BER obtenido con la técnica CE-POCS (*Orthogonal Projection Onto Circular and Elliptical Convex Sets*). Se obtendrá la CCDF para evaluar la reducción de la PAPR y se comparará con la CCDF de la técnica CE-POCS.

Además, se asume que el canal ya se conoce de tal manera que no es necesario realizar estimaciones de este. El canal inalámbrico que se utilizará es un canal multitrayecto con distribución de Nakagami, en el cual no se considerará el modelo de propagación sino únicamente el desvanecimiento. Por otra parte, en lo que a transmisión y recepción de la información se refiere, se considera que la comunicación tiene una sincronización perfecta.

1.3 Marco Teórico

En esta sección se describirá de forma general los sistemas OFDM enfocándose en el transmisor y en el receptor, así como sus conceptos básicos, los problemas existentes en estos sistemas, las técnicas de evaluación del problema de la PAPR y el canal con distribución de Nakagami, mediante el cual se comunican el transmisor con el receptor. La Figura 1.1 muestra el diagrama de bloques de un sistema OFDM.

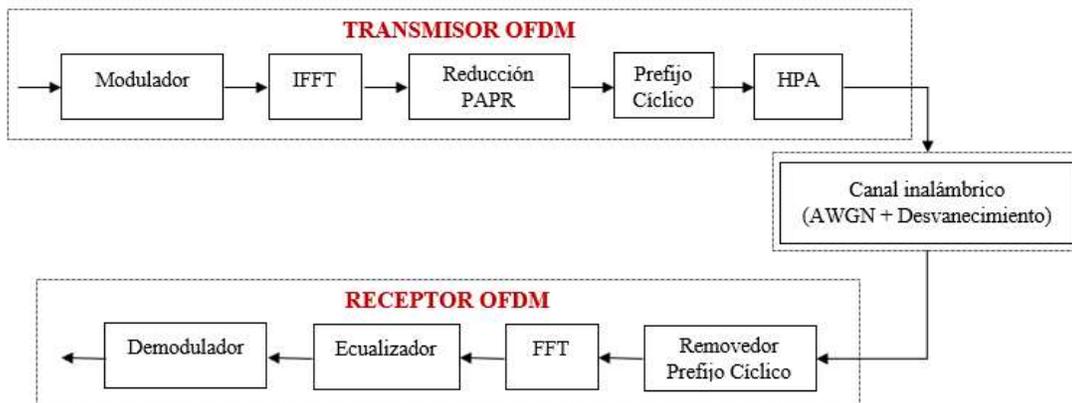


Figura 1.1. Diagrama de bloques de un sistema OFDM.

1.3.1 SISTEMAS OFDM

Los sistemas OFDM también son conocidos como sistemas MCM (*Multicarrier Modulation*), es un método de modulación digital que utiliza múltiples portadoras ortogonales de banda estrecha en lugar de utilizar una sola banda que ocupe todo el ancho de banda, con el fin de evitar tener muchos moduladores y filtros en el transmisor. Es un sistema que soporta diferentes tasas binarias, es robusto frente al ruido, lo que lo hace un sistema adecuado para comunicación inalámbricas.

Los sistemas OFDM fueron conocidos desde mediados de los 60's con un artículo publicado por Hang que se basa en la síntesis de las señales condicionadas en banda para

transmisores multicanal [2]. En este artículo se explica acerca de una apertura para transmitir información de manera simultánea a través de un canal lineal y con ancho de banda limitado, sin interferencia de canal (ICI), sin interferencia intersímbolo (ISI). Más adelante Saltberg ejecutó un estudio de la implementación de estos sistemas, donde se concluyó que la táctica para el diseño de un sistema paralelo más eficaz tenía que estar basado en la reducción del crosstalk presente en los canales adyacentes y no solo en la corrección de cada uno de los canales por separados, esto a razón de que la distorsión debida a *crosstalk* tiene mayor dominio en dichos canales. Años después mediante el procesamiento digital se comprobó que estas teorías resultaron ser ciertas [3].

Una contribución importante fue presentada en 1980, se introdujo el prefijo cíclico (CP), con el cual se solucionaba el inconveniente de la ortogonalidad. En vez de utilizar un período de guarda sin contenido, se propuso transmitir en dicho espacio una copia del símbolo OFDM. Mediante esto se simula un canal que realizará una convolución cíclica¹, lo que conlleva a que sobre canales dispersos se tenga ortogonalidad cuando el CP es más alto que la respuesta impulsiva del canal. A pesar de ello, se añade una pérdida de energía igual a la longitud del CP, pero que es justificada gracias a que se tiene una ICI nula [3]. Un sistema OFDM se origina teniendo en cuenta diferentes parámetros, tales como: el número de subportadoras, el esquema de modulación y el intervalo de guarda que se utilizará.

Se establece el número de subportadoras (N) en base al ancho de banda que tiene el canal, la velocidad con la que se transmiten los datos y el tiempo que dura el símbolo útil, el inverso de la duración de este tiempo útil ($N=1/T$) denota la separación a la que se encuentran las portadoras. El número de portadoras se encuentra relacionado con la cantidad de puntos complejos que son procesados por la FFT (*Fast Fourier Transform*) y el rango de subportadoras que se pueden emplear puede ser de varios miles, así como también de acuerdo a la aplicación, se puede reducir o aumentar la velocidad que tienen los datos y el valor del intervalo de guarda [4].

La ortogonalidad es considerada como una las principales diferencias entre los sistemas OFDM y otros procedimientos de multiplexación basados en frecuencia, esta característica hace que entre portadoras pueda existir una separación óptima. Esta separación consiste en que la distancia espectral de portadoras a portadoras contiguas no varía y es igual al inverso del periodo de símbolo, la ortogonalidad de este sistema se mantiene al pasar de un canal a otro mediante la utilización del prefijo cíclico (CP). En la figura 1.2 se presenta

¹ **Convolución cíclica:** Es una secuencia periódica de longitud N que convoluciona con otra secuencia periódica de longitud N mediante la FFT [30].

un ejemplo de la ortogonalidad de la señal OFDM, el espaciamiento entre canales y la interferencia de canal.

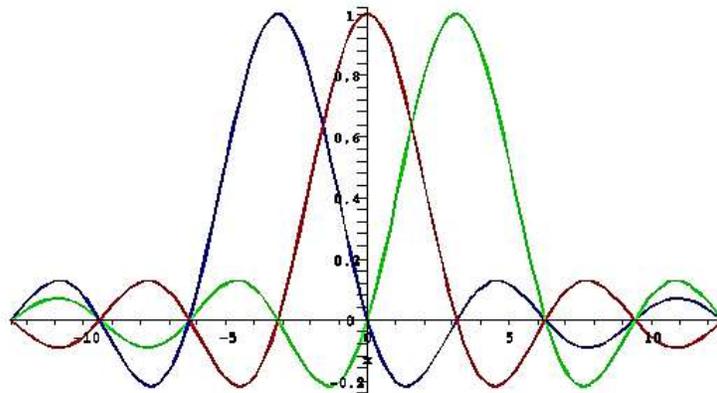


Figura 1.2. Espectro de frecuencia para las subportadoras del sistema OFDM [5].

MULTIPLEXACIÓN

En los sistemas OFDM la multiplexación se realiza mediante la DFT (*Discrete Fourier Transform*) que evita el uso de osciladores para cada portadora, que es lo que se realizaba con los sistemas analógicos. Se puede implementar la DFT de forma eficiente mediante la FFT. Para el transmisor se utiliza la IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) y para el receptor se utiliza la FFT. Mediante la IFFT se puede realizar la toma de muestras para cada una de las subportadoras y a su vez se puede obtener el flujo de datos que se enviarán en el dominio del tiempo avalando que entre las subportadoras no existirán interferencias entre ellas [1].

En el receptor la FFT es la responsable de establecer a las señales entrantes la subportadora que le corresponda y a su respectivo flujo de datos de cada muestra obtenida, la figura 1.3 representa la transformación de la señal del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia usando la FFT y viceversa con la IFFT:

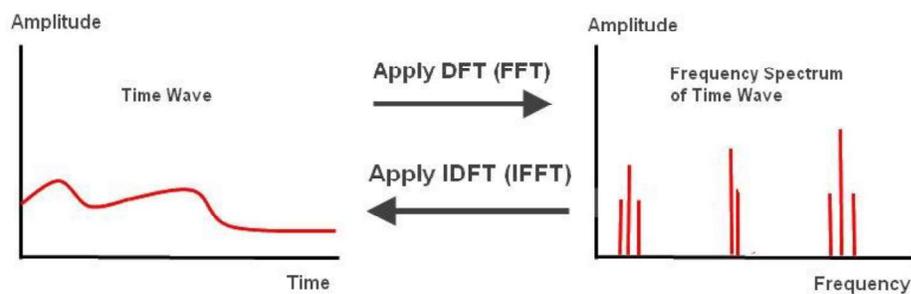


Figura 1.3. Representación de FFT e IFFT [6].

TRANSFORMADA DE FOURIER EN OFDM

El objetivo de usar la transformada de Fourier tiene que ver con la relación entre el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia [7], mediante el uso de las ecuaciones 1.1 y 1.2:

$$X(e^{jw}) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-jw t} dt$$

Ecuación 1.1. Transformada de Fourier

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(jw)e^{jw t} dw$$

Ecuación 1.2. Transformada inversa de Fourier

La ecuación 1.1 sirve para pasar la señal del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia y la ecuación 1.2 representa el proceso inverso. Donde, $x(t)$ y $X(w)$ representan las señales para un modelo en tiempo continuo en el dominio del tiempo y la señal en el dominio de la frecuencia, respectivamente, y $w = 2\pi f$.

La señal que se origina con la transformada se encuentra discretizada y es representada por medio de impulsos, a esta relación se la conoce como DTF (*Fourier Transform Discrete*) [8], y está dada por la ecuación 1.3:

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

Ecuación 1.3. Transformada Discreta de Fourier.

Donde, $x(t)$ y $X(k)$ representan la señal de N muestras en el dominio del tiempo y cada una de las muestras del símbolo OFDM en el dominio de la frecuencia, n y k son los índices para tiempo y frecuencia, respectivamente. El proceso contrapuesto está dado por medio de la IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*) [8] que viene dado por la ecuación 1.4:

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

Ecuación 1.4. Transformada Discreta de Fourier Inversa

La figura 1.4 permite entender de mejor manera el trabajo que realiza la operación IFFT:

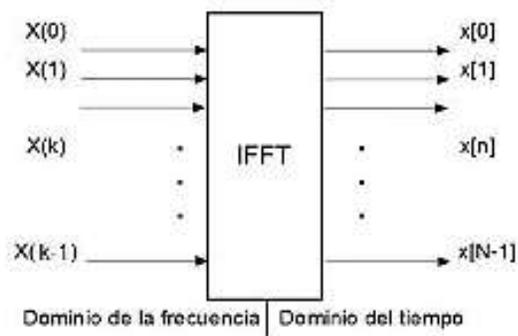


Figura 1.4. Operación de la IFFT [1].

Ventajas de OFDM

Debido a las ventajas que presenta la técnica de transmisión OFDM, se ha convertido en la tecnología más manejada en comunicaciones. A continuación, se describen algunas de ellas [1]:

- De acuerdo con la ortogonalidad de las subportadoras, tiene una eficacia espectral más alta.
- En comparación con los sistemas monoportadora, estos sistemas tienen una alta inmunidad frente a la interferencia entre símbolos.
- Son más eficaces en las comunicaciones con multitrayectoria lo que permite que la ecualización sea más simple.
- Las implementaciones en hardware son más sencillas a través de los algoritmos de IFFT y FFT.

Desventajas de OFDM

Dentro de las principales desventajas se tienen [1]:

- Debido a la inserción del CP se tiene una pérdida de eficiencia espectral.
- El factor de *offset* presente en tiempo y en frecuencia origina una pérdida de sincronización en tiempo y frecuencia, lo que conlleva a la pérdida de ortogonalidad y como consecuencia se origina el ICI.
- El ISI o ICI puede generarse fácilmente al existir alguna falla en la ejecución de la FFT en el receptor.

Finalmente, uno de los principales problemas que actualmente afecta a los sistemas OFDM es la elevada PAPR que es el objetivo principal a tratar en este proyecto de titulación y se revisará más a fondo más adelante.

1.3.1.1 TRANSMISOR OFDM

Actualmente los sistemas OFDM utilizan modulación digital para su desarrollo, por lo que en este proyecto de titulación se realizará el análisis de todos los componentes del sistema en tiempo discreto. La figura 1.5 muestra el diagrama de bloques del transmisor OFDM que se utilizará en este proyecto de titulación, el mismo que se encuentra conformado por varias etapas: modulación, multiplexación, prefijo cíclico y amplificación.

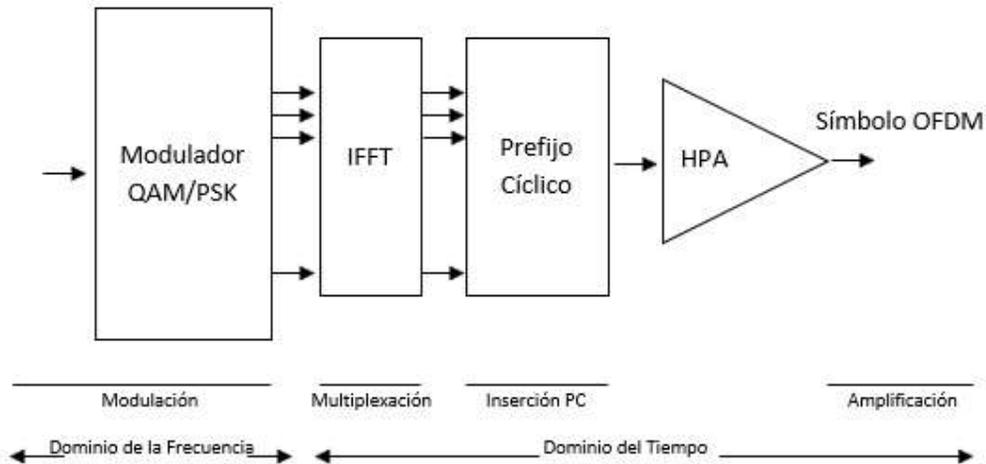


Figura 1.5. Diagrama de bloques de un transmisor OFDM.

Al modulador la información llega en forma de bits, los mismos que se encuentran relacionados con el tipo de modulación que se utilizará, sea esta M-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) o Q-PSK (*Quadrature-Phase Shift Keying*), donde M representa el nivel de modulación; que para este proyecto será 16 y 64.

En los sistemas OFDM la multiplexación se realiza mediante la FFT que evitan el uso de osciladores para cada portadora, que es lo que se realizaba con los sistemas analógicos. Mediante la IFFT se puede realizar la toma de muestras para las subportadoras y a su vez también calcular el flujo de información que se enviarán en el dominio del tiempo y así poder garantizar que no existirá interferencia entre las subportadoras. Mediante la FFT presente en el receptor, se puede establecer a las señales que ingresan la subportadora que le corresponde y el flujo de información correspondiente de cada muestra realizada.

Después de la FFT se añade el prefijo cíclico con el fin de mantener la ortogonalidad cuando se transmite la información por el canal inalámbrico, y finalmente la señal OFDM es amplificada mediante el bloque HPA (*High Power Amplifier*) [1].

MODULACIÓN

La modulación digital consiste en modular la frecuencia, la amplitud o la fase de una onda senoidal mediante una señal digital. En el transmisor OFDM los bits del mensaje se mapean en una secuencia de símbolos PSK o QAM que después se convertirán en N corrientes paralelas. A su vez, la conversión de serie a paralelo de cada uno de los N símbolos es llevada a cabo cada una por una subportadora diferente [9]. OFDM divide el ancho de banda disponible (BW) en N subportadoras paralelas de igual ancho de banda BW/N , donde cada una de ellas se encuentra asociada a una frecuencia diferente.

Dentro de los tipos de modulación más utilizados en las aplicaciones digitales se tiene los siguientes tipos.

- **Phase Shift Keying (PSK)**

Es una modulación angular para señales digitales, consiste en hacer variar la fase de la portadora entre un número de valores discretos, posee un número de estados limitados, es utilizada para transmitir diferentes portadoras con diferentes fases. La figura 1.6 hace referencia a la modulación PSK de nivel dos, también conocida como BPSK.

Los tipos de modulación PSK más utilizados en OFDM son: BPSK y QPSK, en donde B y Q representan a las nominaciones de fase $M=2$ y $M=4$ respectivamente.

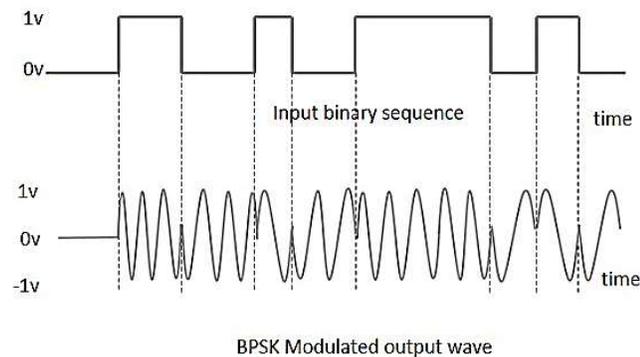


Figura 1.6. Señal BPSK [10].

De acuerdo con el número de fases se pueden dar las diferentes nominaciones. Es común calificar de acuerdo con el número de bits por cada símbolo y el número de las fases, los mismos que son definidos mediante la señal de datos binaria (modulación de 2 fases) o la combinación de un determinado número de bits de la señal de información (modulación en N fases). A mayor número de posibles fases, mayor es la cantidad de información que se puede transmitir usando el mismo

ancho de banda, pero también es mayor su sensibilidad frente a ruidos e interferencias.

Se puede representar las modulaciones mediante los diagramas de constelación en donde los estados de la modulación se los representa mediante puntos en un diagrama vectorial. Cada uno de estos puntos identifica un estado de modulación que se caracteriza por su fase y amplitud. La figura 1.7 representa un ejemplo de modulación PSK y su respectivo diagrama de constelación. Un diagrama de constelación contiene los ejes X, que utiliza la función seno, e Y, que utiliza la función coseno; los cuales son denominados los coeficientes en cuadratura y son parte esencial de los diagramas de constelación. La señal seno es denominada la señal de referencia o señal I, mientras la señal coseno que se encuentra desfasada en relación con la señal I se denomina señal Q [1].

La distancia mínima, distancia que se encuentra entre los puntos adyacentes, es una medida esencial en los diagramas de constelaciones. Ésta distancia se encuentra relacionada de manera directa con los errores presentes en el receptor al utilizar los sistemas de modulación digital. De acuerdo con la distancia la inmunidad al ruido aumenta o disminuye, a grandes distancias el BER aumenta y a pequeñas distancias el BER disminuye, y para un mismo BER la S/N disminuye [11].

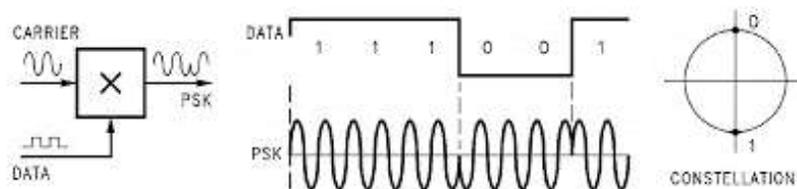


Figura 1.7. Modulación PSK y su diagrama de constelación [12].

- **Quadrature Amplitude Modulation (QAM)**

La modulación QAM se puede tratar como una modulación PSK extendida, los parámetros que cambian en esta modulación son las amplitudes y las fases. Cada una de las señales es completamente autónoma y se generan en banda base [1].

La modulación QAM puede tomar otros niveles de modulación. Si toma solo dos niveles, es decir $m=2$, se refiere a la modulación 4-QAM la misma que es igual en términos de características y resultados que Q-PSK. Si los niveles que toma son mayores ($M > 4$) se consigue que el uso del espectro sea más eficiente, razón por

la cual ésta modulación se orienta en niveles ($M > 4$) como por ejemplo 16-QAM, 64-QAM, etc., pero mientras más altos sean los niveles de modulación disminuye la distancia entre puntos adyacentes dentro del diagrama de constelación, resultando en un alto BER [1].

En la figura 1.8 se representa el diagrama de constelación para una modulación 8-QAM.

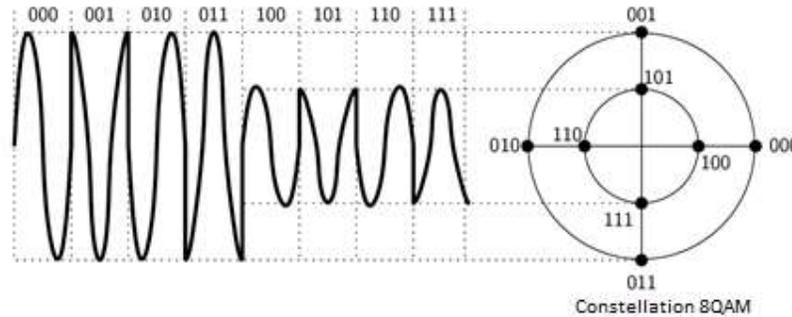


Figura 1.8. Modulación QAM y el diagrama de constelación de una modulación 8-QAM [10].

PREFIJO CICLICO

El prefijo cíclico CP (*Cyclic Prefix*) se introduce con el fin de evitar la presencia del ISI, del ICI y para mantener la ortogonalidad entre las portadoras, consiste en la introducción de una copia de la última parte del símbolo OFDM al inicio del símbolo OFDM [9], como se presenta en la figura 1.9.

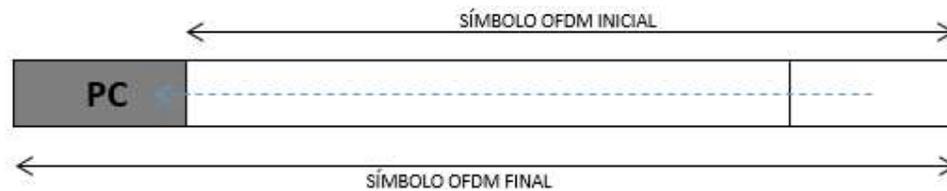


Figura 1.9. Inserción del prefijo cíclico.

En las modulaciones OFDM se considera como una característica importante la duración del prefijo cíclico. La duración del prefijo cíclico debe ser mayor que la máxima dispersión del canal esperada, es decir, mayor que la duración máxima que se espera de un eco en un escenario explícito [13].

El prefijo cíclico al contrarrestar los efectos de canal, como son ruido blanco e interferencia, mejora el rendimiento de los sistemas OFDM y reduce el BER [13]. Sin embargo, la desventaja que presenta el CP es que reduce la tasa de datos [14].

En el receptor se compara la información repetida como prefijo y es retirado.

AMPLIFICADOR DE ALTA POTENCIA (HPA)

El HPA es un amplificador de potencia que se encuentra en la última etapa de los transmisores, es el encargado de amplificar la potencia de la señal con el fin de entregar a la antena una potencia con la máxima eficiencia [1].

Los amplificadores HPA poseen dos características principales:

- 1) La linealidad, contribuye para que los símbolos OFDM no posean algún tipo de distorsión a la salida del amplificador con relación a la señal de entrada.
- 2) La eficiencia, que es una medida importante para obtener el rendimiento energético.

Para la utilización del HPA se debe considerar el parámetro BACK-OFF o también conocido como punto de operación para calcular la eficiencia de HPA utilizado, este punto se basa en otros dos puntos importantes el IBO (*Input Back-Off*) y OBO (*Output Back-Off*) [2], los cuales se encuentran definidos por las ecuaciones 1.5 y 1.6:

$$IBO = 10 * \log \frac{P_{max.in}}{P_{in}}$$

Ecuación 1.5. Input Back-off

$$OBO = 10 * \log \frac{P_{max.out}}{P_{out}}$$

Ecuación 1.6. Out Back-off

Donde, $P_{max.in}$ y $P_{max.out}$ son las potencias máximas instantáneas de entrada y salida respectivamente del HPA, P_{in} y P_{out} son las potencias medias de entrada y de salida respectivamente [2].

En la figura 1.10 se puede entender de mejor manera los parámetros IBO y OBO, el HPA al operar en el área que se encuentra bajo la curva disminuye su eficiencia, mientras que si opera junto de la zona lineal el rango dinámico crece y por con esto también crece el costo del amplificador. Además, si el HPA tiene un IBO y OBO bajos se puede alcanzar una buena eficiencia, pero las señales OFDM se ven obligadas a pasar a la zona de saturación y esto provocaría que la señal se distorsione [2].

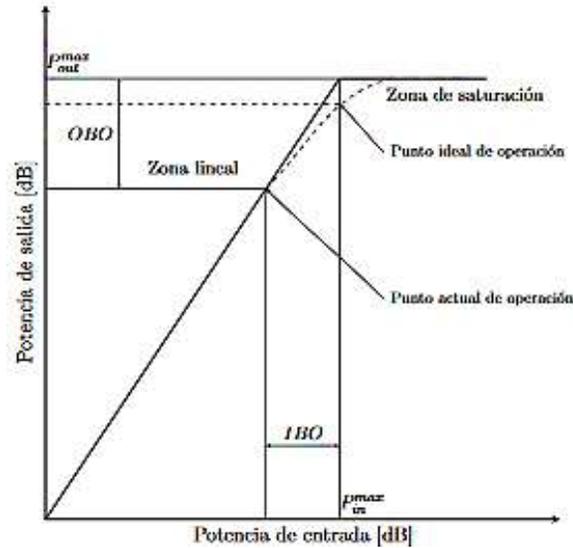


Figura 1.10. Características de entrada-salida de un HPA [2].

A través de las conversiones AM/AM (Amplitude/Amplitude) y AM/PM (Amplitude/Phase), conocidas como compresión en Amplitud y desviación de Fase, se realiza el modelamiento matemático del HPA. La conversión AM/AM es generada por la amplitud de una señal de entrada sobre la amplitud de la señal de salida y la conversión AM/PM es el resultado de la fase de esta amplitud [1]. La ecuación 1.7 indica cómo es el modelamiento matemático de la señal de entrada al HPA y la ecuación 1.8, define la señal de salida del HPA:

$$x[n] = |x[n]|e^{j\theta[n]}$$

Ecuación 1.7. Modelado de la señal de entrada del HPA.

$$y[n] = G[|x[n]|]e^{j[\theta[n]+\varphi[|x[n]|]]}$$

Ecuación 1.8. Modelado de la señal de salida del HPA.

Donde $x[n]$ representa la señal a la entrada, $e^{j\theta[n]}$ representa la fase de la señal a la entrada del HPA, $G[-]$ representa la conversión AM/AM y $\varphi[-]$ representa la conversión AM/PM. El HPA se puede implementar con: TWTA (*Traveling Wave Tube Amplifier*) y SSPA (*Solid State Power Amplifier*). Ambas implementaciones tienen la característica de que son amplificadores no lineales [1]. Para este proyecto se utilizarán los amplificadores SSPA.

Amplificador de estado sólido (SSPA)

Uno de los modelos típicos para comunicaciones inalámbricas que forma parte del SSPA, es el modelo Rapp [1], donde la conversión AM/AM está dada por la ecuación 1.9.

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

Ecuación 1.9. Conversión AM/AM para el modelo de Rapp.

Donde, $x[n]$ representa la señal a la entrada del HPA, g representa la ganancia del HPA, x_{sat} representa el nivel de saturación del HPA y p representa el parámetro que controla la precisión de la región de saturación del HPA [1]. La conversión AM/PM para el modelo de Rapp se aproxima a cero, como se observa en la ecuación 1.10:

$$\varphi(|x[n]|) = 0$$

Ecuación 1.10. Conversión AM/PM para el modelo de Rapp.

La figura 1.11 muestra la respuesta de la conversión AM/AM para diferentes valores del parámetro p .

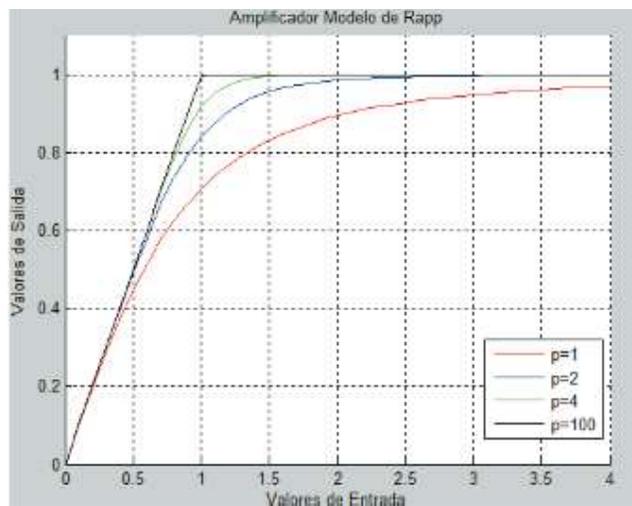


Figura 1.11. Conversión AM/AM para el modelo de Rapp [1].

Amplificador TWTA

Los amplificadores TWTA son mayormente empleados en los sistemas de comunicaciones satelitales esto debido a que poseen un bajo peso, pueden entregar una alta potencia y cuentan con una alta eficiencia. Este tipo de amplificadores también pueden ser modelados mediante las conversiones AM/AM y AM/PM [1], que se encuentran representadas con las ecuaciones 1.11 y 1.12:

$$G[|x[n]|] = \frac{\alpha_a * |x[n]|}{1 + \beta_a |x[n]|^2}$$

Ecuación 1.11. Conversión AM/AM para los amplificadores TWTA.

$$G[|x[n]|] = \frac{\alpha_\theta * |x[n]|}{1 + \beta_\theta |x[n]|^2}$$

Ecuación 1.12. Conversión AM/PM para los amplificadores TWTA.

Donde, $\alpha_a, \alpha_\theta, \beta_a$ y β_θ representan los parámetros que controlan las conversiones.

1.3.1.2 RECEPTOR OFDM

En el receptor se realiza el proceso inverso al detallado para el transmisor OFDM. La figura 1.12, muestra cada uno de los bloques que compone el receptor de un sistema OFDM.

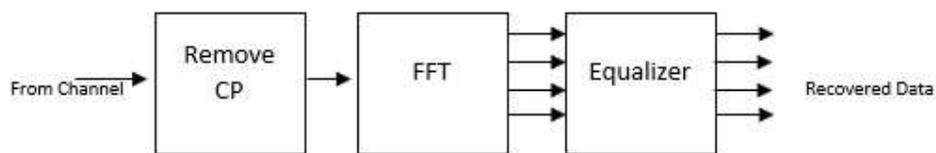


Figura 1.12. Diagrama de bloques del receptor OFDM.

Una vez que la señal pasa por el canal inalámbrico, se extrae el prefijo cíclico para que luego la FFT asigne las señales entrantes a su respectiva portadora y su respectivo flujo de datos para cada una de las muestras tomadas. Luego la señal pasa por el ecualizador que se encarga de compensar el efecto introducido por el canal de comunicaciones y por último la señal pasará por el demodulador que se encarga de recuperar los datos a partir de los símbolos recuperados por el receptor.

ECUALIZACIÓN

La ecualización permite compensar el efecto del canal inalámbrico sobre la señal transmitida. En este proyecto se asume que el estado del canal es conocido por lo que no es necesario realizar el proceso de estimación del canal.

