

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

SIMULACIÓN EN MATLAB DE LOS DETECTORES ZF, MMSE E ID PARA UN SISTEMA SEFDM UTILIZANDO UN CANAL CON DESVANECIMIENTO

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

GUSTAVO ANDRES LOGACHO QUISHPE

DIRECTOR: DR. DIEGO JAVIER REINOSO CHISAGUANO

Quito, noviembre 2021

AVAL

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Gustavo Andrés Logacho Quishpe, bajo mi supervisión.

DR. DIEGO JAVIER REINOSO CHISAGUANO
DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

Yo, Gustavo Andrés Logacho Quishpe, 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 dejo constancia de que la Escuela Politécnica Nacional podrá hacer uso del presente trabajo según los términos estipulados en la Ley, Reglamentos y Normas vigentes.

GUSTAVO ANDRES LOGACHO
QUISHPE

DEDICATORIA

A Dios, mis padres, hermana, sobrina y a todos quienes contribuyeron a forjar a la persona que soy ahora, les debo muchos de mis logros incluido este. Gracias por creer en mí y motivarme a alcanzar mis metas cada día.

AGRADECIMIENTO

A Dios por brindarme sabiduría y fortaleza para afrontar este reto.

A mis padres Gustavo Logacho y Carmen Quishpe por su ejemplo, confianza, amor infinito y apoyo incondicional en cada tramo de mi vida. Sin ustedes esto no fuera posible.

A mi hermana Karina por su amor, cuidado, cariño y apoyo.

A mis abuelitos Hortencia, Amada y Manuel por impartirme su sabiduría, consejos, y apoyo absoluto en los momentos más complicados, al igual que toda mi familia los amo.

Agradezco profundamente a mi director, Dr. Diego Reinoso por el tiempo dedicado en este proyecto, por impartirme sus conocimientos de forma oportuna, así como por la confianza y paciencia que deposito en mí.

A mis amigos por su leal y sincera amistad, gracias por convertirse en mi otra familia, son seres increíbles.

ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL.....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA	II
DEDICATORIA	III
AGRADECIMIENTO	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
RESUMEN.....	VIII
ABSTRACT.....	IX
1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 OBJETIVOS.....	2
1.2 ALCANCE	2
1.3 MARCO TEÓRICO	3
1.3.1 SISTEMAS SEFDM	4
1.3.2 CANAL DE PROPAGACIÓN	11
1.3.3 DETECTOR.....	13
1.3.4 PARÁMETROS PARA DETERMINAR EL RENDIMIENTO DEL SISTEMA	19
2. METODOLOGÍA.....	22
2.1 PROGRAMA PRINCIPAL	23
2.2 FUNCIÓN SEFDM	26
2.2.1 VALORES INICIALES.....	28
2.2.2 TRANSMISOR SEFDM	29
2.2.3 CANAL DE RAYLEIGH.....	32
2.2.4 CANAL AWG.....	35

2.2.5 RECEPTOR SEFDM	35
2.3 DETECTORES	40
2.3.1 ZERO FORCING (ZF).....	40
2.3.2 MINIMUM MEAN SQUARE ERROR (MMSE)	41
2.3.3 ITERATIVE DETECTOR (ID)	42
2.4 RESULTADOS	44
2.4.1 GRÁFICAS BER VS EB/NO	45
2.4.2 GRÁFICAS DE BARRAS.....	46
3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN	48
3.1 ESCENARIO DE SIMULACIÓN.....	48
3.2 PRUEBAS DE SEFDM CON UN CANAL CON DISTRIBUCIÓN GAUSSIANA	48
3.3 PRUEBAS DE SEFDM CON UN CANAL CON DISTRIBUCIÓN RAYLEIGH	52
3.3.1 PRUEBAS CON UNA IFFT / FFT DE 16.....	52
3.3.2 PRUEBAS CON UN IFFT / FFT DE 32.....	58
3.4 COMPARACIÓN DE RESULTADOS DEL BER.....	64
3.5 TIEMPOS DE SIMULACIÓN DE CADA DETECTOR.....	65
4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	70
4.1. CONCLUSIONES	70
4.2. RECOMENDACIONES	72
4.3. TRABAJOS FUTUROS.....	72
5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	73
ANEXOS	80
ANEXO A: PROGRAMA PRINCIPAL.....	81
ANEXO B: FUNCIÓN SEFDM	82
ANEXO C: DETECTORES PARA SEFDM.....	83
ANEXO D: GRÁFICAS BER vs Eb/No EN SEFDM	84

ANEXO E: GRÁFICAS DE BARRAS DE LOS TIEMPOS DE SIMULACIÓN DE LOS DETECTORES	85
---	----

RESUMEN

En el presente proyecto de titulación se realiza la simulación de las técnicas de detección ZF (*Zero Forcing*), MMSE (*Minimum Mean Square Error*) e ID (*Iterative Detector*) para el sistema de transmisión multiportadora SEFDM (*Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing*) sobre un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia de tipo Rayleigh y un canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) con distintos parámetros de transmisión en el software MATLAB. Con el objetivo de determinar el rendimiento de los algoritmos de detección en términos de tasa de errores y tiempos de simulación. Los resultados de la simulación se presentan a través de gráficas de BER (*Bit Error Rate*) vs E_b/N_0 (*Energy Per-Bit To Noise Power Spectral Density Ratio*) y tiempos de simulación. El proyecto se divide en cuatro capítulos.

En el capítulo 1, se presentan los conceptos teóricos del proyecto relacionados con un sistema SEFDM, canal de propagación y mecanismos de detección, recurriendo a diagramas de bloques. Así como los parámetros empleados para determinar el rendimiento del procedimiento.

En el capítulo 2, se describe el proceso necesario para implementar la simulación en MATLAB de un transmisor y receptor SEFDM, canal de propagación con desvanecimiento tipo Rayleigh y AWGN, así como los mecanismos de detección ZF, MMSE e ID mediante funciones y *scripts*.

En el capítulo 3, se exponen y analizan los resultados de las simulaciones para las diferentes configuraciones y modulaciones, a través de las gráficas BER vs E_b/N_0 además de gráficas de barras de los tiempos de detección.

Finalmente, en el capítulo 4 se presentan las conclusiones y recomendaciones conseguidas durante el desarrollo del proyecto técnico.

PALABRAS CLAVE: SEFDM, ZF, MMSE, ID.

ABSTRACT

This degree project presents the simulation of ZF (*Zero Forcing*), MMSE (*Minimum Mean Square Error*) and ID (*Iterative Detector*) detection techniques for the SEFDM (*Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing*) multicarrier transmission system over a Rayleigh frequency selective fading channel and AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) channel with different transmission parameters which is carried out in MATLAB software in order to determine the performance of the detection algorithms in terms of error rate and simulation times. The simulation results are presented through plots of BER (*Bit Error Rate*) vs E_b/N_0 (*Energy Per-Bit to Noise Power Spectral Density Ratio*) and simulation time. The project is divided into four chapters.

Chapter 1 presents the theoretical concepts of the project related to a SEFDM system, propagation channel and detection mechanisms, using block diagrams. As well as the parameters used to determine the performance of the procedure.

Chapter 2 describes the process necessary to implement the simulation in MATLAB of a SEFDM transmitter and receiver, propagation channel with Rayleigh and AWGN fading, as well as the ZF, MMSE and ID detection mechanisms by means of functions and scripts.

Chapter 3 presents and analyzes the results of the simulations for the different configurations and modulations, through BER vs E_b/N_0 plots, as well as bar charts of detection times.

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

KEYWORDS: SEFD, ZF, MMSE, ID.

1. INTRODUCCIÓN

Actualmente las comunicaciones inalámbricas juegan un papel fundamental en el estilo de vida moderno considerando la necesidad humana de mantener conectividad de forma constante, ya que brindan movilidad [1].

Con la intención de realizar una transmisión eficiente de datos varias aplicaciones inalámbricas como DBV-T (*Digital Video Broadcasting-Terrestrial*), WLAN (*Wireless Local Area Network*) 802.11, WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*), sistemas móviles 4G LTE (*Long Term Evolution*) han adoptado la tecnología OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), motivados principalmente por la estructura espectral de las subportadoras que facilitan la detección de la señal y la inmunidad contra los efectos de propagación por multitrayecto, en comparación con las técnicas de una sola portadora [2][3]. Sin embargo, esta técnica de acceso multiportadora se limita en capacidad por el espectro disponible ante la exponencial demanda de datos, considerando que, las subportadoras están obligadas a posicionarse con precisión para mantener la ortogonalidad y el espectro es un recurso limitado [3][4]. Es por esta razón que la investigación en comunicaciones inalámbricas necesita enfocarse en el desarrollo de sistemas espectralmente eficientes.

Uno de los sistemas móviles con gran interés en el presente es 5G, el cual tiene como expectativas lograr comunicaciones de alta velocidad y alta eficiencia espectral, ya que se espera que la demanda del usuario sea significativamente superior [5]. En la tecnología 5G los conceptos no ortogonales se mencionan como posibles candidatos para la interfaz aérea [4].

En este aspecto surgen sistemas no ortogonales como SEFDM (*Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing*); ésta es una alternativa que propone un ahorro de ancho de banda en sistemas inalámbricos [6]. La ventaja clave de estos sistemas es que utilizan el espectro disponible de manera más eficiente que OFDM al superponer las subportadoras e incumplir la ortogonalidad, esto amplía la capacidad del sistema. No obstante, esta técnica manifiesta ciertos inconvenientes como la ICI (*Intercarrier Interference*), dado que al perder ortogonalidad las subportadoras se sobreponen entre sí. La BER (*Bit Error Rate*) también aumenta, lo que afecta significativamente el desempeño del sistema inalámbrico [6][7].

Para tratar de mitigar los problemas mencionados anteriormente, SEFDM utiliza métodos de detección más complejos, como ZF (*Zero Forcing*), MMSE (*Minimum Mean Squared Error*) e ID (*Iterative Detection*). Estos detectores tienen un desempeño aceptable de la misma forma que disminuyen la complejidad computacional [8].

En el presente trabajo se simulará un sistema SEFDM con técnicas de detección ZF, MMSE e ID sobre un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia con distintos parámetros de transmisión, para determinar el rendimiento de estos detectores en términos de tasa de errores y complejidad computacional. Y como resultado lograr establecer ventajas y desventajas de cada una de las técnicas mencionadas.

1.1 OBJETIVOS

El objetivo general de este proyecto técnico consiste en:

- Simular en MATLAB los detectores ZF, MMSE e ID para un sistema SEFDM utilizando un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia con distribución de Rayleigh.

Los objetivos específicos de este proyecto técnico son:

- Describir conceptos relacionados con un sistema de comunicaciones SEFDM y las técnicas de detección ZF, MMSE e ID.
- Implementar en MATLAB un sistema de transmisión SEFDM sobre un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia con distribución de Rayleigh.
- Implementar en MATLAB los algoritmos de detección ZF, MMSE e ID para la recepción de la señal en un sistema SEFDM.
- Contrastar los resultados mediante gráficas de BER vs E_b/N_0 con diferentes configuraciones.
- Comparar el rendimiento de los detectores en cuanto a complejidad, en términos de tiempos de simulación y tasa de error obtenida.

1.2 ALCANCE

En la primera parte del proyecto, se describirán conceptos generales relacionados con el sistema de comunicaciones inalámbricas SEFDM, en donde se especificará cada una de

las partes concernientes al mismo con la ayuda de un diagrama de bloques; así mismo se detallarán las técnicas de recepción ZF, MMSE e ID para establecer sus principales características.

A continuación, se realizará una simulación en MATLAB del sistema SEFDM. En relación al transmisor, los datos serán generados aleatoriamente, además se emplearán esquemas de modulación QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*), 16QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) y 64QAM, luego, en la etapa IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*), la cual es implementada para la asignación de cada símbolo a su equivalente en frecuencia, el número de subportadoras (N) será de 16 y 32. También se empleará distintos factores de compresión de ancho de banda (α).

Posteriormente, para el canal inalámbrico se considerará un modelo con desvanecimiento selectivo en frecuencia con distribución de Rayleigh; el cual puede ser considerado como el más severo. Luego, en la recepción, se llevará a cabo la etapa FFT (*Fast Fourier Transform*), para después ser implementados los algoritmos de detección ZF, MMSE e ID, los cuales son de estudio en este proyecto, seguidos finalmente por la fase de demodulación.

Como consecuencia se obtendrán gráficas de BER vs E_b/N_0 (*Energy per-bit to noise power spectral density ratio*) y gráficas de barras de los tiempos de simulación de cada detector con sus diferentes configuraciones. De manera que, se podrá contrastar los resultados de cada detector en cuanto a complejidad computacional, tiempos de simulación y tasa de error obtenida.

1.3 MARCO TEÓRICO

En este apartado se detalla el sistema SEFDM, en donde se especifica mediante un diagrama de bloques las partes que componen al mismo, poniendo énfasis en los mecanismos de detección ZF, MMSE e ID, con el objetivo de establecer sus principales características. Además, se desarrollará un breve análisis correspondiente a las ventajas e inconvenientes del sistema SEFDM. Finalmente, se detallarán las métricas empleadas para determinar el rendimiento del sistema SEFDM en términos de BER vs E_b/N_0 .

1.3.1 SISTEMAS SEFDM

SEFDM es una técnica de acceso multiportadora basada en la tecnología OFDM [9]. La principal diferencia entre estos sistemas, es que SEFDM reduce el espaciamiento en frecuencia entre subportadoras e incumple la ortogonalidad, como resultado esta técnica usa de forma más eficiente el espectro electromagnético que OFDM, también prevé la misma velocidad de transmisión por canal individual [2].

La idea detrás de SEFDM se remonta al año 2002, cuando M. R. D. Rodrigues y I. Darwazeh propusieron la técnica FOFDM (*Fast Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) [9]. Dicho esquema ofrecía el doble de eficiencia espectral que OFDM, al disminuir en un 50% el espacio entre subportadoras, sin embargo, se limitaba en los formatos de modulación [10]. Luego, en 2003, se desarrolló un sistema basado en la técnica FOFDM por sus mismos creadores, el cual se denominó SEFDM, técnica que emplea subportadoras no ortogonales para mejorar la eficiencia espectral [11].

En las técnicas de transmisión, los símbolos se envían en frecuencias portadoras separadas por Δf y estos permanecen constantes durante T (periodo del símbolo). En OFDM estos parámetros se relacionan de la siguiente forma $\Delta f \cdot T = 1$, en contraste con SEFDM donde se tiene $\alpha = \Delta f \cdot T$, $\alpha < 1$ [12], siendo α el factor de compresión de ancho de banda. En la Figura 1.1 se aprecia la PSD (*Power Spectral Density*) de sistema SEFDM con N subportadoras, espaciadas $\Delta f = \frac{\alpha}{T}$.

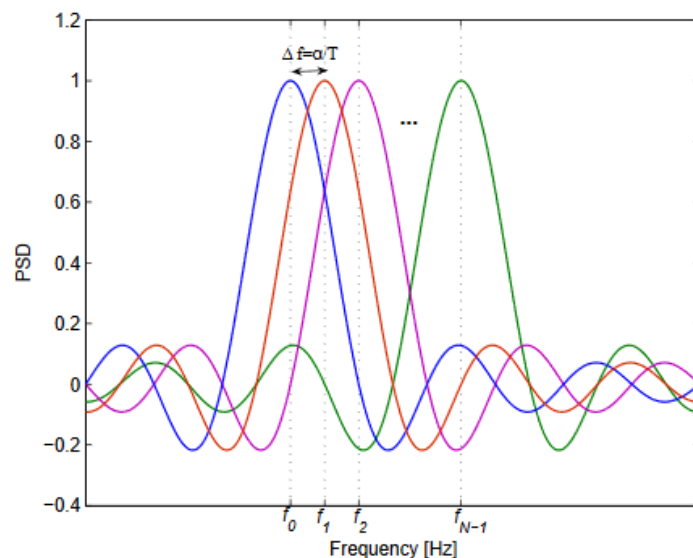


Figura 1.1. PSD para un sistema SEFDM [13].

El estrechamiento del espectro en SEFDM se caracteriza por el factor de compresión de ancho de banda (α), el cual puede ser utilizado en $(1 - \alpha) \times 100\%$ para obtener el porcentaje de reducción de ancho de banda en comparación con OFDM. Considerando que se envía la misma cantidad de datos [14].

En la Figura 1.2 se logra apreciar la comparación de las estructuras espectrales entre OFDM y SEFDM para un sistema con ocho subportadoras. En el caso del esquema SEFDM se utiliza un factor de compresión de ancho de banda $\alpha = 0.5$, es decir una reducción de la mitad del ancho de banda.

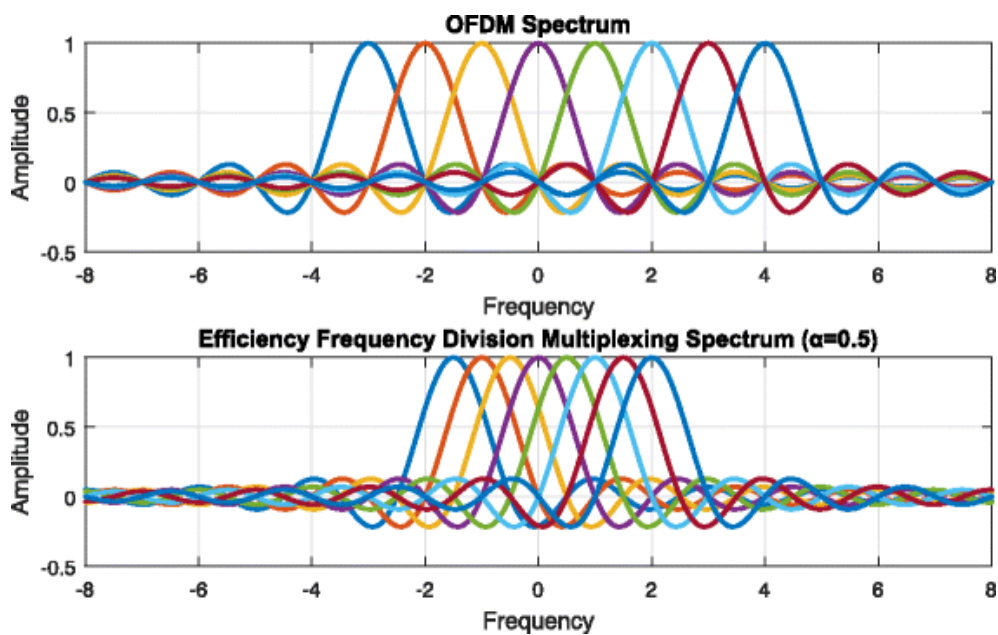


Figura 1.2. Gráficos Amplitud vs Frecuencia de OFDM y SEFDM [15].

En definitiva, el sistema de comunicaciones inalámbricas SEFDM logra mejorar la eficiencia espectral al estrechar la separación de las subportadoras y vulnerar la ortogonalidad. Sin embargo, se presentan inconvenientes como la ICI, dado que al perder la ortogonalidad las subportadoras se sobreponen entre sí. Esto implica mecanismos de detección computacionalmente más complejos, así mismo la BER aumenta, lo que compromete el rendimiento del sistema [16][17].

1.3.1.1 Transmisor y Receptor SEFDM

En la Figura 1.3 se observa, de modo general, las partes de un sistema de comunicaciones inalámbricas que utiliza la técnica SEFDM, a continuación, se detalla cada sección.

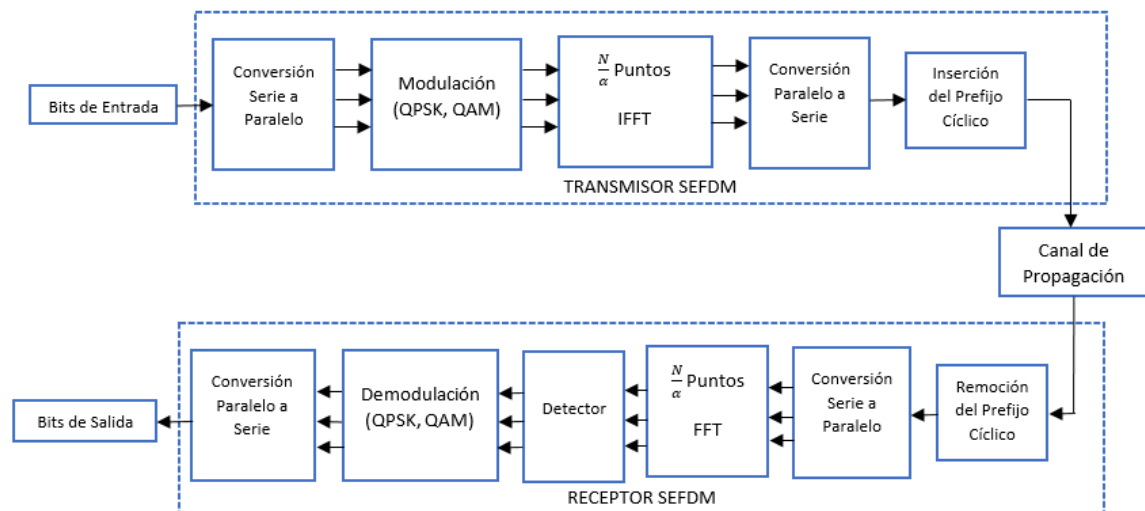


Figura 1.3. Diagrama de bloques del sistema SEFDM [18].

a) Conversión serie paralelo / Conversión paralelo serie

SEFDM al ser una técnica multiportadora, el flujo de bits de entrada en serie debe ser distribuido en N subportadoras para obtener flujos de bits paralelos previo al proceso de modulación [18][19]. Antes que los datos ingresen al canal de propagación se realiza el proceso inverso; en el receptor se emplea una idea similar.

b) Modulación / Demodulación

Básicamente modular consiste en convertir un grupo de símbolos digitales en señales compatibles con el canal de comunicaciones alterando características de la portadora ya sea en amplitud, frecuencia, fase o una combinación de éstos para enviar datos digitales. La tarea específica de esta sección es generar símbolos complejos a partir de un conjunto de bits [1].