La ecuación 1.13 muestra el modelado matemático para el proceso de ecualización, la ecualización en OFDM consiste en dividir el símbolo recibido en la subportadora w para el estado del canal de esa subportadora.

$$y[n] = x[n] * h[n] \longrightarrow Y[w] = X[w]H[w] \longrightarrow X[w] = \frac{Y[w]}{H[w]}$$

Ecuación 1.13. Proceso de ecualización en OFDM.

Dónde $x[n]$ es la variable de la señal recibida, $y[n]$ es la variable de la señal transmitida y $h[n]$ es la respuesta del canal en el dominio del tiempo, en el dominio de la frecuencia

mediante el uso de la FFT se tienen las variables $X[w]$, $Y[w]$ y $H[w]$ de cada una de las señales.

1.3.2 CANAL INALÁMBRICO

El canal inalámbrico es el medio no guiado por el cual viajan las señales en una comunicación inalámbrica, este medio se encuentra expuesto a efectos como: difracción, refracción, dispersión, desvanecimiento y demás alteraciones causadas por las distancias a las que tienen lugar las comunicaciones, por las condiciones ambientales, por objetos presentes en la línea de vista entre transmisor y receptor, entre otros [13].

A continuación, se detalla algunos de los parámetros a considerar cuando las señales son transmitidas por un canal inalámbrico:

Fenómenos de propagación en el canal inalámbrico.

Las señales electromagnéticas cuando viajan por un medio inalámbrico se pueden encontrar con objetos que conllevan a que la señal se refleje, difracte o disperse antes de alcanzar su objetivo, el receptor, como se puede observar en la figura 1.13:

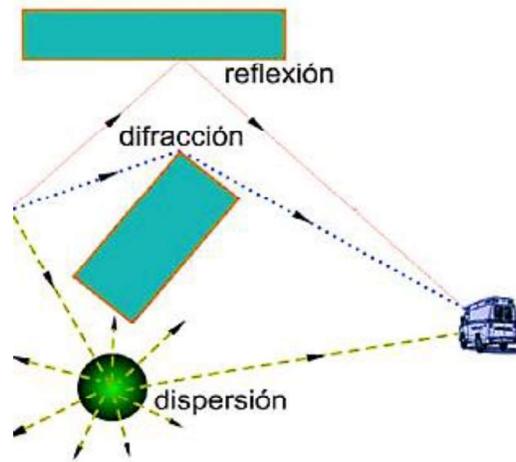


Figura 1.13. Fenómenos de propagación en el canal inalámbrico [15].

Los diferentes fenómenos a los que la señal está sujeta son los siguientes:

- **Reflexión:** Se origina cuando una señal pasa de un medio de propagación a un medio que tiene propiedades electromagnéticas distintas. La señal transmitida choca con un objeto grande comparado con la longitud de onda de la señal incidente, pueden causar reflexión las superficies del suelo, construcciones y paredes, sin importar que sean de materiales metálicos o dieléctricos. En base a esto, tanto la amplitud como la fase de la señal que se refleje serán diferentes con

respecto a la señal transmitida, esto es porque parte de la onda es absorbida por el medio [16].

- **Difracción:** Este fenómeno se produce cuando en el trayecto la señal es propensa a chocar con los bordes de algún obstáculo grande en comparación con la longitud de onda de la señal incidente, lo que origina ondas secundarias que se propagan dentro del obstáculo. Es similar al fenómeno de reflexión, pero en este caso la difracción depende de la geometría y de los materiales que componen al obstáculo y de la amplitud, fase y polarización de la onda incidente [17].
- **Dispersión:** También se la conoce como *scattering*, este fenómeno se da cuando la señal que se propaga se choca con obstáculos de dimensiones más pequeñas o a su vez semejantes a la longitud de onda de la señal incidente, lo que hace que la señal se disperse en muchas direcciones con diferente fase y amplitud. Es el fenómeno más difícil de predecir debido a que genera muchas señales en diferentes direcciones [17].

Efectos producidos por el canal inalámbrico.

- **Interferencia:** Los medios inalámbricos por los cuales se transmiten las señales son bastantes propensos a interferencias, es decir, la señal puede contaminarse con señales no deseadas que también se propagan por el mismo medio [13]. Si se consideran las dimensiones, tiempo, espacio y frecuencia que forman parte de un medio inalámbrico, se encuentran tres tipos de interferencia relacionadas con las comunicaciones inalámbricas:
 - La **Interferencia de canal adyacente**, se puede corregir con el uso de filtros tanto en el transmisor como en el receptor, se genera por el desborde hacia algún canal adyacente de la señal propagada.
 - La **Interferencia de co-canal**, se genera cuando se tiene la presencia de otra señal en la misma señal de frecuencia útil.
 - La **Interferencia intersímbolo**, se presenta cuando la señal pasa de un slot de tiempo a otro slot, se puede controlar esta interferencia con el uso de ecualizadores.
- **Atenuación:** En todos los medios de comunicación la señal decrece con la distancia, en los medios inalámbricos la potencia de la señal va reduciendo conforme esta avanza, por lo que la atenuación tiene un cargo más difícil debido a que depende de la distancia y de las condiciones ambientales. Mediante el uso de

amplificadores de señal se puede garantizar una intensidad apropiada para que la información en el receptor sea recibida de manera correcta [13].

- **Atenuación por espacio libre:** Consiste en la reducción de la señal generada debido a la distancia que ésta debe recorrer, es decir, mientras mayor sea la distancia de propagación se tienen pérdidas más grandes en el espacio libre.
- **Atenuación sobre superficies reflectoras:** Son originadas por los obstáculos que pueden presentarse en un trayecto directo, los cuales dan a la señal diferentes trayectos. Estos obstáculos pueden ser edificios, árboles, carros, entre otros.
- **Ruido:** Es una señal no deseada presente en los canales inalámbricos, es un fenómeno que limita el rendimiento de las comunicaciones inalámbricas debido a que hay que conseguir que la intensidad del ruido no sea mayor que la intensidad de la señal con el fin de que los datos que se recuperen lleguen a su destino sin errores [13].

El ruido presente en las señales puede ser generado por diferentes factores presentes en los circuitos de transmisión y recepción. El ruido térmico es el que más influye en los sistemas de comunicaciones, este ruido cambia en función de la temperatura de los diferentes componentes presentes en el receptor [13].

- **Desvanecimiento:** Son las variaciones en amplitud, fase y polarización a la que la señal está sometida cuando pasa por un canal inalámbrico, éstas variaciones se originan cuando diferentes señales de distintas direcciones llegan al receptor con diferentes retardos en tiempo, éstas señales se combinan para dar lugar a otra señal no deseada cuya amplitud depende de las condiciones ambientales [16].

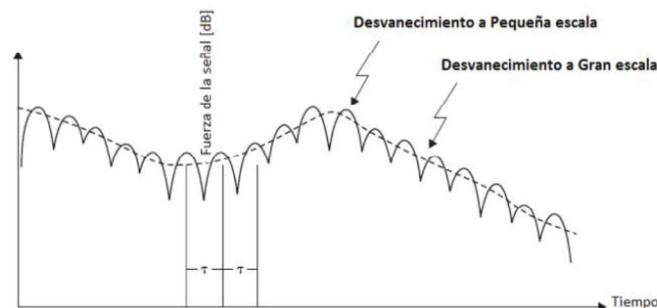


Figura 1.14. Desvanecimiento de acuerdo con la escala [16].

El desvanecimiento puede dividirse según la distancia a la cual se analizan las fluctuaciones, en la figura 1.14 se observa los tipos de desvanecimiento conocidos.

- **Desvanecimiento a gran escala:** Se presenta cuando la potencia de las fluctuaciones es grande, y la distancia que separa el transmisor del receptor es demasiado grande, de hasta miles de kilómetros. Sigue una distribución de probabilidad log-normal, debido a que su comportamiento es estadístico [16].
- **Desvanecimiento a pequeña escala:** Se produce cuando la potencia de la señal varía rápidamente y la distancia que separa al transmisor del receptor son más pequeñas que en el desvanecimiento a gran escala, cientos de metros, este tipo de desvanecimiento se presenta en distancias cercanas a media longitud de onda. Cuando se tienen muchos obstáculos la distribución de Rayleigh se aproxima a la función de densidad de probabilidad que representa el procedimiento de este desvanecimiento, y cuando existe línea de vista entre la estación base y la estación móvil a la distribución de Rician [16].
- **Multitrayectoria:** La presencia de este fenómeno se da cuando la señal que sale del transmisor se refleja con los obstáculos presentes en su camino, tales como edificios, vehículos, entre otros, lo que conlleva a que al receptor lleguen varias copias de la señal transmitida con diferentes retardos de tiempo, las señales llegan al receptor a través de diferentes caminos [16].
- **Ensanchamiento Doppler:** Se da debido a los rápidos cambios que sufre el canal en el dominio del tiempo. Los factores que directamente contribuyen a estos cambios son la movilidad respectiva entre el transmisor, el receptor, y el movimiento de los obstáculos presentes en el canal [13].

Modelamiento del canal.

Las funciones de distribución que se presentan a continuación estiman las situaciones a las cuales está sometida la señal al viajar por el medio, es decir, se consideran las propiedades ambientales para el modelamiento del canal inalámbrico [13]:

- **AWGN (*Additive White Gaussian Noise*)**

El canal AWGN, conocido como canal de ruido blanco, indica la degradación a la que está sometida la señal esperada debido a la presencia del ruido térmico en el canal de comunicación y en los diferentes circuitos que conforman el sistema de transmisión y recepción.

El modelamiento del canal AWGN es simple, consiste en añadir una señal aleatoria similar al ruido térmico y es acertado para comunicaciones satelitales y transmisiones no inalámbricas [13]. Sin embargo, no es eficiente para transmisiones inalámbricas terrestres, principalmente por la movilidad.

- **Log-normal:** Este modelo sirve para especificar todos los desvanecimientos producidos por las condiciones atmosféricas, tales como la lluvia, la niebla, los árboles, edificios, los mismos que conllevan a tener un cambio en la potencia media.
- **Rayleigh:** Se utiliza este modelo entre el transmisor y receptor cuando no existe línea de vista, se usa generalmente en los lugares donde existe un gran número de elementos reflectores entre el transmisor y el receptor. La función de densidad de probabilidad de esta función está descrita por la ecuación 1.14:

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

Ecuación 1.14. Función densidad para la distribución de Rayleigh.

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

- **Rician:** Se utiliza esta distribución cuando por parte de la señal dominante existe línea de vista entre el transmisor y receptor. La función de densidad de probabilidad se refleja en la ecuación 1.15:

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

Ecuación 1.15. Función densidad para la distribución de Rician.

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

La distribución de Rician generalmente se describe en base a un factor K , que representa la relación entre la potencia de la señal dominante y la potencia de las señales reflejadas y se encuentra definido por la ecuación 1.16:

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

Ecuación 1.16. Relación que compone el factor K de la distribución de Rician.

En la distribución de Rayleigh la potencia de la señal dominante es casi nula por lo que el factor K es muy grande, pero en la distribución de Rician con una señal dominante fuerte el factor K está en el orden de unidades o decenas.

- **Nakagami:** También se la conoce como distribución de Nakagami- m , permite caracterizar señales terrestres móviles, ambientales interiores (*indoor*) y radio enlaces ionosféricos. De acuerdo al factor m , la distribución de Nakagami se aproxima a las distribuciones de Rayleigh, Rician y Media Gaussiana, como se observa en la figura 1.15:

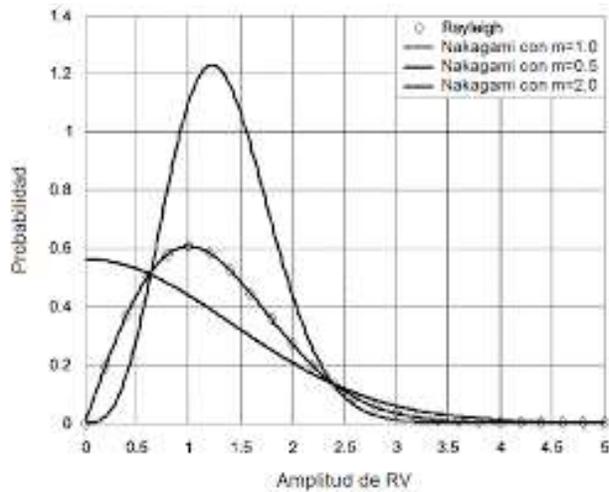


Figura 1.15. Función de densidad de probabilidad de la distribución de Nakagami para distintos factores m [18].

La función de densidad de probabilidad que describe a esta distribución se representa con la ecuación 1.17:

$$p(r) = \frac{2}{\tau(m)} \left(\frac{m}{\bar{P}_r}\right)^m r^{2m-1} e^{-m\left(\frac{r^2}{\bar{P}_r}\right)}$$

Ecuación 1.17. Función densidad para la distribución de Nakagami.

Donde, \bar{P}_r es el promedio de la potencia recibida, τ es la función Gamma², y m es la figura de desvanecimiento (*fading figure*) cuyo valor debe ser mayor o igual a $\frac{1}{2}$.

La potencia instantánea de la señal recibida es r^2 , y satisface la distribución Gamma.

Si se presentan valores reducidos del parámetro m en la distribución de Nakagami se pueden tener desvanecimientos severos en el canal, como es el caso de cuando

² **Función Gamma** (τ): extiende el concepto factorial a cualquier valor complejo de z (números reales y complejos).

m tiende al infinito, el canal converge a un canal ideal sin desvanecimiento o AWGN [19].

A pesar de este ser un modelo poco conocido, es igual o más útil que los modelos de Rayleigh y Rician para modelar desvanecimiento para las comunicaciones móviles [13].

1.3.3 PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*)

La PAPR es definida como la relación entre la potencia pico y la potencia media de una señal. Se puede representar la PAPR matemáticamente mediante N_m muestras de una señal, $x[n]$ con $0 \leq n \leq N_m - 1$, la potencia pico está dada por la ecuación 1.18, la potencia media por la ecuación 1.19:

$$P_{max} = \max |x[n]|^2$$

Ecuación 1.18. Potencia pico.

$$\bar{P} = \frac{1}{N_m} \sum_{n=0}^{N_m-1} |x[n]|^2$$

Ecuación 1.19. Potencia media.

Tomando en cuenta las ecuaciones 1.18 y 1.19, la PAPR está dada por la ecuación 1.20:

$$PAPR = \frac{P_{max}}{\bar{P}} = \frac{\max |x[n]|^2}{\frac{1}{N_m} \sum_{n=0}^{N_m-1} |x[n]|^2}$$

Ecuación 1.20. Modelado matemático de la PAPR.

En las modulaciones de módulo constante la PAPR tomará un valor fijo pequeño, que no depende de la información transmitida. Y para las modulaciones que no poseen módulo fijo constante, la PAPR va a depender de la información que se vaya a transmitir, pero también tomará valores pequeños. Si se considera el número de subportadoras independientes que posee la OFDM se debe tomar en cuenta que también se puede tener una gran PAPR al momento que estas se sumen coherentemente, es bien conocido que, cuando N señales son sumadas con la misma fase, producen una potencia pico que puede llegar a ser N veces la potencia media. En consecuencia, para una modulación OFDM con N portadoras se puede llegar a tener $PAPR = N$, que puede ser un valor muy elevado si se usan valores altos de N [2].

En la PAPR destacan dos grandes desventajas, las cuales son:

- Seleccionar un rango dinámico en base a la potencia pico lleva a desaprovechar gran parte de este durante la mayor parte del tiempo e implica un mayor ruido de cuantificación. Por otro lado, si se selecciona el rango dinámico en base a la potencia media, supone una elevada tasa de recorte, que puede provocar distorsiones importantes en las señales transmitida y recibida.
- Reducción de la eficiencia del amplificador de potencia, debido a que su punto de trabajo no puede fijarse directamente a partir de la potencia media de la señal transmitida, sino que es necesario reducir la capacidad de amplificación para evitar distorsiones no lineales importantes en los picos de la señal.

Se han propuesto varias técnicas para la reducción de la PAPR en los sistemas OFDM, las mismas que se clasifican en dos grandes grupos, las técnicas con distorsión que son las que introducen distorsión en la señal, y las técnicas sin distorsión, que buscan representar de forma distinta la señal de tal forma que su PAPR sea menor. A continuación, se presentan las principales técnicas existentes para la reducción de la PAPR, analizando más a fondo la técnica OPS que es la que se utilizará en este proyecto de titulación [2].

Técnicas con distorsión de la señal.

Las técnicas con distorsión reducen significativamente la PAPR, pero introducen radiación dentro y fuera de banda debido a la distorsión introducida en la señal antes de que ésta pase por el HPA, lo que provoca incremento del BER. Dentro de esta técnica se tiene el método CAF (*Clipping and Filtering*), que tiene dos mejoras, PW (*Peak Windowing*) y CTs (Componding Transforms) [2].

- **CAF:** Se considera una de las técnicas más simples, consiste en recortar las partes de la señal que se encuentran sobre el nivel permitido, de tal manera que se eviten las no linealidades provocadas por la saturación del HPA.
- **PW:** Se diferencia de la técnica CAF porque limita los picos elevados de la señal OFDM en el dominio del tiempo $x = [x[0], \dots, x[N - 1]]$ y los multiplica por una función de pesos llamada ventana, las mismas que pueden ser *Hamming*, *Hanning* u otras.

Se consigue la reducción de la PAPR alineando la función ventana con las muestras de la señal, consiguiendo que los valles se multipliquen con los picos de la señal y las amplitudes se multipliquen con las muestras de la señal de menor amplitud. Este proceso lleva a que los picos de la señal se atenúen de una manera más suave que recortando la señal, lo que permite una disminución de las distorsiones introducidas que son propias del esquema PW.

- **CTs:** Se utiliza típicamente en señales de voz para optimizar el número de bits por muestra. Esta técnica puede ser utilizada para reducir la PAPR debido a que las señales de voz y los sistemas OFDM se comportan de forma similar en el sentido en el que los picos elevados ocurren de manera infrecuente.

La técnica CTs, según sea la distribución de potencia de la señal, convierte la señal OFDM en el dominio del tiempo $x = [x[0], \dots, x[N - 1]]$ para conseguir que se atenúen las partes de la señal con picos elevados mientras que las partes con amplitudes bajas se amplifican. La desventaja de esta técnica es que aumenta el BER debido a la distorsión introducida en la transmisión y se podría expandir el ruido del canal al recuperar la señal original en el receptor.

Técnicas sin distorsión de la señal.

Las técnicas sin distorsión de la señal consisten en procesar la señal OFDM con un conjunto de secuencias distintas que representen la misma información, pero con una PAPR menor, la característica principal de esta técnica es que, al no introducir distorsión, el BER no aumenta. Dentro de esta técnica se tiene dos categorías, técnicas con información adicional y técnicas sin información adicional, esta información adicional se debe transmitir al receptor para conseguir una demodulación correcta de la señal [2].

- **Técnicas con información adicional:** Estas técnicas envían información adicional al receptor para que la señal recibida pueda ser demodulada correctamente, llevar esta información secundaria implica pérdidas no favorables de la velocidad de transmisión de los datos: Entre las técnicas más conocidas se tiene: TR (*Tone Reservation*), PTS (*Partial Transmit Sequences*); SLM (*SeLected Mapping*) y técnicas de codificación [2].
 - **TR:** Consiste en reservar un subconjunto de determinados tonos para reducir la PAPR, estos tonos que generalmente solo llevan información de control y son de baja SNR.
 - **PTS:** Consiste en dividir la señal OFDM en el dominio de la frecuencia en U subconjuntos disjuntos, de tal manera que la señal OFDM en el dominio de la frecuencia es la combinación de todos los U subbloques. En el dominio del tiempo la señal para cada subbloque se obtiene mediante la IDFT sobre cada subbloque. El comportamiento de esta técnica es mejor a medida que crece el número de subbloques.

- **SLM:** Esta técnica genera un conjunto lo más diferente posible de símbolos OFDM donde todos representan la misma información que el símbolo original, se elige el símbolo que proporcione la PAPR menor del conjunto disponible.
- **Técnicas de codificación:** Estas técnicas buscan la secuencia de códigos bloque que brinde la PAPR mínima dentro de un conjunto disponible. Además, tienen la capacidad de realizar detección y corrección de errores, pero poseen una alta carga computacional debido a que hay que buscar la palabra código de menor PAPR dentro de tablas de almacenamiento grandes tanto para la codificación como para la decodificación, especialmente cuando el número de subportadoras N es elevado.
- **Técnicas sin información adicional:** Son las técnicas que no requieren de la transmisión de información adicional hacia el receptor para poder demodular la información de forma correcta. Dentro de estas técnicas se tienen: técnicas CS (*Constellation Shapping*) y técnicas con secuencias piloto [2].
 - **CS:** Se refieren a los esquemas que insertan puntos de constelación del símbolo OFDM en el dominio de la frecuencia, de acuerdo a como se desplazan los puntos de constelación se derivan tres técnicas:
 - TI (*Tone Injection*): Esta técnica sustituye los puntos originales de la constelación en una constelación más grande inyectando los tonos apropiados. Su objetivo es incrementar el tamaño de la constelación, de tal manera que se pueda mapear cada punto de la constelación original en varios puntos equivalentes de una constelación expandida, donde se aprovechan los grados adicionales de libertad para reducir la PAPR.
 - CE (*Constellation Extension*): Consigue reducir la PAPR moviendo de manera adecuada ciertos puntos externos del conjunto que forman parte de la constelación del símbolo OFDM en el dominio de la frecuencia. Los puntos se desplazan de afuera hacia dentro de una región permitida de tal manera que la distancia mínima no sea afectada para no degradar el BER.
 - CCS (*Constrained Constellation Shapping*): Tiene como objetivo reducir la PAPR moviendo puntos de la constelación original del conjunto que forma el símbolo OFDM, dentro de un error permitido llamado EVR (*Error Vector Magnitude*), una de las características principales de este esquema es que puede ser formulado como un problema de optimización. Mediante esta

técnica se consigue una reducción significativa de la PAPR, pero aumenta el BER.

- **Secuencias Piloto:** En los sistemas OFDM inalámbricos coherentes, los símbolos piloto se insertan usualmente en la rejilla 2D tiempo-frecuencia para la estimación del canal.

La técnica **OPS** (*Orthogonal Pilot Sequences*) propone el uso de un conjunto predefinido de M secuencias piloto ortogonales cada una de longitud N_p ($M \leq N_p$). Para cada símbolo OFDM, se selecciona la secuencia piloto que al combinarse con los datos proporcione la PAPR más baja del conjunto disponible. Este esquema subóptimo reduce la complejidad si se compara con el uso de valores de pilotos óptimos. Además, evita la transmisión de información adicional hacia el receptor, ya que es posible una detección ciega debido a las condiciones de ortogonalidad de las secuencias piloto. Para el símbolo OFDM, la secuencia $\tilde{p} = [\tilde{p}(0), \dots, \tilde{p}(N-1)]$ recoge los símbolos piloto en el dominio de la frecuencia en las correspondientes posiciones de los símbolos piloto, mientras que las demás posiciones se ponen a cero [20], según la ecuación 1.21:

$$\tilde{p}(k) = \begin{cases} \tilde{p}(k), & k \in \gamma \\ 0, & k \notin \gamma \end{cases}$$

Ecuación 1.21. Secuencias piloto en el dominio de la frecuencia.

Dónde $\tilde{p}(k)$ representa los símbolos piloto, k y γ representan el índice de subportadoras en el dominio de la frecuencia y un subconjunto de subportadoras respectivamente [2].

OPS cuenta con un conjunto finito de M secuencias piloto, \tilde{p}_m con $m \in \{1, \dots, M\}$, es decir $\{\tilde{p}_1, \dots, \tilde{p}_M\}$ [2]. Estas secuencias piloto son ortogonales entre sí, por lo que deben cumplir con la condición de ortogonalidad como lo indica la ecuación 1.22:

$$\langle \tilde{p}_m, \tilde{p}_n \rangle = 0, \quad m \neq n \quad m, n = \{1, \dots, M\}$$

Ecuación 1.22. Ortogonalidad de las secuencias piloto.

Siendo $\langle \tilde{p}_m, \tilde{p}_n \rangle$ el producto escalar.

Exclusivamente, si se emplean las secuencias *Walsh-Hadamard*³ para los símbolos piloto, entonces $\tilde{p}(k) \in \{1, -1\}$, y por tanto $\langle \tilde{p}_m, \tilde{p}_n \rangle = N_p \delta[m - n]$, $m, n = \{1, \dots, M\}$, donde $\delta[\cdot]$ denota la función delta de Kronecker⁴ [2].

En la técnica OPS se usan las secuencias piloto del conjunto disponible $\tilde{p}_m, m = \{1, \dots, M\}$ para formar M símbolos OFDM en el dominio de la frecuencia $\tilde{x}_m(k) \quad k = \{0, \dots, N - 1\}$, después se obtienen los M símbolos OFDM en el dominio del tiempo a través de la operación IDFT. Luego se selecciona el m -ésimo símbolo OFDM, que proporcione la PAPR menor del conjunto disponible. Por lo tanto, el algoritmo OPS lleva a cabo M operaciones IDFT por cada símbolo OFDM dejando una implementación práctica compleja [2].

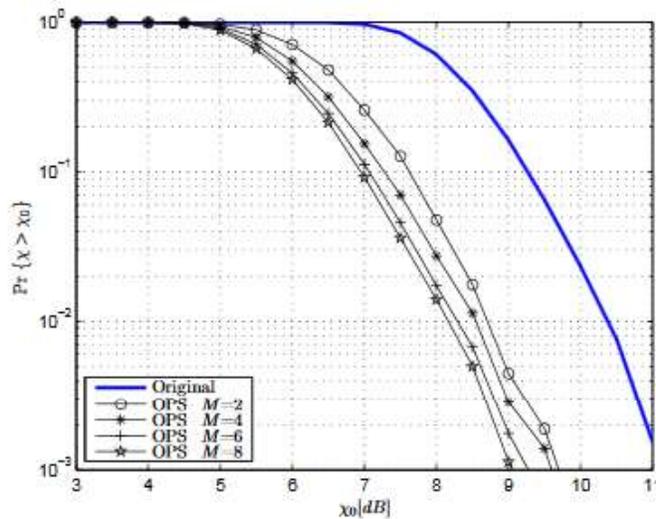


Figura 1.16. CCDF de la PAPR con la técnica OPS para un sistema OFDM [2].

En la figura 1.16 se presentan los resultados de la CCDF de la reducción de la PAPR con la técnica OPS para un sistema OFDM de 256 subportadoras y modulación 16-QAM, donde el número de secuencias piloto ortogonales considerando es $M = \{2, 4, 6, 8\}$, en donde cada $N_f = 8$ se inserta un símbolo piloto, es decir, $N_p = N/N_f = N/8$ pilotos por símbolo OFDM. Se puede observar que el comportamiento de la técnica es mejor a medida que crece el número de secuencias piloto [20].

³ **Walsh-Hadamard:** Son matrices de -1 y 1, tanto sus columnas como filas son ortogonales [32].

⁴ **Función Delta de Kronecker:** es una versión discreta de la función Delta, es una función de dos variables cuyos valores son 1 si las variables son iguales y 0 si las variables son diferentes [31].

2. METODOLOGÍA

En esta sección se detallarán las partes del programa desarrollado en el software de simulación MATLAB como son el transmisor OFDM, el canal inalámbrico con distribución de Nakagami, el receptor OFDM y la técnica OPS utilizada para reducir la PAPR. Serán explicados cada uno de los comandos utilizados y las funciones generales para su desarrollo, los resultados obtenidos de la simulación serán explicados en el capítulo 3. El presente proyecto consta del tipo de investigación aplicada debido a que conocidos los problemas se consiguió su resolución práctica mediante las simulaciones de las señales en sistemas de comunicaciones inalámbricas, y del tipo de investigación explicativa debido a que se determinó las causas y los efectos de los fenómenos descritos en el capítulo 1.

En el diagrama de flujo de la figura 2.1 se presenta el diagrama de flujo del sistema completo desarrollado en Matlab. Este diagrama presenta dos bucles, el primero indica el valor de la E_b/N_0 que se empleará en la señal y el segundo indica el número de veces que se repetirá el programa, en este último se ejecutan los procesos del sistema de transmisión OFDM como generación y modulación de datos además de otros procesos utilizados para la obtención del símbolo [21]. También contiene los procesos de las técnicas que se emplearán para la reducción de la PAPR, el canal inalámbrico y el sistema de recepción OFDM, cada uno de estos procesos se encuentran desarrollados en funciones.

Finalmente, terminado el segundo bucle se realiza el cálculo de errores de cada uno de los métodos utilizados y posteriormente se realiza el cálculo del BER de las señales para generar las gráficas de los resultados necesarios, además de las gráficas de CCDF de cada una de las señales.

2.1 Sistema de transmisión

En el sistema de transmisión se realiza la generación de los bits aleatorios, los mismos que son enviados en forma de un símbolo OFDM. La figura 2.2 muestra el diagrama de bloques que comprende el sistema con sus respectivos procesos.

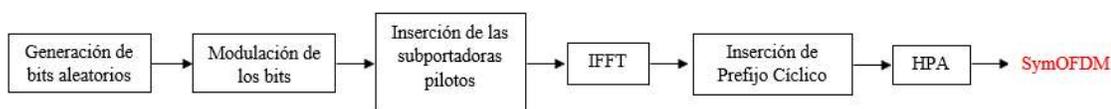


Figura 2.2. Diagrama de bloques del sistema de transmisión OFDM.

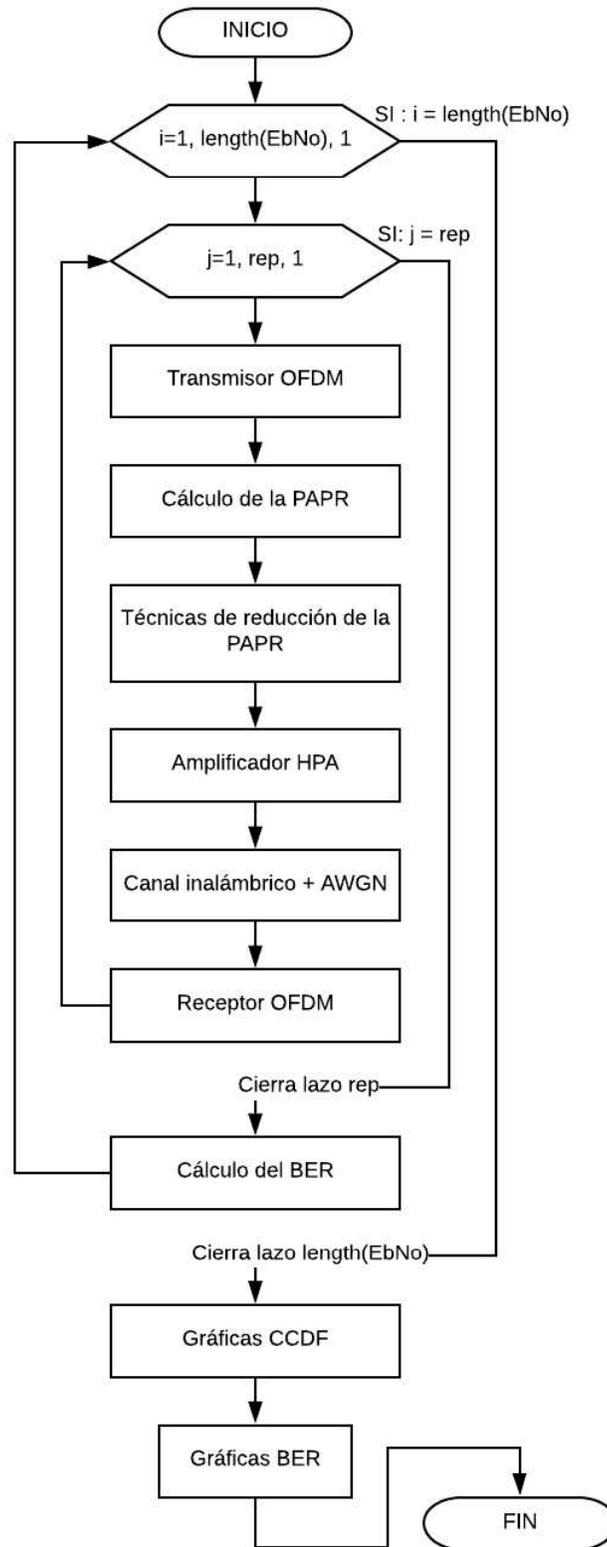


Figura 2.1. Diagrama de flujo del sistema OFDM completo.