Después de asociar los bits 0 o 1 en símbolos binarios, a cada conjunto se asigna un símbolo complejo; es decir se mapean en distintos puntos de constelación en un plano complejo utilizando una regla específica [20].

El esquema de modulación más común para SEFDM es QAM, ya que provee una alta eficiencia. QAM es una técnica de modulación digital basada en el cambio de amplitudes y fases, además es un tipo de modulación multinivel M – *aria* en la que para un grupo de k bits, se puede obtener $M = 2^k$ salidas [21]. Los números asociados con M deben ser

potencia de 4, habitualmente toma los siguientes valores $M = \{4, 16, 64, \dots, M\}$. M también determina el nivel de la modulación.

Una importante consideración es que mientras mayor sea el nivel de la modulación existen más puntos de constelación, así mismo la BER aumenta, debido al ruido e interferencia que corrompen el símbolo transmitido, lo que confunde al contorno de decisión del receptor [22].

En el receptor se realiza el proceso inverso conocido como demodulación donde a partir de los símbolos complejos recibidos se obtienen los símbolos binarios.

c) IFFT / FFT

Como es bien conocido la Transformada de Fourier es una operación matemática utilizada para convertir señales del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia o viceversa si se emplea la Transformada Inversa de Fourier [23]. Si la señal es discreta en el tiempo se usa la DFT (*Discrete Fourier Transform*) a fin de convertirlas a forma de frecuencia discreta, también se tiene la IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*) que realiza el proceso inverso [24].

Para minimizar el número de operaciones matemáticas en el cálculo con la DFT en el receptor e IDFT en el transmisor, se emplea los algoritmos FFT e IFFT respectivamente [23].

El principal objetivo del bloque IFFT es transformar un conjunto de símbolos complejos en una señal en el dominio del tiempo de igual longitud, para esto genera múltiples subportadoras a diferentes frecuencias. En otras palabras, divide el ancho de banda en N subportadoras paralelas de baja velocidad de datos [25][26][27].

Para que la IFFT pueda producir símbolos SEFDM las subportadoras generadas deben ser no ortogonales, significa que el algoritmo debe sufrir ciertas modificaciones [28]. Para comenzar se tienen datos paralelos modulados en cuadratura de N puntos y el factor de compresión del ancho de banda α , para generar símbolos SEFDM se agregan $\left(\frac{1-\alpha}{\alpha}\right)N$ ceros al extremo de los datos de N puntos, luego se realiza la IFFT de longitud $\frac{N}{\alpha}$ para que al final se eliminen $\left(\frac{1-\alpha}{\alpha}\right)N$ datos, de forma que los restantes de tamaño N constituyan los símbolos SEFDM [28][13].

Por ejemplo, si se tienen $N = 4$ subportadoras y un factor de compresión de ancho de banda $\alpha = 0.5$, los datos modulados en cuadratura antes de ingresar al bloque IFFT se observan en la Figura 1.4.

$$D = \begin{matrix} 1.0000 + 1.0000i \\ -1.0000 + 1.0000i \\ -1.0000 - 1.0000i \\ 1.0000 + 1.0000i \end{matrix}$$

Figura 1.4. Simbolos complejos modulados en cuadratura [30].

A continuación, se deben agregar $\left(\frac{1-0.5}{0.5}\right)4 = 4$ ceros al conjunto de datos modulados; como se observa en la Figura 1.5.

$$E = \begin{matrix} 1.0000 + 1.0000i \\ -1.0000 + 1.0000i \\ -1.0000 - 1.0000i \\ 1.0000 + 1.0000i \\ 0.0000 + 0.0000i \\ 0.0000 + 0.0000i \\ 0.0000 + 0.0000i \\ 0.0000 + 0.0000i \end{matrix}$$

Figura 1.5. Vector E [35].

Luego, se aplica la IFFT de longitud $\frac{4}{0.5} = 8$ al vector E para obtener un conjunto de datos en el dominio del tiempo; como se muestra en la Figura 1.6.

$$F = \begin{matrix} 0.0000 + 0.2500i \\ -0.1036 + 0.0000i \\ 0.2500 + 0.0000i \\ 0.0000 + 0.2500i \\ 0.0000 - 0.2500i \\ 0.6036 + 0.0000i \\ 0.2500 + 0.5000i \\ 0.0000 + 0.2500i \end{matrix}$$

Figura 1.6. Vector de elementos obtenidos con la IFFT [30].

Por último, se descartan $\left(\frac{1-0.5}{0.5}\right) 4=4$ datos del extremo y se consigue 4 símbolos SEFDM como se presenta en la Figura 1.7.

$$G = \begin{bmatrix} 0.0000 + 0.2500i \\ -0.1036 + 0.0000i \\ 0.2500 + 0.0000i \\ 0.0000 + 0.2500i \end{bmatrix}$$

Figura 1.7. Vector de símbolos SEFDM [30].

Entonces si $S(n)$ representa el símbolo complejo del n -ésimo dato de la secuencia, la señal en el dominio del tiempo en banda base puede simbolizarse con la Ecuación 1.1. Donde Δf es el espaciado entre las subportadoras, T es el periodo del símbolo y N el número de subportadoras [29].

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} S(n) e^{j2\pi\Delta f t}, \quad 0 \leq t < T \quad (1.1)$$

La principal diferencia entre los sistemas SEFDM y OFDM es la distancia en frecuencia entre las subportadoras, como resultado el requerimiento de ancho banda disminuye en un factor de $1 - \alpha$ [29]. Las muestras en el dominio del tiempo de la señal SEFDM se expresan en la Ecuación 1.2:

$$x(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} S(n) e^{j\frac{2\pi\alpha nk}{N}}, \quad 0 \leq k < N - 1 \quad (1.2)$$

donde, $S(n)$ corresponde a la señal en dominio de la frecuencia, $x(k)$ es la señal en dominio del tiempo, k es el índice para el tiempo, n representa el índice para la frecuencia y α el factor de compresión de ancho de banda [29] [7].

En el receptor en cambio se implementa la FFT para obtener los datos en el dominio de la frecuencia, esta señal se describe con la Ecuación 1.3 [29].

$$S(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{-j\frac{2\pi\alpha nk}{N}}, \quad 0 \leq n < N - 1 \quad (1.3)$$

d) Prefijo Cíclico

El prefijo es una ampliación cíclica del símbolo SEFDM, que consiste en una copia de las muestras finales de la señal, las cuales se agregan al inicio del símbolo [31], como se muestra en la Figura 1.8. Dicha extensión funciona como intervalo de guarda entre símbolos consecutivos para eliminar el ISI (*Intersymbol Interference*), causado por la existencia de un canal multitrayecto que genera varios retrasos [32].

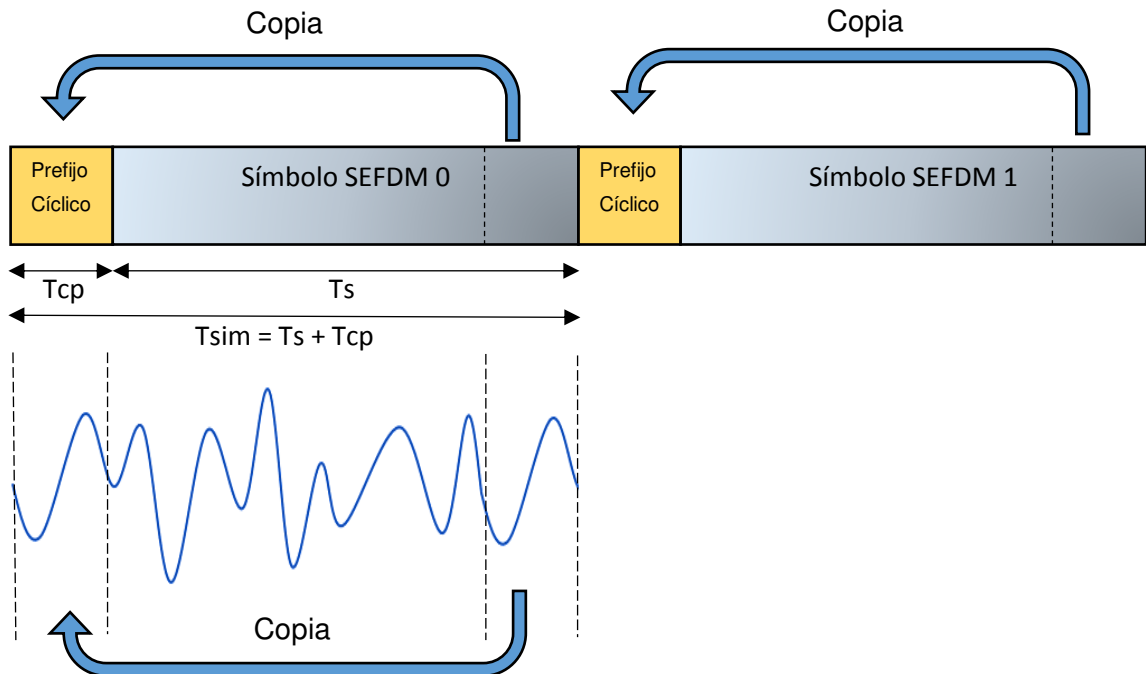


Figura 1.8. Prefijo cíclico en un sistema SEFDM [33].

La duración del prefijo cíclico T_{cp} es generalmente superior al retardo máximo del canal, este periodo es suficiente para la transmisión libre de interferencia entre símbolos. Luego, en el receptor se descartan las muestras correspondientes al prefijo cíclico [34].

Una desventaja de insertar un periodo de guarda es la pérdida en la velocidad de datos como consecuencia de transmitir información redundante, tampoco aporta en nada a la pérdida de ortogonalidad entre subportadoras en un sistema SEFDM [35].

1.3.1.2 Ventajas y Limitaciones

- Los sistemas SEFDM ofrecen una mayor eficiencia espectral que la tecnología OFDM al reducir el espaciamiento entre subportadoras y aplicar un factor de compresión de ancho de banda α .

- Los símbolos SEFDM son generados fácilmente mediante estructuras IFFT modificadas.
- La técnica SEFDM exhibe una PAPR (*Peak Average Power Ratio*) significativa al igual que OFDM, y conforme aumenta la compresión de ancho de banda la PAPR se intensifica.
- La pérdida de ortogonalidad ocasiona el fenómeno conocido como ICI, esto junto al ruido y la interferencia hacen que los sistemas SEFDM requieran mecanismos de detección más complejos que OFDM.

1.3.2 CANAL DE PROPAGACIÓN

El canal de propagación es el medio a través del cual se envía la señal que resulta del transmisor, para el caso de un sistema de comunicación inalámbrico, el medio utilizado es el aire [36]. Se constituye en el principal recurso para las comunicaciones inalámbricas, así como su principal limitación [37]. La naturaleza de la propagación de la señal inalámbrica la expone a varios tipos de degradación, lo que afecta el rendimiento de los sistemas inalámbricos y su exigencia espectral. Entre los efectos causados por las características del medio están la reflexión, difracción, dispersión, desvanecimiento, etc [38].

El desvanecimiento es un rasgo esencial de un canal inalámbrico, considerando que es la variación de la amplitud de la señal en el tiempo y frecuencia [39]. Existen dos tipos de desvanecimiento, los cuales a su vez se clasifican como se observa en el mapa conceptual en la Figura 1.9.

a) Desvanecimiento a pequeña escala: Se refiere a los cambios precipitados de amplitud y fase de una señal en un corto periodo de tiempo, en una distancia reducida [40]. Es causado por la interferencia entre las diversas señales producto de la transmisión multitrayecto; también depende de la selectividad en frecuencia y la velocidad relativa entre el transmisor y receptor [39].

b) Desvanecimiento a gran escala: Se asocia con la disminución constante de la potencia en un amplio periodo de tiempo, a lo largo de una gran distancia [40]. Es provocado por la pérdida del trayecto de la señal como función de la distancia y los obstáculos durante el recorrido [37].

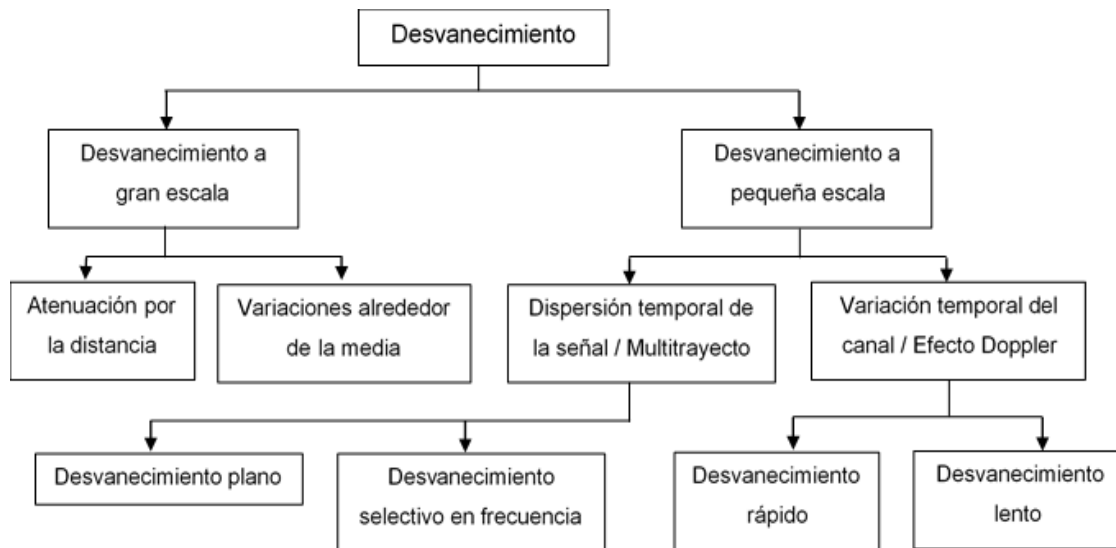


Fig.1.9. Tipos de desvanecimiento en un canal inalámbrico [34].

El comportamiento de un canal inalámbrico es representado con varios modelos, uno de los más sencillos es el modelo AWGN, ya que el ruido simplemente se adiciona a la señal recibida. Además, se manifiesta igual para todas las frecuencias siguiendo una distribución de probabilidad Gaussiana [41]. Sin embargo, el modelo de ruido AWGN no es una buena aproximación de un canal inalámbrico real; considerando que el canal inalámbrico introduce varios tipos de desvanecimientos provocados por los efectos de propagación del ambiente [38]. Uno de los modelos de propagación más cercano al entorno real es el de Rayleigh que se describe a continuación.

1.3.2.1 Modelo de Propagación de Rayleigh

Es un modelo estadístico utilizado para representar el efecto de propagación de una señal de radio, porque efectúa una aproximación estadística de los desvanecimientos rápidos de la señal. Este modelo asume que la magnitud de la señal cambiará al azar de acuerdo con la distribución de Rayleigh [42][43].

Una distribución de Rayleigh se produce cuando la LOS (*Line Of Sight*) directa entre el transmisor y receptor se ve interrumpida, esto provoca los desvanecimientos rápidos causados por el multitrayecto de la señal debido a los obstáculos del entorno [44][43]. La principal razón por la cual este modelo resulta adecuado para caracterizar un canal de comunicaciones, es su selectividad en frecuencia, dado que todas las componentes de frecuencia de la señal son afectadas en forma diferente [45].

En la Ecuación 1.4 se muestra la función de densidad de probabilidad de Rayleigh,

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad 0 \leq x \leq \infty \quad (1.4)$$

donde x representa la amplitud del voltaje de la señal, $2\sigma^2$ la varianza y σ la desviación estándar de señal [46]. En la Ecuación 1.5 se observa la señal recibida en tiempo,

$$r(t) = \alpha s(t) + z(t) \quad (1.5)$$

donde $r(t)$ es la señal recibida, α es el coeficiente de desvanecimiento, $s(t)$ aparece como la señal enviada y $z(t)$ como el ruido AWGN [46].

En la Figura 1.10 se observa la variación de la señal que atraviesa el canal de desvanecimiento de Rayleigh, la cual determina la magnitud del coeficiente de desvanecimiento en cualquier intervalo, a través de la integral de $f(x)$ [47].

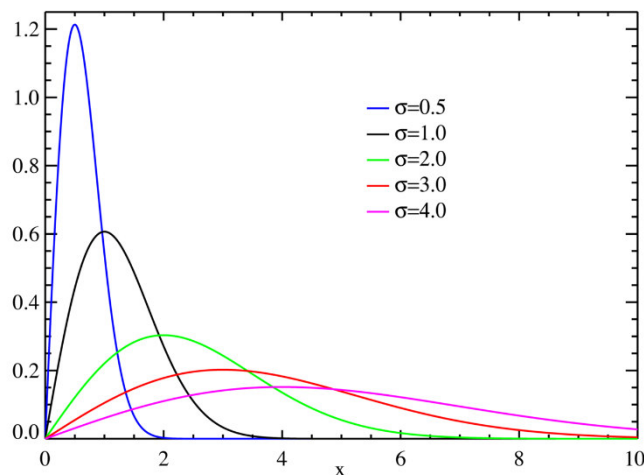


Fig.1.10. Densidad de probabilidad de la variable aleatoria de Rayleigh [48].

De acuerdo a la Fig. 1.10 para la mayoría de valores de σ existe muy poca probabilidad que α tome valores muy altos o muy bajos, y una alta probabilidad de encontrarse con un valor de α intermedio [48][45].

1.3.3 DETECTOR

El detector es el principal elemento en el receptor en un sistema SEFDM, ya que este es el encargado de recuperar la señal transmitida a partir de los datos recibidos. Sin embargo,

la ICI provocada por la pérdida de ortogonalidad convierte la reconstrucción de la señal en un problema complejo [5] [49]. En la Figura 1.11 se observa el proceso para recibir la señal con el detector.

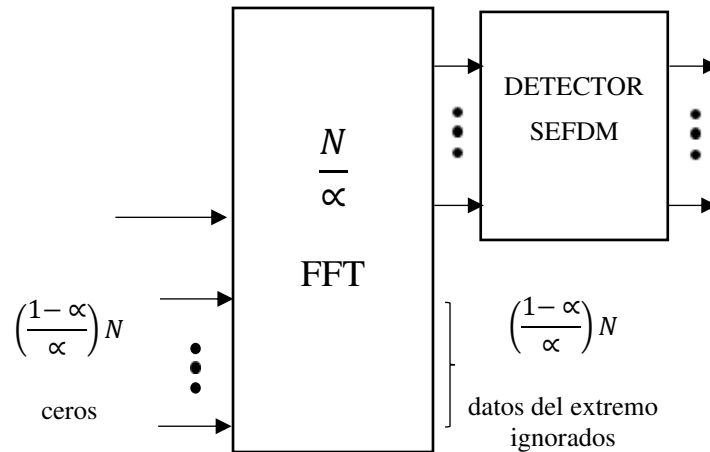


Figura 1.11. Esquema del detector SEFDM [45].

El desafío de detección de la señal se complica con el aumento del tamaño del sistema y el orden de la modulación, considerando que mientras mayor sea, la interferencia entre subportadoras empeora. También el nivel de ruido causado por los efectos de desvanecimiento del canal dificulta capturar la señal [51] [53].

En un receptor SEFDM, después de descartar el prefijo cíclico, la señal recibida se proyecta sobre los conjugados de las subportadoras no ortogonales originales expresándose matemáticamente con la Ecuación 1.6 [52].

$$R = HS + F'Z \quad (1.6)$$

donde R representa un vector N -dimensional de las estadísticas de la señal recibida, S expresa el vector N -dimensional de símbolos transmitidos, F' corresponde a la operación conjugada de la matriz de subportadoras, Z denota el vector N -dimensional de ruido Gaussiano y H describe a la matriz del canal, considerando que los símbolos SEFDM transmitidos recorren un canal de desvanecimiento inalámbrico. H se precisa en la Ecuación 1.7 [54].

$$H = F'hF \quad (1.7)$$

Donde h corresponde a la matriz del canal equivalente en el dominio del tiempo, F corresponde a la matriz de subportadoras y F' es la operación conjugada de F . Además, F y F' se pueden detallar con las Ecuaciones 1.8 y 1.9 [55].

$$F_{k,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j2\pi\alpha nk} \quad (1.8)$$

$$F'_{k,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi\alpha nk} \quad (1.9)$$

Entonces los símbolos recibidos distorsionados R son enviados al detector, el cual emplea algoritmos de detección [52].

Para que un detector sea eficiente no solo debe tratar de mitigar la ICI sino también encontrar un equilibrio entre complejidad y optimización [3]. Esto permite mejorar el rendimiento del sistema. Varios detectores para un sistema SEFDM se han propuesto entre los cuales están: ML (*Maximun Likelihood*), ZF, MMSE, TSVD (*Truncated Singular Value Decomposition*) e ID [53][56].

Con el objetivo de estudiar el desempeño de un sistema SEFDM en términos de BER y complejidad sobre un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia; se han escogido los detectores ZF, MMSE e ID, los cuales son explicados posteriormente.

1.3.3.1 Zero Forcing (ZF)

La técnica de detección ZF se basa en una decisión lineal, ya que intenta remover la distorsión de la señal recibida al multiplicar el vector de símbolos recibidos por una matriz de pesos presentada en la Ecuación 1.10 con el objetivo de eliminar la interferencia provocada por el efecto del canal de propagación y la pérdida de ortogonalidad [56].

$$\widehat{W}_{ZF} = (H^H \cdot H)^{-1} H^H \quad (1.10)$$

Donde $(\cdot)^H$ manifiesta la operación de transposición Hermitiana. Para obtener el vector de símbolos que suprime la interferencia ocasionada por el efecto del canal, se multiplica la matriz de pesos por el vector de símbolos recibidos distorsionados.

Para estimar la señal transmitida se utiliza la Ecuación 1.11, la cual expresa matemáticamente la estimación ZF [57][58], también conocida como estimación de *Babai* [59].

$$\hat{S}_{ZF} = \left\lfloor H^{-1}(\hat{W}_{ZF}R) \right\rfloor = \left\lfloor H^{-1}\hat{W}_{ZF}(HS + F'Z) \right\rfloor \quad (1.11)$$

donde, $\lfloor \cdot \rfloor$ es un operador que redondea el argumento al punto más próximo de la constelación [18], H representa la matriz del canal, la cual toma en cuenta la interferencia entre subportadoras y el efecto del canal selectivo en frecuencia; la misma que al ser multiplicada por Z y \hat{W}_{ZF} consigue disminuir el efecto del ruido, aunque mínimamente.

Como se observa en la Ecuación 1.11 el algoritmo ZF es poco complejo, sin embargo, obtiene una tasa de errores alta [60][16].

1.3.3.2 Minimum Mean Square Error (MMSE)

El algoritmo MMSE aparece con el fin de reducir el impacto del ruido que no se afronta apropiadamente en los sistemas ZF [61][16]. Si bien el método de estimación lineal MMSE guarda semejanza con ZF, MMSE no solo emplea la matriz del canal, sino que además añade un término relacionado con el ruido [62].

El detector MMSE requiere información estadística de la varianza de ruido σ^2 y la potencia de la señal recibida σ_s^2 . La relación $\frac{\sigma^2}{\sigma_s^2}$ representa la inversa de la SNR (*Signal to Noise Ratio*) por la potencia promedio de la señal recibida. La Ecuación 1.12 expresa el ecualizador MMSE considerando el efecto del canal de propagación, mientras la Ecuación 1.13 representa la señal de símbolos recibidos [61], $\lfloor \cdot \rfloor$ es un operador que redondea el argumento al punto más próximo de la constelación [18].

$$\hat{W}_{MMSE} = \left\lfloor H^H \left(HH^H + \frac{\sigma^2}{\sigma_s^2} I \right)^{-1} \right\rfloor \quad (1.12)$$

$$\hat{S}_{MMSE} = \left\lfloor H^H \left(HH + \frac{Pt}{SNR} I \right)^{-1} (HS + F'Z) \right\rfloor \quad (1.13)$$

Donde $(\cdot)^H$ indica la operación de transposición Hermitiana, Pt denota la potencia promedio de la señal recibida, I es la matriz identidad y H representa a la matriz que resulta de la

multiplicación entre la matriz de interferencia entre subportadoras F y F' con la matriz del canal h , también se observa que si el ruido es cero; MMSE se reduce a la detección ZF [61].

Al incluir el término SNR en la detección MMSE el rendimiento general de la BER mejora con respecto a ZF, y continúa siendo sencillo de implementar. Sin embargo, la técnica MMSE aún resulta ineficiente cuando el número de subportadoras aumenta o el espaciamiento entre subportadoras disminuye [63].

1.3.3.3 Iterative Detector (ID)

La técnica iterativa para la cancelación de la distorsión fue propuesta por Marvasti [64], después, se demostró que este método podía compensar la distorsión de señales causada por operaciones lineales y no lineales [65]. Constituyendo a la detección iterativa ID como una opción para mejorar el rendimiento del sistema SEFDM contra los efectos aleatorios del ruido y la interferencia [58].

El funcionamiento del algoritmo ID se basa en cancelaciones de interferencia por medio de iteraciones y la detección de símbolos [66][59]. En primer lugar, el detector ID decide los símbolos menos interferidos para luego recuperar los símbolos altamente distorsionados, esto sucede porque los efectos del ICI, desvanecimientos y ruido AWGN son aleatorios. Posteriormente la interferencia se elimina gradualmente después de cada iteración [66][67].

El detector iterativo utiliza una estrategia de mapeo suave como se muestra en la Figura 1.12 en donde el punto que cae en la zona gris A puede asignarse al punto de constelación correspondiente, mientras el punto fuera de la zona gris B se deja para la siguiente iteración [68].

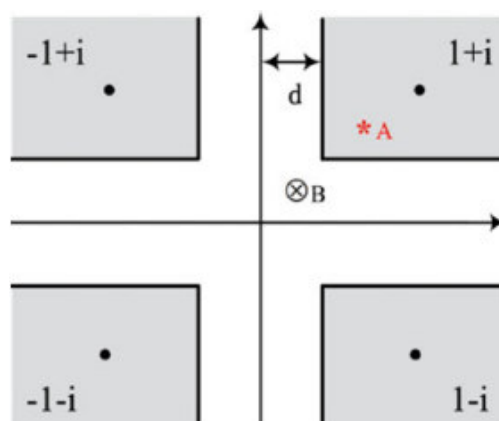


Figura 1.12. Principio de mapeo suave en 4-QAM [3].

El intervalo de incertidumbre se define en la Ecuación 1.14 [69], donde m es la iteración actual y v es el número total de iteraciones.

$$d = 1 - \frac{m}{v} \quad (1.14)$$

El intervalo de incertidumbre es reducido gradualmente con el proceso de iteración, por lo tanto, mientras más iteraciones se apliquen se tendrá un mejor resultado. La operación iterativa se expresa matemáticamente en la Ecuación 1.15 [15]

$$S_n = R - (H - I) S_{n-1} \quad (1.15)$$

donde R es la señal recibida en el receptor, es decir $HS + F'Z$, H representa la matriz de proyecciones, S_n es un vector de dimensión N de los símbolos recuperados antes de la n -ésima iteración, S_{n-1} es un vector de dimensión N de los símbolos estimados después de $n - 1$ iteraciones, el cual puede ser obtenido de los mecanismos ZF o MMSE, e I corresponde a la matriz identidad de tamaño $N \times N$ [15].

Para entender mejor el mapeo iterativo de los símbolos que lleva a cabo el detector ID se utilizará el caso de la constelación 16-QAM como se observa en la Figura 1.13, donde la constelación se divide en tres diferentes zonas: zona A, zona B y zona C [68]. La zona determina la estrategia a efectuar para completar el mapeo y se describen a continuación.

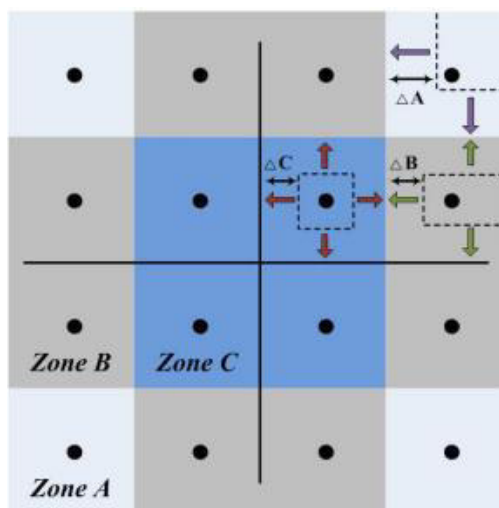


Figura 1.13. Estrategia de Mapeo de la constelación 16-QAM [68].

Zona A: Es la zona menos sensible a la interferencia en vista de que solo dos puntos de constelación son adyacentes e influyen directamente en la decisión; así que los símbolos recibidos que estén dentro de la zona A se pueden tomar directamente. El intervalo de incertidumbre se define como $\Delta A = 1 - \frac{m}{v}$.

Zona B: La interferencia en esta zona proviene de tres puntos de constelación, lo que limita el área de decisión a dos límites horizontales y uno vertical. En consecuencia, solo los puntos dentro de esta área pueden ser asignados, mientras los otros aguardan la siguiente iteración. El intervalo de incertidumbre se define como $\Delta B = 1 - \frac{m}{v}$.

Zona C: Esta zona es la más afectada por la interferencia, dado que está rodeada por cuatro puntos de constelación; también se añaden dos límites verticales y dos horizontales. El intervalo de incertidumbre se define como $\Delta C = 1 - \frac{m}{v}$.

En definitiva, la detección iterativa presenta un mejor rendimiento contra la interferencia en comparación con los detectores lineales. Sin embargo, el algoritmo iterativo conduce a una alta complejidad ya que incluye varias operaciones complicadas.

1.3.4 PARÁMETROS PARA DETERMINAR EL RENDIMIENTO DEL SISTEMA

1.3.4.1 Signal to Noise Ratio (SNR)

La SNR es la relación entre la potencia de la señal y la potencia del ruido como se muestra en la Ecuación 1.16, este término técnico se usa para estimar el impacto del ruido en el rendimiento de un sistema. Para obtener resultados adecuados la relación señal a ruido debe ser lo más grande posible [70][71].

$$SNR = \frac{P_{señal}}{P_{ruido}} \rightarrow SNR (dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{señal}}{P_{ruido}} \right) \quad (1.16)$$

Uno de los parámetros relacionado con la SNR es la velocidad de datos máxima teórica de un medio de transmisión, el cual puede determinarse mediante la Ecuación 1.17, donde C es la velocidad de datos en bps (*bits per second*) y B el ancho de banda en Hz [72].

$$C = B \log_2(1 + SNR) \quad (1.17)$$

1.3.4.2 Noise Power Spectral Density (No)

La densidad de potencia de ruido se define como la cantidad de energía de ruido (N) por unidad de ancho de banda (B), como se muestra en la Ecuación 1.18 [73].

$$N_o = \frac{N}{B} \left[\frac{\text{Watts}}{\text{Hz}} \right] \quad (1.18)$$

1.3.4.3 Energy per Bit (Eb)

La energía de bit es la relación que existe entre la potencia de portadora (C) y la velocidad de transmisión (R), como se observa en la Ecuación 1.19.

$$E_b = \frac{C}{R} \left[\frac{\text{Watts}}{\text{Hz}} \right] \quad (1.19)$$

La E_b permite comparar diferentes esquemas de modulación de manera sencilla [74]. Para llevar a cabo dicho análisis se usa la relación entre la energía de bit y la relación espectral de ruido (E_b/N_o).

1.3.4.4 E_b / N_o

La relación E_b/N_o se denomina relación señal a ruido normalizada y se utiliza como medida básica de la intensidad de la señal para un sistema de comunicación digital [75]. La E_b/N_o es un valor que se mide en el receptor, su principal objetivo es comparar el rendimiento de distintos esquemas de modulación digital [75][76]. La Fig. 1.14 describe gráficamente la relación entre la energía de bit y la densidad de potencia de ruido.

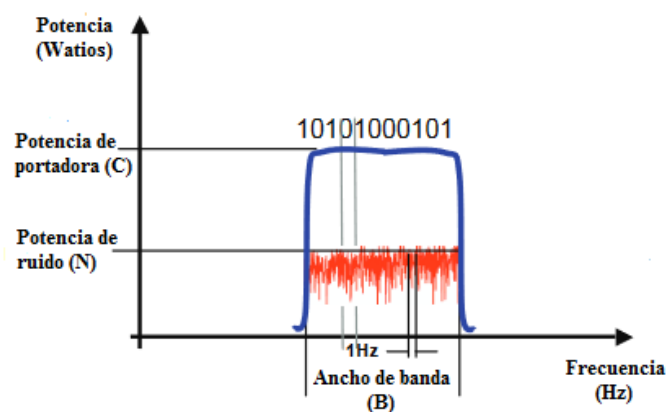


Figura 1.14 Descripción de la energía de bit por densidad espectral de ruido [76].

1.3.4.5 Bit Error Rate (BER)

El ruido puede afectar la calidad de comunicación entre el transmisor y receptor, ya que es una señal aleatoria que se agrega a todas las mediciones de manera inevitable; como resultado puede provocar una incorrecta identificación de los bits transmitidos generando un error de bit [73]. La BER es la probabilidad de que un cierto bit tenga un error a causa del ruido cuando se transmite un bit “1” y se recibe un bit “0” o viceversa. La Ecuación 1.20 define de manera simple la tasa de bits errados [73][77].

$$BER = \frac{\text{número bits errados}}{\text{número total de bits}} \quad (1.20)$$

Las gráficas de BER vs Eb/No revelan el mejor rendimiento que se puede lograr con una determinada potencia, con un particular esquema de modulación.

2. METODOLOGÍA

En el presente capítulo se describe el proceso necesario para la simulación de un transmisor SEFDM, canal de propagación con desvanecimiento tipo Rayleigh y receptor SEFDM con los mecanismos de detección ZF, MMSE e ID, mediante funciones y *scripts* programados en el software MATLAB en su versión 2020a. Estos procesos se explicarán con la ayuda de diagramas de flujo, tablas y secciones de código para especificar los comandos y funciones utilizadas.

Como resultado de la simulación se obtienen gráficas del BER vs E_b/N_0 que dependerán del esquema de modulación, factores de compresión de ancho de banda y FFT utilizados, de la misma forma, se obtiene gráficas de barras de los tiempos de simulación de cada detector con sus diferentes configuraciones. Con las gráficas obtenidas se realizará un análisis de los resultados en cuanto a complejidad computacional, tiempos de simulación y tasa de error a fin de comparar cada técnica de detección en recepción, el cual se detallará en el capítulo 3.

En este capítulo se aplican distintas estrategias de investigación como la metodología deductiva, teniendo en cuenta que se prelude en la teoría, modelos y descripción de conceptos, también la investigación explicativa dado que se indaga un suceso, poco estudiado, para proveer detalles donde existe poca información, así mismo se aplica la investigación experimental ya que se obtienen datos por medio de la examinación de los resultados del hecho propuesto. Esta última es del tipo cuantitativa considerando que se recolectan y analizan datos numéricos [78].

El sistema SEFDM sobre un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia con distribución de Rayleigh se compone de un programa principal y tres funciones. En el programa principal se seleccionan variables como el número de subportadoras, el número de bits agrupados para definir la modulación, el factor de compresión de ancho de banda, el tipo de detector, el número de iteraciones y el valor de la SNR normalizada. Durante la ejecución de las simulaciones el número de iteraciones y los valores del vector de elementos correspondientes a la E_b/N_0 o SNR normalizada no se altera, es decir permanece constante para cada una de las simulaciones independientemente del valor que tomen los demás parámetros de ahí que se puede elaborar un esquema de todas las posibles combinaciones representadas en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1. Posibles combinaciones de variables para el sistema SEFDM.

Detector	Número de Subportadoras	Modulación	Factor de Compresión de Ancho de Banda
ZF	16 o 32	QPSK	$\frac{N}{N+1}, \frac{N}{N+2}, \frac{N}{N+3}, \frac{N}{N+4}, \dots$
		16QAM	
		64QAM	
MMSE	16 o 32	QPSK	$\frac{N}{N+1}, \frac{N}{N+2}, \frac{N}{N+3}, \frac{N}{N+4}, \dots$
		16QAM	
		64QAM	
ID	16 o 32	QPSK	$\frac{N}{N+1}, \frac{N}{N+2}, \frac{N}{N+3}, \frac{N}{N+4}, \dots$
		16QAM	
		64QAM	

Como parte de las funciones se tiene a *SEFDM* que tiene como principal objetivo efectuar la transmisión, modelamiento del canal, recepción y cálculo de errores. Para la fase de detección en la recepción se emplea la función *ZF*, *MMSE* o *ID* conforme a lo seleccionado en el programa principal. Finalmente, se dispone de la función *Graficar* la cual elabora gráficas de BER vs Eb/No y gráficas de barras de los tiempos de simulación de cada detector según los parámetros ingresados en la aplicación central.

2.1 PROGRAMA PRINCIPAL

El propósito del programa principal es configurar los parámetros utilizados para el desarrollo de la simulación, entre ellos están el número de subportadoras, el número de bits agrupados para definir la modulación, el factor de compresión de ancho de banda, el esquema de detección, el número de iteraciones y el valor de la SNR normalizada, como se observa en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2. Variables configurables en el programa principal

VARIABLE	DEFINICIÓN
N	Número de subportadoras
m	Número de bits agrupados que definen el tipo de modulación: 2: QPSK, 4: 16-QAM y 6: 64-QAM
$alfa$	Factor de Compresión de Ancho de Banda
Det	Tipo de Detector
$Ntrials$	Número de iteraciones para cada valor de SNR
$EbNo$	Valor de Eb/No

Las variables $Ntrials$ y $EbNo$ de la Tabla 2.2 se mantendrán constantes para todas las simulaciones, mientras que las restantes se ingresarán conforme al resultado que se desee obtener, como consecuencia el programa principal sufrirá ciertas variaciones, entre ellas:

- *SEFDM_varios_alfa.m*
- *SEFDM_varios_det.m*
- *SEFDM_varios_N.m*

Estos *scripts* tienen como principal objetivo extraer el vector de bits errados en un sistema SEFDM, sin embargo, cada uno es utilizado en diferentes escenarios, así, por ejemplo:

- El *script* denominado *SEFDM_varios_alfa.m*, se ejecuta con los factores de compresión de ancho de banda $alfa = \left[\frac{N}{N+0}, \frac{N}{N+1}, \frac{N}{N+3}, \frac{N}{N+5}, \frac{N}{N+7} \right]$ constantes, mientras las variables como el número de subportadoras, el esquema de modulación, el tipo de detector, el número de iteraciones para cada valor de SNR y el valor de la SNR normalizada pueden ser configuradas. Los resultados obtenidos se envían como parámetro de entrada de la función *Graficar_alfa.m*, la cual elaborará la gráfica BER vs Eb/No para comparar el desempeño de un detector para diferentes factores de compresión de ancho de banda, con número de subportadoras y esquema de detección establecidos.
- Por otra parte, el *script* *SEFDM_varios_det.m* se lleva a cabo con cada detector $det = [1,2,3]$ de forma fija, pudiendo seleccionar el número de subportadoras, el esquema de modulación, el factor de compresión de ancho de banda, el número de iteraciones para cada valor de SNR y el valor de la SNR normalizada. Los resultados obtenidos se envían como parámetro de entrada de la función

Graficar_det.m, la cual elaborará la gráfica BER vs Eb/No para contrastar los esquemas de detección con un determinado número de subportadoras, tipo de modulación y factor de compresión de ancho de banda.

- Finalmente, el *script SEFDM_varios_N.m* se ejecuta para los números de subportadoras fijos de $N = [16,32]$, en tanto que el esquema de modulación, el tipo de detector, el factor de compresión de ancho de banda, el número de iteraciones para cada valor de SNR y el valor de la SNR normalizada pueden cambiarse. Los resultados obtenidos se envían como parámetro de entrada de la función *Graficar_N.m*, la cual elaborará la gráfica BER vs Eb/No para equipar el performance de un detector para distinto número de subportadoras con un factor de ancho de banda y modulación definidos.

En la Figura 2.1 se muestra el diagrama de flujo del programa *SEFDM_varios_alfa.m*.

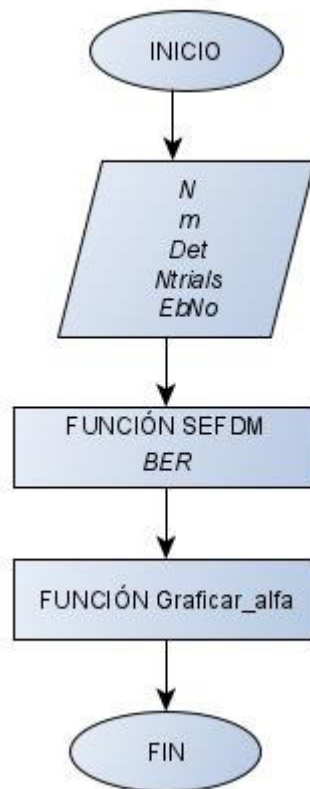


Figura 2.1. Diagrama de flujo del Programa *SEFDM_varios_alfa.m*.

En el Segmento de Código 2.1 se presentan las variables utilizadas para la simulación del sistema que compara los diferentes detectores.

```

%INICIALIZACIÓN DEL PROGRAMA
clc;
clear;
close all;

% INGRESO DE VARIABLES
%Datos del transmisor
N=32;           %Número de subportadoras
m=6;           %Número de bits agrupados según la modulación
               % 2-->QPSK | 4--->16QAM | 6-->64QAM
alfa=N/(N+2);  %Factor de compresión de AB según N
               % Ejemplo: N/(N+1),N/(N+2),N/(N+3),N/(N+5)
%Datos del Detector
Det=[1 2 3];   %Selección del detector
               % 1-->ZF | 2-->MMSE | 3-->ID
%Datos para la obtención de gráficas
Ntrials=10000; %Número de iteraciones para cada valor de SNR
EbNo=0:2:30;   %Eb/No

```

Segmento de código 2.1. Ingreso de variables para *SEFDM_varios_det.m*.

Cabe recalcar que dependiendo del resultado que se desee obtener el ingreso de las variables se modifica, ya sea como un solo valor o conjunto de valores, también es importante mencionar que la sintaxis de la variable *alfa* debe obedecer la relación $\frac{N}{N+a}$, en la que *a* toma valores enteros positivos, en consecuencia, solo se emplea ciertos factores de compresión de ancho de banda, para un adecuado funcionamiento del sistema SEFDM que se pretende implementar.

2.2 FUNCIÓN SEFDM

La función *SEFDM* constituye la sección principal de la implementación, ya que se ocupa de la transmisión, modelamiento del canal, recepción, detección, y extracción de errores. En el segmento de código 2.2 se observa los parámetros de entrada y salida de esta función, mientras que sus definiciones se presentaron en la Tabla 2.2.

```
function [BER] = SEFDM(N,m,alfa,Det,Ntrials,EbNo)
```

Segmento de Código 2.2. Parámetros de entrada y salida de la función *SEFDM*

Así mismo, los procesos involucrados en esta sección se detallan en la Figura 2.2 por medio de un diagrama de flujo.

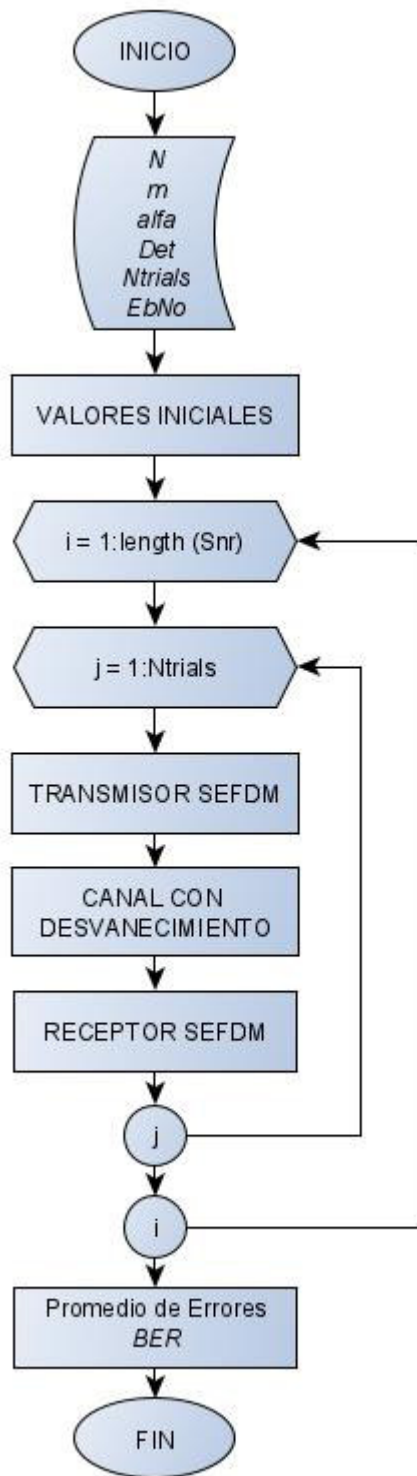


Figura 2.2. Diagrama de flujo de la función *SEFDM*.