2.1.1 Parámetros del Sistema de transmisión OFDM

Los parámetros para el sistema de transmisión fueron seleccionados de acuerdo con el estándar inalámbrico IEEE 802.11a que utiliza un sistema OFDM en su capa física debido a que proporciona altas velocidades para la transmisión de datos en un limitado ancho de banda [22]. En la tabla 2.1 se muestra la selección de los parámetros necesarios para la transmisión de datos según el estándar mencionado.

Tabla 2.1. Parámetros del Estándar IEEE 802.11a [22].

PARÁMETROS IEEE 802.11a			
Modulaciones	QPSK	16QAM	64QAM
Normalización	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{42}$
Nº Subportadoras Pilotos	4 y 12		
Nº Subportadoras de datos	48		
Nº Subportadoras Nulls	12 (para 4 pilotos) y 4 (para 12 pilotos)		
Nº Subportadoras Totales	64		
Tamaño de FFT/IFFT	64		
Tamaño del CP	0.8 μ s		

En el Segmento de Código 2.1 se presentan las variables y datos utilizados para la simulación del sistema de transmisión.

```

%Datos Generales
clc;           %Borra ventana de comandos
clear all;    %Borra variables y funciones
close all;    %Cierra figuras
Nsd = 48;     %Número de Subpotadoras de datos
Nst = 64;     %Número de Subpotadoras Totales=datos+pilots+DC+Nulls
m = input('Ingrese el valor de m(2,4,6): '); %Número de bits agrupados
                                                2/4/6 según la modulación
                                                QPSK/16QAM/64QAM

M = 2^m;      %Orden de la modulación
N_pilotos = input('Ingrese el número de pilotos(c/8=4 o c/4=12): ');
%Número de subportadoras pilotos
norm = [1 sqrt(2) 1 sqrt(10) 1 sqrt(42)]; %Normalización de modulaciones
GI = 1/4;     %Prefijo Cíclico
rep = input('Ingrese el número de repeticiones: '); %Número de
repeticiones
IBO = input('Ingrese el valor del IBO(3 a 15): '); %IBO para el HPA
g = 1;       %Ganancia del Amplificador
p = 4;       %Factor de precisión de HPA
Dis = input('Ingrese el tipo de distribución (1=Ra ó 2=Ri): '); %Define el
tipo de Distribución

```

Segmento de Código 2.1. Parámetros del sistema de transmisión.

El diagrama de flujo del sistema de transmisión, almacenado en la función “*Transmisor*” se muestra en la figura 2.3, los datos de entrada se encuentran especificados en el Segmento de Código 2.1; el símbolo OFDM con prefijo cíclico generado por el sistema es denotado a través de la variable *SymOFMD*.

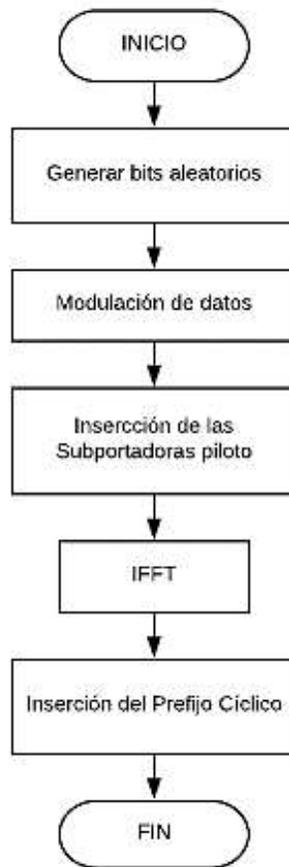


Figura 2.3. Diagrama de flujo del sistema de transmisión OFDM.

2.1.2 Generación de Bits

El sistema de transmisión OFDM empieza con la generación de datos binarios aleatorios mediante el comando *randi*, este comando indica la generación de valores aleatorios entre 0 y 1 de tamaño $1 \times N_{sd} \times m$ y se lo guarda en la variable *datos_tx* indicando que estos son los datos que serán transmitidos [21]. El comando *reshape* cambia el orden del vector fila *datos_tx* a columna.

2.1.3 Modulación de Datos

La modulación QPSK, 16QAM, 64QAM se realiza de acuerdo con el valor de M que indica el orden de la modulación, la variable m indica el número de bits por símbolo que mediante la expresión $M = 2^m$ da el orden de la modulación. Las modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM toman el valor de m igual a 2, 4, 6 y el orden M será 4, 16, 64 respectivamente. Para estas modulaciones se utiliza el comando de Matlab `qammod` que modula a `datos_tx` mediante QAM con el orden de modulación M , mediante los parámetros `'InputType','bit'` se indica que la señal a modular es binaria [21].

Una vez obtenidos los 48 símbolos complejos modulados que forman los datos, se multiplica estos por un factor de normalización según el tipo de modulación seleccionada, es necesario realizar la normalización para asegurar la misma potencia promedio para todas las modulaciones. La programación de la generación y la modulación de los datos se encuentra en el Segmento de Código 2.2, donde se obtiene los números complejos modulados ya normalizados.

```
%Generación de datos
datos_tx = randi([0 1],1,Nsd*m); %Bits aleatorios
%Modulación
data_tx = reshape(datos_tx,Nsd*m,1);
datosmod = reshape(qammod(data_tx, M , 'InputType', 'bit'),1,Nsd);
%Datos modulados
datos_mod = datosmod/norm(m); %Normalizo la modulación
```

Segmento de Código 2.2. Generación y Modulación de datos.

2.1.4 Inserción de subportadoras piloto y nulas

De acuerdo con el alcance planteado en el plan del proyecto, la inserción de los pilotos se realizará después de cada 4 o 8 subportadoras de datos y el programa ejecutará el proceso mediante un comando de decisión, valor que será ingresado por el usuario.

Cuando las subportadoras se insertan cada cuatro subportadoras de datos se insertarán 12 subportadoras piloto con valor igual a la unidad y estarán ubicadas en las posiciones fijas 6, 11, 16, 21, 26, 31, 35, 40, 45, 50, 55 y 60. Las subportadoras nulas se encuentran ubicadas al inicio y en la parte central en la posición 1 y de la 32 a la 34.

El símbolo OFDM, al que se le aplicará la IFFT, es formado de la siguiente manera: la primera posición del símbolo es 0 y se la conoce como DC que corresponde a la subportadora 0, en las subportadoras 1 a la 29 se ubican los datos de las posiciones 25 a la 48 de los símbolos complejos modulados (`datos_mod`), y estos datos ocuparán las primeras posiciones del símbolo a formar (`Sym`) ubicándose en las posiciones de la 2 a la 30; mientras que las subportadoras nulas están ubicadas entre las posiciones de la 32 y 34 en el centro del símbolo. De igual forma, en las subportadoras 36 a la 64 se ubican los

datos de las posiciones 1 a la 24 de los símbolos complejos modulados (*datos_mod*), y estos datos ocuparán las últimas posiciones del símbolo a formar, como se observa en la figura 2.4.

0	d25 ... d28	P	d29 ... d32	P	d33 ... d36	P	d37 ... d40	P	d41 ... d44	P	d45 ... d48	P	Null	P	d1 ... D4	P	d5 ... d8	P	d9 ... d12	P	d13 ... d16	P	d17 ... d20	P	d21 ... d24																				
1	2 ... 5	6	7 ... 10	11 ... 15	12 ... 16	17 ... 20	18 ... 24	19 ... 25	20 ... 26	21 ... 27	22 ... 30	23 ... 31	24 ... 32	25 ... 33	26 ... 34	27 ... 35	28 ... 36	29 ... 37	30 ... 38	31 ... 39	32 ... 40	33 ... 41	34 ... 42	35 ... 43	36 ... 44	37 ... 45	38 ... 46	39 ... 47	40 ... 48	41 ... 49	42 ... 50	43 ... 51	44 ... 52	45 ... 53	46 ... 54	47 ... 55	48 ... 56	49 ... 57	50 ... 58	51 ... 59	52 ... 60	53 ... 61	54 ... 62	55 ... 63	56 ... 64

Figura 2.4. Posiciones del símbolo *Sym* para un piloto cada 4 de datos.

Cuando las subportadoras se insertan cada ocho subportadoras de datos se insertarán 4 subportadoras piloto con valor igual a la unidad y estarán ubicadas en las posiciones fijas 10, 19, 47 y 56, las subportadoras nulas se encuentran ubicadas al inicio y en la parte central en las posiciones 1 y de la 28 a la 38.

Después de insertar las subportadoras pilotos y nulas, se forma el símbolo al que se le aplicará la IFFT. La primera posición del símbolo es 0 y se la conoce como DC que corresponde a la subportadora 0, en las subportadoras 1 a la 26 se ubican los datos de las posiciones 25 a la 48 de los símbolos complejos modulados (*datos_mod*), y estos datos ocuparán las primeras posiciones del símbolo a formar (*Sym*) ubicándose en las posiciones de la 2 a la 27; mientras que las subportadoras nulas están ubicadas entre las posiciones de la 28 y 38 en el centro del símbolo. De igual forma, en las subportadoras 39 a la 64 se ubican los datos de las posiciones 1 a la 24 de los símbolos complejos modulados (*datos_mod*), y estos datos ocuparán las últimas posiciones del símbolo a formar, como se observa en la figura 2.5.

0	d25 ... d32	P	d33 ... d40	P	d41 ... d48	Nulls	d1 ... d8	P	d9 ... d16	P	d17 ... d24
1	2 ... 9	10	11 ... 18	19	20 ... 27	28 ... 38	39 ... 46	47	48 ... 55	56	57 ... 64

Figura 2.5. Posiciones del símbolo *Sym* para un piloto cada 8 de datos.

El Segmento de Código 2.3 contiene la programación para la inserción de las subportadoras piloto y nulas, además de la respectiva organización del símbolo para la aplicación de la IFFT. Las posiciones tanto para la formación de los símbolos piloto como para la organización del símbolo para la aplicar la IFFT se encuentran dentro de las variables *ind*, *ind1* e *ind2*.

2.1.5 IFFT

La señal pasa del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo mediante el comando *ifft* de Matlab, el comando ejecuta la IFFT del símbolo *Sym* con tamaño *Nst*. La variable

`ifft_Sym` contiene la información después de aplicar el comando, como se muestra en el Segmento de Código 2.3.

```
%Inserción de símbolos pilotos
piloto = (1);
Sym = zeros(1,Nst); %Inicializo variable
if N_pilotos==4
%Inserción de las subportadoras pilotos
ind = [10,19,47,56];
Sym(ind) = piloto;
%Formación del símbolo OFDM
ind1 = [2:9,11:18,20:27,39:46,48:55,57:64];
ind2 = [25:32,33:40,41:48,1:8,9:16,17:24];
Sym(ind1) = datos_mod(ind2);
elseif N_pilotos==12
%Inserción de las subportadoras pilotos
ind = [6,11,16,21,26,31,35,40,45,50,55,60];
Sym(ind) = piloto;
%Formación del símbolo OFDM
ind1 =
[2:5,7:10,12:15,17:20,22:25,27:30,36:39,41:44,46:49,51:54,56:59,61:64];
ind2 =
[25:28,29:32,33:36,37:40,41:44,45:48,1:4,5:8,9:12,13:16,17:20,21:24];
Sym(ind1) = datos_mod(ind2);
end
%ifft
ifft_Sym = ifft(Sym,Nst);
```

Segmento de Código 2.3. Generación y Modulación de datos.

2.1.6 Inserción del Prefijo Cíclico

El prefijo cíclico permite colocar intervalos de guarda entre símbolos de tal manera que se evite el ISI. Para la inserción del CP los valores se toman del símbolo *Sym* desde la posición 49 hasta el final y se copia al inicio de este. El estándar IEEE 802.11a dispone de un ancho de banda de 20MHz dividido para las 64 subportadoras ortogonales, lo que da un ancho de banda por subportadora de 312,5 KHz(20 MHz/64subportadoras); en tiempo se tiene una duración de $3.2\mu s$ ($1/312,5KHz$) por cada símbolo OFDM y el valor del intervalo de guarda (*GI*) para la programación sería $\frac{1}{4}$ ($0,8\mu s/3,2\mu s$) [21]. El Segmento de Código 2.4 presenta el código de la inserción del CP en el símbolo OFDM que se encuentra guardado en la variable *SymOFDM*.

```
%Inserción del CP
CP = ifft_Sym(Nst-Nst*GI+1:end);
SymOFDM = [CP ifft_Sym];
```

Segmento de Código 2.4. Inserción del Prefijo Cíclico.

2.2 Cálculo de la PAPR

El cálculo de la PAPR es una parte fundamental para el desarrollo de este proyecto, mediante este valor se comprueba si el símbolo OFDM posee o no un valor elevado de PAPR y se ejecutarán las técnicas de reducción de este.

Para el cálculo de la PAPR se creó una función llamada “*calcpapr*” donde se realiza todo el proceso de cálculo. El Segmento de Código 2.5 indica como esta función es llamada por el programa principal.

```
%Función de cálculo de la PAPR
PAPR(1,j) = calcpapr(SymOFDM);
```

Segmento de Código 2.5. Función de llamado de la PAPR.

Donde la variable *PAPR* es un vector de tamaño $1 * j$ que almacena los valores de PAPR obtenidos, y la función para el cálculo de la PAPR se crea en base a la ecuación 2.1.

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

Ecuación 2.1. Ecuación de cálculo de la PAPR.

Los parámetros que componen la función de cálculo de la PAPR son *xcal* y *PAPR*, la primera representa el símbolo OFDM en el dominio del tiempo y la segunda es el valor de *PAPR* de *xcal* y representa la variable de salida en dBs. El Segmento de Código 2.6 muestra el proceso de la función PAPR.

```
function[Papr] = calcpapr(xcal)
%xcal: símbolo OFDM
Mo_symofdm = abs(xcal); %Módulo del símbolo OFDM
Pmax = max(Mo_symofdm.^2); %Potencia máxima
Ppro = mean(Mo_symofdm.^2); %Potencia promedio
PAPR = Pmax/Ppro; %PAPR en número
Papr=10*log10(PAPR); %PAPR en dBs
end
```

Segmento de Código 2.6. Función de cálculo de la PAPR.

2.2.1 Técnicas de Reducción de la PAPR

La reducción de la PAPR mediante la técnica OPS es el objetivo principal de este proyecto de titulación y como punto de comparación se tiene la técnica CE-POCS anteriormente desarrollada en otro proyecto de titulación.

En el programa principal, luego de obtener los símbolos OFDM y calcular los valores de la PAPR, se aplica la técnica de reducción a aquellos símbolos que posean una PAPR mayor a 6dB.

2.2.1.1 Técnica OPS

Como ya se explicó en el capítulo 1, la técnica OPS requiere de la creación de un número finito de secuencias piloto ortogonales, cada una con una longitud N_p ($M \leq N_p$), donde para cada uno de los símbolos OFDM se selecciona una secuencia piloto que cuando se combina con los datos de la modulación genera la PAPR más baja del conjunto de datos disponible [2]. La figura 2.6 muestra el diagrama de flujo de la técnica OPS donde se desarrolla el programa para la obtención de las secuencias piloto ortogonales mediante las secuencias de *Walsh-Hadamard* y de los símbolos OFDM para cada una de las secuencias obtenidas.

Puesto que se tiene diferentes números de pilotos, la función para la técnica OPS consiste en dos técnicas *tecOPSp4* y *tecOPSp8* donde cada función contiene el proceso que se realizará en base al número de pilotos.

El Segmento de Código 2.7 muestra la sintaxis de llamado de una de las funciones por parte del programa principal y la tabla 2.2 contiene los parámetros utilizados en la función.

```
%Función de cálculo de la PAPR
[SymOFDM_Seq] = tecOPSp4(N_pilotos,datos_mod,Nst,GI);
```

Segmento de Código 2.7. Llamado de la función *tecOPSp4*.

Tabla 2.2. Parámetros para la técnica OPS.

Parámetro	Descripción	Datos
N_pilotos	Número de pilotos	Entrada
datos_mod	Datos modulados	Entrada
Nst	Número de subportadoras totales	Entrada
GI	Valor de $\frac{1}{4}$ para CP	Entrada
SymOFDM_Seq	Símbolo OFDM de cada una de las secuencias	Salida

La matriz de las secuencias de *Walsh-Hadamard* se calculan mediante el comando *hadamard* que es propio de Matlab y es almacenada en la variable HAD, luego se obtiene en diferentes variables cada una de las secuencias ortogonales que pueden ser o las columnas o las filas de la matriz, en este caso están determinadas por los valores de las filas como se observa en el Segmento de Código 2.8.

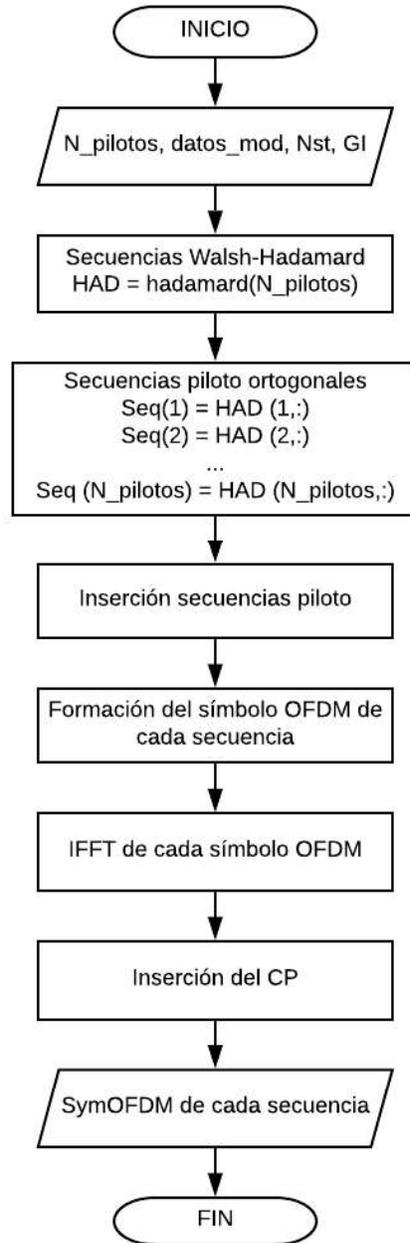


Figura 2.6. Función de la técnica OPS.

```

HAD = hadamard(N_pilotos); %Matriz de hadamard (4x4)
%Secuencias de pilotos ortogonales
Seq1 = [HAD(1,1),HAD(1,2),HAD(1,3),HAD(1,4)];
Seq2 = [HAD(2,1),HAD(2,2),HAD(2,3),HAD(2,4)];
Seq3 = [HAD(3,1),HAD(3,2),HAD(3,3),HAD(3,4)];
Seq4 = [HAD(4,1),HAD(4,2),HAD(4,3),HAD(4,4)];
  
```

Segmento de Código 2.8. Ejemplo de la obtención de la matriz de Hadamard y de las secuencias de pilotos ortogonales de la señal con 4 pilotos.

Después de obtener las combinaciones de secuencias ortogonales, cada una de estas es colocada en la posición que corresponde a los pilotos para posteriormente formar un símbolo OFDM diferente con cada una de las secuencias. Luego se pasa el símbolo al dominio del tiempo mediante la IFFT y finalmente se aplica el prefijo cíclico en cada uno de los símbolos resultantes. El proceso es similar al realizado en el transmisor con la diferencia de que los pilotos son los obtenidos mediante la matriz de Hadamard.

Nota: El código completo de esta función se presenta en el Anexo I.

Una vez obtenidos los símbolos OFDM para cada una de las secuencias ortogonales piloto del conjunto y sean almacenados en la variable *SymOFDM_Seq*, se calcula la PAPR para cada uno de estos mediante la misma función de “Cálculo de la PAPR” presentada en el Segmento de Código 2.6. Luego se realiza una comparación entre todos los valores de PAPR de tal manera que se pueda seleccionar la secuencia de pilotos ortogonales que brinde la PAPR más baja del conjunto como se muestra en el segmento de código 2.9.

```
%Cálculo de la PAPR
for ip=1:4
    PAPR_Seq(ip,j) = calcpapr(SymOFDM_Seq(ip,:)); %PAPR de c/simbo
end
%Obtener la PAPR más baja
[Min_Res,Ind_Res]=min(PAPR_Seq(:,j));
```

Segmento de Código 2.9. Ejemplo de cálculo de la PAPR para las diferentes secuencias y obtención de la PAPR más baja de la señal con 4 pilotos.

Por último, se asigna como valor de *PAPR_OPS* al valor de la PAPR mínima almacenado en la variable *Min_Res*, de igual manera el símbolo OFDM aplicando la técnica será el correspondiente al índice *Ind_Res* (*SymOFDM_OPS*) como se observa en el Segmento de Código 2.10.

El *SymOFDM_OPS* resultante será el enviado al HPA y transmitido por el canal inalámbrico con distribución de Nakagami hacia el receptor para obtener el BER y las gráficas respectivas para los siguientes procesos.

```
%Obtener la PAPR más baja y símbolo OFDM que generó esta secuencia.
PAPR_OPS(1,j) = Min_Res;
SymOFDM_OPS = SymOFDM_Seq(Ind_Res,:);
```

Segmento de Código 2.10. Ejemplo de la obtención de la *PAPR_OPS* y del *SymOFDM_OPS* para la señal con 4 pilotos.

Nota: El código completo para obtener el símbolo OFDM de la señal con 4 y 12 pilotos se presenta en el Anexo I.

2.2.1.2 Técnica CE-POCS

La técnica CE-POCS se aplica a los símbolos OFDM cuyo valor supere un umbral z permitido. Se toman los valores del símbolo OFDM en el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia como parámetros de entrada de la función “CE-POCS”, esta función se implementa en dos funciones diferentes “CEPOCSQAM” y “CEPOCSQPSK” cada una para su respectiva modulación.

El Segmento de Código 2.11 y el Segmento de Código 2.12 indican cómo el programa principal llama a estas funciones, y la tabla 2.3 contiene los parámetros que componen la función CE-POCS.

```
[xar,Mpar,PARr,Xr] = CEPOCSQPSK(iff_t_Sym,PAPR(1,j),Nst,Sym);
%Modulación QPSK
```

Segmento de Código 2.11. Llamado de la función CEPOCSQPSK.

```
[xar,Mpar,PARr,Xr] =
CEPOCSQAM(iff_t_Sym,PAPR(1,j),Nst,Sym,norm(m));%Modulación MQAM
```

Segmento de Código 2.12. Llamado de la función CEPOCSQAM.

Tabla 2.3. Parámetros para la técnica CE-POCS.

Parámetro	Descripción	Datos
xa	Símbolo OFDM en el dominio de la frecuencia	Entrada
PAPR(1,j)	Variable que almacena los valores de la PAPR	Entrada
Nst	Número de subportadoras totales	Entrada
Sym	Símbolo OFDM en el dominio del tiempo	Entrada
Norm(m)	Valores de normalización de las modulaciones	Entrada
xar	Símbolo OFDM con reducción en el dominio del tiempo	Salida
Mpar	Matriz que contiene los valores de la PAPR	Salida
PAPr	Valor final de la PAPR después de aplicar CEPOCS	Salida
Xr	Símbolo OFDM en el dominio de la frecuencia	Salida

Una vez calculada la PAPR del símbolo OFDM se verifica si el valor supera al umbral z establecido, si la PAPR es mayor al umbral permitido se procede a aplicar la reducción de PAPR con la técnica CEPOCS al símbolo OFDM, de no ser así se transmite el símbolo directamente al HPA [1]. El Segmento de Código 2.13 contiene la PAPR con la técnica CEPOCS, la inserción del prefijo cíclico y el símbolo OFDM con la técnica CEPOCS.

```
PAPR_CEPOCS(1,j) = PARr; %PAPR final de c/símbolo OFDM con CEPOCS
CP_CEPOCS = c_xar(Nst-Nst*GI+1:end); %Inserción del CP
SymOFDM_CEPOCS = [CP_CEPOCS c_xar]; %Símbolo OFDM con CEPOCS
```

Segmento de Código 2.13. Llamado de la función CEPOCSQAM.

La figura 2.7 presenta el diagrama de flujo de la técnica CE-POCS en el programa principal.

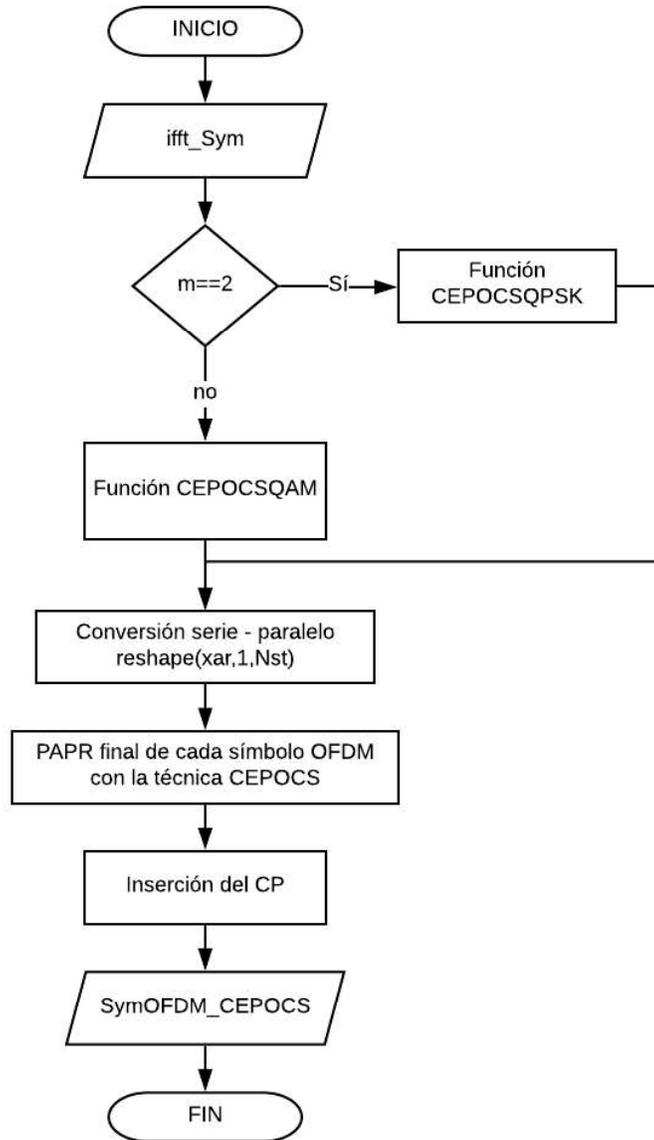


Figura 2.7. Técnica CEPOCS dentro del programa principal.

Nota: Esta técnica fue tomada de una tesis ya antes realizada “SIMULACIÓN DE LA TÉCNICA CONSTELLATION EXTENSION DE REDUCCIÓN DE LA PAPR DE LOS SISTEMAS OFDM – Luis Adolfo Quilumba Toapanta [1]” y el código completo se encuentra en el Anexo I.

2.3 Amplificador HPA

Luego de obtener el símbolo OFDM con PAPR reducida se envía la información al amplificador, como ya se mencionó en el capítulo 1, el HPA puede ser de dos tipos: SSPA y TWTA. Para este proyecto de titulación se usará el SSPA usando un modelo de Rapp.

La implementación del HPA se realiza en base a las ecuaciones 1.7, 1.8, 1.9 y 1.10 descritas en el capítulo 1; las dos primeras ecuaciones representan las señales de entrada y de salida del HPA respectivamente y las últimas son las que realizan las conversiones AM/AM y AM/PM del modelo de Rapp.

La función que contiene al HPA se llama “**AmpHPA**” y el Segmento de Código 2.14 muestra como es llamada por el programa principal.

```
[hpa_out] = AmpHPA(p, IBO, SymOFDM, g); %Amplifica la señal original
```

Segmento de Código 2.14. Ejemplo de la amplificación de la señal original.

Donde los parámetros de entrada p , IBO , $SymOFDM$ y g representan el factor de precisión del HPA, el valor de *input back off* en dBs que varía entre 8 y 24 de acuerdo con el tipo de modulación, el símbolo OFDM y la ganancia del HPA, respectivamente. Mientras que a la salida la variable hpa_out representa el símbolo ya amplificado. El Segmento de Código 2.15 contiene la función del HPA.

```
function [hpa_out] = AmpHPA(p, IBO, SymOFDM, g)
a = abs(SymOFDM); %Amplitud de la señal de entrada
fase = angle(SymOFDM); %Fase de la señal de entrada
hpa_in = a.*exp(1i*fase); %Valor de entrada del HPA
Pm = mean(abs(hpa_in).^2); %Potencia promedio de entrada del HPA
Pmax = sqrt(10.^(IBO/10)*Pm); %Nivel de saturación
P = ((a./Pmax).^(2*p));
G = (g*a)./(1+(P).^(1/(2.*p))); %Conversión AM/AM
Phi = 0; %Conversión AM/PM
Theta = fase;
hpa_out = G.*exp(1j*(Theta+Phi)); %Valor de salida del HPA
end
```

Segmento de Código 2.15. Función para el HPA.

Para los símbolos OFDM donde se aplicó las técnicas de reducción de la PAPR el procedimiento es similar, el único cambio que presenta es el nombre de la variable que contiene el símbolo OFDM.

2.4 Canal con distribución de Nakagami

La implementación del canal se realiza mediante el uso de dos PDP (*Power Delay Profile*) diferentes, uno para la distribución de Rician donde el primer rayo es LOS (*Line Of Sight*) y el resto son NLOS (*Non Line Of Sight*), y el otro para la distribución de Rayleigh donde todos los rayos son NLOS, donde se definen los vectores que representan a los retrasos de los rayos y los vectores que contengan las potencias promedio normalizadas de cada uno de los rayos. La tabla 2.4 contiene un ejemplo del PDP de la simulación para la distribución de Rayleigh y la tabla 2.5 contiene un ejemplo del PDP de la simulación para la distribución de Rician, además el Segmento de Código 2.16 contiene los parámetros para crear el PDP del canal de acuerdo al tipo de distribución elegido.

Tabla 2.4. Ejemplo de PDP para Rayleigh [23].

# de Rayo	Retraso relativo (ns)	Retardos PDP (retraso relativo / 50ns)	Potencia Promedio (dB)
1	0	0	0
2	100	2	-3.6
3	200	4	-7.2
4	300	6	-10.8
5	500	10	-18.0
6	700	14	-25.2

Tabla 2.5. Ejemplo de PDP para Rician [23].