A continuación, se pormenoriza cada una de las etapas que comprende la función *SEFDM*.

2.2.1 VALORES INICIALES

Para llevar a cabo las tareas mencionadas, es necesario establecer valores iniciales, como el orden de la modulación, tamaño de la IFFT/FFT, valores de SNR y la creación de la matriz donde se almacenará el promedio de bits errados de cada iteración. Esto se observa en el Segmento de Código 2.3.

```
%VALORES INICIALES
M=2^m;                               %Orden de la modulación
IFFT_FFT_size=round(N/alfa);         %Tamaño de la IFFT/FFT
Snr=EbNo+10*log10(m);                %Obtención del vector SNR
BER_I=zeros(Ntrials,length(Snr));    %Creación de la matriz BER
```

Segmento de Código 2.3. Valores iniciales de la función *SEFDM*.

También se establecen los parámetros iniciales para el canal de Rayleigh, por ejemplo, la frecuencia de muestreo, los retardos de ruta y las ganancias promedio de recorrido, todo esto se muestra en el Segmento de Código 2.4.

```
%DEFINICIÓN DE PARÁMETROS DEL CANAL DE RAYLEIGH
srate=20e6;                            %Frecuencia de muestreo
delay=[0 2]*50e-9;                      %Retardos en la ruta[ns]
gains=[0 -9.7];                          %Ganancias de trayectoria prom. [dB]
```

Segmento de Código 2.4. Valores iniciales del Canal de Rayleigh.

Finalmente, en el Segmento de Código 2.5 se aprecia el cálculo de la matriz de subportadoras conforme a la Ecuación 1.14.

```
%MATRIZ DE SUBPORTADORAS F
F=zeros(N,N);
for k=0:N-1
    for n=0:N-1
        F(k+1,n+1)=1/sqrt(N)*exp(1i*2*pi*n*alfa*(k/N));
    end
end
```

Segmento de Código 2.5. Definición de la Matriz de Subportadoras.

2.2.2 TRANSMISOR SEFDM

En el transmisor SEFDM, primero se generan bits aleatoriamente, es decir los datos del sistema, en segunda instancia se efectúa una conversión serie paralelo de esta información, enseguida se ejecuta el esquema de modulación, luego se realiza el bloque y definición IFFT, para después realizar un cambio paralelo serie a los datos, donde finalmente se agrega el prefijo cíclico. En la Figura 2.3 se observa el diagrama de flujo del sistema de transmisión SEFDM.

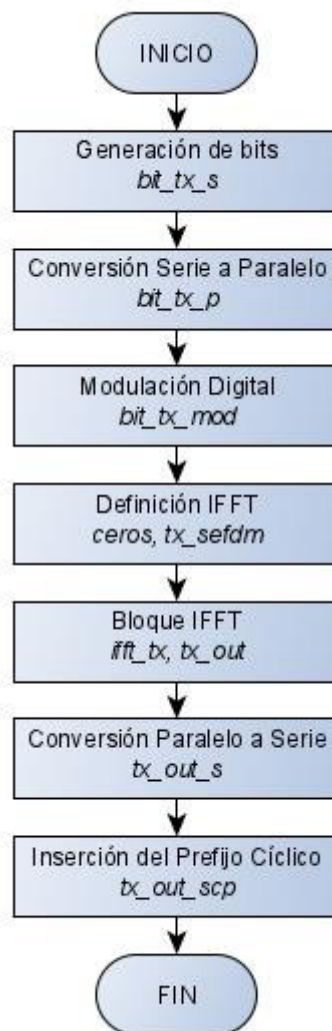


Figura 2.3. Diagrama de flujo del proceso Transmisor SEFDM.

A continuación, se describe cada uno de los procesos involucrados en el desarrollo del transmisor SEFDM en el entorno de programación de MATLAB.

a) Generación de Bits

Para generar los datos aleatorios se utiliza el comando *randi*, el cual permite especificar el intervalo de valores discretos entre [0, 1], el tamaño de los datos $N * m$ y la distribución, a fin de que el resultado se almacene en la variable *bit_tx_s*. Esta sección se muestra en el Segmento de Código 2.6.

```
%Generación de bits  
bit_tx_s=randi([0,1],1,N*m);
```

Segmento de Código 2.6. Generación de datos.

b) Conversión Serie Paralelo / Paralelo Serie

Para alcanzar ambos fines se emplea el comando *reshape*, el cual presenta la siguiente sintaxis *reshape* (*datos, tamaño de la fila, tamaño de la columna*). Antes de la fase de modulación se realiza una conversión serie paralelo, que se almacena en la variable *bit_tx_p*, y previo a añadir el prefijo cíclico se da un cambio de paralelo a serie, el cual se guarda en *tx_out_s*. Este proceso se especifica en el Segmento de Código 2.7.

```
%Conversión Serie/Paralelo  
bit_tx_p=reshape(bit_tx_s,N*m,1);  
  
%Conversión Paralelo/Serie  
tx_out_s=reshape(tx_out,1,length(tx_out));
```

Segmento de Código 2.7. Conversión serie/paralelo, paralelo/serie.

c) Modulación Digital

La modulación digital está sujeta al valor de m , es decir al número de bits agrupados, considerando que el orden de la modulación se define de la forma $M = 2^m$, se establecen los tipos de modulación QPSK, 16QAM y 64QAM con un valor de m de 2, 4 y 6, respectivamente.

El comando utilizado en el entorno de programación de MATLAB es *qammod*, esta función permite la modulación de una señal de entrada, en este caso *bit_tx_p*, con un esquema QAM precisado por M , además, a través del parámetro *InputType* se fija el tipo de datos binario. La variable con la señal modulada se almacena en la variable *bit_tx_mod* como se muestra en el Segmento de Código 2.8.


```
%Modulación digital
bit_tx_mod=qammod(bit_tx_p,M,'InputType','bit');
```

Segmento de Código 2.8. Modulación digital.

d) Bloque IFFT

Previo a la aplicación de la *ifft* se debe estimar su tamaño con la Ecuación 2.1, el cual también contribuye a estimar la cantidad de ceros que se agregarán a la señal modulada, tal como se observa en la Ecuación 2.2.

$$IFFT_FFT_size = \frac{N}{\alpha} \tag{2.1}$$

$$ceros = IFFT_FFT_size - N \tag{2.2}$$

La muestra modulada con los ceros incluidos, se guardará en la variable *tx_sefdm* como se evidencia en el Segmento de Código 2.9.

```
%Definición IFFT para SEFDM
ceros=zeros(IFFT_FFT_size-N,1);
tx_sefdm=[bit_tx_mod;ceros];
```

Segmento de Código 2.9. Bloque IFFT

e) IFFT

Este bloque realiza la conversión de la señal del dominio de frecuencia al dominio del tiempo, para este propósito se usa el comando *ifft* a la variable *tx_sefdm*, junto con el tamaño de este vector, o sea *IFFT_FFT_size*. Finalmente, se descartan los últimos valores para alcanzar una señal de tamaño *N* con símbolos SEFDM. La variable *tx_out* contiene el resultado final de este bloque como se observa en el Segmento de Código 2.8.

```
%Bloque IFFT
ifft_tx=ifft(tx_sefdm,IFFT_FFT_size);

%Desconocer los últimos valores
tx_out=ifft_tx(1:N);
```

Segmento de Código 2.10. Aplicación de la IFFT

e) Inserción del Prefijo Cíclico

La inserción de una copia de la señal al inicio del símbolo SEFDM evita el fenómeno de ISI, dado que agrega un intervalo de guarda entre cada símbolo. El tamaño del prefijo cíclico para la programación se establece con la relación $\frac{N}{4}$, considerado por el máximo retardo del canal. En el Segmento de Código 2.11 se muestra la inclusión del prefijo cíclico en la variable *tx_out_scp*.

```

%Agregación del prefijo cíclico N/4
tx_out_scp=zeros(1,N+(N/4));
tx_out_scp(1:N/4)=tx_out_s(N-(N/4)+1:N);
tx_out_scp((N/4)+1:end)=tx_out_s;
```

Segmento de Código 2.11. Inserción del prefijo cíclico.

2.2.3 CANAL DE RAYLEIGH

Para filtrar una señal a través de un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia con distribución de Rayleigh se emplea el comando *comm.RayleighChannel*. Para ajustar las características del canal esta instrucción establece varias propiedades, las cuales se detallan en la Tabla 2.3.

Tabla 2.3. Definición de parámetros para un canal de Rayleigh

Argumento de Entrada	Definición	Variable Utilizada
'SampleRate'	Frecuencia de muestreo de la señal deseada, en hercios [Hz]	<i>srate</i>
'PathDelays'	Retardos de ruta, en segundos[s]	<i>delay</i>
'AveragePathGains'	Ganancias promedio de rutas discretas, en decibelios [dB]	<i>gains</i>
'MaximumDopplerShift'	Desplazamiento Doppler, en hercios [Hz]	0
'PathGainsOutputPort'	Genera ganancias de ruta específica en decibelios [dB]	<i>true</i>
'NormalizePathGains'	Normaliza las ganancias de ruta promedio a 0 dB	<i>true</i>

Conforme a las propiedades especificadas en el alcance del proyecto, se establece un canal de Rayleigh con requerimientos definidos por un PDP (*Power Delay Profile*), como

retardos de ruta y ganancias promedio. En la Tabla 2.4 se presenta el PDP utilizado para esta implementación. Por otro lado, la frecuencia de muestreo se establece en un valor de $20e6$, y el retardo relativo en 50 ns , este último se utilizará para obtener los retardos normalizados. Estos retardos están obligados a ser menores al intervalo de guarda, para nuestro caso 4.

Tabla 2.4. Parámetros de PDP para la implementación.

Retardos de Ruta [ns]	Retardos normalizados	Ganancias promedio de ruta [dB]
0	0	0
100	2	-9.7

Una vez especificados los valores de PDP se procede a la obtener la matriz del canal H , según la Ecuación 2.3.

$$H = F' * h * F \quad (2.3)$$

La matriz H se construye a partir de la matriz de subportadoras F , la matriz del canal equivalente en el dominio del tiempo h , y la matriz de subportadoras conjugada F' . La matriz de subportadoras caracteriza la no ortogonalidad en el sistema SEFDM, mientras que la matriz del canal en el dominio del tiempo representa el efecto del canal, mismo que se consigue a partir de las ganancias de trayecto del canal. Estos valores se ubicarán en las diagonales definidas por la variable ps , representada por la Ecuación 2.4.

$$ps = \text{round} \left(\frac{\text{delay}}{1} \right) + 1 \quad (2.4)$$

De acuerdo a los datos en la simulación el valor de ps es de 1 y 3. En la Figura 2.4 se muestra un ejemplo de creación de la matriz h con un valor de $N = 4$, $ps = [1, 3]$ y $pgains = [pg_1, pg_2]$

$$h_{4 \times 4} = \begin{bmatrix} pg_1 & 0 & pg_2 & 0 \\ 0 & pg_1 & 0 & pg_2 \\ pg_2 & 0 & pg_1 & 0 \\ 0 & pg_2 & 0 & pg_1 \end{bmatrix}$$

The diagram shows a 4x4 matrix with elements pg_1 and pg_2 on the main and anti-diagonals. A red arrow labeled 'D1' points to the top-left element pg_1 . A blue arrow labeled 'D3' points to the top-right element pg_2 . The matrix is enclosed in large square brackets.

Figura 2.4. Ejemplo de la matriz del canal en el dominio temporal.

Para producir la matriz h , se suman las matrices auxiliares $D1$, $D2$ y $D3$, como se observa en la Figura 2.5.

$$D1 = \begin{bmatrix} pg_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & pg_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & pg_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & pg_1 \end{bmatrix} \quad D2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ pg_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & pg_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad D3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & pg_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & pg_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Figura 2.5. Ejemplo de matrices auxiliares $D1$, $D2$ y $D3$.

Por otro lado, la matriz de subportadoras F se estima anticipadamente en el Segmento de Código 2.5 por intermedio de la Ecuación 2.5, al mismo tiempo la matriz de subportadoras conjugada se obtiene con la Ecuación 2.6, aunque su creación en el entorno de MATLAB se atribuye a la expresión F' . Como resultado en el Segmento de Código 2.12 se presenta la puesta en funcionamiento de esta sección.

$$F_{k,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j2\pi\alpha nk} \quad (2.5)$$

$$F'_{k,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi\alpha nk} \quad (2.6)$$

```

%CANAL CON DEVANECIMIENTO
tx_out_ray=reshape(tx_out_scp,length(tx_out_scp),1);
%Reseteo de parámetros para nueva iteración
rayleighchan.reset();
%Aplicación del Canal de Rayleigh
[tx_ray,pgains]=rayleighchan(tx_out_ray);

%Obtención de la matriz del Canal
temp=pgains(1,:);
d1=zeros([1 N]);
d2=zeros([1 N-2]);
d3=[temp(2) temp(2)];
d1(:)=temp(1);
d2(:)=temp(2);
D1=diag(d1);D2=diag(d2,-(ps(2)-1));
D3=diag(d3,N-(ps(2)-1));h=D1+D2+D3;

%Matriz del Canal
H=F'*h*F;

```

Segmento de Código 2.12. Canal de Rayleigh y obtención de la matriz H

2.2.4 CANAL AWGN

El propósito de este apartado es adicionar ruido blanco Gaussiano, en vista de su inherente presencia en un sistema de comunicaciones inalámbrico. Para este fin se utiliza el comando *awgn*, el cual requiere como parámetros la señal de entrada, el valor de la relación señal a ruido en decibelios y el *signalpower*, siendo este último para determinar el nivel de ruido apropiado en base al valor de SNR. En esta sección también se calcula la potencia promedio de la señal *pt*. El resultado de esta sección se almacenará en la variable *canal_rx*, aunque antes se debe realizar una conversión de las muestras de paralelo a serie, tal como se detalla en el Segmento de Código 2.13.

```
%Canal AWG
tx_ray_s=reshape(tx_ray,1,length(tx_ray));
canal_rx=awgn(tx_ray_s,Snr(i),'measured','db');
pt=mean(abs(canal_rx.^2)); %potencia promedio
```

Segmento de Código 2.13. Adición del Ruido Blanco Gaussiano

2.2.5 RECEPTOR SEFDM

En el receptor se emprenden procesos inversos a los ejecutados en el transmisor, como la remoción del prefijo cíclico, cambios en la disposición de las muestras, bloque FFT, detección de la señal y demodulación. La principal característica de esta sección es la detección de la señal, la cual es ejecutada con los detectores ZF, MMSE e ID, en concreto con las funciones que llevan el mismo nombre. En la Figura 2.6 se observa un diagrama de bloques de los procesos que implica el receptor SEFDM.

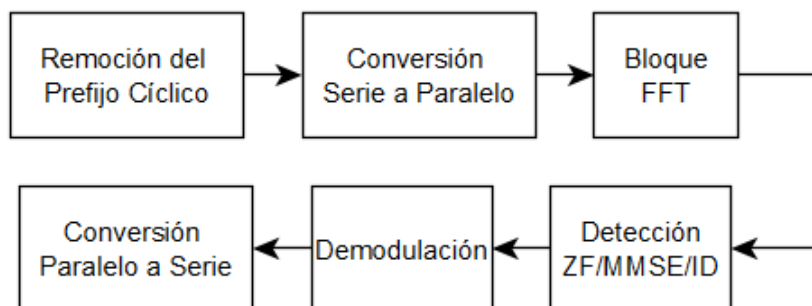


Figura 2.6. Diagrama de bloques del receptor SEFDM.

En esta parte también se incluye el cálculo del vector de bits errados. En la Figura 2.7 se evidencia el diagrama de flujo de los procesos que abarca el receptor SEFDM.

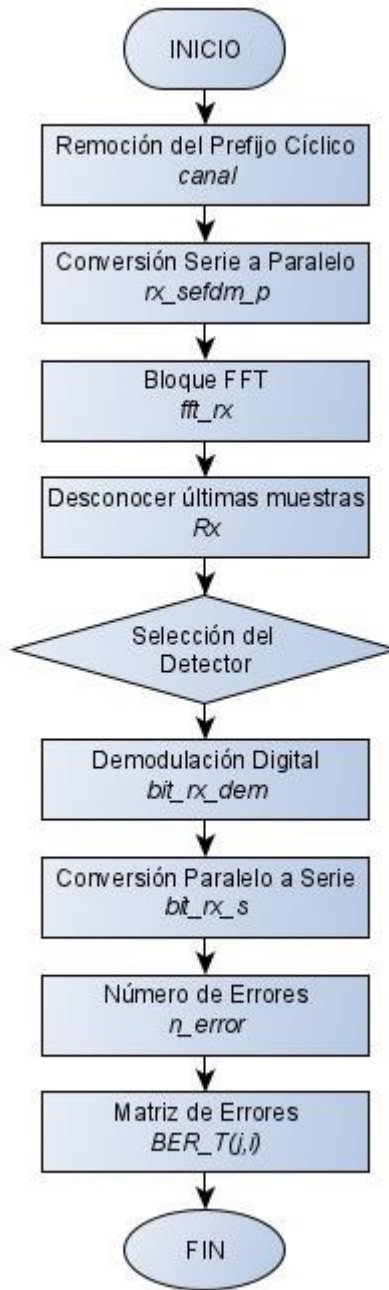


Figura 2.7. Diagrama de flujo del receptor SEFDM.

En los siguientes apartados se detalla la implementación de cada proceso comprendido en el desarrollo del transmisor SFEDM.

a) Remoción del Prefijo Cíclico

La intención de este bloque es remover el intervalo de guarda añadido previamente, es decir, las $\frac{N}{4}$ muestras agregadas al principio de cada símbolo recibido. El vector sin el

prefijo cíclico se almacena en la variable *rx_scp* como se muestra en el Segmento de Código 2.14.

```
%Remoción del prefijo cíclico
rx_spc=canal_rx( (N/4)+1:N+(N/4) );
```

Segmento de Código 2.14. Remoción del prefijo cíclico.

b) Conversión de Serie a Paralelo / Paralelo a Serie

El proceso de transmutación de muestras es similar al explicado en el transmisor SEFDM. En el receptor, la primera conversión de serie a paralelo tiene lugar después de remover el prefijo cíclico de las muestras, mientras que la segunda sucede tras el proceso de demodulación. En el Segmento de Código 2.15 se observa el desarrollo de estas conversiones.

```
%Conversión Serie/Paralelo
rx_sefdm_p=reshape(rx_spc,length(rx_spc),1);

%Conversión Paralelo/Serie
bit_rx_s=reshape(bit_rx_dem,1,length(bit_rx_dem));
```

Segmento de Código 2.15. Conversiones de las muestras en el receptor SEFDM.

c) Definición del Bloque FFT

Previo a la ejecución de la *fft* se define el tamaño del bloque FFT, el cual es semejante al obtenido en el transmisor con la Ecuación 2.2. En este caso dicho valor representa la cantidad de ceros que deben añadirse a las muestras guardadas en la variable *rx_sefdm_p* tal como se aprecia en el Segmento de código 2.16.

```
%Definición FFT para SEFDM
rx_sefdm=[rx_sefdm_p;ceros];
```

Segmento de Código 2.16. Definición del bloque FFT para SEFDM.

d) FFT

El objetivo de la operación FFT es transformar la señal del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia, dicho objetivo se conseguirá con la ayuda del comando *fft*, el cual se

aplicará a las muestras con los ceros incluidos y se almacenará en la variable *fft_rx*. Después de esta acción se debe descartar una cantidad de datos igual a la de ceros añadidos en un principio; el resultado se conservará en la variable *Rx*. En el Segmento de código 2.17 se detalla este procedimiento.

```

%Bloque FFT
fft_rx=fft(rx_sefdm,IFFT_FFT_size);

%Desconocer los últimos valores
Rx=fft_rx(1:N);

```

Segmento de Código 2.17. Bloque FFT en el receptor SEFDM.

e) Detección

El proceso de detección de la señal es fundamental, dado que intenta identificar las muestras transmitidas en medio de un sistema con subportadoras superpuestas. Para este propósito se utiliza los esquemas de detección ZF, MMSE e ID, los cuales fueron escogidos previamente en el programa principal, de esta forma se realiza la selección del detector, originando la variable *rx_det* como se describe en el Segmento de código 2.18. Cada esquema se pormenorizará en el apartado 2.1.3.

```

if Det==1
    %Detector ZF
    rx_det=ZF(Rx,H);

elseif Det==2
    %Detector MMSE
    I=eye(N); %Matriz Identidad
    rx_det=MMSE(Rx,I,Snr(i),H,pt);

elseif Det==3
    %Detector ID
    v=20; %Número de iteraciones
    I=eye(N); %Matriz Identidad
    rx_det=ID(Rx,v,m,H,I);
end

```

Segmento de Código 2.18. Selección del esquema de detección para SEFDM.

f) Demodulación Digital

La finalidad de esta sección es recuperar la información, que en el transmisor fue modulada. Este proceso se efectúa utilizando el comando *qamdemod*, al igual que en la

modulación se debe especificar las muestras de entrada en este caso rx_det , el orden de la modulación definido de la forma $M = 2^m$ y el tipo de datos de salida binario con el argumento 'bit'. En el Segmento de Código 2.19 se detalla el proceso de demodulación de datos. El resultado será almacenado en la variable bit_rx_dem .

```
%Demodulación digital
bit_rx_dem=qamdemod(rx_det,M,'OutputType','bit');
```

Segmento de Código 2.19. Demodulación de datos.

g) Cálculo de Bits Errados

El propósito del receptor es obtener la información enviada por el transmisor, sin embargo, no se conseguirá una identificación correcta en su totalidad, en vista de que la señal sufrirá alteraciones como consecuencia de su recorrido por el canal de comunicaciones. Para cumplir este objetivo se utilizará el comando *biterr*.

El comando *biterr* compara dos vectores de una misma dimensión, en este caso el vector de los datos transmitidos inicialmente y el vector de datos demodulados configurados como vector, es decir bit_tx_s y bit_rx_s respectivamente, para identificar y conservar las diferencias en la variable n_error . Llegados a este punto la cantidad de bits errados debe ser dividida para el número total de bits, este valor se mantendrá en la matriz BER_T .

Finalizadas las iteraciones se debe extraer el promedio para cada valor de SNR utilizando la función *mean*. El resultado se almacenará en la variable BER como dato de salida de la función *SEFDM*. El proceso completo se muestra en el Segmento de Código 2.20.

```
%Número de Errores
n_error=biterr(bit_tx_s,bit_rx_s);

%Matriz de Errores (Ntrials x length(EbNo))
BER_T(j,i)=n_error./(N*m);
end
end
%Promedio de Errores
BER=mean(BER_T);
end
```

Segmento de Código 2.20. Obtención del promedio de bits errados.

2.3 DETECTORES

Los detectores ZF, MMSE e ID se destinan a la cancelación del ICI y se ejecutarán en diferentes funciones. Para cada caso los argumentos de entrada serán distintos, aunque su propósito es el mismo. A continuación, se detalla la implementación de cada uno.

2.3.1 ZERO FORCING (ZF)

El detector Zero Forcing resulta el esquema más sencillo de implementar, debido a que requiere únicamente de dos parámetros de entrada como se observa en la Tabla 2.5, estos son la señal de entrada R y la matriz del canal H . En la Figura 2.8 se presenta el desarrollo del sistema de detección ZF mediante un diagrama de flujo.

Tabla 2.5. Parámetros empleados en la función ZF

Parámetro	Tipo de Dato	Relación
R	Entrada	Señal de entrada
H	Entrada	Matriz del canal
Sv	Salida	Señal detectada con ZF

Para aplicar este detector se emplea la expresión $inv(H)$, la cual es comparable con la Ecuación 1.10, considerando que H es una matriz cuadrada, y permite obtener la matriz pseudoinversa del canal, es decir W . En tanto que el resultado de la detección se consigue al multiplicar la matriz W por la señal de entrada R , y se almacena en Sv como parámetro de salida de esta función. En el Segmento de Código 2.22 se observa la implementación del detector ZF en Matlab.

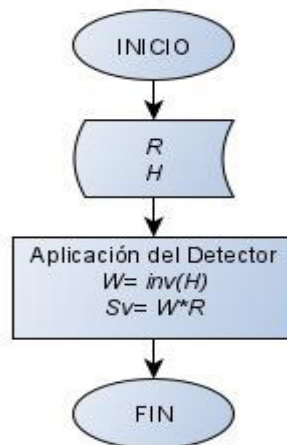


Figura 2.8. Diagrama de flujo del detector ZF.

```

function [Sv] = ZF(R,H)
W=inv(H);    %Aplicación de la definición del detector ZF
Sv=W*R;     %Obtención de símbolos
end

```

Segmento de Código 2.21. Implementación del Detector ZF.

2.3.2 MINIMUM MEAN SQUARE ERROR (MMSE)

El algoritmo MMSE es equiparable con ZF, no obstante, incorpora términos adicionales como parámetros de entrada, entre estos la matriz identidad precisada por I , la potencia promedio de la señal recibida pt y el valor de SNR en decibelios determinado por $snrdb$. Los parámetros que se utilizan en esta función se presentan en la Tabla 2.6.

Tabla 2.6. Parámetros empleados en la función *MMSE*

Parámetro	Tipo de Dato	Relación
R	Entrada	Señal de entrada
I	Entrada	Matriz identidad
$snrdb$	Entrada	Valor de SNR en dB
H	Entrada	Matriz del canal
pt	Entrada	Potencia promedio de la señal recibida
Sv	Salida	Señal detectada con MMSE

Con el argumento de entrada $snrdb$ se estima una nueva variable, se obtiene el valor de SNR en veces en snr , luego se aplica el ecualizador MMSE que se conserva en W , utilizando la Ecuación 1.12. Finalmente se obtiene la señal detectada del producto entre W y la señal de entrada R . En la Figura 2.9 se aprecia el diagrama de flujo del algoritmo MMSE, así también en el Segmento de Código 2.22.

```

function [Sv] = MMSE(R,I,snrdb,H,pt)
snr=10^(snrdb/10);    %Valor de SNR en veces
W= ((H'*H)+(pt/snr)*I)\H';    %Aplicación del detector MMSE
Sv=W*R;    %Obtención de símbolos
end

```

Segmento de Código 2.22. Implementación del Detector MMSE.

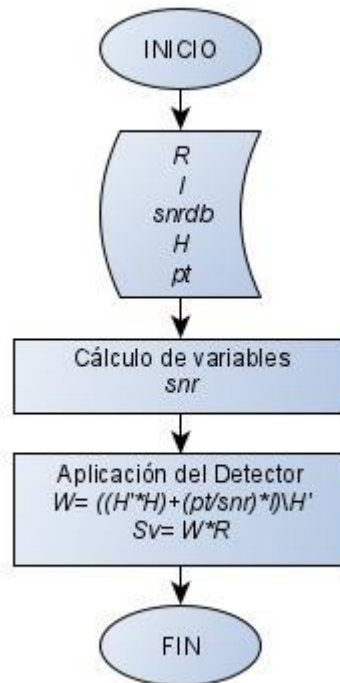


Figura 2.9. Diagrama de flujo del detector MMSE.

2.3.3 ITERATIVE DETECTOR (ID)

La principal característica de este detector es el empleo de un proceso iterativo, así como la utilización de la función ZF para estimar un valor inicial antes este proceso. Los parámetros de entrada y salida de esta función se exponen en la Tabla 2.7.

Tabla 2.7. Parámetros empleados en la función ID

Parámetro	Tipo de Dato	Relación
R	Entrada	Señal de entrada
v	Entrada	Número de iteraciones
m	Entrada	Establece el tipo de modulación
H	Entrada	Matriz del Canal
I	Entrada	Matriz identidad
Sv	Salida	Señal detectada con ID

En la Figura 2.9 se presente el diagrama de flujo de la función ID .

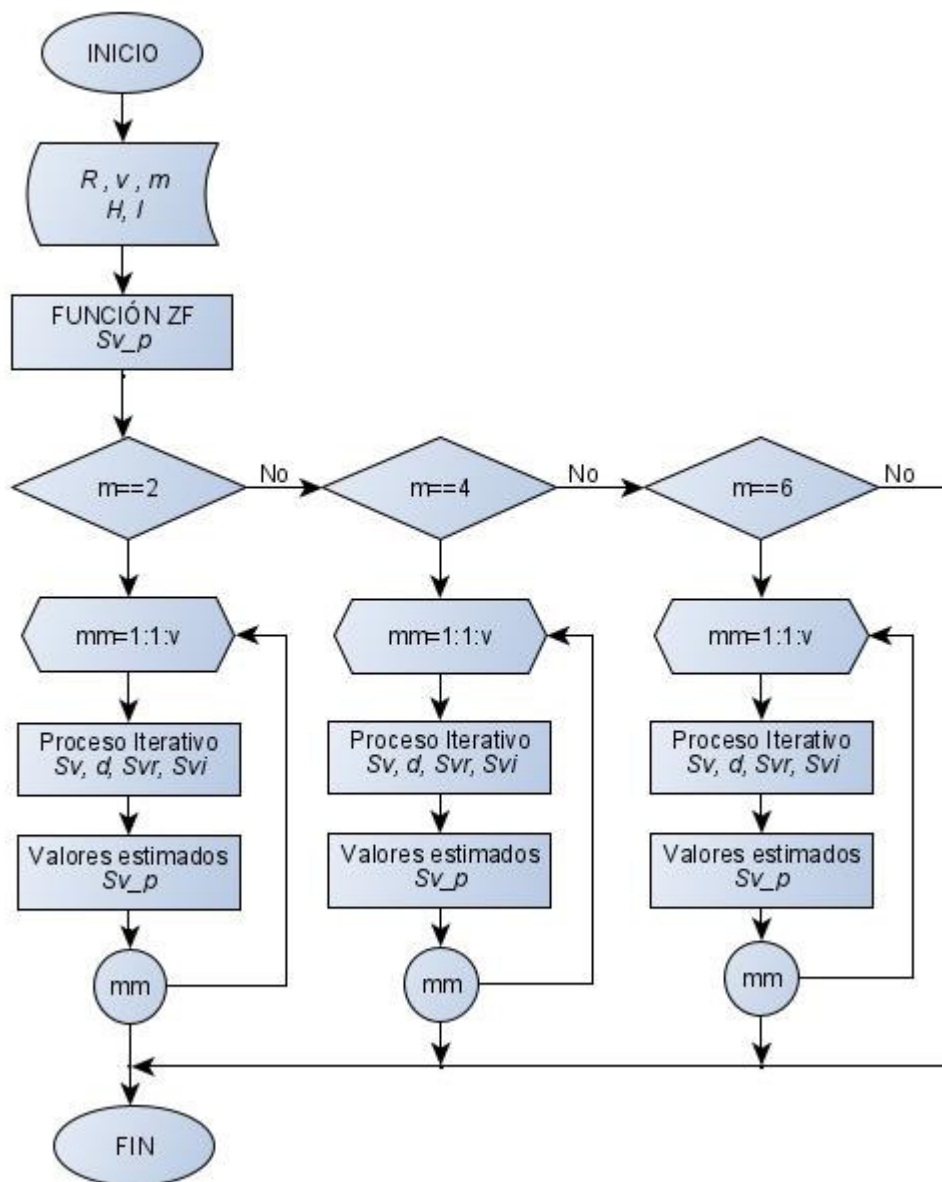


Figura 2.10. Diagrama de flujo del detector ID.

Se puede observar en la Figura 2.10 la necesidad de establecer un parámetro inicial para comenzar el proceso iterativo, el cual se consigue utilizando la función ZF y se conserva en Sv_p , luego dependiendo del valor de m que se ingrese sea, 2, 4 o 6 se realiza la estimación iterativa.

El bucle empieza con mm que representa el número de iteración hasta el valor de v , posterior se efectúa la estimación con la Ecuación 2.7 sin importar el valor de m ni tampoco la función usada para calcular Sv_p .

$$Sv = R - (H - I) * Sv_p \quad (2.7)$$

Donde Sv es el vector de símbolos recuperados luego de v iteraciones.

Después se establece el intervalo umbral d descrito por la Ecuación 1.14 y se separa el vector Sv en su parte real e imaginaria, es decir en los vectores Svr y Svi , una vez establecidos estos valores se lleva a cabo el proceso *Soft Mapping*, el cual tiene como propósito asociar cada muestra del vector Sv con su correspondiente punto de constelación, dependiente del valor de m . Cabe recalcar que mientras mayor sea el orden de la modulación, el método de *Soft Mapping* será más complejo. Este proceso se detalla en el Segmento de Código 2.23 con un valor de $m = 2$, correspondiente a la modulación QPSK.

```
function [Sv] = ID(R,v,m,H,I)

%ESTIMACIÓN PREVIA
Sv_p=ZF(R,H);           %Estimación con ZF

%FRAGMENTO PARA LA MODULACIÓN QPSK
if m==2
    for mm=1:1:v
        %Aplicación de la definición de detector ID
        Sv=R-(H-I)*Sv_p;
        d=1-(mm/v);
        Svr=real(Sv);
        Svi=imag(Sv);

        %Mapeo de simbolos
        Sv_p(Svr>=d & Svi>=d)=1+1i;
        Sv_p(Svr>=d & Svi<=-d)=1-1i;
        Sv_p(Svr<=-d & Svi>=d)=-1+1i;
        Sv_p(Svr<=-d & Svi<=-d)=-1-1i;
    end
end
```

Segmento de Código 2.23. Implementación del Detector ID para QPSK.

2.4 RESULTADOS

Una vez ejecutados los procesos comprendidos en la función SEFDM, se obtiene el promedio de bits errados, para ser evaluados gráficamente en función de los términos BER vs E_b/N_o .

2.4.1 GRÁFICAS BER VS EB/NO

El resultado de la implementación en MATLAB se refleja en las gráficas BER vs Eb/No obtenidas con la función *Graficar*. En la Figura 2.11 se observa el diagrama de flujo de esta aplicación para diferentes factores de compresión de ancho de banda *alfa*.

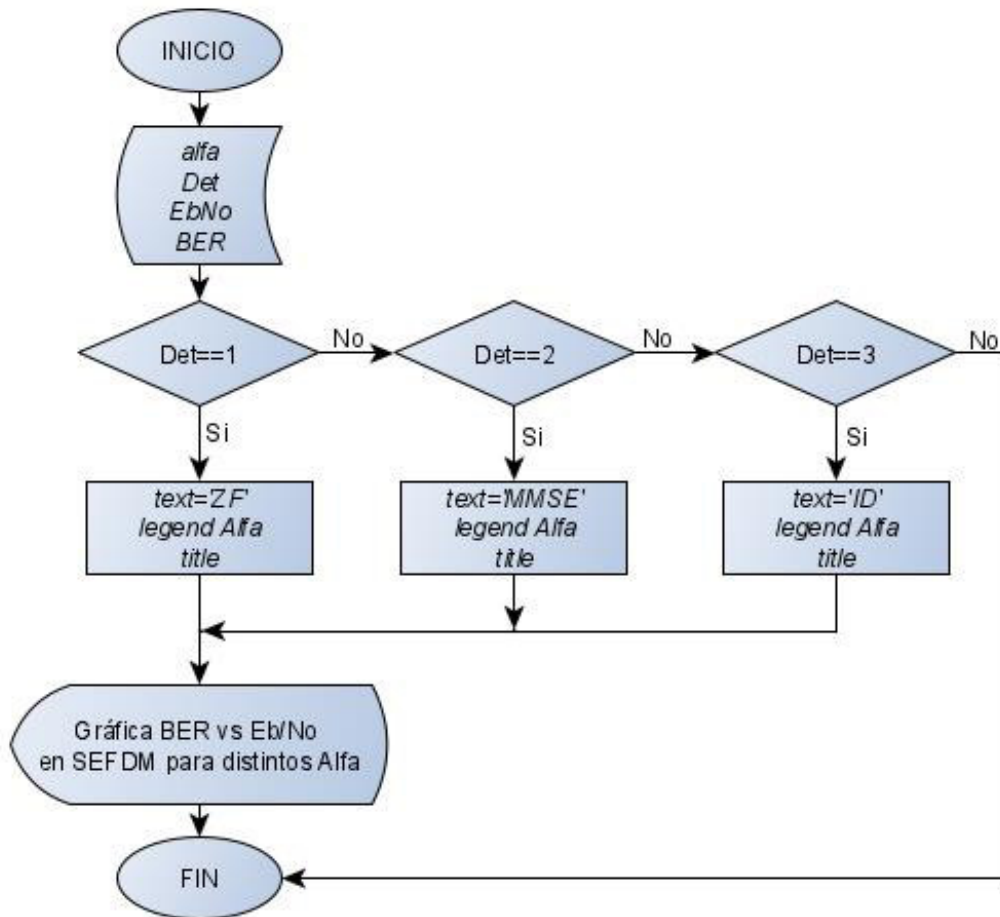


Figura 2.11. Diagrama de flujo de la función *Graficar_varios_alfa.m*.

Como se refirió en el apartado 2.1.1, la presente implementación permitirá obtener distintas gráficas de BER vs EbNo, en función de los parámetros de entrada, por esa razón la función *Graficar* sufrirá ciertas modificaciones sobre todo en el título, nombres de los ejes y leyendas de cada gráfica. Para su creación se utiliza el comando *semilogy*.

2.4.2 GRÁFICAS DE BARRAS

La intención de este apartado es comparar el desempeño de cada esquema de detección en cuanto a tiempos de simulación. Para cumplir con este objetivo se aprovecha la función *SEFDM* con ciertos cambios, como se aprecia en el Segmento de Código 2.24.

```
function [time] = SEFDM(N,m,alfa,Det,Ntrials,EbNo)
```

Segmento de Código 2.24. Parámetros de entrada y salida de la función *SEFDM*.

Para empezar el argumento de salida de la función *SEFDM* cambia, es decir ya no proporciona el promedio de bits errados, sino el promedio de tiempos de simulación de cada iteración. En segunda instancia es necesario añadir los comandos *tic* y *toc*, al inicio y final de cada detector, para obtener su tiempo de simulación, este valor se conservará en la matriz *timer*. Finalmente, al término de las iteraciones para cada valor de SNR se obtiene el promedio de toda la matriz con el comando *mean2*, el cual será el parámetro de salida de la función *SEFDM*, o sea *time* como se detalla el Segmento de Código 2.25.

```
%Detector ZF
tic;
rx_det=ZF(Rx,H);
timer(j,i)=toc;

end
%Promedio de Tiempos de Simulación
time=mean2(timer);

end
```

Segmento de Código 2.25. Obtención del tiempo promedio de simulación de ZF.

En la Figura 2.12 se presenta el diagrama de flujo de la función *Graficar_barras*, como se observa se emplea el comando *bar* con la matriz con los valores de tiempo promedio, posteriormente se especifica los datos de la gráfica, sea el título, nombres de los ejes y leyendas.

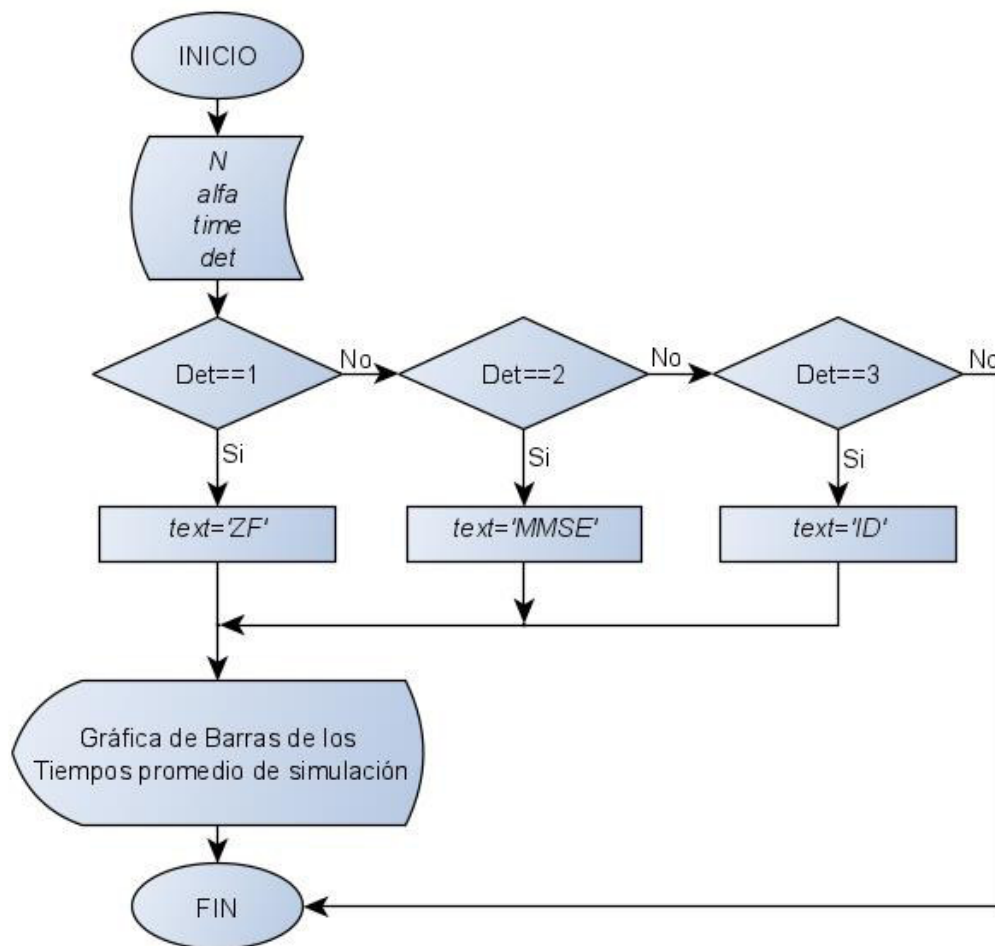


Figura 2.12. Diagrama de flujo de la función *Graficar_barras.m*.

3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En este capítulo se da a conocer los resultados y análisis de las simulaciones del sistema SEFDM en un entorno con desvanecimiento tipo Rayleigh, empleando los algoritmos de detección ZF, MMSE e ID, a través de las gráficas de BER vs E_b/N_0 con distintas configuraciones obtenidas al variar factores como el número de subportadoras, factor de compresión de ancho de banda y esquema de modulación. Así mismo, se presentan gráficas de tiempos de simulación de cada detector con la intención de verificar su desempeño y complejidad.

3.1 ESCENARIO DE SIMULACIÓN

Las simulaciones se desarrollaron en el entorno de MATLAB en la versión 2020a, a través de varias funciones y comandos. El sistema ejecutado consiste en un transmisor y receptor SEFDM enlazados por un canal de comunicaciones con desvanecimiento selectivo en frecuencia de tipo Rayleigh, y un canal con distribución AWGN. Se debe mencionar que la presente implementación cuenta con un programa principal en el que se seleccionará parámetros de la simulación como el esquema de modulación $m = [2,4,6]$ sea QPSK, 16QAM o 64QAM respectivamente, el número de subportadoras $N = [16, 32]$, el factor de compresión de ancho de banda $alfa = \frac{N}{N+a}$, donde a constituye un valor entero positivo, el algoritmo de detección con la variable $det = [1,2,3]$, en correspondencia con ZF, MMSE e ID, la cantidad de iteraciones determinada por el valor $v = 20$ para el caso del detector ID, el número de iteraciones a través del factor $N_{trials} = 10000$ y el valor de la SNR normalizada $E_b/N_0 = 0:2:30$. Como resultado no solo se obtienen gráficas de BER vs E_b/N_0 sino también graficas de barras de los tiempos de simulación de cada detector para cada configuración.