# de Rayo	Retraso relativo (ns)	Retardos PDP (retraso relativo / 50ns)	Potencia Promedio (dB)	Factor Rice k (dB)
1	0	0	0	3
2	60	1	-17.0	-
3	100	2	-18.3	-
4	130	3	-19.1	-
5	250	5	-22.1	-

Para la distribución de Nakagami se usa el comando *makedist* que genera números aleatorios y de acuerdo con las variables ingresadas define el tipo de distribución, en este caso, se define los parámetros *mu* y *omega* que indican el tipo de distribución (Rayleigh o Rician) que se emplearán según los valores que se le asignen.

```

if Dis==1
%Datos para el canal Rayleigh
pot_rayos = [0 -3.6 -7.2 -10.8 -18 -25.2];%Potencia de los rayos en dB
N_rayos = length(pot_rayos); %Número de rayos por cada señal
potencia = 10.^(pot_rayos/10);%Potencia de Rayos en veces
pm = potencia/sum(potencia); %Potencia promedio de los rayos
pm_n = sqrt(pm); %Potencia promedio de los rayos normalizada
retardos = [0 2 4 6 10 14]; %Retardos de los rayos
Long_canal = max(retardos+1); %Longitud del canal
elseif Dis==2
%Datos para el canal Rician & Rayleigh
pot_rayos = [0 -17 -18.3 -19.1 -22.1];%Potencia de los rayos en dB
N_rayos=length(pot_rayos); %Número de rayos por cada señal
potencia = 10.^(pot_rayos/10);%Potencia de Rayos en veces
pm=potencia/sum(potencia); %Potencia promedio de los rayos
pm_n=sqrt(pm); %Potencia promedio de los rayos normalizada
retardos = [0 1 2 3 5]; %Retardos de los rayos
Long_canal = max(retardos+1); %Longitud del canal
end

```

Segmento de Código 2.16. Parámetros PDP.

Si se trata de una distribución de Rayleigh los valores son 1 y 1 respectivamente, si es una distribución de Rician el valor del parámetro μ debe ser mayor a 1. La constante k asignada a la distribución de Rician genera el valor de μ y se obtiene mediante la ecuación 2.2, para este caso se usa un $k=3dB$ y ω igual a 1; estos valores son almacenados en la variable pd .

$$\mu = \frac{(k + 1)^2}{(2 * k) + 1}$$

Ecuación 2.2. Expresión para el cálculo del parámetro μ a través del parámetro k .

La simulación del canal con distribución de Nakagami – Rayleigh se realiza generando un vector llamado *canal* con variables aleatorias conjugadas de igual longitud que el número de rayos, mientras que la simulación del canal con distribución de Nakagami – Rician se realiza generando un vector llamado *canal1* que se le aplicará la distribución de Rician y *canal2* con la distribución de Rayleigh, ambos con variables aleatorias conjugadas de igual longitud igual a uno para el primero e igual que el número de rayos menos uno para el segundo y se procede a unir ambos canales (*canal*).

Debido a que lo que se necesita son valores complejos se calcula la parte real e imaginaria del valor del vector *canal*, una vez obtenida las dos partes del vector se forma el nuevo vector *canalEq*, después se multiplica por la potencia normalizada lo que da lugar al vector *h* del canal. Mediante la convolución que en Matlab utiliza el comando *conv*, se simula el proceso para que los datos transmitidos pasen por el canal y se obtiene la señal en el

dominio del tiempo con una distribución de Nakagami, se muestra el canal generado y la señal en el Segmento de Código 2.17.

```
function[x,h,ffth] = Canal(Dis,N_rayos,pm_n,hpa_out,Nst,retardos)
if Dis==1
    pd = makedist('Nakagami','mu',1,'omega',1);
    canal = (random(pd,1,N_rayos)); %Modulo
    CanalReal = canal.*cosd(atan(d(canal))); %Parte real del canal
    CanalImag = canal.*sind(atan(d(canal))); %Parte imaginaria del canal
    CanalEq = (CanalReal+j.*CanalImag); %Canal equivalente
    hy=CanalEq.*pm_n; %Vector del canal con potencia
    h(retardos+1)=hy; %Respuesta del canal
    x=conv(hpa_out,h);%Símbolo OFDM a través del canal
    ffth=fft(h,Nst); %Respuesta del canal en el dominio de la frecuencia
elseif Dis==2
    k_dB = 3; %Valor de la constante k en dB
    k = db2mag(k_dB); %Conversión a veces
    mu=((k+1).^2)./(2*k+1); %Factor m en base a el valor de k
    pd1 = makedist('Nakagami','mu',mu,'omega',1); %Nakagami de Rician
    pd2 = makedist('Nakagami','mu',1,'omega',1); %Nakagami de Rayleigh
    canal1 = (random(pd1,1,1)); %Modulo Rician
    canal2 = (random(pd2,1,N_rayos-1)); %Modulo Rayleigh
    canal = [canal1 canal2]; %Suma de los canales Ri y Ra
    CanalReal = canal.*cosd(atan(d(canal))); %Parte real del canal
    CanalImag = canal.*sind(atan(d(canal))); %Parte imaginaria del canal
    CanalEq = (CanalReal+j.*CanalImag); %Canal equivalente
    hy=CanalEq.*pm_n; %Vector del canal con potencia
    h(retardos+1)=hy; %Respuesta del canal
    x=conv(hpa_out,h);%Símbolo OFDM a través del canal
    ffth=fft(h,Nst); %Respuesta del canal en el dominio de la frecuencia
end
end
```

Segmento de Código 2.17. Canal Nakagami.

El Segmento de Código 2.18 indica la manera en la que el programa principal llama a la función *Canal* que es la encargada de generar los datos a través del canal, mientras que la tabla 2.6 contiene las variables de entrada y salida que conforman la función. Por último, la función entrega la nueva señal $x1$, la respuesta del canal h y la FFT de la respuesta del canal $ffth$ [21].

```
[x1,h,ffth] = Canal(Dis,N_rayos,pm_n,hpa_out,Nst,retardos);
```

Segmento de Código 2.18. Llamado de la función Canal para la señal original.

Tabla 2.6. Parámetros de la función *Canal*.

Parámetro	Descripción	Datos
<i>Dis</i>	Tipo de distribución (1=Ra y 2=Ri)	Entrada
<i>N_rayos</i>	Número de rayos del PDP	Entrada
<i>pm_n</i>	Potencia normalizada	Entrada
<i>hpa_out</i>	Símbolo OFDM amplificado	Entrada
<i>Nst</i>	Número de subportadoras totales (64)	Entrada
<i>retardos</i>	Retardos de cada rayo del PDP	Entrada
<i>x1</i>	Señal a través del canal	Salida
<i>h</i>	Respuesta del canal en el dominio del tiempo	Salida
<i>ffth</i>	Respuesta del canal en dominio de la frecuencia	Salida

2.5 Canal AWGN

A la salida del canal se añade el ruido siempre presente en todo canal inalámbrico, ruido Gaussiano, utilizando el comando *awgn* propio de Matlab. A través de este comando se añade ruido a la señal *x1*, la *SNR_dB* es un parámetro que indica la relación entre la potencia de la señal y la potencia del ruido y se encuentra expresado en dB. Para medir la potencia de la señal y añadirle el ruido indicado por *SNR_dB* se usa el parámetro *measured* del comando. La variable *x* contiene la señal con ruido Gaussiano [21]. Los parámetros de la señal *SNR_dB* en función de la *Eb/No* se muestra en el Segmento de Código 2.19 y la señal con el ruido se muestra en el Segmento de Código 2.20.

```
%CANAL AWGN
EbNo_dB = 0:2:20; %Tamaño de la EbNo
SNR_dB = EbNo_dB+10*log10(m*(Nsd+N_pilotos)/Nst);
```

Segmento de Código 2.19. *SNR_dB* en función de la *Eb/No*.

```
%Ruido AWGN en el canal
x = awgn(x1,SNR_dB(i),'measured'); %Adición del ruido AWGN
```

Segmento de Código 2.20. Ejemplo de la adición del Ruido a la señal original.

Nota: El código completo para la adición del ruido en todas las señales se presenta en el Anexo I.

2.6 Sistema de Recepción OFDM

El receptor OFDM utiliza los parámetros anteriormente definidos para el transmisor OFDM, la diferencia radica en que esta sección se basa en la ecualización de las señales recibidas y se trabaja con la variable de salida x del canal AWGN. La figura 2.8 muestra el diagrama de bloques del sistema de recepción de un sistema OFDM.

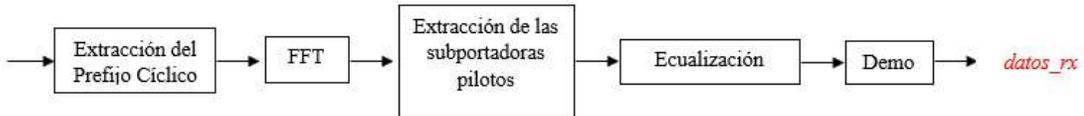


Figura 2.8. Diagrama de bloques del Sistema de Recepción OFDM.

En el sistema de recepción se realizan diferentes procesos como la ecualización y la demodulación de los datos que a este llegan, y almacena los datos procesados en la variable *datos_rx*, los mismos que conjuntamente con los datos del transmisor permitirán el cálculo de los errores [21]. La figura 2.9 muestra el diagrama de flujo del receptor OFDM.

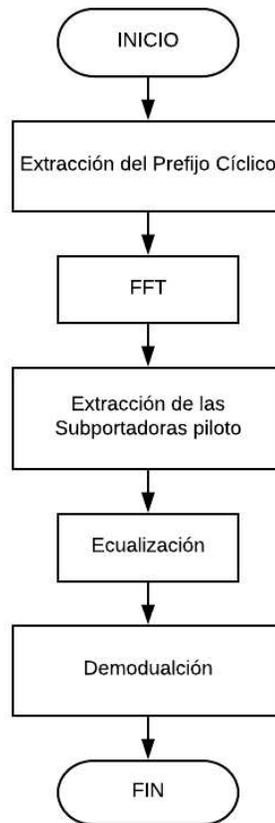


Figura 2.9. Diagrama de flujo del receptor OFDM.

2.6.1 Extracción del Prefijo Cíclico

Los datos del CP insertados anteriormente en el transmisor son retirados y se toma únicamente lo datos válidos en la variable *Sym_SCP*, como se indica en el Segmento de Código 2.21.

```
%Extracción del CP
Sym_SCP = x(Nst*GI+1:end); %Tomo los valores sin CP de la señal original
%fft
fft_Sym = fft(Sym_SCP,Nst); %fft de la señal original
```

Segmento de Código 2.21. Ejemplo de extracción del CP para a señal original con 4 pilotos.

Nota: El código completo para la extracción del CP de todas las señales se presenta en el Anexo I.

2.6.2 FFT

Posteriormente, para que el símbolo sea procesado es pasado al dominio de la frecuencia mediante la aplicación del comando *fft* al símbolo sin CP denominado anteriormente como *Sym_SCP*, el tamaño del vector resultante será del mismo tamaño de la ventana FFT (64).

2.6.3 Obtención de las Subportadoras de Datos

La extracción de las subportadoras piloto y nulas se realiza desde las mismas posiciones donde fueron insertadas y se debe reorganizar el símbolo, de este proceso se obtiene un símbolo con las 48 subportadoras de datos como se indica en el Segmento de Código 2.22. Los datos a ecualizar son los denotados con la variable *datos_d* y las variables *ind1* e *ind2* indican las posiciones de los símbolos.

```
%Obtención de subportadoras de datos
ind1 = [39:46,48:55,57:64,2:9,11:18,20:27];
ind2 = [1:8,9:16,17:24,25:32,33:40,41:48];
datos_d = zeros(1,Nsd);
datos_d(ind2) = fft_Sym(ind1);
```

Segmento de Código 2.22. Ejemplo de obtención de las subportadoras de datos para la señal original con 4 pilotos.

Nota: El código completo para la obtención de las subportadoras de datos de todas las señales se presenta en el Anexo I.

2.6.4 Ecualización

Es un proceso que permite compensar el efecto del canal inalámbrico sobre la señal transmitida. Para este proyecto de titulación se asume que el estado del canal es conocido

por lo que no es necesario realizar una estimación de éste. La ecualización es un proceso fácil en el sistema OFDM debido a que ya se tiene la señal en el dominio de la frecuencia.

El proceso de ecualización matemáticamente puede realizarse mediante la ecuación 2.3 donde las variables $y[n]$, $x[n]$ y $h[n]$ representan la señal recibida, la señal transmitida y la respuesta del canal respectivamente cada una en el dominio del tiempo y la representación en el dominio de la frecuencia mediante la FFT se da con las variables $Y[w]$, $X[w]$ y $H[w]$; la ecualización viene dada por la relación entre la señal recibida y la respuesta del canal.

$$y[n] = x[n] * h[n] \rightarrow Y[w] = X[w] \cdot H[w] \rightarrow X[w] = \frac{Y[w]}{H[w]}$$

Ecuación 2.3. Proceso de Ecualización.

Seguidamente se realiza la elección de los valores válidos de la respuesta del canal en el dominio de la frecuencia asignado a la variable *ffth*. La respuesta del canal es asignada en la variable *ec* y las variables *ind1* e *ind2* indican las posiciones de los símbolos, como lo indica el Segmento de Código 2.23. El proceso de ecualización se realiza como lo muestra la ecuación 2.3 y con el resultado ya ecualizado se realiza la demodulación.

```
%En la respuesta del canal - señal original
ind1 = [39:46,48:55,57:64,2:9,11:18,20:27];
ind2 = [1:8,9:16,17:24,25:32,33:40,41:48];
ec = zeros(1,Nsd);
ec(ind2) = ffth(ind1);
% Ecualización
datos_a_demod = datos_d./ec; %Señal original
```

Segmento de Código 2.23. Ejemplo del proceso de Ecualización para la señal original con 4 pilotos.

Nota: El código completo para el proceso de ecualización de todas las señales se presenta en el Anexo I.

2.6.5 Demodulación de datos

Para realizar la demodulación de los datos es necesario quitar la normalización realizada inicialmente en la parte de transmisión de los datos, por esta razón, cada subportadora es dividida para el valor de su modulación y se realiza la demodulación de los datos obteniendo un resultado en bits. El proceso de demodulación se realiza utilizando el comando *qamdemod* propio de Matlab, este comando se encarga de la demodulación de la señal, es necesario indicar la salida de los datos e ingresar el valor de la modulación. El Segmento de Código 2.24 muestra el proceso realizado en esta sección e indica que la salida de los datos es en bits '*OutputType*', '*bit*', y los datos finales se encuentran en la variable *datos_rx*.

```

%Demodulación - señal original
datos_demod = reshape(datos_a_demod*norm(m),Nsd,1);
data_rx = qamdemod(datos_demod, M, 'OutputType', 'bit');
datos_rx = reshape(data_rx,1,Nsd*m);

```

Segmento de Código 2.24. Ejemplo de Demodulación de los datos para la señal original con 4 pilotos.

Nota: El código completo para la demodulación de datos de todas las señales se presenta en el Anexo I.

2.7 Cálculo de Errores

Se debe comparar los datos transmitidos con los datos recibidos para obtener el número de errores y calcular el BER, este proceso se debe realizar a la señal original y a cada una de las señales donde se aplican las técnicas de reducción, las mismas que se encuentran en la matriz de datos *datos_rx*, *datos_rx_CEPOCS* y *datos_rx_OPS*, respectivamente. Para contabilizar los errores que tiene cada una de las señales se utiliza el comando *biterr* de Matlab que realiza la comparación de dos vectores por cada posición verificando si los valores de sus elementos son diferentes o no y da como resultado el número total de valores diferentes. En la figura 2.10 se presenta un ejemplo de cómo se utiliza el comando, se genera dos vectores randómicos diferentes (*a* y *b*) que al aplicar el comando *biterr* da como resultado el número de valores diferentes que es considerado el número de errores.

Una vez obtenido el número de errores se realiza el cálculo del BER, para cada una de las técnicas empleadas, que es la relación entre el número de bits erróneos y el número total de bits enviados como lo indica la ecuación 2.4.

$$BER = \frac{\text{número de bits erróneos}}{\text{número de bits totales}}$$

Ecuación 2.4. Expresión para el cálculo del BER.

En el Segmento de Código 2.25 se muestra cálculo del número de errores de las señales con cada técnica y el Segmento de Código 2.26 muestra el cálculo del BER donde la variable *i* indica el valor de SNR aplicado a la señal.

```

%Cálculo de errores
num_biterror=biterr(datos_tx,datos_rx);           %Señal original
num_biterror_CEPOCS=biterr(datos_tx,datos_rx_CEPOCS); %CEPOCS
num_biterror_OPS=biterr(datos_tx,datos_rx_OPS);   %OPS

```

Segmento de Código 2.25. Cálculo del número de errores de cada señal.

```

%Cálculo de BER
BER(i)=sum(num_biterror)/(rep*length(datos_tx));           %Señal original
BER_CEPOCS(i)=sum(num_biterror_CEPOCS)/(rep*length(datos_tx));%CEPOCS
BER_OPS(i)=sum(num_biterror_OPS)/(rep*length(datos_tx));  %OPS

```

Segmento de Código 2.26. Cálculo del BER.

```

>> a = randi([0 1],1,10)
a =
     1     0     0     0     0     1     0     0     1     0

>> b = randi([0 1],1,10)
b =
     0     0     1     1     0     1     0     1     1     1

>> biterr(a,b)
ans =
     5

```

Figura 2.10. Ejemplo de funcionamiento del comando *biterr*.

El procedimiento del Segmento de Código 2.25 se realizará tantas veces como la variable *rep* para cada valor de SNR lo indique y una vez finalizado del proceso se obtendrán los resultados mediante gráficas de BER vs. EB/No.

2.8 CCDF

La CCDF determina la ganancia en reducción de la PAPR, es una de las métricas más utilizadas para medir el rendimiento de las diferentes técnicas de reducción de la PAPR. Esta métrica evalúa la probabilidad de que los valores de PAPR medidos en las señales OFDM sea mayor que un umbral X permitido, es utilizada debido a que los símbolos OFDM son generados de manera aleatoria. La ecuación 2.5 muestra la representación matemática de la CCDF suponiendo que N es relativamente grande y las N muestras son independientes [1].

$$Prob\{PAPR > X\} = 1 - (1 - e^{-X^2})^N$$

Ecuación 2.5. Expresión para el cálculo de la CCDF.

La función para el cálculo de la CCDF se llama “*grfCCDF*” como se muestra en el Segmento de Código 2.27.

```

%Función CCDF
grfCCDF(PAPR,rep,'-c*'); %CCDF señal original

```

Segmento de Código 2.27. Función para graficar la CCDF de la señal original.

Los parámetros de entrada de esta función son *PAPR* que representa los valores de la PAPR en dBs, *rep* que representa el número de repeticiones del programa y *tip* que indica el tipo de línea con el que se mostrará la señal. El Segmento de código 2.28 contiene la función para la gráfica de la CCDF.

```

function []=grfCCDF(PAPR,rep,tip)
ejeX = 4:0.2:12; %Valores para el eje X
LejeX = length(ejeX);%Tamaño de eje X
for i=1:LejeX
    ccdfg(i) = sum(PAPR>ejeX(i))/rep;
end
semilogy(ejeX(1:3:end),ccdfg(1:3:end),tip); %Graficar CCDF
axis([ejeX([1 end]) 1e-3 1]); %Valores de los ejes x e y
xlabel('PAPR[dB] '); %Nombres de los ejes
ylabel('CCDF'); %Nombres de los ejes
grid on
end

```

Segmento de Código 2.28. Función para el cálculo de la CCDF.

El código completo de todo el sistema desarrollado en Matlab se presentará en el Anexo I.

3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En esta sección se presentarán los resultados obtenidos de la simulación del sistema mediante gráficas de BER vs Eb/No y de la CCDF de la señal original y de las señales a las que se aplicó las técnicas de reducción.

3.1 Escenario de la Simulación

La simulación se realiza en base a la generación de funciones de Matlab que consisten en un sistema de transmisión y recepción OFDM a través de un canal inalámbrico con desvanecimiento selectivo en frecuencia, la reducción de la PAPR mediante la técnica OPS y CE-POCS y la comparación gráfica mediante la métrica de evaluación CCDF. Para esto, se generan datos aleatorios que son modulados mediante QPSK, 16QAM o 64QAM según sea necesario, se realiza la formación del símbolo OFDM (*SymOFDM*) y a partir de la obtención de este se ejecuta el cálculo de la PAPR. Posteriormente se aplica cada una de las técnicas para la reducción de la PAPR obteniendo los símbolos OFDM de cada técnica (*SymOFDM_CEPOCS* y *SymOFDM OPS*) los cuales se los pasa a través de un amplificador de potencia HPA para luego ser enviados por un canal inalámbrico con distribución de Rayleigh y Rician.

Se añade ruido AWGN al canal y el receptor se encarga de recibir los símbolos, los resultados son curvas de BER vs Eb/No y CCDF de la señal original y de cada una de las técnicas, esto para los dos casos de números pilotos y para las distribuciones que componen el canal.

3.2 Pruebas del Sistema OFDM

Para comprobar el correcto funcionamiento del sistema se realizan pruebas del funcionamiento de un sistema de transmisión y recepción OFDM básico con un canal inalámbrico afectado únicamente por ruido AWGN. Una vez obtenido un símbolo OFDM se añade ruido al canal y el receptor recibe el símbolo asumiendo que se tiene una sincronización perfecta; en el sistema se puede elegir los tres tipos de modulaciones para comparar el correcto funcionamiento. Se realiza la comparación con la curva del BER que proporciona Matlab para canales AWGN usando el comando *berawgn* para modulaciones QAM, para una mejor visualización se realiza la simulación con un total de 10000 iteraciones.

A continuación, se presentan las curvas de BER vs Eb/No, de la señal generada por la programación del sistema OFDM básico y del comando de Matlab, para el caso donde se tiene $N_{pilotos} = 4$ y 12.

La Figura 3.1 muestra la prueba de funcionamiento del sistema con modulación QPSK y $N_{pilotos} = 4$, en color rojo con línea entrecortada se observa la línea generada por el comando de Matlab y en color verde la curva generada por la programación del sistema OFDM básico. Como se puede observar las curvas presentadas en la figura son bastante cercanas, también, se realiza la prueba de los otros dos tipos de modulaciones como lo muestran las figuras 3.2 y 3.3 para las modulaciones 16QAM con $N_{pilotos} = 4$ y 64QAM con $N_{pilotos} = 4$, respectivamente.

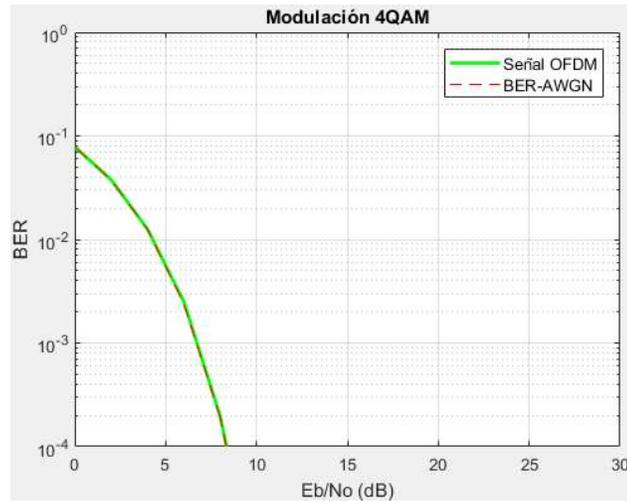


Figura 3.1. BER vs E_b/N_0 de un sistema OFDM $N_{pilotos} = 4$ de una modulación QPSK.

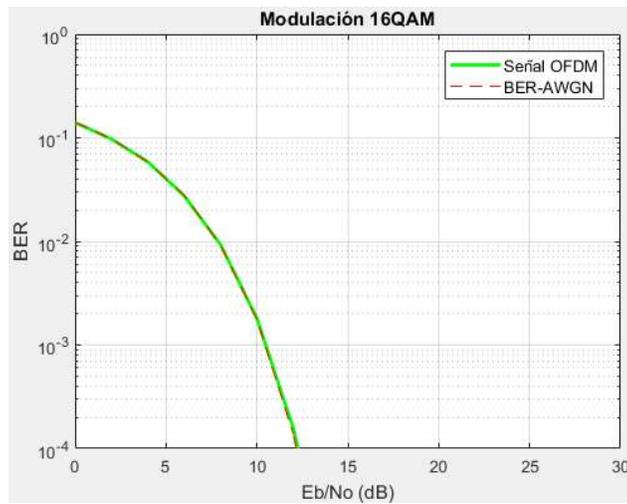


Figura 3.2. BER vs E_b/N_0 de un sistema OFDM $N_{pilotos} = 4$ de una modulación 16QAM.

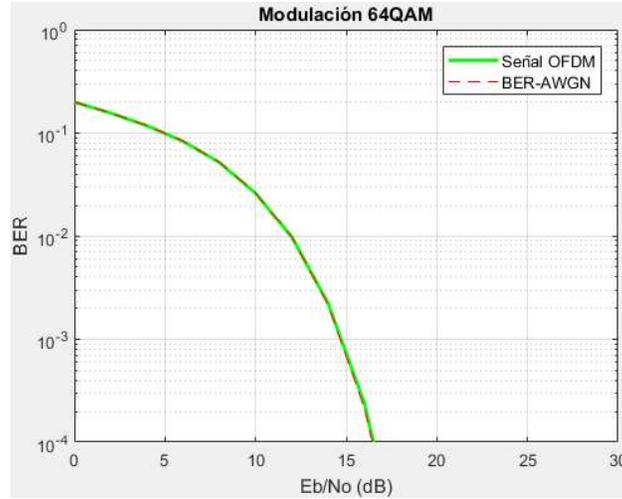


Figura 3.3. BER vs Eb/No de un sistema OFDM $N_{pilotos} = 4$ de una modulación 64QAM.

De la misma manera, la figura 3.4 muestra las pruebas de funcionamiento del sistema con modulación QPSK y $N_{pilotos} = 12$, en color rojo con línea entrecortada se observa la línea generada por el comando de Matlab y en color verde la curva generada por la programación del sistema OFDM básico. Al igual que el caso anterior, se puede observar las curvas presentadas en la figura son bastantes cercanas, también, se realiza la prueba de los otros dos tipos de modulaciones como lo muestra la Figura 3.5 y 3.6 para las modulaciones 16QAM con $N_{pilotos} = 12$ y 64QAM con $N_{pilotos} = 12$, respectivamente.

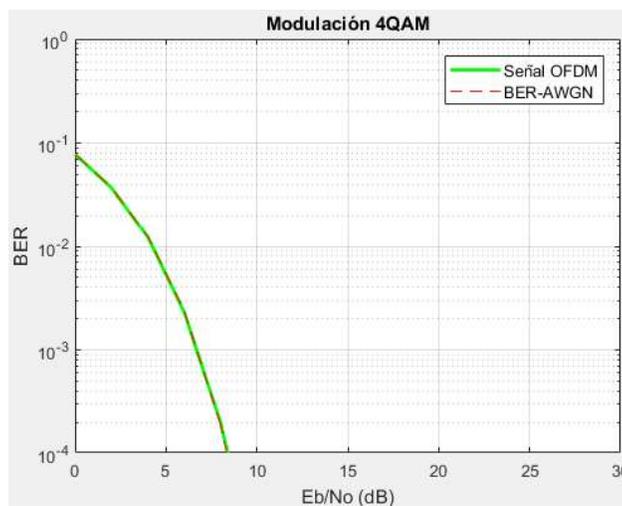


Figura 3.4. BER vs Eb/No de un sistema OFDM $N_{pilotos} = 12$ de una modulación QPSK.

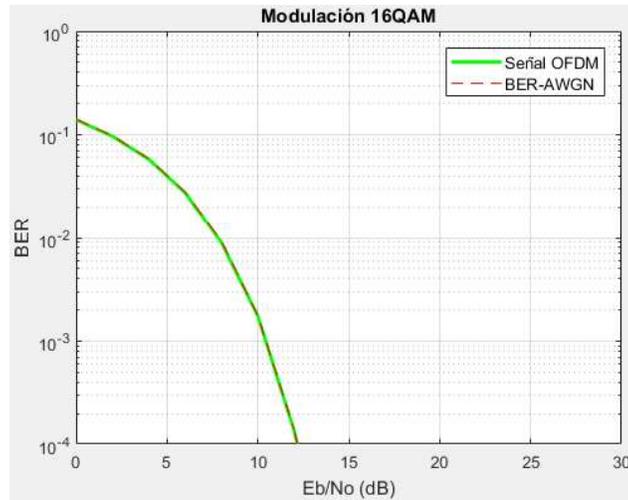


Figura 3.5. BER vs Eb/No de un sistema OFDM $N_{pilotos} = 12$ de una modulación 16QAM.

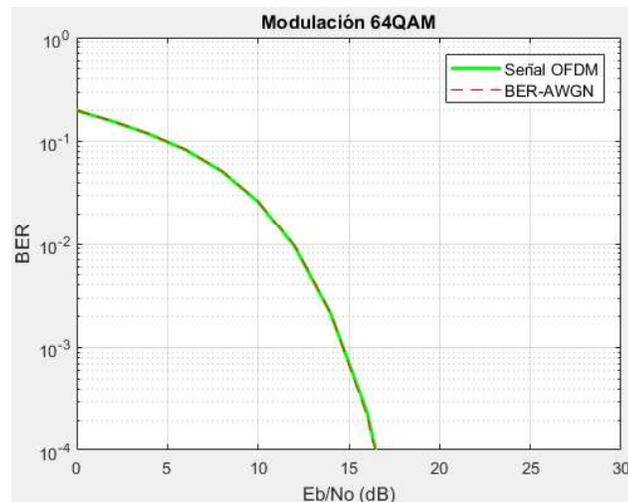


Figura 3.6. BER vs Eb/No de un sistema OFDM $N_{pilotos} = 12$ de una modulación 64QAM.

De acuerdo con las gráficas anteriores, se verifica que el funcionamiento del sistema es correcto debido a la cercanía que tienen cada una de las curvas generadas con la programación del sistema y con el comando de Matlab, por esta razón se continúa con la programación para acoplar un canal con distribución de Rayleigh.

3.3 Pruebas del Canal con Distribución Rayleigh

Después de obtener el sistema OFDM básico funcionando de manera correcta se procede a añadir un canal con distribución de Rayleigh, para el cual se crea un PDP y se asegura

que se tiene la misma potencia promedio en cada uno de los rayos generados, y se obtiene un canal aleatorio para la simulación.

Una vez formado el canal con la distribución respectiva se lo agrega al sistema OFDM entre el transmisor y la adición del ruido AWGN [24]. En la figura 3.7 se presentan las curvas BER vs Eb/No para un canal con distribución de Rayleigh y para el canal con ruido blanco, además se incluye esta figura como muestra de comparación para verificar el correcto funcionamiento del sistema con la distribución de Rayleigh en el canal; para obtener curvas con mayor definición la simulación del sistema se realiza con 10000 iteraciones.

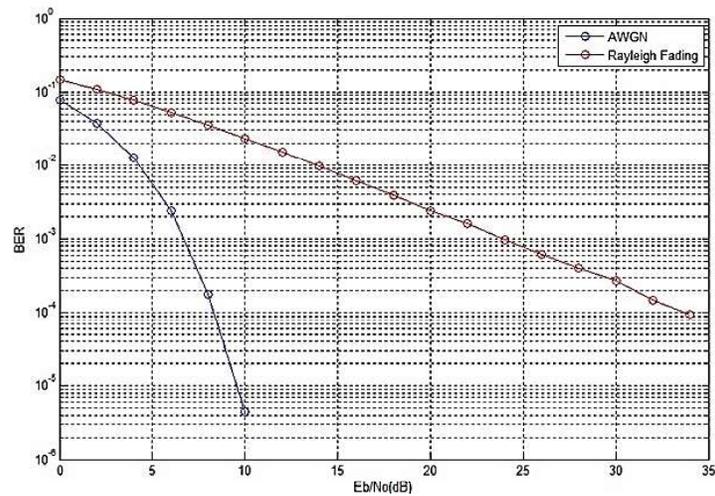


Figura 3.7. BER teórico para un canal con distribución de Rayleigh con modulación QPSK [25].

La Figura 3.8 muestra el resultado de la simulación del sistema con modulación QPSK con $N_{pilotos} = 4$ y la Figura 3.9 muestra el resultado de la simulación del sistema con la misma modulación pero para $N_{pilotos} = 12$, en ambas figuras se obtienen curvas similares a las de la Figura 3.7, cabe mencionar que las simulaciones de este sistema fueron realizadas con el PDP obtenido de la recomendación ITU-R M.1225 [23] de la Tabla 3.1.

Tabla 3.1. PDP para el canal Rayleigh de este sistema [21].

Trayecto	Retraso relativo (ns)	Retardos PDP (Retrasorelativo/50ns)	Potencia Promedio
0	0	0	0
1	110	2	-9.7
2	190	4	-19.2
3	410	8	-22.8

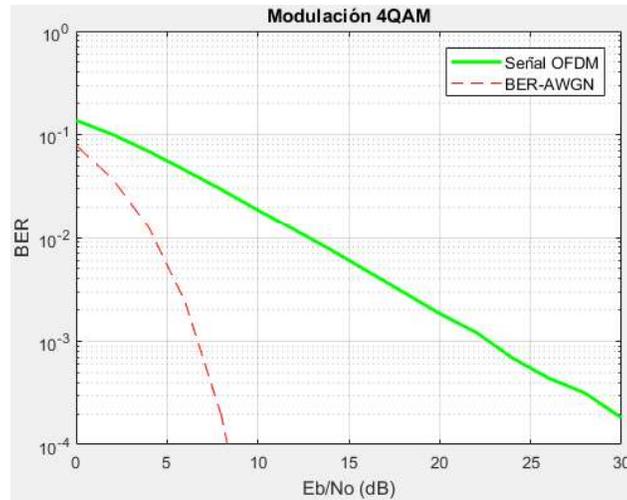


Figura 3.8. BER vs Eb/No para un canal con distribución de Rayleigh con PDP exponencial, modulación QPSK y $N_{pilotos} = 4$.

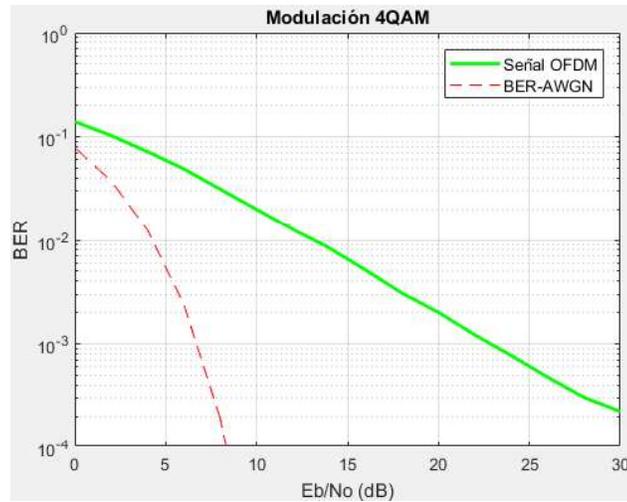


Figura 3.9. BER vs Eb/No para un canal con distribución de Rayleigh con PDP exponencial y modulación QPSK y $N_{pilotos} = 12$.

La obtención de cada una de las gráficas para las modulaciones 16QAM con $N_{pilotos} = 4$ y $N_{pilotos} = 12$ se presentan en las figuras 3.10 y 3.11, donde se observa que las curvas son similares a las de la Figura 3.7, sin embargo, cabe recalcar que con 16QAM se tiene un BER más alto ya que esta modulación es más susceptible al ruido.

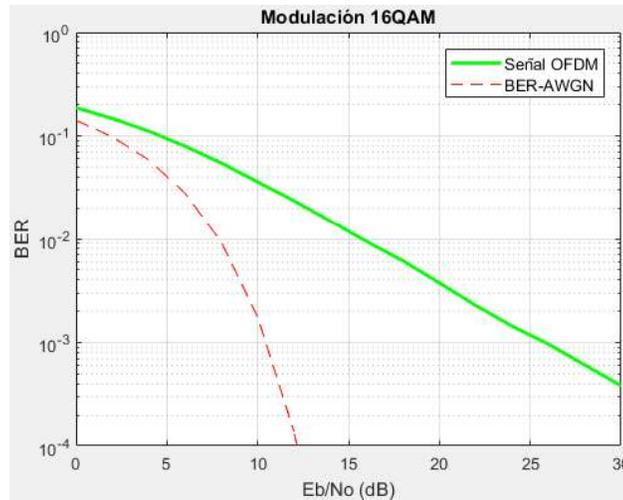


Figura 3.10. BER vs Eb/No para un canal con distribución de Rayleigh con PDP exponencial y modulación 16QAM y $N_{pilotos} = 4$.

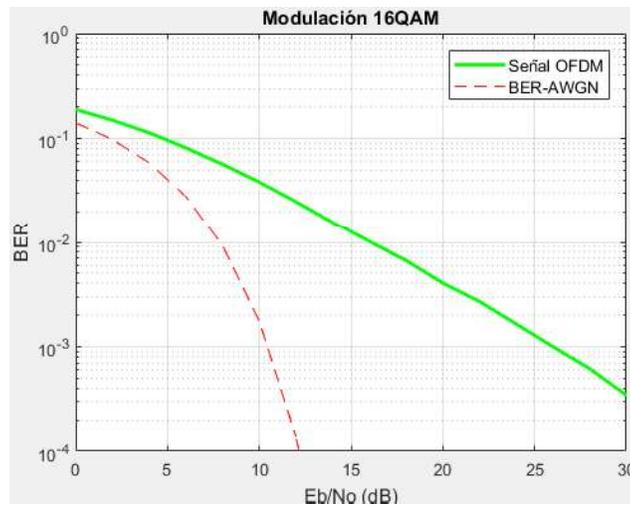


Figura 3.11. BER vs Eb/No para un canal con distribución de Rayleigh con PDP exponencial y modulación 16QAM y $N_{pilotos} = 12$.

De la misma manera, las figuras 3.12 y 3.13 representan las curvas de las gráficas para la modulación 64QAM con $N_{pilotos} = 4$ y $N_{pilotos} = 12$, respectivamente, donde de la misma manera que los casos anteriores, las curvas obtenidas son similares a las de la Figura 3.7, sin embargo, con 64QAM se tiene un BER más alto debido a que esta modulación es más susceptible al ruido.

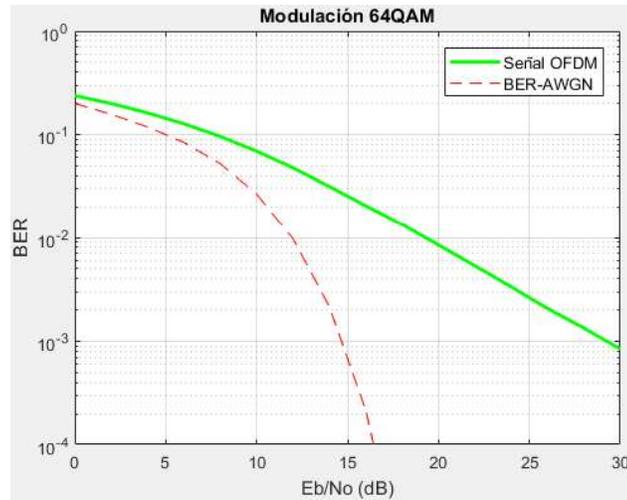


Figura 3.10. BER vs Eb/No para un canal con distribución de Rayleigh con PDP exponencial y modulación 64QAM y $N_{pilotos} = 4$.

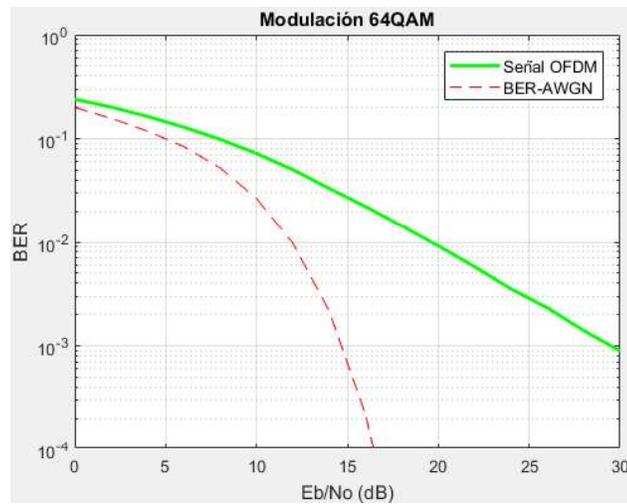


Figura 3.13. BER vs Eb/No para un canal con distribución de Rayleigh con PDP exponencial y modulación 64QAM y $N_{pilotos} = 12$.

Una vez obtenidas las gráficas donde el correcto funcionamiento del sistema para cada modulación y para cada uno de los esquemas de subportadoras piloto planteados fue comprobado, se realiza la programación para un canal con distribución de Nakagami (Rician & Rayleigh) para cada modulación con las técnicas de reducción, OPS y CEPOCS.

3.4 Análisis de las técnicas de reducción en términos de BER vs Eb/No

El análisis de los resultados de BER vs Eb/No obtenidos al aplicar las técnicas de reducción OPS y CEPOCS se presentarán de forma gráfica.

Los sistemas OFDM simulados utilizarán diferentes valores de subportadoras pilotos ($N_{pilotos}$), diferentes parámetros del HPA para cada modulación (IBO), diferentes tipos distribuciones en el canal (Dis) y diferentes tipos de modulaciones ($QPSK$, $16QAM$ y $64QAM$); estos valores se presentarán en el análisis de cada figura.

La comparación de los resultados obtenidos se presentará mediante una curva de línea continua color verde que represente los valores de la señal OFDM sin aplicar ninguna técnica de reducción mientras que las señales en las que se aplicó las técnicas OPS y CEPOCS se presentarán con una línea color negro y azul respectivamente.

3.4.1 Canal con distribución Rayleigh

Para el análisis de resultados con distribución de Rayleigh se crea un PDP, donde a todos los rayos se le aplica distribución de Rayleigh, este PDP es obtenido de la recomendación ITU-R M.1225 [23], como se indicó en la tabla 2.4 del capítulo 2. Se asegura que se tenga la misma potencia promedio en cada uno de los rayos generados para conseguir un canal aleatorio para la simulación. Se aplica al sistema un amplificador de potencia HPA y las técnicas de reducción, OPS y CEPOCS, a partir de las cuales se analizarán cada una de las curvas.

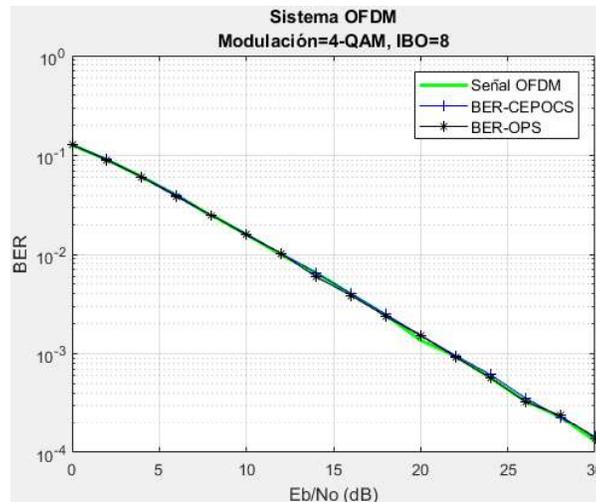


Figura 3.14. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 4$, $IBO = 8$, $Dis = 1$ (Rayleigh) y modulación QPSK.

En la Figura 3.14 se tiene la simulación para un sistema con modulación QPSK con $N_{pilotos} = 4, IBO = 8, Dis = 1(Rayleigh)$, donde el resultado de la relación BER vs E_b/N_0 para las tres señales presentes en la figura es próximo, se puede observar que están casi sobrepuestas a pesar de ser independiente una de la otra. Por otro lado, para el mismo sistema con modulación QPSK, pero con $N_{pilotos} = 12$ el resultado de la relación BER vs E_b/N_0 es similar al obtenido con $N_{pilotos} = 4$, es decir, las señales generadas son próximas una con la otra con una diferencia mínima de mejora en la señal con la técnica OPS al final de la trayectoria visible en la figura, como se observa en la Figura 3.15.

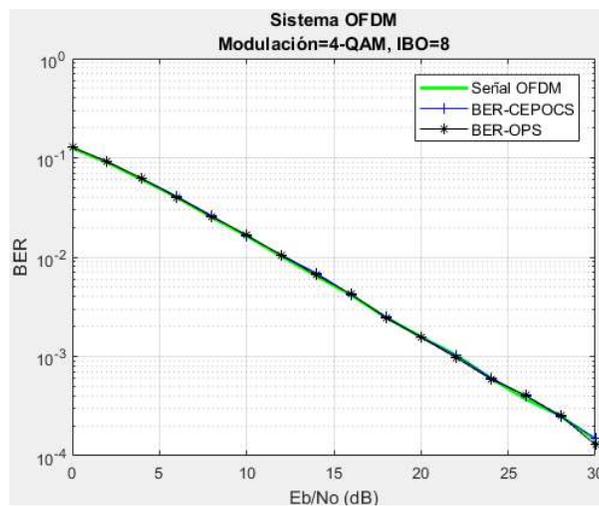


Figura 3.15. BER vs E_b/N_0 de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 12, IBO = 8, Dis = 1(Rayleigh)$ y modulación QPSK.

Adicionalmente para este sistema con modulación QPSK se tienen las figuras 3.16 y 3.17 que muestran las simulaciones para los parámetros $N_{pilotos} = 4, IBO = 24, Dis = 1(Rayleigh)$ y $N_{pilotos} = 12, IBO = 24, Dis = 1(Rayleigh)$, respectivamente, para ambos casos el valor del parámetro IBO es mayor a los anteriores pero el resultado es similar, como se puede observar en las figuras las señales están relativamente una sobre la otra comprobando que no existe mejora alguna.

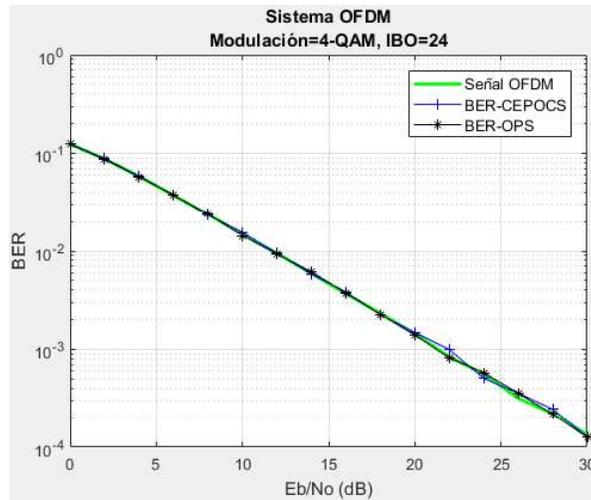


Figura 3.16. BER vs E_b/N_0 de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 4, IBO = 24, Dis = 1(Rayleigh)$ y modulación QPSK.

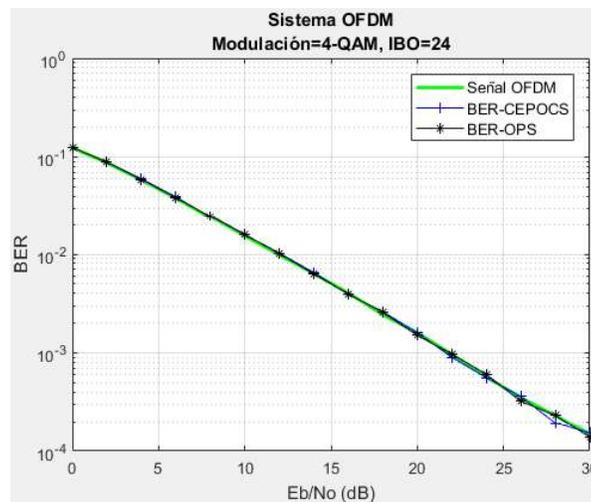


Figura 3.17. BER vs E_b/N_0 de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 12, IBO = 24, Dis = 1(Rayleigh)$ y modulación QPSK.

A continuación, se tiene las figuras 3.18 y 3.19 que muestran las simulaciones del sistema para la modulación 16QAM con $N_{pilotos} = 4, IBO = 8, Dis = 1(Rayleigh)$ y $N_{pilotos} = 12, IBO = 8, Dis = 1(Rayleigh)$, respectivamente. Se observa que al asignar el mismo valor de IBO para ambos casos y sin importar el número de pilotos presentes en cada una de las figuras, las curvas son similares, presentan una gran diferencia en comparación con la curva de la Figura 3.7.

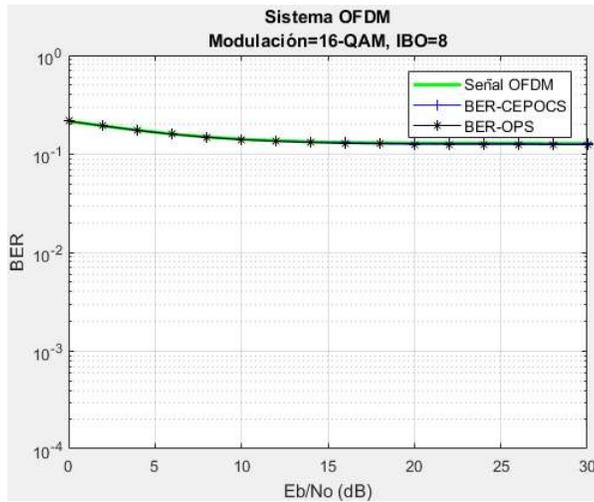


Figura 3.18. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 4$, $IBO = 8$, $Dis = 1$ (Rayleigh) y modulación 16QAM.

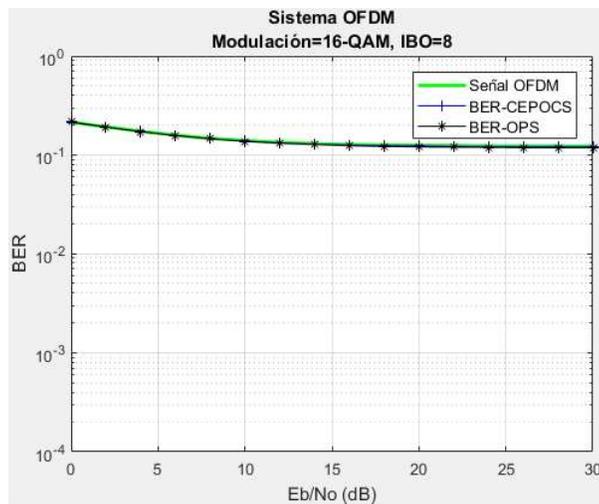


Figura 3.19. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 12$, $IBO = 8$, $Dis = 1$ (Rayleigh) y modulación 16QAM.

En el caso de las figuras 3.20 y 3.21 que muestran las simulaciones del sistema para la modulación 16QAM con $N_{pilotos} = 4$, $IBO = 12$, $Dis = 1$ (Rayleigh) y $N_{pilotos} = 12$, $IBO = 12$, $Dis = 1$ (Rayleigh), respectivamente. A medida que el valor del IBO aumenta, la curva donde se aplicó la técnica OPS presenta una mejora considerable, siendo mejor la curva cuando el $N_{pilotos} = 12$ esto en comparación con las curvas donde se aplicó la técnica CEPOCS y la señal original las cuales son semejantes.

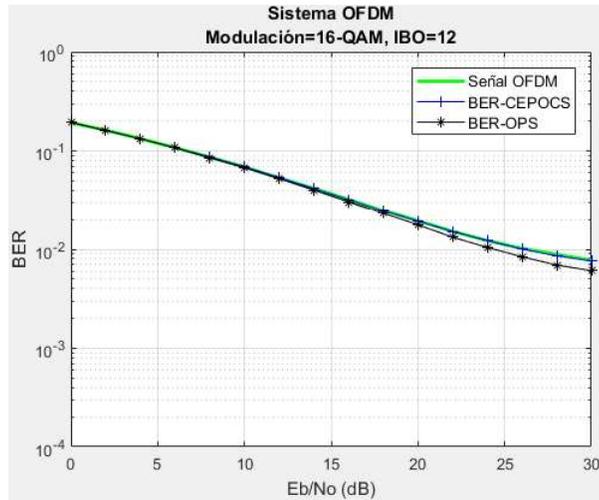


Figura 3.20. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 4, IBO = 12, Dis = 1(Rayleigh)$ y modulación 16QAM.

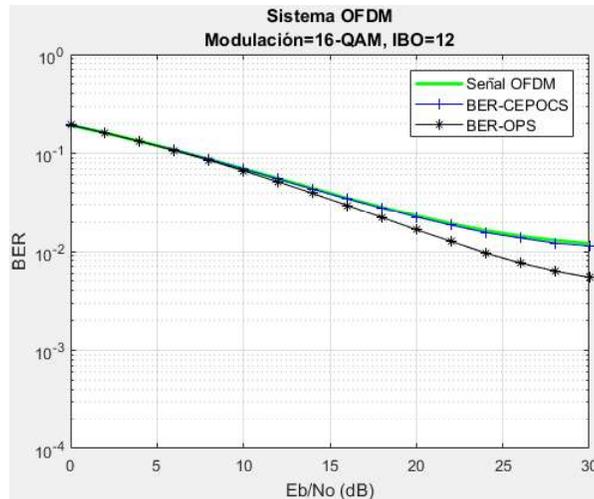


Figura 3.21. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 12, IBO = 12, Dis = 1(Rayleigh)$ y modulación 16QAM.

Las figuras 3.22 y 3.23 muestran las simulaciones del sistema para la modulación 16QAM con $N_{pilotos} = 4, IBO = 16, Dis = 1(Rayleigh)$ y $N_{pilotos} = 12, IBO = 16, Dis = 1(Rayleigh)$, respectivamente. Para estas figuras donde el valor de IBO es mayor que en los casos anteriores con esta modulación, en la primera figura se observa que las curvas son próximas existiendo mejora en todas. Mientras que en la segunda figura se observa que a pesar de que todas las curvas presentan una mejora similar en el caso donde se aplicó la técnica OPS la mejora es un poco mayor.

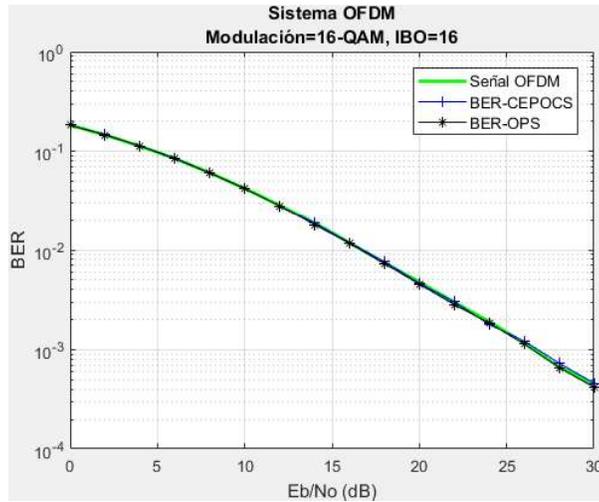


Figura 3.22. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 4$, $IBO = 16$, $Dis = 1$ (Rayleigh) y modulación 16QAM.

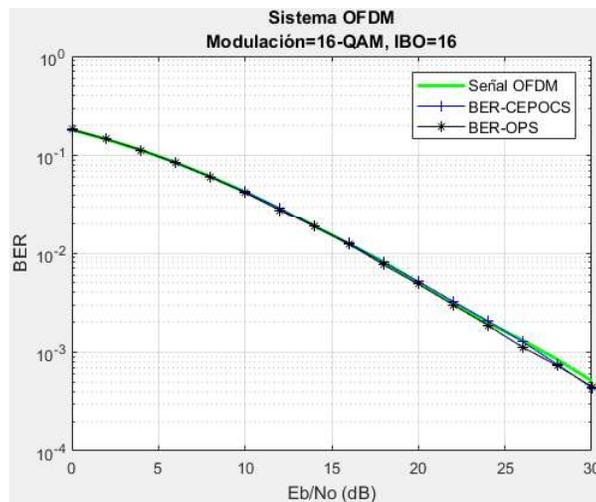


Figura 3.23. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 12$, $IBO = 16$, $Dis = 1$ (Rayleigh) y modulación 16QAM.

El sistema para la modulación 64QAM con $N_{pilotos} = 4$, $IBO = 16$, $Dis = 1$ (Rayleigh) y $N_{pilotos} = 12$, $IBO = 16$, $Dis = 1$ (Rayleigh), se presenta en las figuras 3.24 y 3.25 respectivamente. Para este valor de IBO todas las curvas son similares entre sí, pero son totalmente diferentes del resultado esperado ya que el BER tuvo una alta degradación.

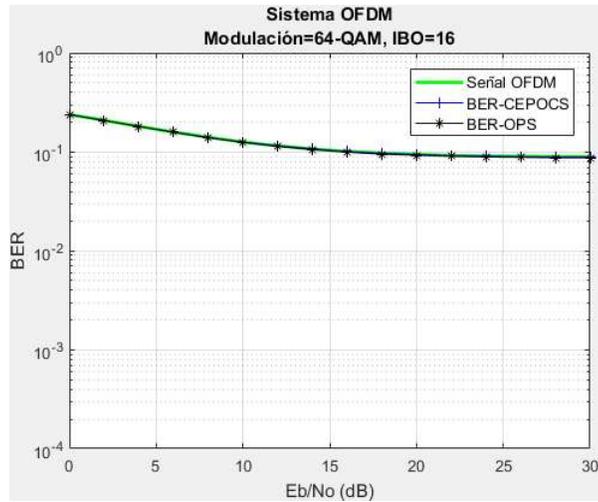


Figura 3.24. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 4$, $IBO = 16$, $Dis = 1$ (Rayleigh) y modulación 64QAM.

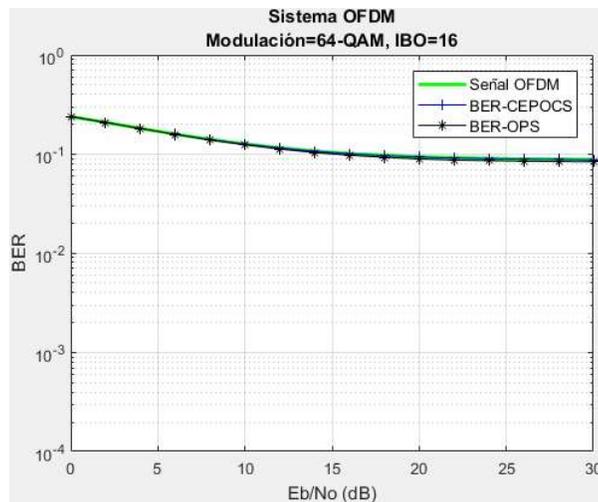


Figura 3.25. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 12$, $IBO = 16$, $Dis = 1$ (Rayleigh) y modulación 64QAM.

Las figuras 3.26 y 3.27 muestran las simulaciones del sistema para la modulación 64QAM con $N_{pilotos} = 4$, $IBO = 20$, $Dis = 1$ (Rayleigh) y $N_{pilotos} = 12$, $IBO = 20$, $Dis = 1$ (Rayleigh), respectivamente. Se observa que a medida que incrementa el valor de IBO las curvas mejoran, cabe recalcar que en la segunda figura la curva a la que se aplica la técnica OPS es mejor en comparación con la de la primera figura. Para la señal con la técnica CEPOCS y la señal OFDM las curvas en ambos casos son similares.

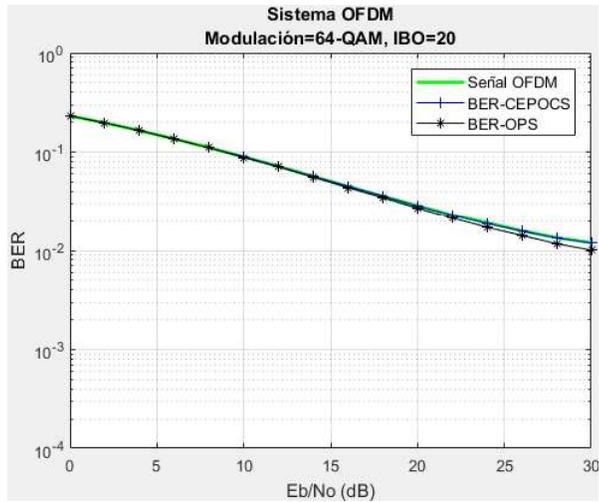


Figura 3.26. BER vs E_b/N_0 de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 4, IBO = 20, Dis = 1(Rayleigh)$ y modulación 64QAM.

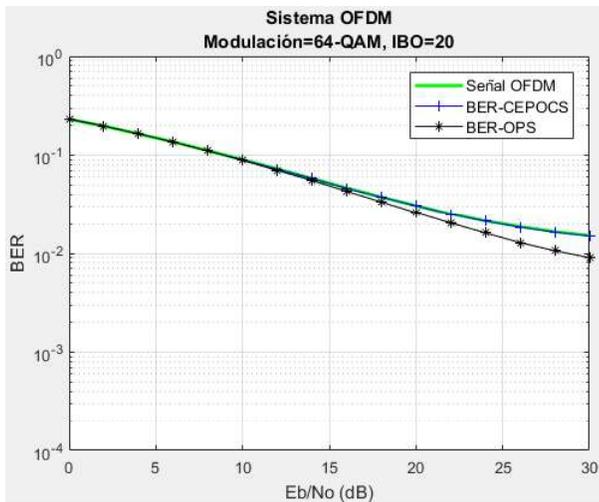


Figura 3.27. BER vs E_b/N_0 de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 12, IBO = 20, Dis = 1(Rayleigh)$ y modulación 64QAM.

Finalmente, las figuras 3.28 y 3.29 muestran las simulaciones del sistema para la modulación 64QAM con $N_{pilotos} = 4, IBO = 24, Dis = 1(Rayleigh)$ y $N_{pilotos} = 4, IBO = 24, Dis = 1(Rayleigh)$, respectivamente. En las figuras se observa que sin importar el número de pilotos todas las curvas son semejantes entre sí y son similares a la señal original del sistema.