3.2 PRUEBAS DE SEFDM CON UN CANAL CON DISTRIBUCIÓN GAUSSIANA

En un principio es necesario verificar el correcto funcionamiento del transmisor y receptor SEFDM sobre un canal inalámbrico AWGN. Para esto, se examinan las curvas BER vs E_b/N_0 en un sistema OFDM obtenido mediante la función *berawgn*, y se comparan con el obtenido en SEFDM con un $alfa = 1$. Así también se constata la operatividad del esquema de detección ID, que teóricamente proyectaría el mejor desempeño; para un sistema con un $alfa$ distinto a 1.

En la Figura 3.1 se presentan las curvas BER vs E_b/N_0 para un sistema SEFDM con $\alpha = 1$ en rojo y el sistema OFDM en verde, ambos modulados con QPSK, se observa que las curvas son idénticas, por consiguiente, el funcionamiento de SEFDM es correcto.

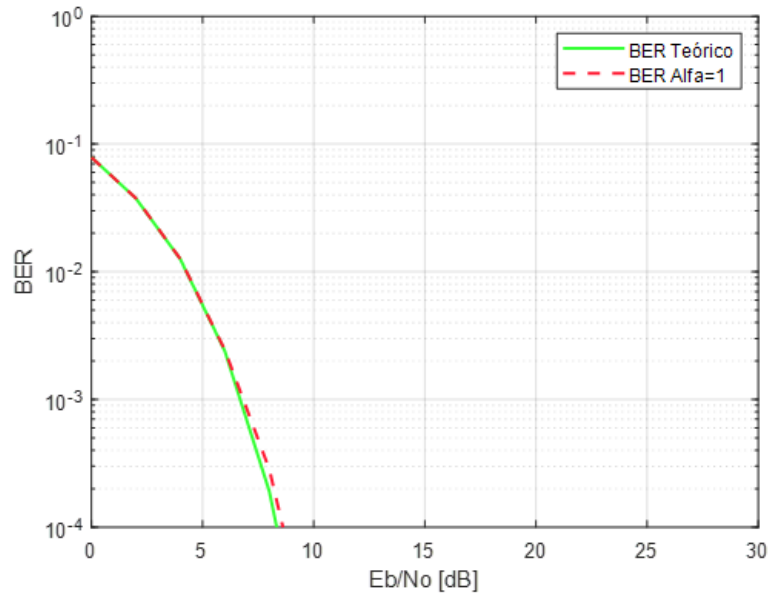


Figura 3.1. BER vs E_b/N_0 de un sistema SEFDM y OFDM con modulación QPSK.

En la Figura 3.2 se muestran las curvas BER vs E_b/N_0 para un sistema SEFDM utilizando la técnica de detección ID para distintos valores de α , con modulación QPSK, en la cual se puede observar para un $\alpha < 0.8$ el detector ID presenta errores más altos por lo que a pesar de incrementar E_b/N_0 la BER no mejora.

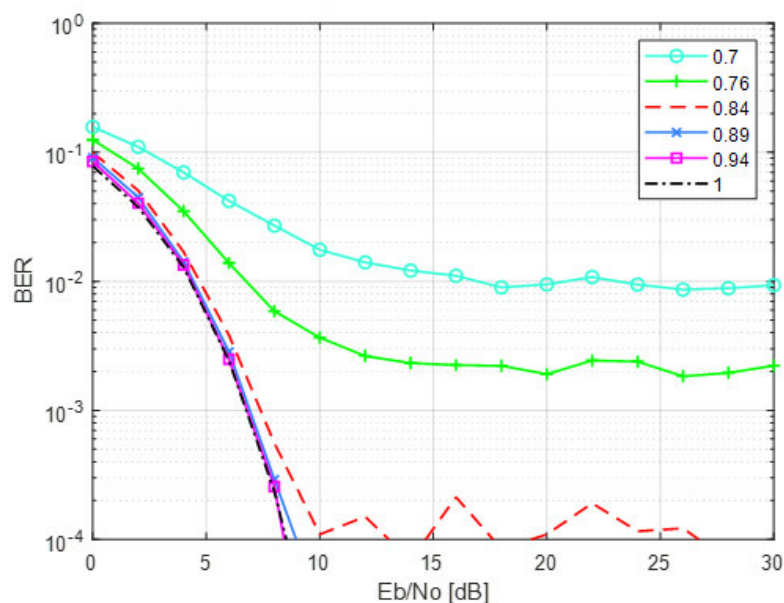


Figura 3.2. BER vs E_b/N_0 en SEFDM, detección ID para distintos α , QPSK.

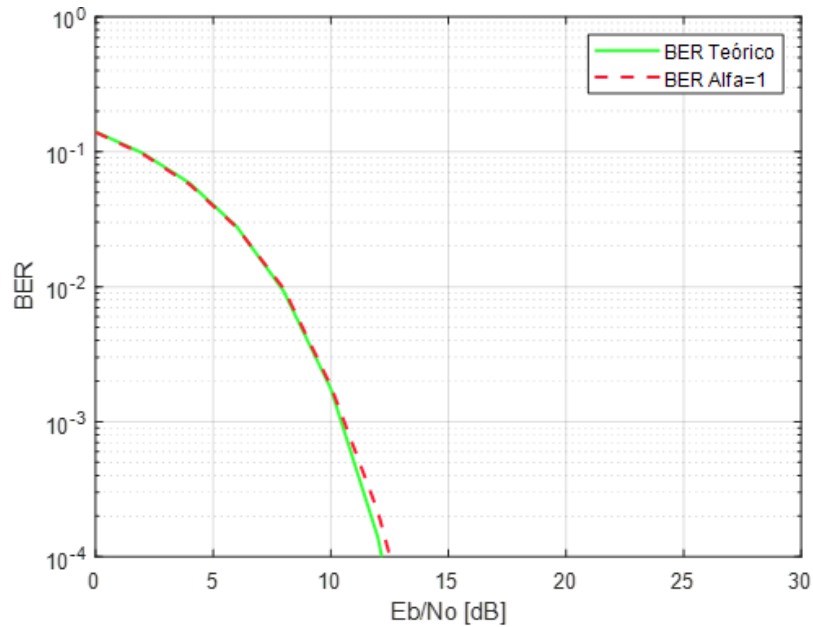


Figura 3.3. BER vs Eb/No de un sistema SEFDM y OFDM con modulación 16QAM.

En la Figura 3.3 se contrasta el desempeño del sistema OFDM con el esquema SEFDM con un $\alpha = 1$ para una modulación 16QAM, como resultado se afirma que el desempeño del sistema SEFDM es adecuado. Por otro lado, en la Figura 3.4 se presentan los resultados para SEFDM utilizando el detector ID para distintos valores de α , donde se aprecia el efecto negativo de aumentar el nivel de modulación, ya que aparecen errores más altos incluso con α s cercanos a 1 y valores de Eb/No mayores.

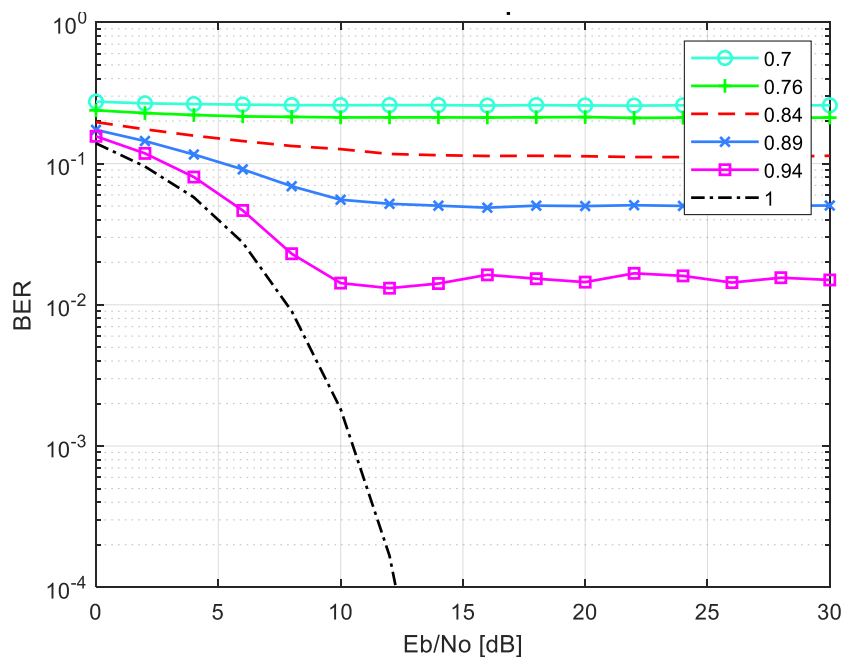


Figura 3.4. BER vs Eb/No en SEFDM, detección ID para distintos α , 16QAM.

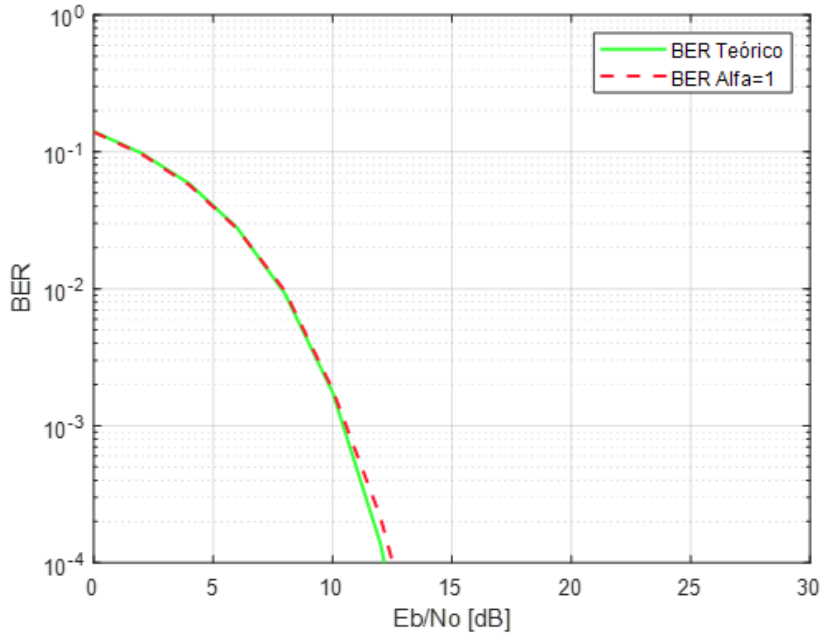


Figura 3.5. BER vs Eb/No de un sistema SEFDM y OFDM con modulación 64QAM.

A continuación, en la Figura 3.5 se presentan las curvas BER vs Eb/No para un sistema OFDM y SEFDM con un $\alpha = 1$ para el esquema de modulación 64QAM, donde se comprueba el adecuado rendimiento del sistema SEFDM. A su vez en la Figura 3.6 se observa los resultados para SEFDM utilizando la técnica de detección ID para distintos valores de α , en el cual se evidencia el deterioro del sistema con un nivel de modulación superior, es decir 64QAM, en comparación con QPSK y 16QAM.

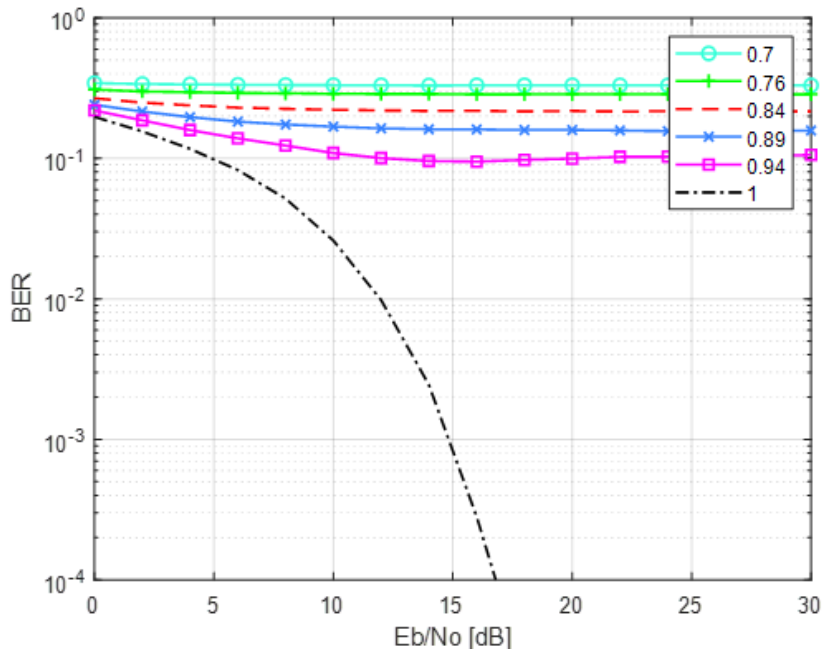


Figura 3.6. BER vs Eb/No en SEFDM, detección ID para distintos α , 64QAM.

En definitiva, se observa un rendimiento equivalente entre el sistema OFDM y el sistema SEFDM con un factor de compresión de ancho de banda $alfa = 1$, por otra parte, se aprecia una degradación en la BER para el sistema SEFDM con el aumento del nivel de modulación.

También se concluye que un sistema SEFDM afectado por ruido con distribución Gaussiana que emplea el detector ID, bajo las condiciones y metodología definidas, no consigue mejorar la BER cuando el valor de $alfa$ disminuye y el nivel de modulación incrementa.

Es importante mencionar que durante las pruebas se comprobó que el sistema implementado no responde adecuadamente a factores de compresión de ancho de banda ingresados arbitrariamente, a causa de que el algoritmo efectúa una aproximación con este valor para estimar el tamaño de la IFFT/FFT, acercamiento que en ciertos casos resulta inexacto, por lo que se concluye que la forma correcta de ingresar el factor de compresión es de la forma $\frac{N}{N+a}$, donde N constituye el tamaño de la IFFT/FFT y a la cantidad de ceros que serán agregados a la señal modulada.

3.3 PRUEBAS DE SEFDM CON UN CANAL CON DISTRIBUCIÓN RAYLEIGH

En este apartado se realizaron las pruebas del sistema SEFDM incluyendo el canal con desvanecimiento de tipo Rayleigh utilizando un PDP descrito en la Tabla 2.4, para lo cual se incorporó la matriz del canal, la cual se construye a partir de la matriz de subportadoras y la matriz del canal de Rayleigh en el dominio del tiempo como se detalla en la Ecuación 2.3. Con esta variable se modificó la estructura de cada detector.

3.3.1 PRUEBAS CON UNA IFFT / FFT DE 16

3.3.1.1 Modulación QPSK

En la Figura 3.7, se obtienen las curvas de BER vs E_b/N_0 para diferentes factores de compresión de ancho de banda $alfa = [0.69, 0.76, 0.84, 0.88, 0.94, 1]$, manteniendo fijo los valores de $N = 16$ y $m = 2$, con el detector ID, en la que se observa un deterioro de la BER para valores de $alfa$ más bajos, en otras palabras, mientras mayor sea la compresión del espectro la BER aumentará. La BER también depende del número de subportadoras y el tipo de modulación que se utilice, comportamiento que se analizará en las próximas figuras.

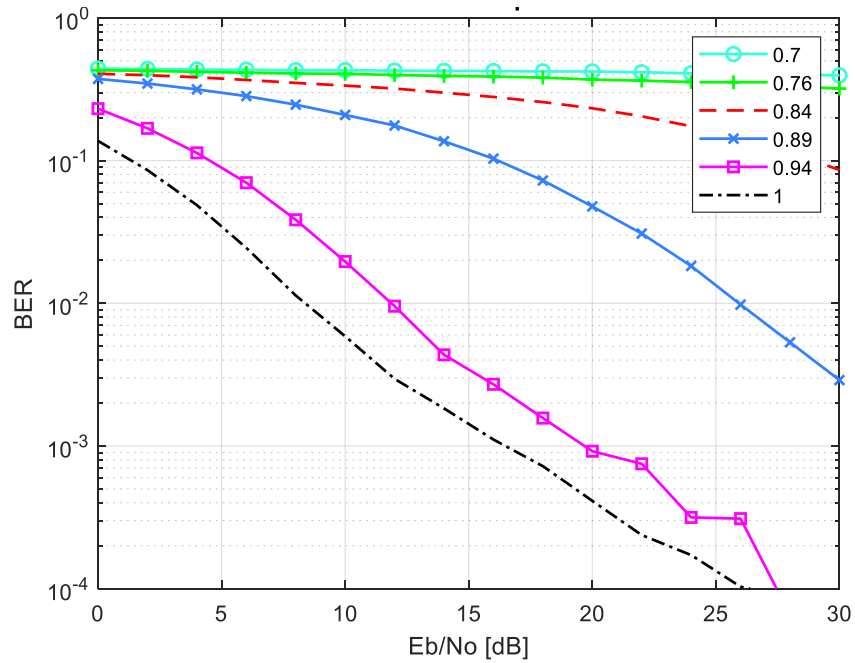


Figura 3.7 BER vs Eb/No detector ID con $N = 16$, $m = 2$, para varios valores de α .

A continuación, en las Figuras 3.8 y 3.9 se muestran las curvas BER vs Eb/No del sistema para una modulación QPSK con $N = 16$, $\alpha = 0.94$ y $N = 16$, $\alpha = 0.84$, respectivamente, para las técnicas de detección ZF, MMSE e ID. En estas figuras se compara el desempeño de cada detector.

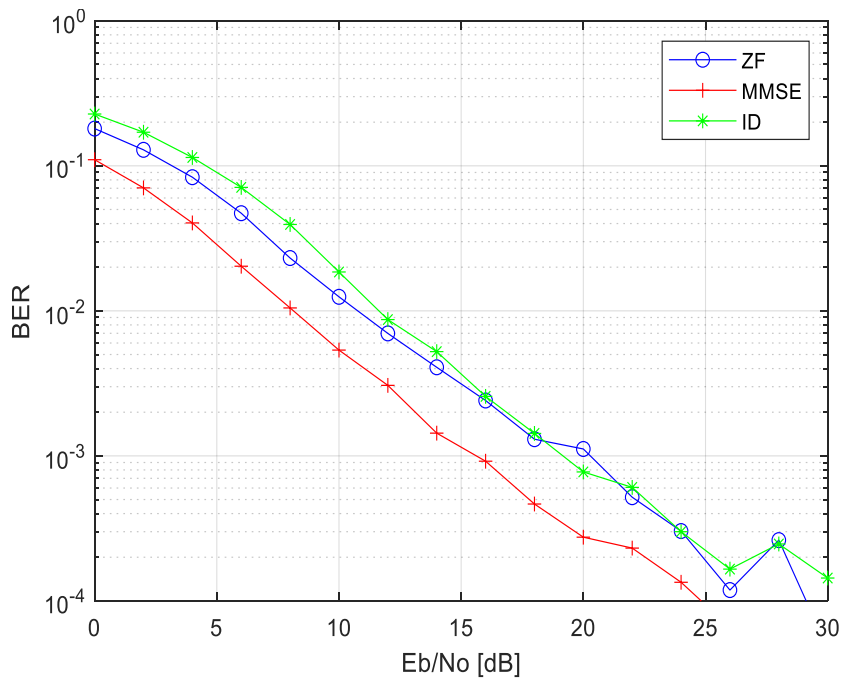


Figura 3.8 BER vs Eb/No con $N = 16$, $m = 2$, $\alpha = 0.94$ para varios $det.$

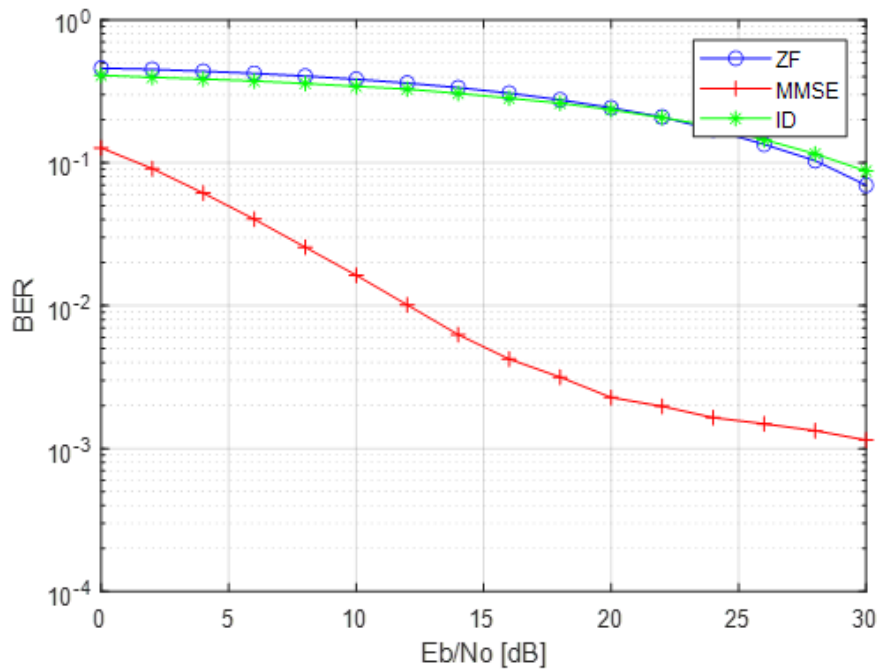


Figura 3.9 BER vs Eb/No con $N = 16$, $m = 2$, $alfa = 0.84$ para varios *det.*

En la Figura 3.8, con un factor de compresión de ancho de banda cercano a 1 se observa que el desempeño de los detectores es parecido, aunque, la técnica MMSE logra una ligera ventaja en el desempeño sobre ZF e ID. Por el contrario, con un valor de *alfa* más bajo el rendimiento entre el esquema de detección MMSE es mejor, en relación con ZF e ID, como se aprecia en la Figura 3.9. Por lo tanto, podemos concluir que el detector MMSE tiene un mejor rendimiento que los detectores ZF e ID aún con una significativa reducción del ancho de banda, para sistemas con $N = 16$ y modulación QPSK.