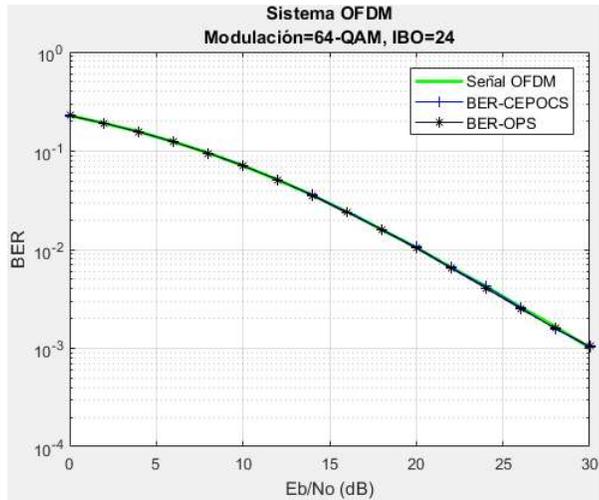


Figura 3.28. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 4$, $IBO = 24$, $Dis = 1$ (Rayleigh) y modulación 64QAM.

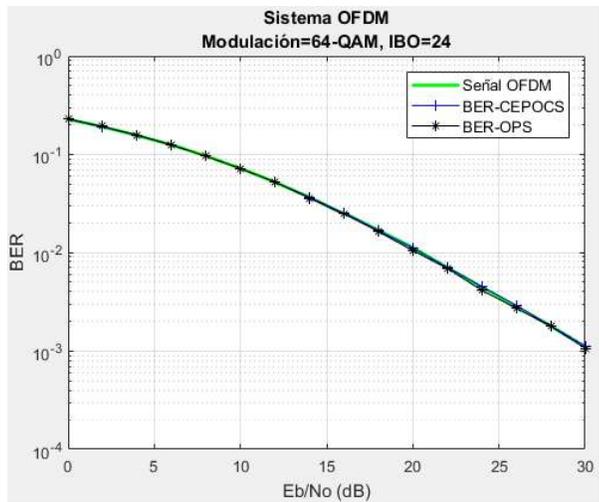


Figura 3.29. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 12$, $IBO = 24$, $Dis = 1$ (Rayleigh) y modulación 64QAM.

De acuerdo con las gráficas observadas se puede decir que los resultados son mejores aplicando la técnica OPS. En el sistema con modulación 16QAM se tiene mejores resultados con un $IBO = 12$ y en el sistema con modulación 64QAM los resultados son mejores con un $IBO = 20$, esto para un $N_{pilotos} = 12$.

3.4.2 Canal con distribución Rician

Para el análisis de resultados con distribución de Nakagami se crea un PDP, donde el primer rayo es LOS por lo que se le aplica distribución de Rician y los restantes son NLOS y se les aplica distribución de Rayleigh. Este PDP se obtiene de la recomendación ITU-R M.1225 [23], como se indicó en la tabla 2.5 del capítulo 2. Se asegura que se tenga la misma potencia promedio en cada uno de los rayos generados para conseguir un canal aleatorio para la simulación. Se aplica al sistema un amplificador de potencia HPA y las técnicas de reducción, OPS y CEPOCS, a partir de las cuales se analizarán cada una de las curvas.

La figura 3.30 muestra las curvas BER vs E_b/N_0 para un canal con distribución de Rician y Rayleigh, y para el canal con ruido blanco, se incluye esta figura como muestra de comparación para verificar el correcto funcionamiento del sistema con la distribución de Rician en el canal; para obtener curvas con mayor definición la simulación del sistema se realiza con 10000 iteraciones.

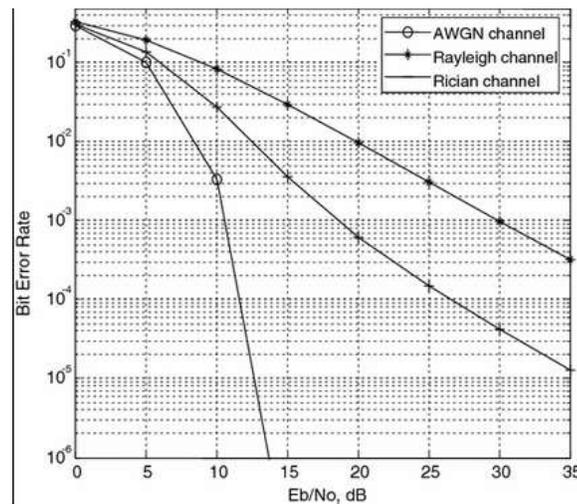


Figura 3.30. BER teórico para un canal con distribución de Rician con modulación QPSK [26].

La comparación de los resultados obtenidos se presentará mediante una curva de línea continua color verde que represente los valores de la señal OFDM sin aplicar ninguna técnica de reducción mientras que las señales en las que se aplicó las técnicas OPS y CEPOCS se presentarán con una línea color negro y azul respectivamente.

En las figuras 3.31 y 3.32 se tiene la simulación para un sistema con modulación QPSK con $N_{pilotos} = 4, IBO = 8, Dis = 2(Rician)$ y $N_{pilotos} = 12, IBO = 8, Dis = 2(Rician)$, respectivamente. El resultado de la relación BER vs E_b/N_0 para las tres señales presentes en la primera figura es próximo, se puede observar que al final de la curva se presenta una diferencia mínima pero no representativa. Por otro lado, en la figura 3.32 el resultado de la relación BER vs E_b/N_0 es similar al obtenido con $N_{pilotos} = 4$, es decir, las señales generadas son próximas una con la otra.

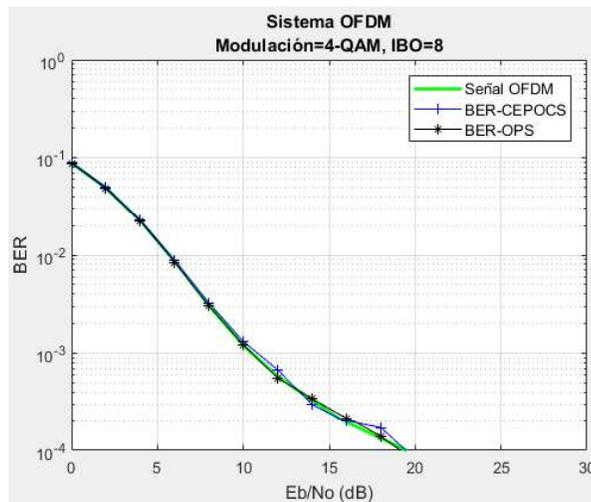


Figura 3.31. BER vs E_b/N_0 de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 4, IBO = 8, Dis = 2(Rician)$ y modulación QPSK.

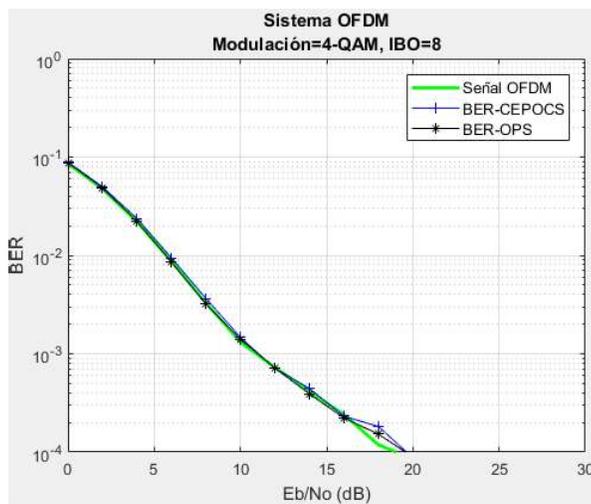


Figura 3.32. BER vs E_b/N_0 de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 12, IBO = 8, Dis = 2(Rician)$ y modulación QPSK.

Además, también se realiza la simulación del sistema para la modulación QPSK con $N_{pilotos} = 4, IBO = 24, Dis = 2(Rician)$ y $N_{pilotos} = 12, IBO = 24, Dis = 2(Rician)$, en las figuras 3.33 y 3.34 respectivamente. En la primera figura se observa que existe una mejora mínima en la curva donde se aplica la técnica OPS mientras que las otras curvas se encuentran sobrepuestas, en la segunda figura no se observa mejora alguna con ninguna de las técnicas.

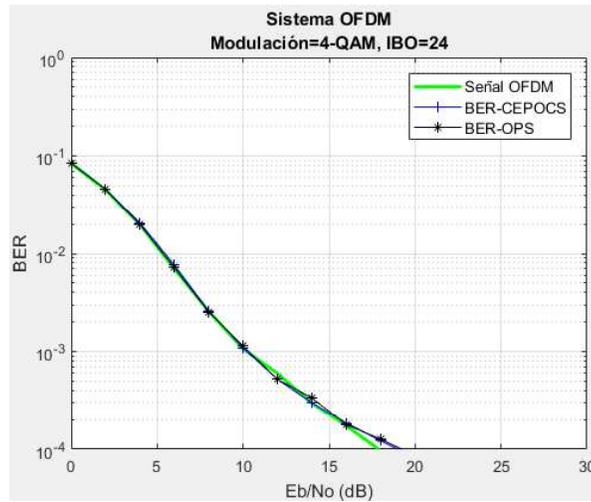


Figura 3.33. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 4, IBO = 24, Dis = 2(Rician)$ y modulación QPSK.

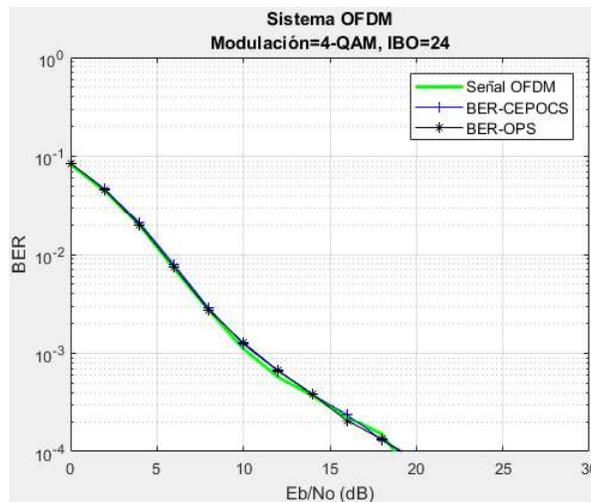


Figura 3.34. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 12, IBO = 24, Dis = 2(Rician)$ y modulación QPSK.

Las figuras 3.35 y 3.36 muestran las simulaciones del sistema para la modulación 16QAM con $N_{pilotos} = 4, IBO = 8, Dis = 2(Rician)$ y $N_{pilotos} = 12, IBO = 8, Dis = 2(Rician)$, respectivamente. Se observa que al asignar el mismo valor de IBO para ambos casos y sin importar el número de pilotos presentes en cada una de las figuras, las curvas son similares, el valor de IBO utilizado produce una gran degradación en el BER.

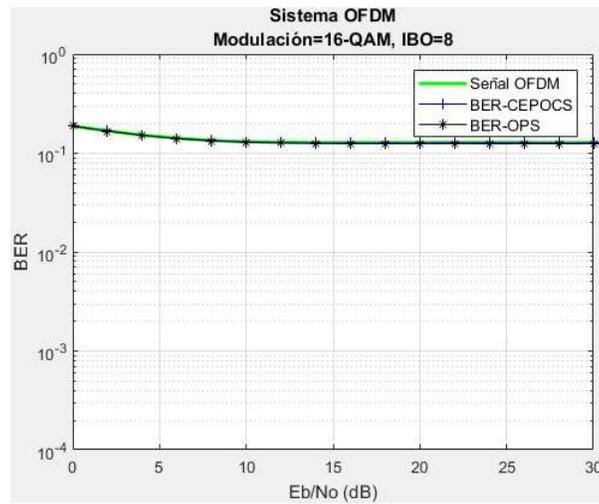


Figura 3.35. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 4, IBO = 8, Dis = 2(Rician)$ y modulación 16QAM.

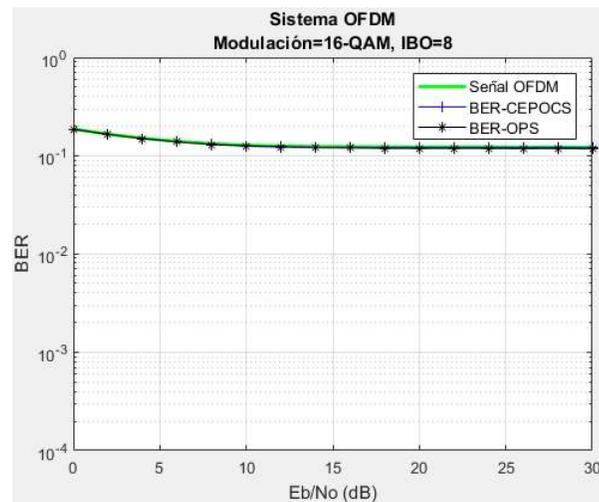


Figura 3.36. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 12, IBO = 8, Dis = 2(Rician)$ y modulación 16QAM.

En el caso de las figuras 3.37 y 3.38 se muestran las simulaciones del sistema para la modulación 16QAM con $N_{pilotos} = 4, IBO = 12, Dis = 2(Rician)$ y $N_{pilotos} =$

12, $IBO = 12$, $Dis = 2(Rician)$, respectivamente. A medida que el valor del IBO aumenta, la curva donde se aplicó la técnica OPS presenta una mejora considerable, siendo mejor la curva cuando el $N_{pilotos} = 12$ esto en comparación con las curvas donde se aplicó la técnica CEPOCS y la señal original las cuales son semejantes en ambos casos.

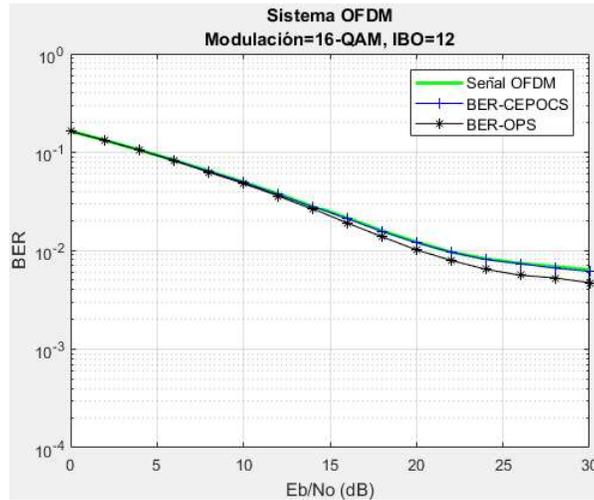


Figura 3.37. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 4$, $IBO = 12$, $Dis = 2(Rician)$ y modulación 16QAM.

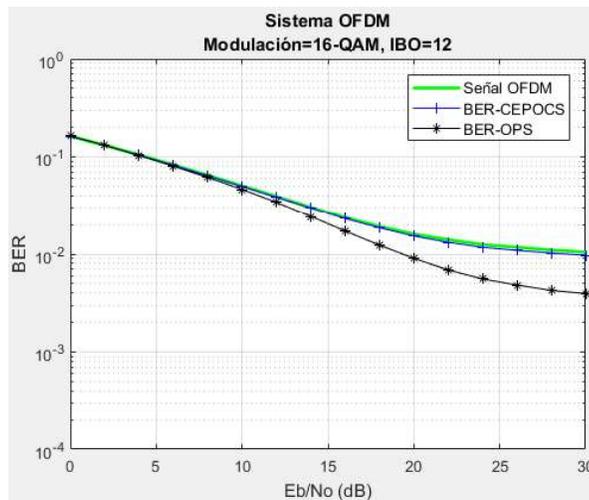


Figura 3.38. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 12$, $IBO = 12$, $Dis = 2(Rician)$ y modulación 16QAM.

Las figuras 3.39 y 3.40 muestran las simulaciones del sistema para la modulación 16QAM con $N_{pilotos} = 4$, $IBO = 16$, $Dis = 2(Rician)$ y $N_{pilotos} = 12$, $IBO = 16$, $Dis = 2(Rician)$, respectivamente. Para estas figuras donde el valor del IBO es el mayor

presentado para esta modulación, en la primera figura se observa que las curvas son próximas existiendo un poco de mejora en el caso donde se aplica la técnica OPS. Mientras que en la segunda figura se observa que a pesar de que todas las curvas presentan una mejora similar, en el caso donde se aplicó la técnica OPS la mejora es incluso mejor que cuando se tiene $N_{pilotos} = 4$.

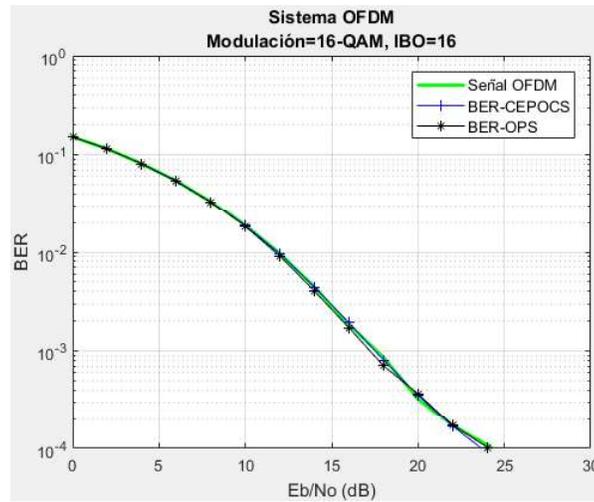


Figura 3.39. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 4, IBO = 16, Dis = 2(Rician)$ y modulación 16QAM.

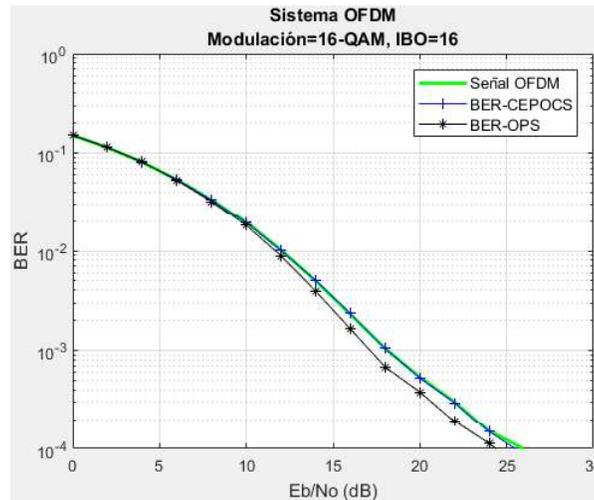


Figura 3.40. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 12, IBO = 16, Dis = 2(Rician)$ y modulación 16QAM.

El sistema para la modulación 64QAM con $N_{pilotos} = 4, IBO = 16, Dis = 2(Rician)$ y $N_{pilotos} = 12, IBO = 16, Dis = 2(Rician)$, correspondientes a las figuras 3.41 y 3.42

respectivamente. Para este valor de IBO todas las curvas son similares entre sí, pero se tiene una alta degradación del BER.

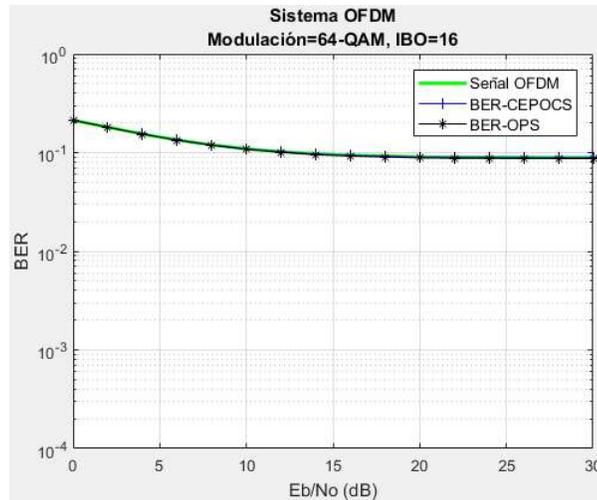


Figura 3.41. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 4, IBO = 16, Dis = 2(Rician)$ y modulación 64QAM.

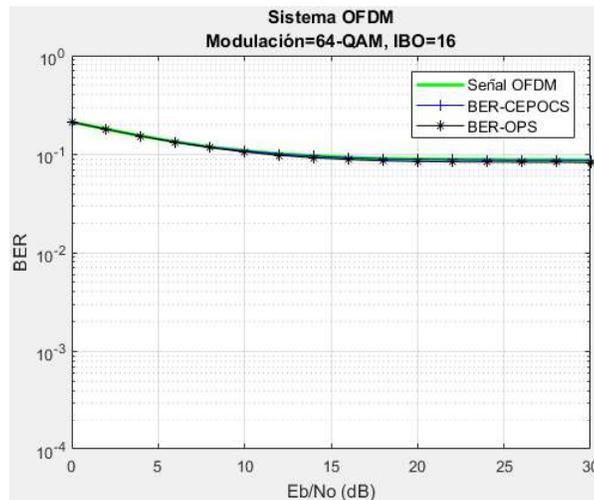


Figura 3.42. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 12, IBO = 16, Dis = 2(Rician)$ y modulación 64QAM.

Las figuras 3.43 y 3.44 muestran las simulaciones del sistema para la modulación 64QAM con $N_{pilotos} = 4, IBO = 20, Dis = 2(Rician)$ y $N_{pilotos} = 12, IBO = 20, Dis = 2(Rician)$, respectivamente. Se observa que a medida que incrementa el valor de IBO las curvas mejoran, cabe recalcar que en la segunda figura la curva a la que se aplica la técnica OPS es mejor en comparación con la curva de la primera figura. Para la señal con la técnica

CEPOCS y la señal OFDM la curva mejora en ambos casos, pero no en la misma magnitud que con la técnica OPS.

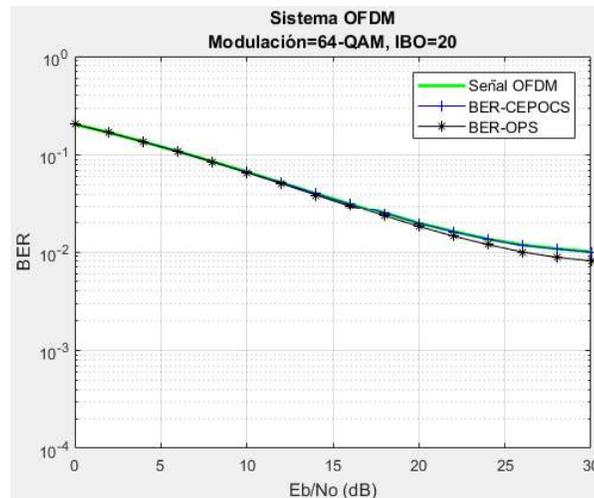


Figura 3.43. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 4$, $IBO = 20$, $Dis = 2(Rician)$ y modulación 64QAM.

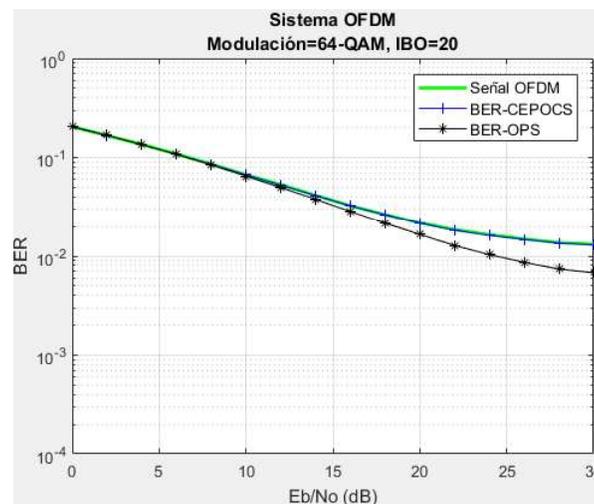


Figura 3.44. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 12$, $IBO = 20$, $Dis = 2(Rician)$ y modulación 64QAM.

Finalmente, las figuras 3.45 y 3.46 muestran las simulaciones del sistema para la modulación 64QAM con $N_{pilotos} = 4$, $IBO = 24$, $Dis = 2(Rician)$ y $N_{pilotos} = 12$, $IBO = 24$, $Dis = 2(Rician)$, respectivamente. En la primera figura se observa que sin importar la técnica aplicada todas las curvas son semejantes entre sí y en la segunda figura se tiene mejores resultados aplicando la técnica OPS.

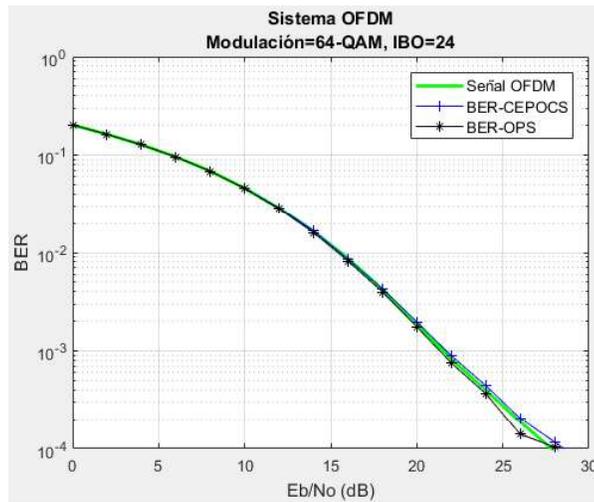


Figura 3.45. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 4$, $IBO = 24$, $Dis = 2$ (Rician) y modulación 64QAM.

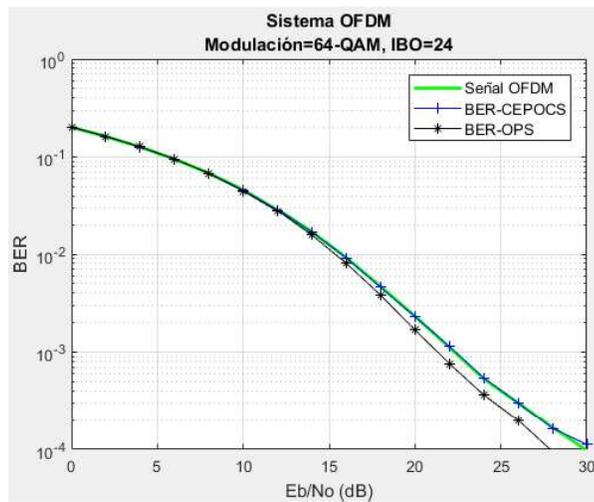


Figura 3.46. BER vs Eb/No de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 12$, $IBO = 24$, $Dis = 2$ (Rician) y modulación 64QAM.

Analizando todas las gráficas, se puede concluir que los resultados son mejores aplicando la técnica OPS, pero al aplicar la técnica CEPOCS si hay mejores resultados que con la distribución de Rayleigh. En el sistema con la técnica OPS, la modulación 16QAM tiene mejores resultados con un $IBO = 12$ y con modulación 64QAM los resultados son mejores con un $IBO = 20$, esto para un $N_{pilotos} = 12$.

3.5 Análisis de las técnicas de reducción en términos de CCDF

Se realizará el análisis de los resultados de reducción de PAPR obtenidos al aplicar las técnicas de reducción OPS y CEPOCS, estos resultados serán presentados de forma gráfica mediante el cálculo de la CCDF.

La comparación de los resultados obtenidos en cada cálculo de la CCDF se presentará mediante una curva que represente los valores de PAPR del símbolo OFDM sin aplicar ninguna técnica de reducción en línea continua (con asteriscos) color cian mientras que las curvas en las que se aplicó las técnicas OPS y CEPOCS se presentarán en línea continua (con cruces) color magenta y rojo, respectivamente.

Debido a que el análisis de CCDF se realiza antes de la aplicación del HPA, no influye el valor del IBO ni el tipo de distribución utilizada en la simulación; por esta razón se realiza únicamente el análisis para la distribución de Rayleigh y para un solo valor de $IBO = 8$.

En la Figura 3.47 y la Figura 3.48 se presentan las curvas de CCDF para la modulación QPSK con $N_{pilotos} = 4, IBO = 8, Dis = 1(Rayleigh)$ y $N_{pilotos} = 12, IBO = 8, Dis = 1(Rayleigh)$, respectivamente. Se puede observar en las figuras que la reducción de PAPR en ambos casos es evidente para ambas técnicas con respecto a la señal original, sin embargo, en la primera figura con $N_{pilotos} = 4$ se tiene mejores resultados aplicando la técnica CEPOCS donde la reducción de PAPR es de 1.6 dB para una CCDF de 10^{-2} , mientras que en la segunda figura con $N_{pilotos} = 12$ hay mayor reducción de PAPR aplicando la técnica OPS donde se tiene una reducción de PAPR de 3.3 dB para una CCDF de 10^{-2} .

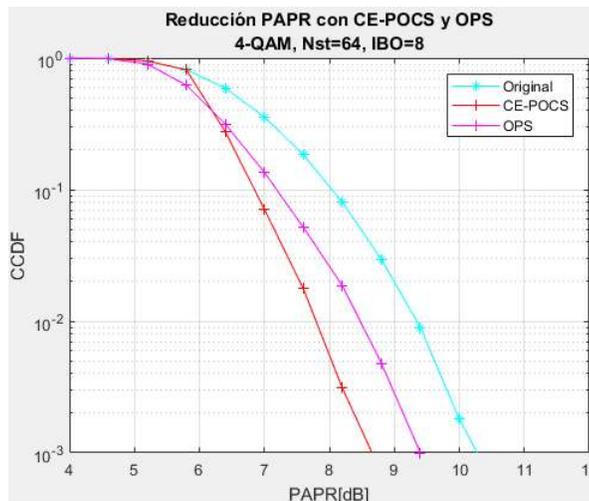


Figura 3.47. CCDF de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 4, IBO = 8, Dis = 1(Rayleigh)$ y modulación QPSK.

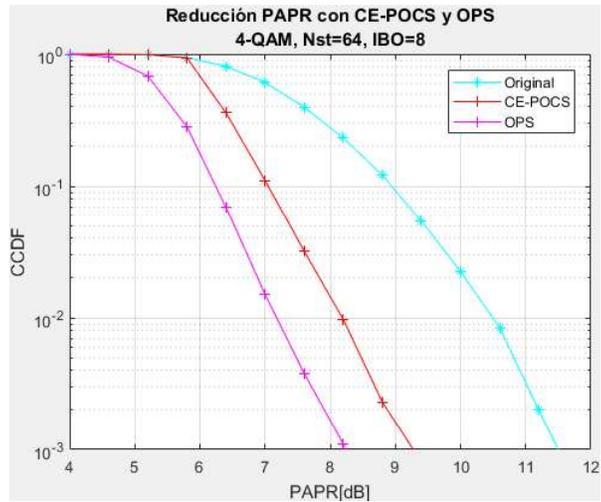


Figura 3.48. CCDF de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 12, IBO = 8, Dis = 1(Rayleigh)$ y modulación QPSK.

Por otra parte, las figuras 3.49 y 3.50 presentan las curvas de CCDF de un sistema para la modulación 16QAM con $N_{pilotos} = 4, IBO = 8, Dis = 1(Rayleigh)$ y $N_{pilotos} = 12, IBO = 8, Dis = 1(Rayleigh)$, respectivamente. La reducción de PAPR con la técnica OPS en el primer caso es baja, de 0.8 dB (para una CCDF de 10^{-2}), pero es mejor en comparación con la técnica CEPOCS donde la reducción es de 0.33 dB (para una CCDF de 10^{-2}). En el segundo caso, para $N_{pilotos} = 12$, la reducción de PAPR con la técnica OPS es de 3.2 dB (para una CCDF de 10^{-2}) que es mejor en comparación con la técnica CEPOCS donde la reducción de PAPR es de 0.5 dB (para una CCDF de 10^{-2}).

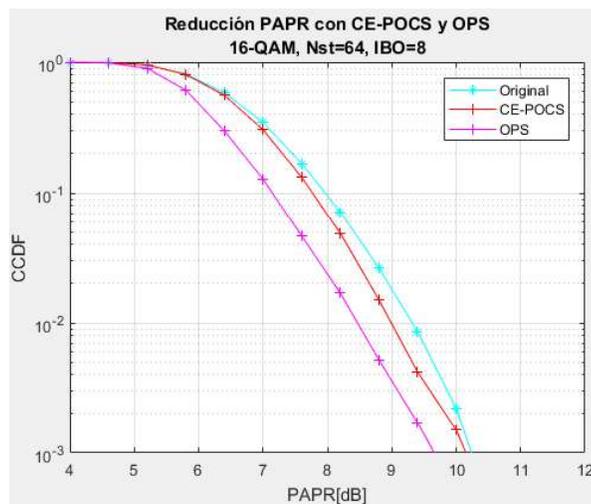


Figura 3.49. CCDF de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 4, IBO = 8, Dis = 1(Rayleigh)$ y modulación 16QAM.

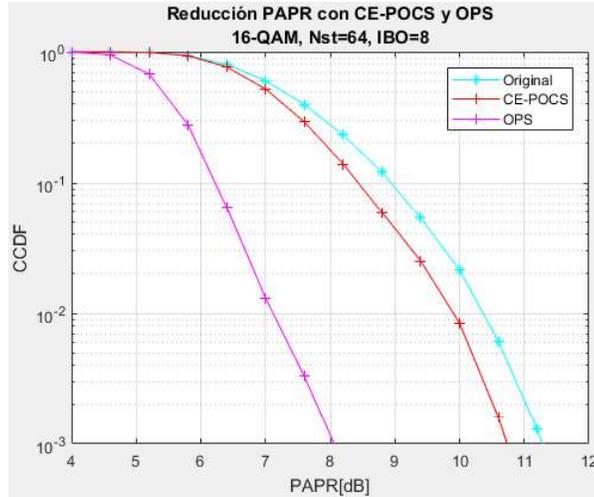


Figura 3.50. CCDF de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 12, IBO = 8, Dis = 1(Rayleigh)$ y modulación 16QAM.

El sistema para la modulación 64QAM con $N_{pilotos} = 4, IBO = 8, Dis = 1(Rayleigh)$ y $N_{pilotos} = 12, IBO = 8, Dis = 1(Rayleigh)$, corresponde a las figuras 3.51 y 3.52 respectivamente. En ambos casos la reducción de PAPR aplicando la técnica CEPOCS es casi nula, aproximadamente de 0.1 dB para una CCDF de 10^{-2} . En la primera figura se observa que la reducción de PAPR aplicando la técnica OPS es de 0.8 dB siendo mejor que con la técnica CEPOCS, pero no tan alta como cuando se tiene un número de pilotos mayor, como es el caso de la segunda figura donde la reducción de PAPR aplicando la técnica OPS es de 3.1 dB, para una CCDF de 10^{-2} .

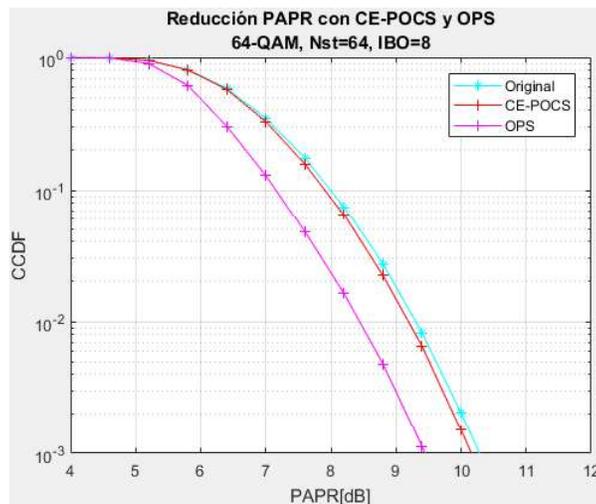


Figura 3.51. CCDF de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 4, IBO = 8$ y modulación 64QAM.

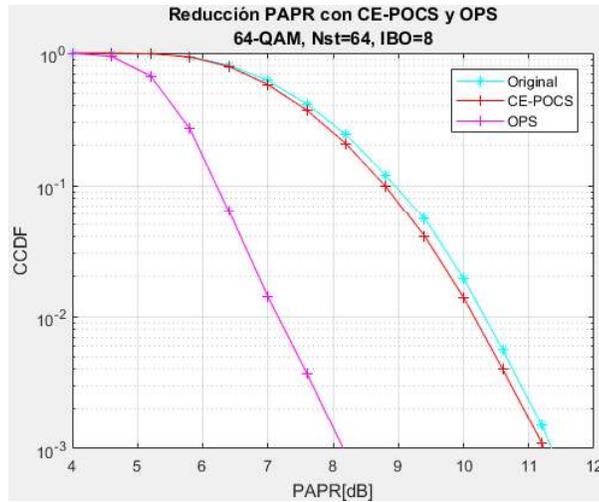


Figura 3.52. CCDF de un sistema OFDM con $N_{pilotos} = 12, IBO = 8$ y modulación 64QAM.

Analizando todas las gráficas de CCDF se concluye que solo en el primer caso con la modulación QPSK la técnica CEPOCS tiene más reducción de PAPR que la técnica OPS. En el resto de las modulaciones siempre se tiene mejores resultados aplicando la técnica OPS, siendo mayor la reducción de PAPR cuando se tiene $N_{pilotos} = 12$.

3.6 Resumen General de Resultados

A continuación, se presenta un resumen de los resultados de la CDDF obtenidos en el trabajo de titulación para una probabilidad de 10^{-2} . Se muestran con un sombreado verde la técnica (OPS o CEPCOS) que da la mejor reducción de PAPR.

Tabla 3.2. Resumen de resultados para $CCDF = 10^{-2}$.

Tipo de modulación	$N_{pilotos}$	IBO	OPS	CEPOCS
QPSK	4	8	0.9 dB	1.6 dB
		24		
	12	8	3.3 dB	2.3 dB
		24		
16-QAM	4	8	0.8 dB	0.3 dB
		12		
		16		
	12	8	3.2 dB	0.5 dB
		12		
		16		
64-QAM	4	16	0.8 dB	0.1 dB
		20		
		24		
	12	16	3.1 dB	0.1 dB
		20		
		24		

En la tabla 3.2 se observa que se tiene mayor reducción de PAPR para las modulaciones 16QAM y 64QAM aplicando la técnica OPS, mientras que para la modulación QPSK existe mayor reducción de PAPR con la técnica CEPOCS cuando se usa 4 pilotos, sin embargo, a medida que el número de pilotos aumenta para esta misma modulación se obtiene mejores resultados aplicando la técnica OPS.

La tabla 3.3 presenta un resumen de los resultados de la Eb/No requerida para obtener un BER de 10^{-2} , se muestran sombreados con verde los casos donde se puede apreciar una reducción en la Eb/No requerida para obtener el BER indicado. Existe mejores resultados aplicando la técnica OPS tanto para el caso de la distribución de Rayleigh como el de la distribución de Rician, esto para las modulaciones 16QAM y 64QAM. Sin embargo, para la modulación QPSK los resultados con la distribución de Rayleigh son similares para ambas técnicas y para la distribución de Rician son mejores con la técnica OPS.

Tabla 3.3. Resumen de resultados de la Eb/No requerida para un $BER = 10^{-2}$.

Tipo de modulación	N_pilotos	IBO	Rayleigh		Rician	
			OPS	CEPOCS	OPS	CEPOCS
QPSK	4	8	12.2 dB	12.2 dB	6 dB	6 dB
		24	12 dB	12 dB	5.7 dB	6 dB
	12	8	12.2 dB	12.2 dB	6.2 dB	7 dB
		24	12.2 dB	12.2 dB	6 dB	6 dB
16-QAM	4	8	-	-	-	-
		12	24 dB	25.5 dB	20 dB	22 dB
		16	17 dB	17.1 dB	12.5 dB	13 dB
	12	8	-	-	-	-
		12	24 dB	-	10 dB	30 dB
		16	17 dB	17.1 dB	12 dB	13.5 dB
64-QAM	4	16	-	-	-	-
		20	30 dB	-	26 dB	30 dB
		24	20.5 dB	20.5 dB	15.9 dB	16.2 dB
	12	16	-	-	-	-
		20	28.5 dB	-	24 dB	-
		24	20.5 dB	20.8 dB	15.1 dB	16.2 dB

En la tabla 3.4 se presenta un contraste de los resultados de la CDDF y BER obtenidos en este trabajo con los resultados obtenidos en otras investigaciones relacionadas con el tema de este proyecto, para confirmar los mismos. Se puede observar que los resultados obtenidos en otros trabajos tienen similitud con los presentados en este trabajo de titulación.

Tabla 3.4. Comparación de resultados con otros trabajos.

<p>Simulación de la técnica OPS para la reducción de la PAPR en un Sistema OFDM con canal Nakagami.</p>	<p>Peak Power Reduction for OFDM Systems with Orthogonal Pilot Sequences [20].</p>	<p>Simulación de la técnica de Constellation Extension de reducción de la PAPR de los Sistemas OFDM [1].</p>
<p>Los resultados obtenidos en este proyecto indican que para la modulación QPSK la reducción de PAPR es baja.</p> <p>Para las modulaciones 16QAM y 64QAM la reducción de PAPR es mejor y más evidente, a medida que el número de pilotos aumenta la reducción es mejor.</p>	<p>Los resultados en este proyecto indican que mientras más secuencias piloto se tengan mayor será la reducción de la PAPR. Para la modulación QPSK se tiene que el valor de PAPR de la señal original es 9.9 dB mientras que para la señal con la técnica OPS es 8.7 dB, concluyendo así que existe reducción.</p>	<p>De acuerdo con los resultados presentados en este proyecto, se tiene buena reducción de PAPR únicamente para las diferentes aplicaciones con la modulación QPSK.</p> <p>Para las modulaciones 16QAM y 64QAM la reducción de la PAPR es baja, en comparación con los resultados obtenidos para la modulación QPSK.</p>

4. CONCLUSIONES

4.1 Conclusiones

- Los sistemas OFDM actualmente en el campo de las comunicaciones inalámbricas son de los más utilizados, debido a las ventajas que presenta, tales como la alta tasa de transmisión, alta eficiencia espectral y robustez en la propagación por multitrayectoria.
- La principal desventaja de los sistemas OFDM es la elevada PAPR que presenta la señal transmitida. Las señales al tener picos de potencia muy elevados necesitan pasar por el HPA y este puede verse obligado a trabajar fuera de su zona lineal ocasionando distorsiones no lineales y radiación fuera de banda en los símbolos OFDM que también afecta al BER.
- Las técnicas de reducción de PAPR son clasificadas de acuerdo a sus propiedades, debido a que existen técnicas que distorsionan la señal y necesitan información secundaria en el receptor y otras que no; las técnicas que no necesitan información adicional son las mejores para la solución del problema de la elevada PAPR. En este proyecto de titulación se utilizan las técnicas de reducción OPS y CEPOCS, debido a que no necesitan de información adicional y tampoco distorsionan la señal.
- La técnica OPS se basa en la creación de secuencias piloto ortogonales usando la matriz de Hadamard cuya longitud no debe ser mayor al número de pilotos utilizados, las filas o columnas de esta matriz son tomadas como las secuencias a utilizar y son asignadas en las posiciones de cada uno de los pilotos. La técnica OPS evita la transmisión de información adicional hacia el receptor, ya que es posible una detección ciega debido a las condiciones de ortogonalidad de las secuencias piloto.
- La técnica CEPOCS se basa en el recorte de los picos elevados de la señal OFDM modificando la constelación. Luego aplica las restricciones de CE que consisten en mover los puntos extremos de la constelación sin afectar el VER. Las restricciones de CE indican los límites que cada punto de la constelación puede tomar, este proceso es repetido hasta obtener un valor óptimo de PAPR.
- A medida que aumenta el valor del parámetro IBO del HPA, al aplicar la técnica OPS los resultados en términos de BER vs E_b/N_0 son mejores que al aplicar la técnica CEPOCS la cual es relativamente similar a la señal original.

- De acuerdo con los resultados obtenidos, a medida que el número de pilotos en un sistema OFDM aumenta se tienen mejores resultados de reducción de la PAPR usando la técnica OPS. Por ejemplo, para un sistema con modulación 64QAM la reducción de PAPR es mayor cuando se utiliza 12 pilotos y un poco más baja cuando se utiliza 4 pilotos.
- Utilizando la técnica CEPOCS se tienen mejores resultados de reducción de la PAPR en términos de CCDF para sistemas con modulación QPSK. Para sistemas con modulaciones más altas, 16QAM y 64QAM, la reducción es mínima. Esto debido a que los puntos de la constelación de QPSK tiene mayor posibilidad de estar dentro de las restricciones CE, mientras que en las otras modulaciones gran parte de los puntos están fuera del límite permitido.
- De acuerdo con los resultados, cuando se tiene un canal inalámbrico con distribución de Rician las curvas de BER vs E_b/N_0 son mejores, es decir, las curvas con las técnicas OPS y CEPOCS son mejores que al tener un canal inalámbrico con distribución de Rayleigh. Esto se debe a que la distribución de Rician genera un desvanecimiento menos severo.
- Al analizar las gráficas presentadas se puede concluir que los resultados son mejores aplicando la técnica OPS. En el sistema con modulación 16QAM se tiene mejores resultados con un $IBO = 12$ y en el sistema con modulación 64QAM los resultados son mejores con un $IBO = 20$, esto para un $N_{pilotos} = 12$.
- La técnica OPS obtiene una mejor reducción de la PAPR cuando existe un mayor número de pilotos. Sin embargo, esto reduce la eficiencia espectral del sistema OFDM.

4.2 Recomendaciones

- Para obtener mejores resultados en términos de CCDF y de BER vs E_b/N_0 es necesario que el número de iteraciones sea alto, de preferencia 10000 o más, esto debido a que mientras más iteraciones haya en la simulación los resultados serán más confiables.
- Es necesario considerar los PDP correspondientes a cada una de las distribuciones para el desarrollo del canal, teniendo muy en claro que los retardos no superen el valor del CP.

- Para obtener el valor m a partir de la constante k de Rician, se debe tener el valor de esta constante en veces y tener en cuenta la ecuación implicada para que la relación sea correcta.
- En los sistemas OFDM con diferentes tipos de modulaciones, se debe utilizar diferentes valores de IBO para cada una de estas, esto debido a que mientras más alta sea el orden de la modulación, el BER se ve más afectado por las distorsiones de la señal introducidas por el HPA.
- El proceso de simulación tarda en proporcionar las gráficas requeridas debido al número de repeticiones recomendado para obtener resultados más confiables. Por esta razón es importante tener en cuenta las características del hardware utilizado, el uso de un hardware de gama alta llevaría a disminuir para tiempo de la obtención de los resultados.

5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Luis Adolfo Quilumba Toapanta, «Simulación de la técnica Constellation Extension de reducción de la PAPR de los sistemas OFDM,» 2017. [En línea]. Available: <http://bibdigital.epn.edu.ec/handle/15000/17071>.
- [2] Dra. Martha C. Paredes Paredes, «Algoritmos para la reducción de picos de potencia en los sistemas OFDM,» 2014. [En línea]. Available: https://e-archivo.uc3m.es/bitstream/handle/10016/20549/tesis_martha_cecilia_paredes_paredes_2014.pdf.
- [3] I. a. I. s. O. Estándares. [En línea]. Available: http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11280/fichero/volumen1%252FCapitulo_2_IntroOFDM.pdf.
- [4] Leonardo Jiménez, Joaquin Parrado, Carlos Quiza, Carlos Suárez, «Modulación multiportadora ortogonal,» [En línea]. Available: <file:///C:/Users/DELLL/Downloads/Dialnet-ModulacionMultiportadoraOFDM-4797263.pdf>.
- [5] [En línea]. Available: https://www.gta.ufrj.br/grad/04_1/redesplc/3.html.
- [6] «AlwaysLearn,» [En línea]. Available: http://www.alwayslearn.com/DFT%20and%20FFT%20Tutorial/DFTandFFT_BasicIdeas.html.
- [7] J. Peñafiel, *Análisis y Simulación de un Sistema de Transmisión digital utilizando Matlab con Simulink*, Escuela Politécnica Nacional, 2015.
- [8] P. Calderon, *Análisis del Desempeño de la Técnica OFDM sobre canales dispersos*, Escuela Politécnica del Ejército, 2007.
- [9] Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, Chung-Gu Kang, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*.
- [10] «TutorialsPoint,» [En línea]. Available: https://www.tutorialspoint.com/digital_communication/digital_communication_phase_shift_keying.htm.

- [11] F. Valles, *Estudio y Diseño de la Amplificación del Backbone para el Metro Ethernet de Ecuaonline S.A mediante radioenlaces en la banda 5,8GHz con modulación OFDM, para el trayecto Quito-Cayambe-Ibarra*, Escuela Politécnica Nacional, 2009.
- [12] C. E. L. II. [En línea]. Available: <http://iium.edu.my/ece/laboratory/dcl/LAb%204.pdf>.
- [13] Jenny E. Acuña Molina, M. José 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,» 2017. [En línea]. Available: <http://bibdigital.epn.edu.ec/handle/15000/17385>.
- [14] I. Radio-Electronics.com, «electronicsnotes,» [En línea]. Available: <https://www.electronics-notes.com/articles/radio/multicarrier-modulation/ofdm-cyclic-prefix-cp.php>.
- [15] Raikel Borbón López, Reinier Alonso Quintana, Samuel Montejo Sánchez, «Evaluación de modelos de propagación de canal inalámbrico,» *Revista Cubana de Ingeniería*, 2012.
- [16] V. Garg, «Wireless Communications and Networking, Primera Ed.,» San Francisco, California: Elsevier Inc., 2007.
- [17] N. Blaunstein, C. Christodoulou, «Radio Propagation and Adaptive antennas for Wireless Communication Links: Terrestrial, Atmospheric, and Ionospheric,» New Jersey: Jhon Wiley & Sons, Inc., 2007.
- [18] Octavio Andrés Moreno Coy, «Modelamiento de Patrones Recurrentes de Ruido en Redes de Distribución de Baja Tensión de Energía Eléctrica,» 2009.
- [19] Gonzalo Llano Ramírez, «Análisis de un sistema MB-OFDM-UWB en canales Nakagami-m con modulación adaptativa M-PSK siguiendo la propuesta IEEE 802.15.3a,» 2015.
- [20] M. Julia Fernández - Getino García, O. Edfors, J. M. Páez - Borralló, «Peak Power Reduction for OFDM Systems With Orthogonal Pilot Sequences,» Enero 2006. [En línea].
- [21] V. Moreno, «SIMULACIÓN DE UN SISTEMA OFDM CON DIVERSIDAD DE ANTENA EN RECEPCIÓN USANDO MATLAB,» Quito, 2018.

- [22] IEEE, «Wireless Communication Standards A Study of IEEE 802.11, 802.15 and 802.16,» IEEE Press, New York, 2014.
- [23] Recommendation ITU-R M.1225, «GUIDELINES FOR EVALUATION OF RADIO TRANSMISSION TECHNOLOGIES FOR IMT-2000,» 1997.
- [24] M. M. P. León, «Software de Simulación mediante Matlab de Sistemas de Comunicación Móviles enfocado a la Docencia,» Universidad Politécnica de Cataluña, Cataluña.
- [25] «RAYmaps,» Junio 2011. [En línea]. Available: <http://www.raymaps.com/index.php/bit-error-rate-of-qpsk-in-rayleigh-fading/ber2/>.
- [26] K. Deerga Rao, «SpringerLink - Performance of Digital Communication Over Fading Channel,» 2015. [En línea]. Available: https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-81-322-2292-7_2.
- [27] L. Carvajal, Metodología de la Investigación Científica. Curso general y aplicado, 28 ed., Santiago de Cali: U.S.C., 2006, p. 139.
- [28] Gangwar, Manushree Bhardwaj Arun, «Peak to Average Power Ratio in OFDM System & its Effects,» *International Journal of Communication and Computer Technologies*, 2012.
- [29] MathWorks, 2018. [En línea]. Available: <https://la.mathworks.com/help/stats/nakagami-distribution.html>.
- [30] A. Gilat, MATLAB An Introduction with Applications Sixth Edition, Hoboken: John Wiley & Sons, Inc, 2017.
- [31] Oscar Reinoso García, Luis Miguel Jiménez García, Luis Paya Castelló, Arturo Gil Aparicio, Adrián Peldro Vidal, MATLAB: Conceptos básicos y descripción gráfica.
- [32] Jimmy Javier Pillicita Lagla, «Concolución circular,» Latacunga, Ecuador.
- [33] «WolframMathWorld,» Built with Mathematica Technology, [En línea]. Available: <http://mathworld.wolfram.com/EinsteinSummation.html>.
- [34] MathWorks, «MathWorks,» [En línea]. Available: <https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/hadamard.html>.

6. ANEXOS

ANEXO I. Código final desarrollado en Matlab.

ANEXO I

Programa Principal.

```
*****%
%
%          ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL
%          FACULTAD DE INGENIRÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
%          INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONE
%
% NOMBRE: MARÍA MERCEDES PEÑAHERRERA MURILLO
% DIRECTOR: Dr. DIEGO JAVIER REINOSO CHISAGUANO
% TEMA: SIMULACIÓN DE LA TÉCNICA OPS PARA LA REDUCCIÓN DE LA PAPR EN
%       UN SISTEMA OFDM CON CANAL NAKAGAMI
%*****%

%%OFDM
%Datos Generales
clc;           %Borra ventana de comandos
clear all;     %Borra variables y funciones
close all;     %Cierra figuras
Nsd = 48;      %Número de Subpotadoras de datos
Nst = 64;      %Número de Subpotadoras Totales=datos+pilots+DC+Nulls
m = input('Ingrese el valor de m(2,4,6): '); %Número de bits agrupados
2/4/6 segun la modulación QPSK/16QAM/64QAM
M = 2^m;      %Orden de la modulación
N_pilotos = input('Ingrese el valor de los pilotos c/8=4 Ó c/4=12: ');
%Número de subportadoras pilotos
norm = [1 sqrt(2) 1 sqrt(10) 1 sqrt(42)]; %Normalización de modulaciones
GI = 1/4;     %Prefijo Cíclico
rep = input('Ingrese el número de repeticiones: '); %Número de
repeticiones
IBO = input('Ingrese el valor del IBO(8,12,16,20,24): '); %Valores del IBO
para HPA
g = 1;        %Ganancia del Amplificador
p = 4;        %Factor de precisión de HPA
Dis = input('Ingrese el tipo de distribucion (1=Ra ó 2=Ri): '); %Define el
tipo de Distribución
if Dis==1
    %Datos para el canal Rayleigh
    pot_rayos = [0 -3.6 -7.2 -10.8 -18 -25.2]; %Potencia de los rayos (dB)
    N_rayos = length(pot_rayos); %Número de rayos por cada señal
    potencia = 10.^(pot_rayos/10); %Potencia de Rayos en veces
    pm = potencia/sum(potencia); %Potencia promedio de los rayos
    pm_n = sqrt(pm); %Potencia promedio de los rayos
normalizada
    retardos = [0 2 4 6 10 14]; %Retardos de los rayos
    Long_canal = max(retardos+1); %Longitud del canal
elseif Dis==2
    %Datos para el canal Rician & Rayleigh
    pot_rayos = [0 -17 -18.3 -19.1 -22.1]; %Potencia de los rayos (dB)
    N_rayos=length(pot_rayos); %Número de rayos por cada señal
    potencia = 10.^(pot_rayos/10); %Potencia de Rayos en veces
    pm=potencia/sum(potencia); %Potencia promedio de los rayos
    pm_n=sqrt(pm); %Potencia promedio de los rayos
normalizada
    retardos = [0 1 2 3 5]; %Retardos de los rayos
    Long_canal = max(retardos+1); %Longitud del canal
end
```

```

%CANAL AWGN
EbNo_dB = 0:2:30; %Tamaño de la EbNo
SNR_dB = EbNo_dB + 10*log10(m*(Nsd+N_pilotos)/Nst);

%%PROGRAMA PRINCIPAL
%Inicialización de variables para el BER
BER = zeros(1,length(EbNo_dB));
BER_CEPOCS = zeros(1,length(EbNo_dB));
BER_OPS = zeros(1,length(EbNo_dB));
for i=1:length(EbNo_dB)
    num_biterror=zeros(1,rep);
    for j=1:rep
%TRANSMISOR
        %Llamado de la función "Transmisor"
        [datos_tx,datos_mod,Sym,ifft_Sym,SymOFDM] =
Transmisor(Nsd,Nst,m,M,N_pilotos,norm,GI);

%CÁLCULO DE LA PAPR
        %Llamado de la función de cálculo de la PAPR
        PAPR(1,j) = calcpapr(SymOFDM);

%REDUCCIÓN DE LA PAPR CON CE-POCS
        %Llamar la función CEPOCS según el tipo de modulación
        xa = ifft_Sym;
        if m==2
            [xar,Mpar,PARr,Xr] = CEPOCSQPSK(ifft_Sym,PAPR(1,j),Nst,Sym);
%Modulación QPSK
        else
            [xar,Mpar,PARr,Xr] =
CEPOCSQAM(ifft_Sym,PAPR(1,j),Nst,Sym,norm(m));%Modulación MQAM
        end
        c_xar = reshape(xar,1,Nst); %Conversión S/P
        PAPR_CEPOCS(1,j) = PARr; %PAPR símbolo OFDM_CEPOCS
        CP_CEPOCS = c_xar(Nst-Nst*GI+1:end); %Inserción del CP
        SymOFDM_CEPOCS = [CP_CEPOCS c_xar]; %Símbolo OFDM con CEPOCS

%REDUCCIÓN DE LA PAPR CON OPS

%Función tecOPS para pilotos c/4
if PAPR(1,j)>6 %Condición para aplicar la técnica
    if N_pilotos == 12
        [SymOFDM_Seq] = tecOPSp12(N_pilotos,datos_mod,Nst,GI);
        %Cálculo de la PAPR
        for ip=1:12
            PAPR_Seq(ip,j) = calcpapr(SymOFDM_Seq(ip,:)); %PAPR de cada
símbolo
        end
        %Obtener la PAPR más baja
        [Min_Res,Ind_Res]=min(PAPR_Seq(:,j));
        %Obtener con la PAPR más baja y símbolo OFDM que generó esta
secuencia.
        PAPR_OPS(1,j) = Min_Res;
        SymOFDM_OPS = SymOFDM_Seq(Ind_Res,:);
%Función tecOPS para pilotos c/8
    elseif N_pilotos == 4
        [SymOFDM_Seq] = tecOPSp4(N_pilotos,datos_mod,Nst,GI);
        %Cálculo de la PAPR
        for ip=1:4

```

```

        PAPR_Seq(ip,j) = calcpapr(SymOFDM_Seq(ip,:)); %PAPR de cada
símbolo
    end
    %Obtener la PAPR más baja
    [Min_Res,Ind_Res]=min(PAPR_Seq(:,j));
    %Obtener con la PAPR más baja y símbolo OFDM que generó esta
secuencia.
    PAPR_OPS(1,j) = Min_Res;
    SymOFDM_OPS = SymOFDM_Seq(Ind_Res,:);
end
else
    SymOFDM_OPS = SymOFDM;
    PAPR_OPS(1,j) = PAPR(1,j);
end

%AMPLIFICADOR DE POTENCIA
    [hpa_out] = AmpHPA(p,IBO,SymOFDM,g); %Amplifica la señal original
    [hpa_out_CEPOCS] = AmpHPA(p,IBO,SymOFDM_CEPOCS,g);%Amplifica la
señal con CEPOCS
    [hpa_out_OPS] = AmpHPA(p,IBO,SymOFDM_OPS,g);%Amplifica la señal
con OPS

%CANAL NAKAGAMY
    [x1,h,ffth] = Canal(Dis,N_rayos,pm_n,hpa_out,Nst,retardos);
%Señal original
    [x1_CEPOCS,h_CEPOCS,ffth_CEPOCS] =
Canal(Dis,N_rayos,pm_n,hpa_out_CEPOCS,Nst,retardos); %Señal con CEPOCS
    [x1_OPS,h_OPS,ffth_OPS] =
Canal(Dis,N_rayos,pm_n,hpa_out_OPS,Nst,retardos); %Señal con OPS

%Ruido AWGN en el canal
    x = awgn(x1,SNR_dB(i),'measured'); %Adición del ruido AWGN
    x_CEPOCS = awgn(x1_CEPOCS,SNR_dB(i),'measured'); %Adición del
ruido AWGN a la señal con CEPOCS
    x_OPS = awgn(x1_OPS,SNR_dB(i),'measured');%Adición del ruido AWGN
a la señal con OPS

%RECEPTOR
    [datos_rx,datos_rx_CEPOCS,datos_rx_OPS] =
Receptor(x,x_CEPOCS,x_OPS,Nst,GI,N_pilotos,Nsd,ffth,ffth_CEPOCS,ffth_OPS,
norm,m,M);

    %Cálculo de errores
    [num_biterror(j),BER1(j)] = biterr(datos_tx,datos_rx);
%original
    [num_biterror_CEPOCS(j),BER1_CEPOCS(j)] =
biterr(datos_tx,datos_rx_CEPOCS); %Señal CEPOCS
    [num_biterror_OPS(j),BER1_OPS(j)] =
biterr(datos_tx,datos_rx_OPS); %Señal OPS

end

%Cálculo de BER
BER(i) = sum(num_biterror)/(rep*length(datos_tx)); %Señal original
BER_CEPOCS(i) = sum(num_biterror_CEPOCS)/(rep*length(datos_tx));%CEPOCS
BER_OPS(i) = sum(num_biterror_OPS)/(rep*length(datos_tx)); %OPS
end

```

```

%BER TEÓRICO
ber = berawgn(EbNo_dB', 'qam', M);

%GRÁFICAS
%CCDF
figure
grfCCDF(PAPR, rep, '-c*');           %CCDF señal original
hold on
grfCCDF(PAPR_CEPOCS, rep, '-r+');   %CCDF señal CEPOCS
grfCCDF(PAPR_OPS, rep, '-m+');      %CCDF señal OPS
title(['Reducción PAPR con CE-POCS y OPS, ', num2str(M), '-QAM,
Nst=', num2str(Nst)])
legend('Original', 'CE-POCS', 'OPS')
hold off

%BER
figure
semilogy(EbNo_dB, BER(1,:), 'Color', 'g', 'LineWidth', 2); %Gráfica del BER
grid on
axis([0 30 10^-4 1])                %Límites de los ejes
titulo1 = sprintf('Sistema OFDM');   %Título 1
titulo2 = sprintf('Modulación %dQAM', M); %Título 2
title({titulo1, (titulo2)})
xlabel('Eb/No (dB)')                 %Nombre del eje X
ylabel('BER')                         %Nombre del eje Y
hold on
semilogy(EbNo_dB', BER_CEPOCS(1,:), '-b+') %Gráfica de BER_CEPOCS
semilogy(EbNo_dB', BER_OPS(1,:), '-k*')   %Gráfica de BER_OPS
legend({'Señal OFDM', 'BER-CEPOCS', 'BER-OPS'}, 'FontSize', 10)