3.3.1.2 Modulación 16-QAM

En la Figura 3.10, se obtienen las curvas de BER vs Eb/No para diferentes factores de compresión de ancho de banda $alfa = [0.69, 0.76, 0.84, 0.88, 0.94, 1]$, manteniendo fijo los factores de $N = 16$, y $m = 4$, con el detector ID, en la cual se puede observar una mayor degradación de la BER en comparación con el sistema que utiliza un esquema de modulación QPSK, también se aprecia que para valores de *alfa* más bajos, la BER aumentará.

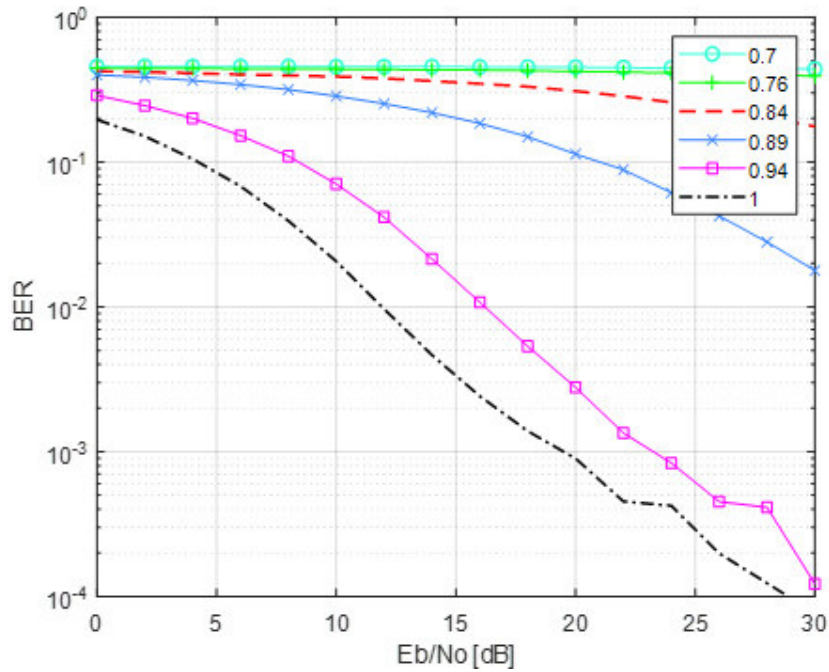


Figura 3.10 BER vs E_b/N_0 , detector ID con $N = 16$, $m = 4$, para varios valores de α .

Las Figuras 3.11 y 3.12 muestran las simulaciones del sistema para las curvas BER vs E_b/N_0 del sistema para una modulación 16-QAM con $N = 16$, $\alpha = 0.94$ y $N = 16$, $\alpha = 0.84$, respectivamente, para las técnicas de detección ZF, MMSE e ID.

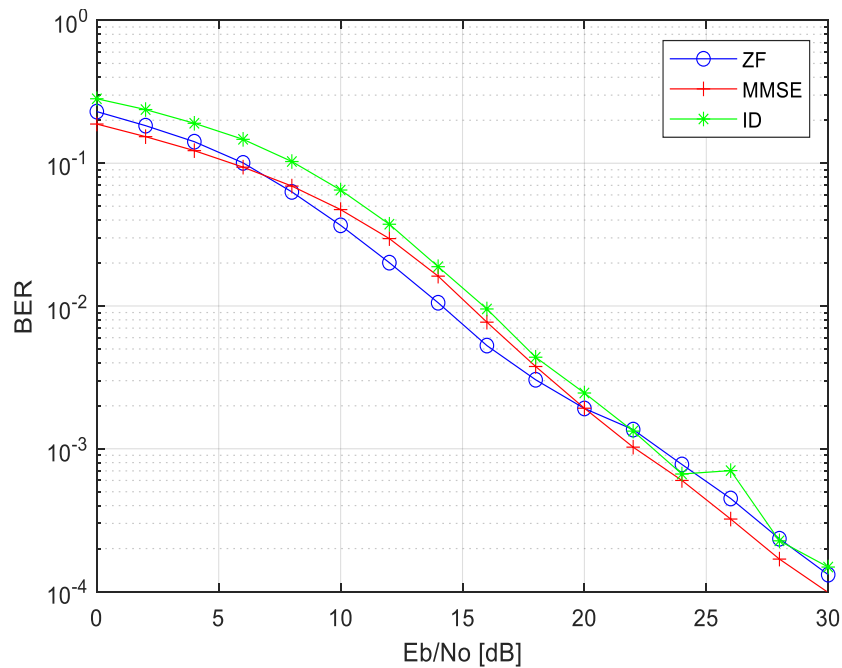


Figura 3.11 BER vs E_b/N_0 con $N = 16$, $m = 4$, $\alpha = 0.94$ para varios $det.$

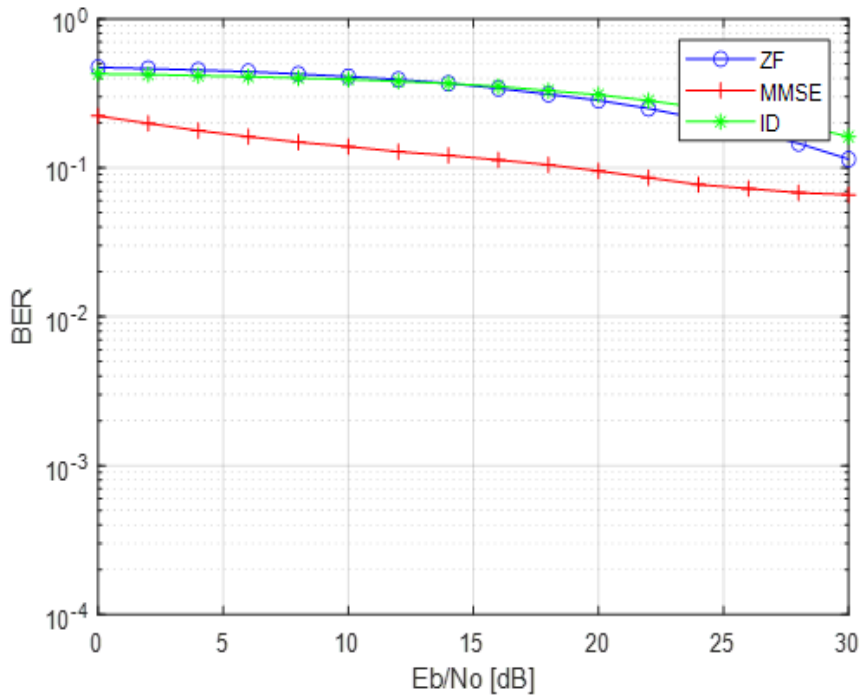


Figura 3.12 BER vs Eb/No con $N = 16$, $m = 4$, $alfa = 0.84$ para varios *det.*

En la Figura 3.11 se observa que al utilizar un valor de *alfa* próximo a 1, el desempeño de los detectores ZF, MMSE e ID es prácticamente igual, en contraste con lo que sucede en la Figura 3.12 en la que un factor de compresión de ancho de banda menor degrada considerablemente la BER para todos los detectores. Sin embargo, nuevamente la técnica MMSE consigue un mejor desempeño en comparación con los detectores ZF e ID, los cuales actúan de forma semejante. En consecuencia, la modulación 16QAM afecta significativamente el rendimiento del sistema, al igual que disminuir el espacio entre subportadoras con el factor *alfa*, con estas características el mejor detector resulta el MMSE.

3.3.1.3 Modulación 64-QAM

En la Figura 3.13, se obtienen las curvas de BER vs Eb/No para diferentes factores de compresión de ancho de banda $alfa = [0.69, 0.76, 0.84, 0.88, 0.94, 1]$, manteniendo fijo el $N = 16$, $m = 6$, con el detector ID, se puede observar que la degradación de la BER crece en comparación con el sistema que utiliza un esquema de modulación QPSK y 16QAM, por otro lado, para valores de *alfa* más bajos, la BER aumentará.

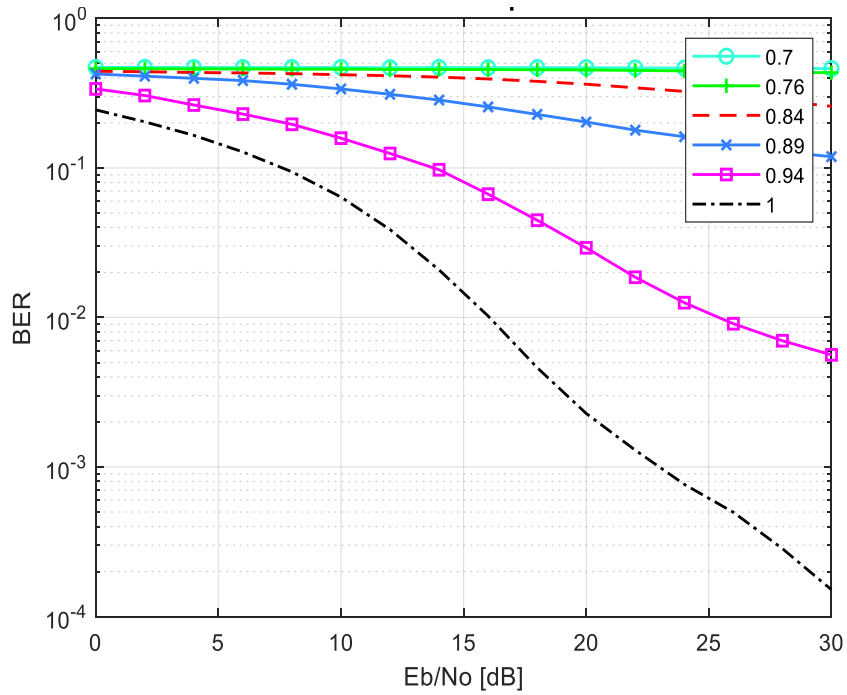


Figura 3.13 BER vs Eb/No detector ID con $N = 16$, $m = 6$, para varios valores de α .

En las Figuras 3.14 y 3.15 se muestran las curvas BER vs Eb/No del sistema para una modulación 64-QAM con $N = 16$, $\alpha = 0.94$ y $N = 16$, $\alpha = 0.84$, respectivamente, para las técnicas de detección ZF, MMSE e ID. En estas figuras se relaciona el comportamiento de los detectores.

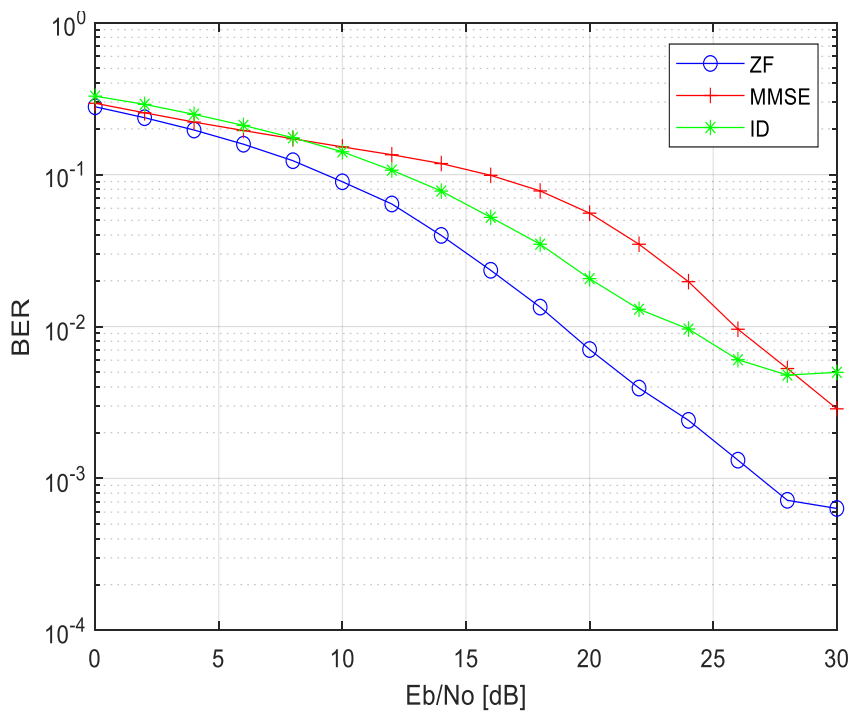


Figura 3.14 BER vs Eb/No con $N = 16$, $m = 6$, $\alpha = 0.94$ para varios det .

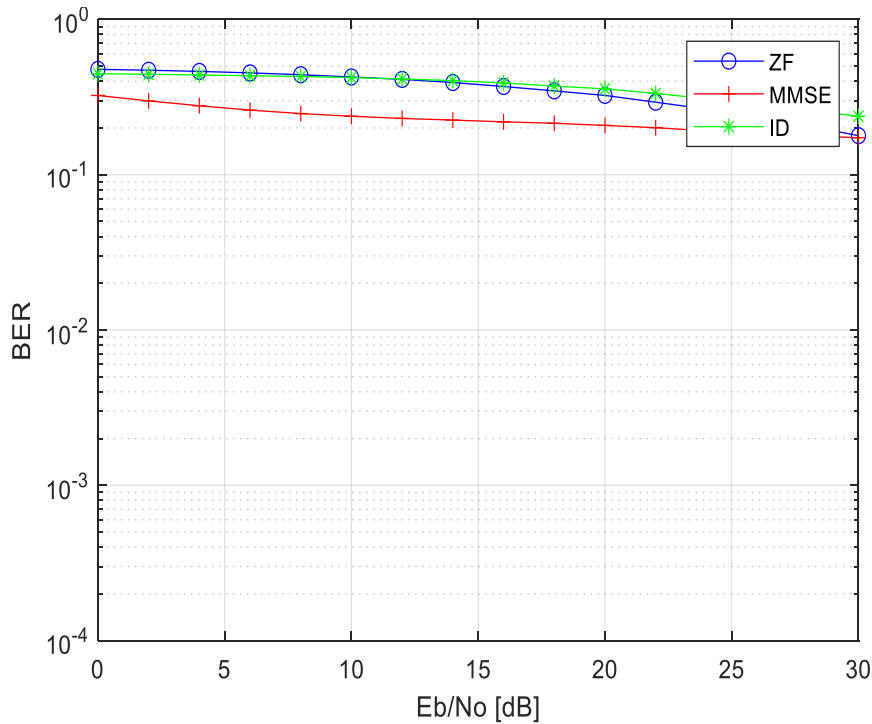


Figura 3.15 BER vs Eb/No con $N = 16$, $m = 6$, $alfa = 0.84$ para varios *det*.

En la Figura 3.14 se observa que con un valor de *alfa* cercano a 1 el detector con mejor desempeño es el ZF, mientras que el ID presenta una BER mayor, pero por debajo del esquema MMSE. Por otro lado, en la Figura 3.15 se observa una BER muy alta, lo que implica que los detectores no son capaces de recuperar la seña de forma adecuada cuando se tiene una modulación 64QAM y un *alfa* = 0.84. De manera que la modulación 64-QAM sumada con un valor de *alfa* reducido impacta notablemente el desempeño del sistema, en este contexto las condiciones del sistema definirían que detector resultaría mejor.

3.3.2 PRUEBAS CON UN IFFT / FFT DE 32g

3.3.2.1 Modulación QPSK

En la Figura 3.16 se obtienen las curvas de BER vs Eb/No para diferentes factores de compresión de ancho de banda $alfa = [0.82, 0.86, 0.91, 0.94, 0.97, 1]$, manteniendo fijo el $N = 32$, $m = 2$, con el detector MMSE, en la que se observa un deterioro de la BER para valores de *alfa* más bajos; es decir mientras mayor sea la compresión del ancho de banda la BER aumenta, estos resultados cambian respecto a la sección 3.3.1 ya que se modifica el N .

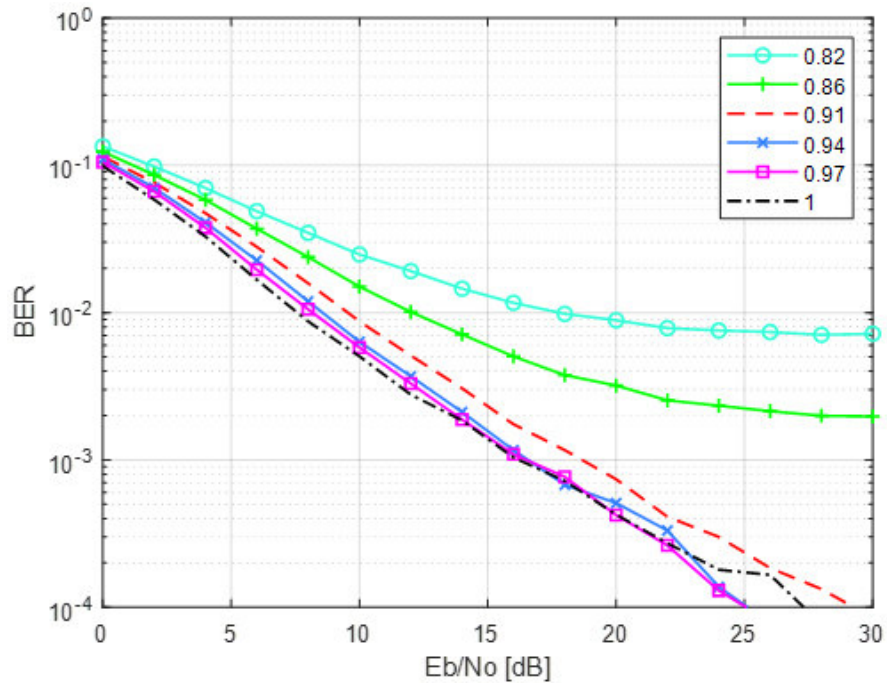


Figura 3.16 BER vs Eb/No detector MMSE con $N = 32$, $m = 2$, para varios α .

En las Figuras 3.17 y 3.18 se muestran las curvas BER vs Eb/No del sistema para una modulación QPSK con $N = 32$, $\alpha = 0.94$ y $N = 32$, $\alpha = 0.91$, respectivamente, para las técnicas de detección ZF, MMSE e ID. El objetivo de estas figuras es comparar el rendimiento de los detectores con mayor número de subportadoras, en este caso 32.

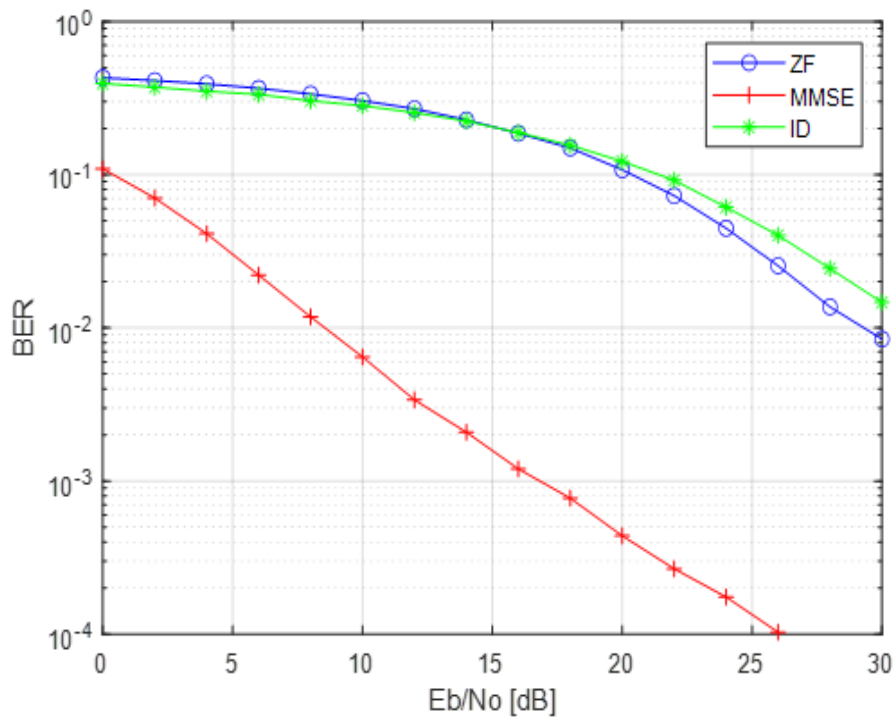


Figura 3.17 BER vs Eb/No con $N = 32$, $m = 2$, $\alpha = 0.94$ para varios det .

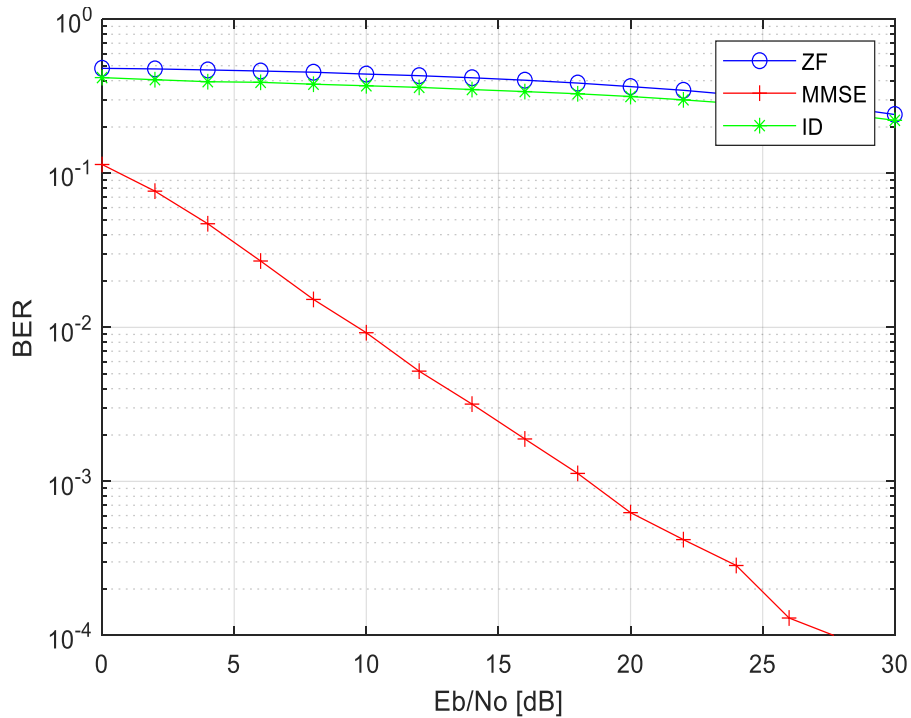


Figura 3.18 BER vs Eb/No con $N = 32$, $m = 2$, $alfa = 0.91$ para varios *det.*

En las Figuras 3.17 y 3.18 se observa una diferencia considerable entre la BER de los detectores ZF e ID y la técnica MMSE, siendo el desempeño de esta última considerablemente mejor. Hay que mencionar, además que el valor de *alfa* para los dos casos es el mismo, sin embargo, el rendimiento se afecta de manera notoria en los detectores ZF e ID. Se infiere, por tanto, que el esquema de detección MMSE con modulación QPSK para este sistema es poco sensible al cambio en los valores de *alfa* para un mayor número de subportadoras, en tanto que los detectores ZF e ID resultan más susceptibles al verse afectados notoriamente por este cambio.