```

Función Transmisor

```

function [datos_tx, datos_mod, Sym, ifft_Sym, SymOFDM] =
Transmisor(Nsd, Nst, m, M, N_pilotos, norm, GI)
%Generación de datos
datos_tx = randi([0 1], 1, Nsd*m); %Bits aleatorios
%Modulación
data_tx = reshape(datos_tx, Nsd*m, 1);
datosmod = reshape(qammod(data_tx, M, 'InputType', 'bit'), 1, Nsd); %Datos
modulados
datos_mod = datosmod/norm(m); %Normalizo la modulación
%Inserción de símbolos pilotos
piloto = (1);
Sym = zeros(1, Nst); %Inicializo variable
if N_pilotos==4
    %Inserción de las subportadoras pilotos
    ind = [10, 19, 47, 56];
    Sym(ind) = piloto;
    %Formación del símbolo OFDM
    ind1 = [2:9, 11:18, 20:27, 39:46, 48:55, 57:64];
    ind2 = [25:32, 33:40, 41:48, 1:8, 9:16, 17:24];
    Sym(ind1) = datos_mod(ind2);
elseif N_pilotos==12
    %Inserción de las subportadoras pilotos
    ind = [6, 11, 16, 21, 26, 31, 35, 40, 45, 50, 55, 60];
    Sym(ind) = piloto;
    %Formación del símbolo OFDM

```

```

    ind1 =
[2:5,7:10,12:15,17:20,22:25,27:30,36:39,41:44,46:49,51:54,56:59,61:64];
    ind2 =
[25:28,29:32,33:36,37:40,41:44,45:48,1:4,5:8,9:12,13:16,17:20,21:24];
    Sym(ind1) = datos_mod(ind2);
end
%ifft
ifft_Sym = ifft(Sym,Nst);
%Inserción del CP
CP = ifft_Sym(Nst-Nst*GI+1:end);
SymOFDM = [CP ifft_Sym];
end

```

Función calcPAPR

```

function[Paprr] = calcpaprr(xcal)
%xcal: símbolo OFDM
Mo_symofdm = abs(xcal); %Módulo del símbolo OFDM
Pmax = max(Mo_symofdm.^2); %Potencia máxima
Ppro = mean(Mo_symofdm.^2);%Potencia promedio
PAPR = Pmax/Ppro; %PAPR en número
Paprr=10*log10(PAPR); %PAPR en dBs
end

```

Función CEPOCSQPSK

```

function[xa,Mpar,PAR,Xc]=CEPOCSQPSK(xa,PAR,Nst,Xa)
Ppro=mean(abs(xa).^2); %Cálculo de la potencia promedio
Z=6; %Valor máximo de PAPR en dBs
A=2*sqrt(Ppro); %Umbral permitido para recorte del pico
maxiter=10; %Número máximo de repeticiones
iter=1; %Inicio de iteraciones
Mpar=zeros(1,maxiter)'; %Iniciar en 0 los valores de PAR
Mpar1=zeros(1,maxiter)'; %Vector auxiliar
d=sin(pi/4); %Valor maximo de la constelación Q-PSK
if PAR>Z
    while PAR>Z && iter<=maxiter %Condición max PAPR e iteraciones
        %ALGORITMO DE REDUCCIÓN DE LA REFERENCIA
        for k=1:Nst
            if abs(xa(k))<=A %Recorte de la señal según (2-2)
                xr(1,k)=xa(k); %Guarda el valor original
            else
                a=angle(xa(k));
                xr(1,k)=A*exp(a*j); %Guarda un nuevo valor según (2-2)
            end
        end
        Xr=fft(xr,Nst);%Aplicar FFT
        %RESTRICCIONES DE CE:
        %Regresar los puntos fuera del límite a su posición original
        for k=1:Nst %Puntos externos
            if real(Xr(k))>=d && imag(Xr(k))>=d||...
                real(Xr(k))<=-d && imag(Xr(k))>=d||...
                real(Xr(k))<=-d && imag(Xr(k))<=-d||...
                real(Xr(k))>=d && imag(Xr(k))<=-d
                Xc(k,1)=Xr(k); %Toma el valor dentro del límite
            else
                Xc(k,1)=Xa(k); %Regresa a su valor original
            end
        end
    end
end

```

```

Xc;%Constelación con puntos dentro del límite
%COMPROBACIÓN
xa=ifft(Xc,Nst); %Aplicar IFFT
PAR=calcpapr(xa); %Verificar el valor de PAPR
Mpar(iter,1)=PAR; %Guardar el valor de PAPR para cada iteración
iter=iter+1; %Incremento del número de iteraciones
end
Mpar1(iter:maxiter,1)=PAR;%Matriz aux cuando se cumplió la reducción
Mpar=Mpar+Mpar1; %Completar las PAPR de todas las iteraciones
else
Mpar(1:maxiter,1)=PAR;%Matriz aux en caso que PAPR<6
Xc=Xa; %Xc en caso que PAPR<6
end
end
end

```

Función CEPOCSQAM

```

function [xa,Mpar,PAR,Xc]=CEPOCSQAM(xa,PAR,Nst,Sym,const)
Ppro = mean(abs(xa).^2); %Cálculo de la potencia promedio
Z = 6; %Valor máximo de PAPR en dBs
A = 2*sqrt(Ppro); %Umbral permitido para recorte del pico
maxiter = 10; %Número máximo de repeticiones
iter = 1; %Inicio de iteraciones
Mpar = zeros(1,maxiter)'; %Iniciar en 0 los valores de PAR
Mpar1 = zeros(1,maxiter)';%Vector auxiliar
if PAR>Z
while PAR>Z && iter<=maxiter %Condición max PAPR e iteraciones
%ALGORITMO DE REDUCCIÓN DE LA REFERENCIA
for k=1:Nst
if abs(xa(k))<=A %Recorte de la señal según (2-2)
xr(1,k)=xa(k); %Guarda el valor original
else
a = angle(xa(k));
xr(1,k) = A*exp(a*j); %Guarda un nuevo valor según (2-2)
end
end
Xr = fft(xr,Nst);%Aplicar FFT
%RESTRICCIONES DE CE:
%Regresar los puntos fuera del límite a su posición original
for k=1:Nst %Puntos Externos
if real(Xr(k))>=max(real(Sym)) && imag(Xr(k))>=max(imag(Sym)) ||...
real(Xr(k))<=min(real(Sym)) && imag(Xr(k))>=max(imag(Sym)) ||...
real(Xr(k))<=min(real(Sym)) && imag(Xr(k))<=min(imag(Sym)) ||...
real(Xr(k))>=max(real(Sym)) && imag(Xr(k))<=min(imag(Sym))
Xc(k,1) = Xr(k); %Toma el valor dentro del límite
%Punto Laterales
elseif real(Xr(k))>=max(real(Sym)) && imag(Xr(k))==1/const ||...
real(Xr(k))>=max(real(Sym)) && imag(Xr(k))==3/const ||...
real(Xr(k))>=max(real(Sym)) && imag(Xr(k))==5/const ||...
...
real(Xr(k))==1/const && imag(Xr(k))>=max(imag(Sym)) ||...
real(Xr(k))==3/const && imag(Xr(k))>=max(imag(Sym)) ||...
real(Xr(k))==5/const && imag(Xr(k))>=max(imag(Sym)) ||...
...
real(Xr(k))== -1/const && imag(Xr(k))>=max(imag(Sym)) ||...
real(Xr(k))== -3/const && imag(Xr(k))>=max(imag(Sym)) ||...
real(Xr(k))== -5/const && imag(Xr(k))>=max(imag(Sym)) ||...
...
real(Xr(k))<=min(real(Sym)) && imag(Xr(k))==1/const ||...
real(Xr(k))<=min(real(Sym)) && imag(Xr(k))==3/const ||...

```

```

        real(Xr(k))<=min(real(Sym)) && imag(Xr(k))==5/const ||...
        ...
        real(Xr(k))<=min(real(Sym)) && imag(Xr(k))== -1/const ||...
        real(Xr(k))<=min(real(Sym)) && imag(Xr(k))== -3/const ||...
        real(Xr(k))<=min(real(Sym)) && imag(Xr(k))== -5/const ||...
        ...
        real(Xr(k))== -1/const && imag(Xr(k))<=min(imag(Sym)) ||...
        real(Xr(k))== -3/const && imag(Xr(k))<=min(imag(Sym)) ||...
        real(Xr(k))== -5/const && imag(Xr(k))<=min(imag(Sym)) ||...
        ...
        real(Xr(k))==1/const && imag(Xr(k))<=min(imag(Sym)) ||...
        real(Xr(k))==3/const && imag(Xr(k))<=min(imag(Sym)) ||...
        real(Xr(k))==5/const && imag(Xr(k))<=min(imag(Sym)) ||...
        ...
        real(Xr(k))>=max(real(Sym)) && imag(Xr(k))== -1/const ||...
        real(Xr(k))>=max(real(Sym)) && imag(Xr(k))== -3/const ||...
        real(Xr(k))>=max(real(Sym)) && imag(Xr(k))== -5/const
        Xc(k,1) = Xr(k); %toma el valor dentro del límite
        %Demás puntos regresan a su posición original
    else
        Xc(k,1) = Sym(k); %regresa a su valor original
    end
end
end
Xc;%Constelación con puntos dentro del límite
%COMPROBACIÓN
xa = ifft(Xc,Nst); %Aplicar IFFT
PAR = calcpapr(xa); %Verificar el valor de PAPR
Mpar(iter,1)=PAR; %Guardar el valor de PAPR para cada iteración
iter = iter+1; %Incremento del número de iteraciones
end
Mpar1(iter:maxiter,1) = PAR;%Matriz aux cuando cumplió la reducción
Mpar = Mpar+Mpar1; %Completar las PAPR de todas las iteraciones
else
Mpar(1:maxiter,1) = PAR;%Matriz aux en caso que PAPR<6
Xc = Sym; %Xc en caso que PAPR<6
end
end
end

```

Función tecOPSp4

```
function [SymOFDM_Seq] = tecOPSp4(N_pilotos,datos_mod,Nst,GI)
```

```

%N_pilotos = 4
HAD = hadamard(N_pilotos); %Matriz de hadamard(4x4)
%Secuencias de pilotos ortogonales
Seq1 = [HAD(1,1),HAD(1,2),HAD(1,3),HAD(1,4)];
Seq2 = [HAD(2,1),HAD(2,2),HAD(2,3),HAD(2,4)];
Seq3 = [HAD(3,1),HAD(3,2),HAD(3,3),HAD(3,4)];
Seq4 = [HAD(4,1),HAD(4,2),HAD(4,3),HAD(4,4)];

%Inserción de las subportadoras piloto
ind = [10,19,47,56];
%Secuencia 1
Sym_Seq1 = zeros(1,Nst);
Sym_Seq1(ind) = Seq1;
%Secuencia 2
Sym_Seq2 = zeros(1,Nst);
Sym_Seq2(ind) = Seq2;
%Secuencia 3

```

```

Sym_Seq3 = zeros(1,Nst);
Sym_Seq3(ind) = Seq3;
%Secuencia 4
Sym_Seq4 = zeros(1,Nst);
Sym_Seq4(ind) = Seq4;

%Formación del símbolo OFDM
ind1 = [2:9,11:18,20:27,39:46,48:55,57:64];
ind2 = [25:32,33:40,41:48,1:8,9:16,17:24];
%Secuencia 1
Sym_Seq1(ind1)=datos_mod(ind2);
%Secuencia 2
Sym_Seq2(ind1)=datos_mod(ind2);
%Secuencia 3
Sym_Seq3(ind1)=datos_mod(ind2);
%Secuencia 4
Sym_Seq4(ind1)=datos_mod(ind2);

%ifft
%Secuencia 1:
ifft_Sym_Seq1 = ifft(Sym_Seq1,Nst);
%Secuencia 2
ifft_Sym_Seq2 = ifft(Sym_Seq2,Nst);
%Secuencia 3
ifft_Sym_Seq3 = ifft(Sym_Seq3,Nst);
%Secuencia 4
ifft_Sym_Seq4 = ifft(Sym_Seq4,Nst);

%Inserción del CP
%Secuencia 1
CP_Seq1 = ifft_Sym_Seq1(Nst-Nst*GI+1:end);
SymOFDM_Seq1 = [CP_Seq1 ifft_Sym_Seq1];
%Secuencia 2
CP_Seq2 = ifft_Sym_Seq2(Nst-Nst*GI+1:end);
SymOFDM_Seq2 = [CP_Seq2 ifft_Sym_Seq2];
%Secuencia 3
CP_Seq3 = ifft_Sym_Seq3(Nst-Nst*GI+1:end);
SymOFDM_Seq3 = [CP_Seq3 ifft_Sym_Seq3];
%Secuencia 4
CP_Seq4 = ifft_Sym_Seq4(Nst-Nst*GI+1:end);
SymOFDM_Seq4 = [CP_Seq4 ifft_Sym_Seq4];

%Agrupación de Simbolos
SymOFDM_Seq = [SymOFDM_Seq1;SymOFDM_Seq2;SymOFDM_Seq3;SymOFDM_Seq4];

```

Función tecOPSp12

```

function [SymOFDM_Seq] = tecOPSp12(N_pilotos,datos_mod,Nst,GI)

%N_pilotos = 12
HAD = hadamard(N_pilotos); %Matriz de hadamard(4x4)
%Secuencias de pilotos ortogonales
Seq1 =
[HAD(1,1),HAD(1,2),HAD(1,3),HAD(1,4),HAD(1,5),HAD(1,6),HAD(1,7),HAD(1,8),
HAD(1,9),HAD(1,10),HAD(1,11),HAD(1,12)];
Seq2 =
[HAD(2,1),HAD(2,2),HAD(2,3),HAD(2,4),HAD(2,5),HAD(2,6),HAD(2,7),HAD(2,8),
HAD(2,9),HAD(2,10),HAD(2,11),HAD(2,12)];

```

```

Seq3 =
[HAD(3,1),HAD(3,2),HAD(3,3),HAD(3,4),HAD(3,5),HAD(3,6),HAD(3,7),HAD(3,8),
HAD(3,9),HAD(3,10),HAD(3,11),HAD(3,12)];
Seq4 =
[HAD(4,1),HAD(4,2),HAD(4,3),HAD(4,4),HAD(4,5),HAD(4,6),HAD(4,7),HAD(4,8),
HAD(4,9),HAD(4,10),HAD(4,11),HAD(4,12)];
Seq5 =
[HAD(5,1),HAD(5,2),HAD(5,3),HAD(5,4),HAD(5,5),HAD(5,6),HAD(5,7),HAD(5,8),
HAD(5,9),HAD(5,10),HAD(5,11),HAD(5,12)];
Seq6 =
[HAD(6,1),HAD(6,2),HAD(6,3),HAD(6,4),HAD(6,5),HAD(6,6),HAD(6,7),HAD(6,8),
HAD(6,9),HAD(6,10),HAD(6,11),HAD(6,12)];
Seq7 =
[HAD(7,1),HAD(7,2),HAD(7,3),HAD(7,4),HAD(7,5),HAD(7,6),HAD(7,7),HAD(7,8),
HAD(7,9),HAD(7,10),HAD(7,11),HAD(7,12)];
Seq8 =
[HAD(8,1),HAD(8,2),HAD(8,3),HAD(8,4),HAD(8,5),HAD(8,6),HAD(8,7),HAD(8,8),
HAD(8,9),HAD(8,10),HAD(8,11),HAD(8,12)];
Seq9 =
[HAD(9,1),HAD(9,2),HAD(9,3),HAD(9,4),HAD(9,5),HAD(9,6),HAD(9,7),HAD(9,8),
HAD(9,9),HAD(9,10),HAD(9,11),HAD(9,12)];
Seq10 =
[HAD(10,1),HAD(10,2),HAD(10,3),HAD(10,4),HAD(10,5),HAD(10,6),HAD(10,7),HAD(10,8),
HAD(10,9),HAD(10,10),HAD(10,11),HAD(10,12)];
Seq11 =
[HAD(11,1),HAD(11,2),HAD(11,3),HAD(11,4),HAD(11,5),HAD(11,6),HAD(11,7),HAD(11,8),
HAD(11,9),HAD(11,10),HAD(11,11),HAD(11,12)];
Seq12 =
[HAD(12,1),HAD(12,2),HAD(12,3),HAD(12,4),HAD(12,5),HAD(12,6),HAD(12,7),HAD(12,8),
HAD(12,9),HAD(12,10),HAD(12,11),HAD(12,12)];

%Insercción de la subportadoras pilotos
ind = [6,11,16,21,26,31,35,40,45,50,55,60];
%Secuencia 1
Sym_Seq1 = zeros(1,Nst);
Sym_Seq1(ind) = Seq1;
%Secuencia 2
Sym_Seq2 = zeros(1,Nst);
Sym_Seq2(ind) = Seq2;
%Secuencia 3
Sym_Seq3 = zeros(1,Nst);
Sym_Seq3(ind) = Seq3;
%Secuencia 4
Sym_Seq4 = zeros(1,Nst);
Sym_Seq4(ind) = Seq4;
%Secuencia 5
Sym_Seq5 = zeros(1,Nst);
Sym_Seq5(ind) = Seq5;
%Secuencia 6
Sym_Seq6 = zeros(1,Nst);
Sym_Seq6(ind) = Seq6;
%Secuencia 7
Sym_Seq7 = zeros(1,Nst);
Sym_Seq7(ind) = Seq7;
%Secuencia 8
Sym_Seq8 = zeros(1,Nst);
Sym_Seq8(ind) = Seq8;
%Secuencia 9
Sym_Seq9 = zeros(1,Nst);
Sym_Seq9(ind) = Seq9;

```

```

%Secuencia 10
Sym_Seq10 = zeros(1,Nst);
Sym_Seq10(ind) = Seq10;
%Secuencia 11
Sym_Seq11 = zeros(1,Nst);
Sym_Seq11(ind) = Seq11;
%Secuencia 12
Sym_Seq12 = zeros(1,Nst);
Sym_Seq12(ind) = Seq12;

%Formación del símbolo OFDM

ind1=[2:5,7:10,12:15,17:20,22:25,27:30,36:39,41:44,46:49,51:54,56:59,61:64];

ind2=[25:28,29:32,33:36,37:40,41:44,45:48,1:4,5:8,9:12,13:16,17:20,21:24];

%Secuencia 1
Sym_Seq1(ind1)=datos_mod(ind2);
%Secuencia 2
Sym_Seq2(ind1)=datos_mod(ind2);
%Secuencia 3
Sym_Seq3(ind1)=datos_mod(ind2);
%Secuencia 4
Sym_Seq4(ind1)=datos_mod(ind2);
%Secuencia 5
Sym_Seq5(ind1)=datos_mod(ind2);
%Secuencia 6
Sym_Seq6(ind1)=datos_mod(ind2);
%Secuencia 7
Sym_Seq7(ind1)=datos_mod(ind2);
%Secuencia 8
Sym_Seq8(ind1)=datos_mod(ind2);
%Secuencia 9
Sym_Seq9(ind1)=datos_mod(ind2);
%Secuencia 10
Sym_Seq10(ind1)=datos_mod(ind2);
%Secuencia 11
Sym_Seq11(ind1)=datos_mod(ind2);
%Secuencia 12
Sym_Seq12(ind1)=datos_mod(ind2);

%ifft
%Secuencia 1
ifft_Sym_Seq1 = ifft(Sym_Seq1,Nst);
%Secuencia 2
ifft_Sym_Seq2 = ifft(Sym_Seq2,Nst);
%Secuencia 3
ifft_Sym_Seq3 = ifft(Sym_Seq3,Nst);
%Secuencia 4
ifft_Sym_Seq4 = ifft(Sym_Seq4,Nst);
%Secuencia 5
ifft_Sym_Seq5 = ifft(Sym_Seq5,Nst);
%Secuencia 6
ifft_Sym_Seq6 = ifft(Sym_Seq6,Nst);
%Secuencia 7
ifft_Sym_Seq7 = ifft(Sym_Seq7,Nst);
%Secuencia 8
ifft_Sym_Seq8 = ifft(Sym_Seq8,Nst);
%Secuencia 9

```

```

ifft_Sym_Seq9 = ifft(Sym_Seq9,Nst);
%Secuencia 10
ifft_Sym_Seq10 = ifft(Sym_Seq10,Nst);
%Secuencia 11
ifft_Sym_Seq11 = ifft(Sym_Seq11,Nst);
%Secuencia 12
ifft_Sym_Seq12 = ifft(Sym_Seq12,Nst);

%Inserción del CP
%Secuencia 1
CP_Seq1 = ifft_Sym_Seq1(Nst-Nst*GI+1:end);
SymOFDM_Seq1 = [CP_Seq1 ifft_Sym_Seq1];
%Secuencia 2
CP_Seq2 = ifft_Sym_Seq2(Nst-Nst*GI+1:end);
SymOFDM_Seq2 = [CP_Seq2 ifft_Sym_Seq2];
%Secuencia 3
CP_Seq3 = ifft_Sym_Seq3(Nst-Nst*GI+1:end);
SymOFDM_Seq3 = [CP_Seq3 ifft_Sym_Seq3];
%Secuencia 4
CP_Seq4 = ifft_Sym_Seq4(Nst-Nst*GI+1:end);
SymOFDM_Seq4 = [CP_Seq4 ifft_Sym_Seq4];
%Secuencia 5
CP_Seq5 = ifft_Sym_Seq5(Nst-Nst*GI+1:end);
SymOFDM_Seq5 = [CP_Seq5 ifft_Sym_Seq5];
%Secuencia 6
CP_Seq6 = ifft_Sym_Seq6(Nst-Nst*GI+1:end);
SymOFDM_Seq6 = [CP_Seq6 ifft_Sym_Seq6];
%Secuencia 7
CP_Seq7 = ifft_Sym_Seq7(Nst-Nst*GI+1:end);
SymOFDM_Seq7 = [CP_Seq7 ifft_Sym_Seq7];
%Secuencia 8
CP_Seq8 = ifft_Sym_Seq8(Nst-Nst*GI+1:end);
SymOFDM_Seq8 = [CP_Seq8 ifft_Sym_Seq8];
%Secuencia 9
CP_Seq9 = ifft_Sym_Seq9(Nst-Nst*GI+1:end);
SymOFDM_Seq9 = [CP_Seq9 ifft_Sym_Seq9];
%Secuencia 10
CP_Seq10 = ifft_Sym_Seq10(Nst-Nst*GI+1:end);
SymOFDM_Seq10 = [CP_Seq10 ifft_Sym_Seq10];
%Secuencia 11
CP_Seq11 = ifft_Sym_Seq11(Nst-Nst*GI+1:end);
SymOFDM_Seq11 = [CP_Seq11 ifft_Sym_Seq11];
%Secuencia 12
CP_Seq12 = ifft_Sym_Seq12(Nst-Nst*GI+1:end);
SymOFDM_Seq12 = [CP_Seq12 ifft_Sym_Seq12];

%Agrupación de Simbolos
SymOFDM_Seq =
[SymOFDM_Seq1;SymOFDM_Seq2;SymOFDM_Seq3;SymOFDM_Seq4;SymOFDM_Seq5;SymOFDM
_Seq6;SymOFDM_Seq7;SymOFDM_Seq8;SymOFDM_Seq9;SymOFDM_Seq10;SymOFDM_Seq11;
SymOFDM_Seq12];

```

Función AmpHPA

```

function [hpa_out] = AmpHPA(p, IBO, SymOFDM, g)
% a : símbolo OFDM
% f : factor de presición de la región de saturación
% IBO : valor de input back off en dBs
a = abs(SymOFDM); %Amplitud de la señal de entrada

```

```

fase = angle(SymOFDM); %Fase de la señal de entrada
hpa_in = a.*exp(1i*fase); %Valor de entrada del HPA
Pm = mean(abs(hpa_in).^2); %Potencia promedio de entrada del HPA
Pmax = sqrt(10.^(IBO/10)*Pm); %Nivel de saturación
P = ((a./Pmax).^(2*p));
G = (g*a)./((1+(P).^(1/(2.*p)))); %Conversión AM/AM
Phi = 0; %Conversión AM/PM
Theta = fase;
hpa_out = G.*exp(1j*(Theta+Phi)); %Valor de salida del HPA
end

```

Función Canal

```

function[x,h,ffth] = Canal(Dis,N_rayos,pm_n,hpa_out,Nst,retardos)
if Dis==1
    pd = makedist('Nakagami','mu',1,'omega',1);
    canal = (random(pd,1,N_rayos)); %Modulo
    CanalReal = canal.*cosd(atan(d(canal))); %Parte real del canal
    CanalImag = canal.*sind(atan(d(canal))); %Parte imaginaria del canal
    CanalEq = (CanalReal+j.*CanalImag); %Canal equivalente
    hy=CanalEq.*pm_n; %Vector del canal con potencia
    h(retardos+1)=hy; %Respuesta del canal
    x=conv(hpa_out,h);%Símbolo OFDM a través del canal
    ffth=fft(h,Nst); %Respuesta del canal en el dominio de la frecuencia

elseif Dis==2
    k_dB = 3; %Valor de la constante k en dB
    k = db2mag(k_dB); %Conversión a veces
    mu=((k+1).^2)./((2*k)+1); %Factor m en base a el valor de k
    pd1 = makedist('Nakagami','mu',mu,'omega',1); %Nakagami de Rician
    pd2 = makedist('Nakagami','mu',1,'omega',1); %Nakagami de Rayleigh
    canal1 = (random(pd1,1,1)); %Modulo Rician
    canal2 = (random(pd2,1,N_rayos-1)); %Modulo Rayleigh
    canal = [canal1 canal2]; %Suma de los canales Ri y Ra
    CanalReal = canal.*cosd(atan(d(canal))); %Parte real del canal
    CanalImag = canal.*sind(atan(d(canal))); %Parte imaginaria del canal
    CanalEq = (CanalReal+j.*CanalImag); %Canal equivalente
    hy=CanalEq.*pm_n; %Vector del canal con potencia
    h(retardos+1)=hy; %Respuesta del canal
    x=conv(hpa_out,h);%Símbolo OFDM a través del canal
    ffth=fft(h,Nst); %Respuesta del canal en el dominio de la frecuencia
end
end

```

Función Receptor

```

function [datos_rx,datos_rx_CEPOCS,datos_rx_OPS] =
Receptor(x,x_CEPOCS,x_OPS,Nst,GI,N_pilotos,Nsd,ffth,ffth_CEPOCS,ffth_OPS,
norm,m,M)
%Extracción del CP
Sym_SCP = x(Nst*GI+1:end); %Tomo los valores sin CP de la señal original
Sym_SCP_CEPOCS = x_CEPOCS(Nst*GI+1:end); %Tomo los valores sin CP de la
señal con CEPOCS
Sym_SCP_OPS = x_OPS(Nst*GI+1:end); %Tomo los valores sin CP de la señal
con OPS
%fft
fft_Sym = fft(Sym_SCP,Nst); %fft de la señal original
fft_Sym_CEPOCS = fft(Sym_SCP_CEPOCS,Nst); %fft de la señal con CEPOCS

```

```

fft_Sym_OPS = fft(Sym_SCP_OPS,Nst); %fft de la señal con OPS

if N_pilotos == 4
    ind1 = [39:46,48:55,57:64,2:9,11:18,20:27];
    ind2 = [1:8,9:16,17:24,25:32,33:40,41:48];
    %EXTRACCION DE SIMBOLOS PILOTOS Y DC
    %Extracción de símbolos pilotos y dc - señal original
    datos_d = zeros(1,Nsd);
    datos_d(ind2) = fft_Sym(ind1);
    %Extracción de símbolos pilotos y dc - CEPOCS
    datos_d_CEPOCS = zeros(1,Nsd);
    datos_d_CEPOCS(ind2) = fft_Sym_CEPOCS(ind1);
    %Extracción de símbolos pilotos y dc - OPS
    datos_d_OPS = zeros(1,Nsd);
    datos_d_OPS(ind2) = fft_Sym_OPS(ind1);

    %ECUALIZACION
    %En la respuesta del canal - señal original
    ec = zeros(1,Nsd);
    ec(ind2) = ffth(ind1);
    %En la respuesta del canal - señal CEPOCS
    ec_CEPOCS = zeros(1,Nsd);
    ec_CEPOCS(ind2) = ffth_CEPOCS(ind1);
    %En la respuesta del canal - señal OPS
    ec_OPS = zeros(1,Nsd);
    ec_OPS(ind2) = ffth_OPS(ind1);

elseif N_pilotos == 12
    ind1 =
[36:39,41:44,46:49,51:54,56:59,61:64,2:5,7:10,12:15,17:20,22:25,27:30];
    ind2 =
[1:4,5:8,9:12,13:16,17:20,21:24,25:28,29:32,33:36,37:40,41:44,45:48];
    %EXTRACCION DE SIMBOLOS PILOTOS Y DC
    %Extracción de símbolos pilotos y dc - señal original
    datos_d = zeros(1,Nsd);
    datos_d(ind2) = fft_Sym(ind1);
    %Extracción de símbolos pilotos y dc - CEPOCS
    datos_d_CEPOCS = zeros(1,Nsd);
    datos_d_CEPOCS(ind2) = fft_Sym_CEPOCS(ind1);
    %Extracción de símbolos pilotos y dc - OPS
    datos_d_OPS = zeros(1,Nsd);
    datos_d_OPS(ind2) = fft_Sym_OPS(ind1);

    %ECUALIZACION
    %En la respuesta del canal - señal original
    ec = zeros(1,Nsd);
    ec(ind2) = ffth(ind1);
    %En la respuesta del canal - señal CEPOCS
    ec_CEPOCS = zeros(1,Nsd);
    ec_CEPOCS(ind2) = ffth_CEPOCS(ind1);
    %En la respuesta del canal - señal OPS
    ec_OPS = zeros(1,Nsd);
    ec_OPS(ind2) = ffth_OPS(ind1);
end

% Ecuación
datos_a_demod = datos_d./ec; %Señal original
datos_a_demod_CEPOCS = datos_d_CEPOCS./ec_CEPOCS; %Señal CEPOCS
datos_a_demod_OPS = datos_d_OPS./ec_OPS; %Señal OPS

```

```

%DEMODULACION
%Demodulación - señal original
datos_demod = reshape(datos_a_demod*norm(m),Nsd,1);
data_rx = qamdemod(datos_demod, M, 'OutputType', 'bit'); %Demod
datos_rx = reshape(data_rx,1,Nsd*m);
%Demodulación - señal CEPOCS
datos_demod_CEPOCS = reshape(datos_a_demod_CEPOCS*norm(m),Nsd,1);
data_rx_CEPOCS = qamdemod(datos_demod_CEPOCS, M, 'OutputType', 'bit');
%Demod
datos_rx_CEPOCS = reshape(data_rx_CEPOCS,1,Nsd*m);
%Demodulación - señal OPS
datos_demod OPS = reshape(datos_a_demod OPS*norm(m),Nsd,1);
data_rx OPS = qamdemod(datos_demod OPS, M, 'OutputType', 'bit'); %Demod
datos_rx OPS = reshape(data_rx OPS,1,Nsd*m);
end

```

Función CCDF

```

function []=grfCCDF(PAPR,rep,tip)
%rep: número de repeticiones
%tip: tipo de línea para la gráfica
ejeX = 4:0.2:12; %Valores para el eje X
LejeX = length(ejeX);%Tamaño de eje X
for i=1:LejeX
    ccdfg(i) = sum(PAPR>ejeX(i))/rep;
end
semilogy(ejeX(1:3:end),ccdfg(1:3:end),tip); %Graficar CCDF
axis([ejeX([1 end]) 1e-3 1]); %Valores de los ejes x e y
xlabel('PAPR[dB]'); %Nombres de los ejes
ylabel('CCDF'); %Nombres de los ejes
grid on
end

```

ORDEN DE EMPASTADO