3.3.2.2 Modulación 16QAM

En la Figura 3.19, se muestran las curvas de BER vs Eb/No para diferentes factores de compresión de ancho de banda $alfa = [0.82, 0.86, 0.91, 0.94, 0.97, 1]$, manteniendo fijo $N = 32$, $m = 2$, con el detector MMSE, debido a que presenta el mejor rendimiento conforme al análisis de la sección 3.3.1; en la que se observa un deterioro de la BER para valores de *alfa* más bajos incluso más que el sistema modulado con QPSK.

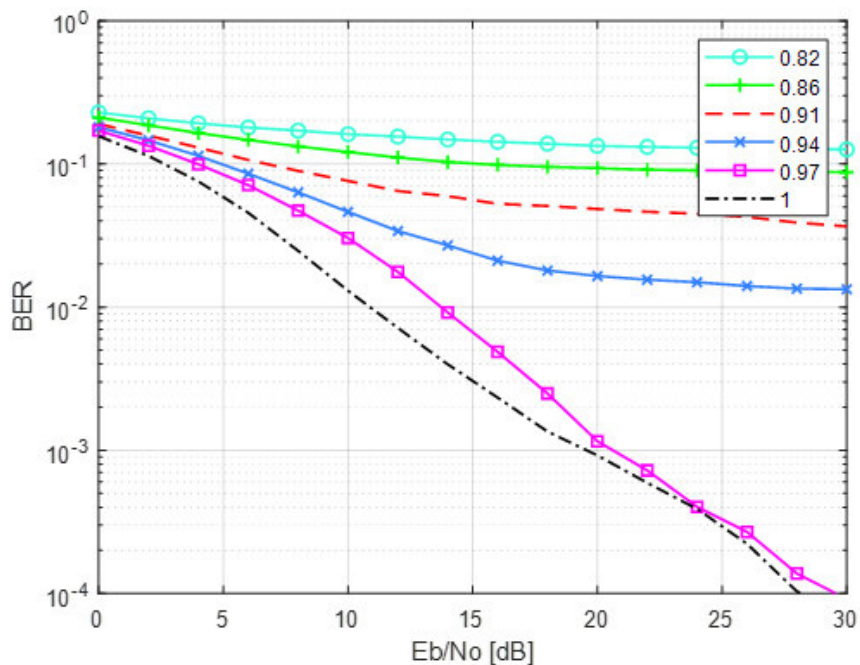


Figura 3.19 BER vs Eb/No detector MMSE con $N = 32$, $m = 4$, para varios valores de α .

A continuación, en las Figuras 3.20 y 3.21 se muestran las curvas BER vs Eb/No del sistema para una modulación 16-QAM con $N = 32$, $\alpha = 0.94$ y $N = 32$, $\alpha = 0.91$, respectivamente, para las técnicas de detección ZF, MMSE e ID.

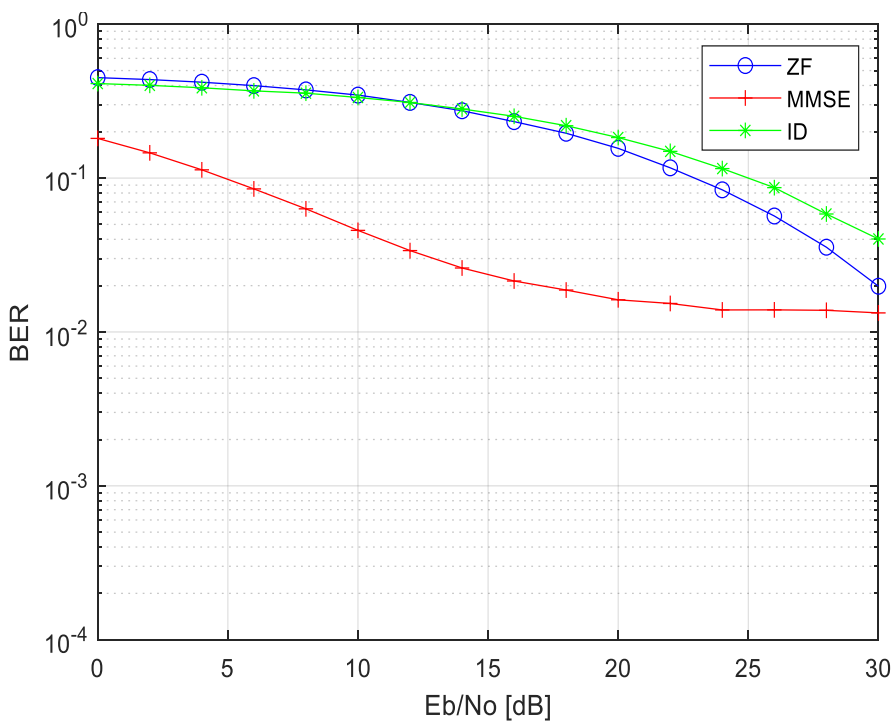


Figura 3.20 BER vs Eb/No con $N = 32$, $m = 4$, $\alpha = 0.94$ para varios $det.$

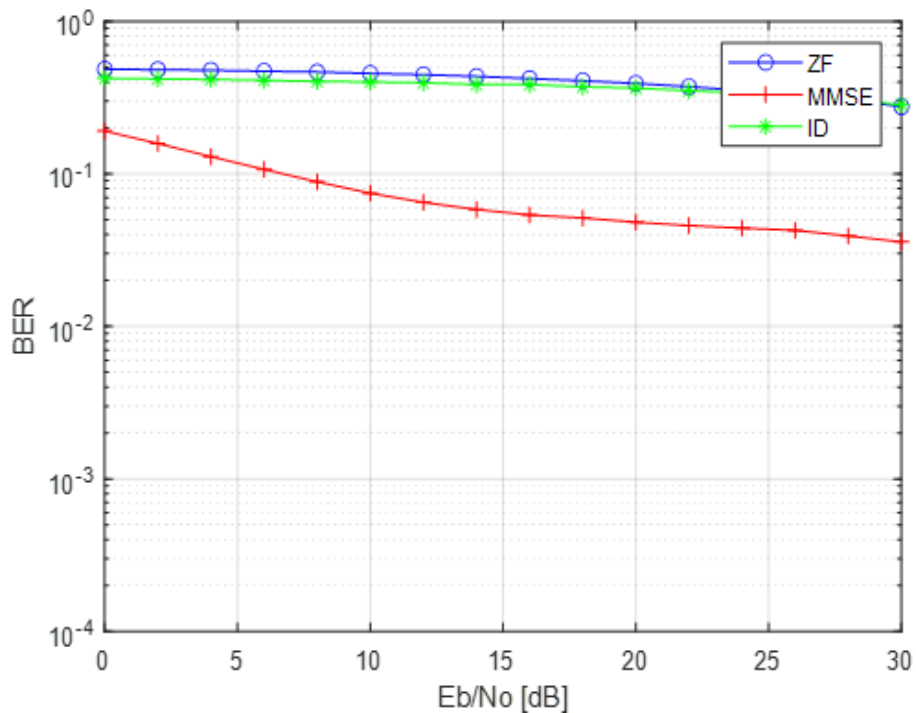


Figura 3.21 BER vs Eb/No con $N = 32$, $m = 4$, $\alpha = 0.91$ para varios *det.*

En la Figura 3.20 y en la Figura 3.21 se evidencia la influencia de disminuir el factor de compresión de ancho de banda para los detectores ZF, MMSE e ID, si bien la disminución en el rendimiento es clara, el detector MMSE presenta un mejor desempeño en los dos casos analizados.

Es importante mencionar que el nivel de modulación 16QAM junto al incremento de N repercuten negativamente en el comportamiento de la BER para los detectores ZF, MMSE e ID en comparación con el sistema con modulación QPSK.

3.3.2.3 Modulación 64QAM

En la Figura 3.22 se analiza los resultados de BER vs Eb/No para diferentes valores de $\alpha = [0.82, 0.86, 0.91, 0.94, 0.97, 1]$, $N = 32$, $m = 2$; con el detector MMSE, ya que es el detector que presenta un mejor desempeño según el análisis del apartado 3.3.1, sin embargo, se observa una degradación de la BER para valores de $\alpha < 0.94$, este deterioro de la BER es más significativo que los esquemas de modulación QPSK y 16QAM, ya que 64QAM resulta un nivel más alto de modulación. Así mismo, se concluye que el sistema SEFDM que utiliza el detecto MMSE con un valor de $\alpha = 0.97$, modulado con 64 QAM y un $N = 32$ presenta una BER tolerable.

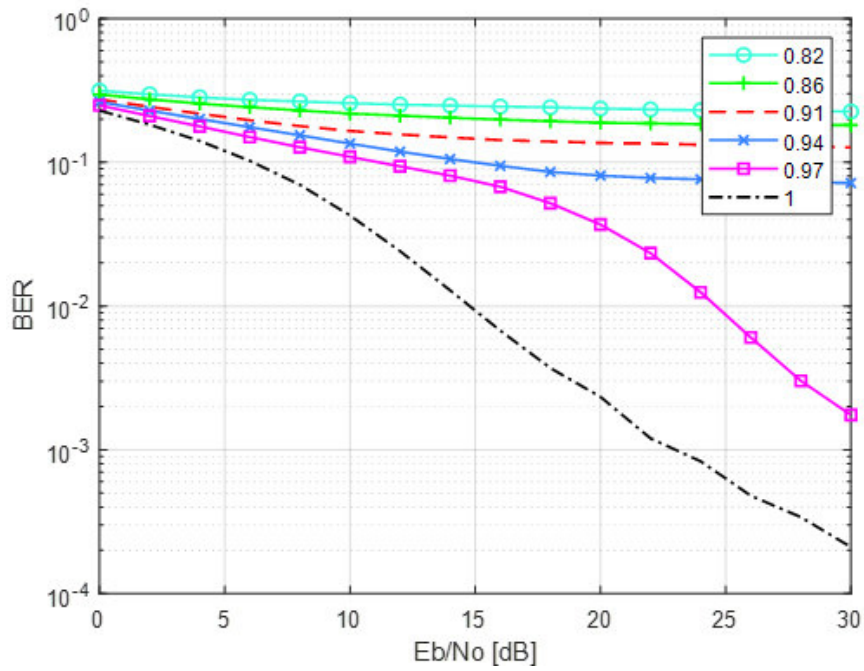


Figura 3.22 BER vs Eb/No detector MMSE con $N = 32$, $m = 6$, para varios α .

También se muestra el comportamiento de la BER vs Eb/No del sistema para una modulación 64-QAM en la Figura 3.23 con los siguientes valores $N = 32$ y $\alpha = 0.94$, para las técnicas de detección ZF, MMSE e ID. En esta sección no se muestra los resultados para un $\alpha = 0.91$ ya que la BER se degrada excesivamente.

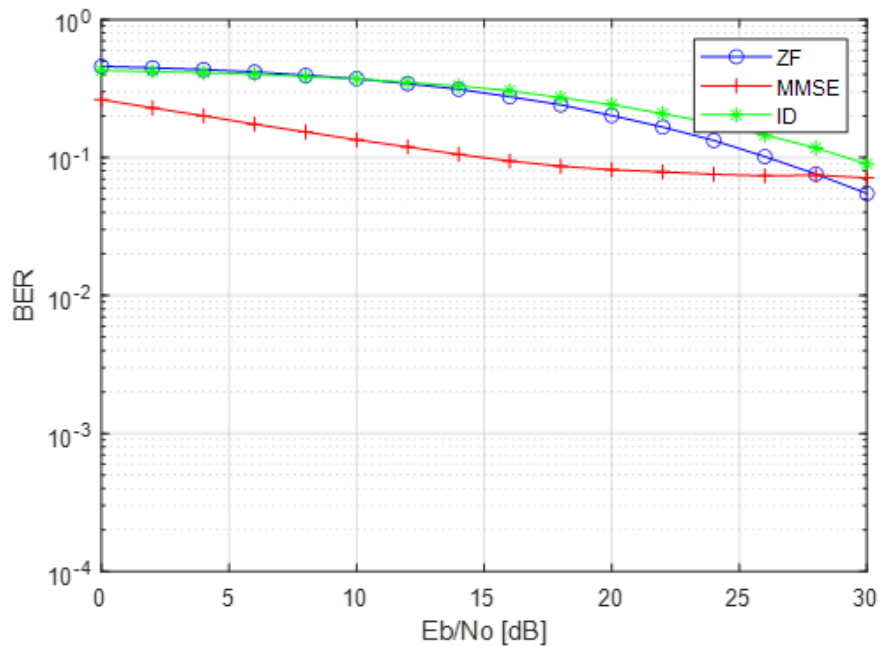


Figura 3.23 BER vs Eb/No con $N = 32$, $m = 6$, $\alpha = 0.94$ para varios det .

En la Figura 3.23 las curvas de BER son prácticamente similares para los detectores ZF e ID, hasta un valor de E_b/N_0 de aproximadamente 15 [dB], cuando se aprecia una ligera diferencia entre ellos, donde ZF realiza mejor la detección que ID. No obstante, bajo las condiciones del sistema propuesto el detector MMSE resulta el mejor de los tres.

A diferencia de las secciones anteriores en este apartado no se expuso las curvas de BER vs E_b/N_0 con $N = 32$ y $\alpha = 0.91$, moduladas con el esquema 64QAM para los detectores ZF, MMSE e ID, en vista de que la BER se degrada de forma excesiva para todos los casos y no resulta relevante su análisis. En definitiva, al comprimir el espectro mediante la disminución del factor α existe una mayor degradación del BER y mayor distorsión del sistema modulado con 64QAM respecto a los niveles de modulación QPSK y 16QAM, considerando que es un esquema mucho más sensible a la interferencia.

3.4 COMPARACIÓN DE RESULTADOS DEL BER

En esta sección se presentan otros resultados utilizando una tabla resumen tomando en cuenta un valor de E_b/N_0 arbitrario en [dB], y asociándolo con un valor de BER. En las tablas expuestas se define un valor de α para cada N , el cual se define entre 16 y 32 también se consideran los niveles de modulación QPSK, 16QAM y 64QAM, para los detectores ZF, MMSE e ID, para este último se considera un número de iteraciones de $v = 20$, con el objetivo contrastar el desempeño de las técnicas de detección propuestas.

En la Tabla 3.1 se presenta los valores de BER para los detectores ZF, MMSE e ID con un E_b/N_0 de 12 [dB], empleando valores de α de 0,89 y 0,97 para un número de subportadoras de 16 y 32, respectivamente. Se resalta en color verde el detector con mejor desempeño y en color rojo el detector más deficiente, para cada caso.

Tabla 3.1. Valores de BER para $E_b/N_0 = 12$ [dB] para $\alpha = 0.89$ y $\alpha = 0.97$.

Eb/No	Alfa	Modulación	N	BER para los Detectores		
				ZF	MMSE	ID
12 [dB]	0.89	QPSK	16	0.1672	0.0053	0.1764
	0.97		32	0.0071	0.0033	0.0107
	0.89	16QAM	16	0.2130	0.0727	0.2490
	0.97		32	0.0201	0.0176	0.0344
	0.89	64QAM	16	0.2640	0.1740	0.2990
	0.97		32	0.0589	0.0939	0.0988

En la Tabla 3.2 se presenta los valores de BER para los detectores ZF, MMSE e ID con un E_b/N_0 de 24 [dB], empleando valores de α de 0,89 y 0,97 para un número de subportadoras de 16 y 32, respectivamente. Se resalta en color verde el detector con mejor desempeño y en color rojo el detector más deficiente, para cada caso.

Tabla 3.2. Valores de BER para $E_b/N_0 = 24$ [dB] para $\alpha = 0.89$ y $\alpha = 0.97$.

Eb/No	Alfa	Modulación	N	BER para los Detectores		
				ZF	MMSE	ID
24 [dB]	0.89	QPSK	16	0.0088	5.34e-04	0.0181
	0.97		32	2.89e-04	1.29e-04	2.53e-04
	0.89	16QAM	16	0.0275	0.0526	0.0549
	0.97		32	5.45e-04	4.02e-04	6.57e-04
	0.89	64QAM	16	0.0793	0.1402	0.1386
	0.97		32	0.0017	0.0125	0.0025

De manera general se concluye que el detector MMSE presenta un mejor desempeño que los detectores ZF e ID, manifestando estos dos últimos un rendimiento similar, aunque el detector ZF resulta ligeramente mejor que ID en los escenarios con factores de α de 0,89 y 0.97 para un N de 16 y 32, respectivamente.

Así mismo se concluye que los resultados de BER obtenidos con el detector MMSE son afectados de manera más notoria al aumentar el nivel de modulación, en comparación con ZF e ID los cuales presentan cambios leves. Sin embargo, el rendimiento del detector MMSE resulta menos afectado cuando el número de subportadoras incrementa al contrario de ZF e ID que se impactan significativamente.

3.5 TIEMPOS DE SIMULACIÓN DE CADA DETECTOR

En este apartado se presentan los tiempos promedio de simulación para cada detector, número de subportadoras, factor de compresión de ancho de banda y modulación, a través de graficas de barras. El procesador utilizado en el equipo es un Inter Core I5 con 6 GB de memoria RAM (*Random Access Memory*). Teóricamente, los tiempos de detección son menores en el detector ZF, se elevan para MMSE y con el detector ID aumentan considerablemente, así mismo, incrementar el nivel de modulación acrecienta el tiempo de simulación para todos los detectores, ya que incluyen operaciones más complejas.

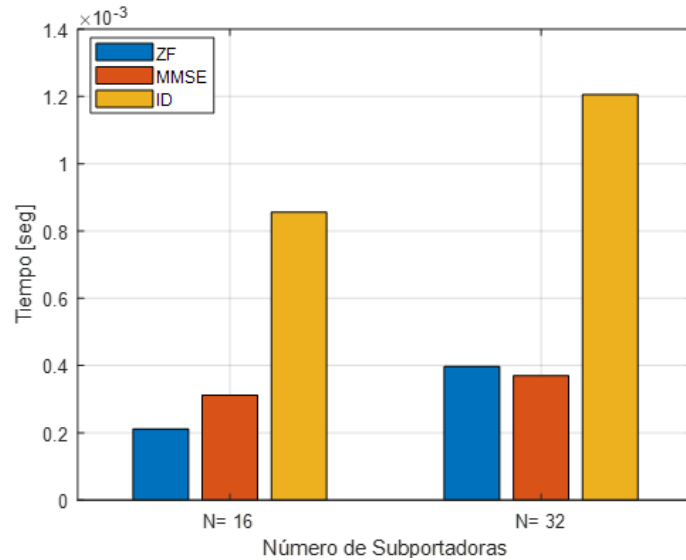


Figura 3.24 Tiempos de detección para los detectores ZF, MMSE e ID, $N = [16, 32]$, modulación QPSK y $\alpha = 0.94$.

En la Figura 3.24 se muestran en una misma gráfica los valores de tiempos de simulación para cada detector con el esquema de modulación QPSK, factor de $\alpha = 0.94$ y $N = [16, 32]$. En esta se aprecia que en los detectores ZF, MMSE e ID los tiempos de detección crecen cuando el número de subportadoras aumenta.

En el detector ZF para un $N = 32$ el tiempo de simulación supera al de MMSE, ya que ZF utiliza el comando *inv* para ser implementado y la operación resulta más compleja cuando se aumenta el número de subportadoras. Se concluye entonces que el detector ID presenta tiempos de simulación más altos que ZF y MMSE, debido al proceso iterativo que ejecuta.

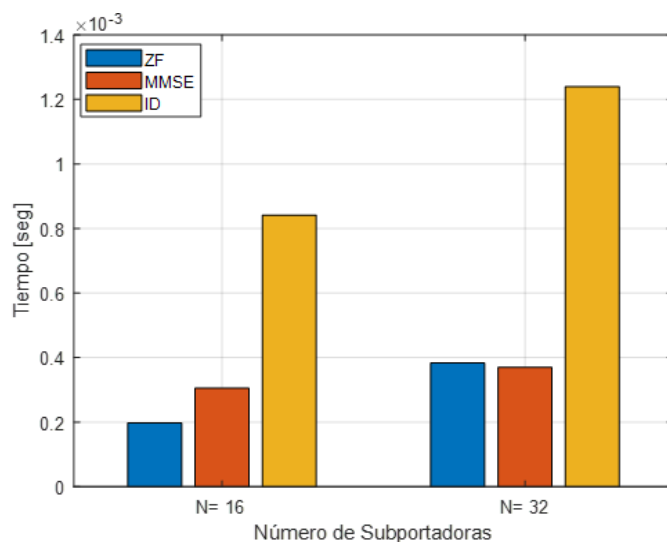


Figura 3.25 Tiempos de detección para los detectores ZF, MMSE e ID, $N = [16, 32]$, modulación QPSK y $\alpha = 0.84$.

En la Figura 3.25 se observan los tiempos de detección para cada detector con el esquema de modulación QPSK, $\alpha = 0.84$ y $N = [16, 32]$, con el objetivo de observar el efecto de disminuir el espaciamiento entre subportadoras en los tiempos de simulación de cada detector. Se puede observar en comparación con la Figura 3.24 que no existe diferencias significativas con el tiempo promedio requerido para la detección.

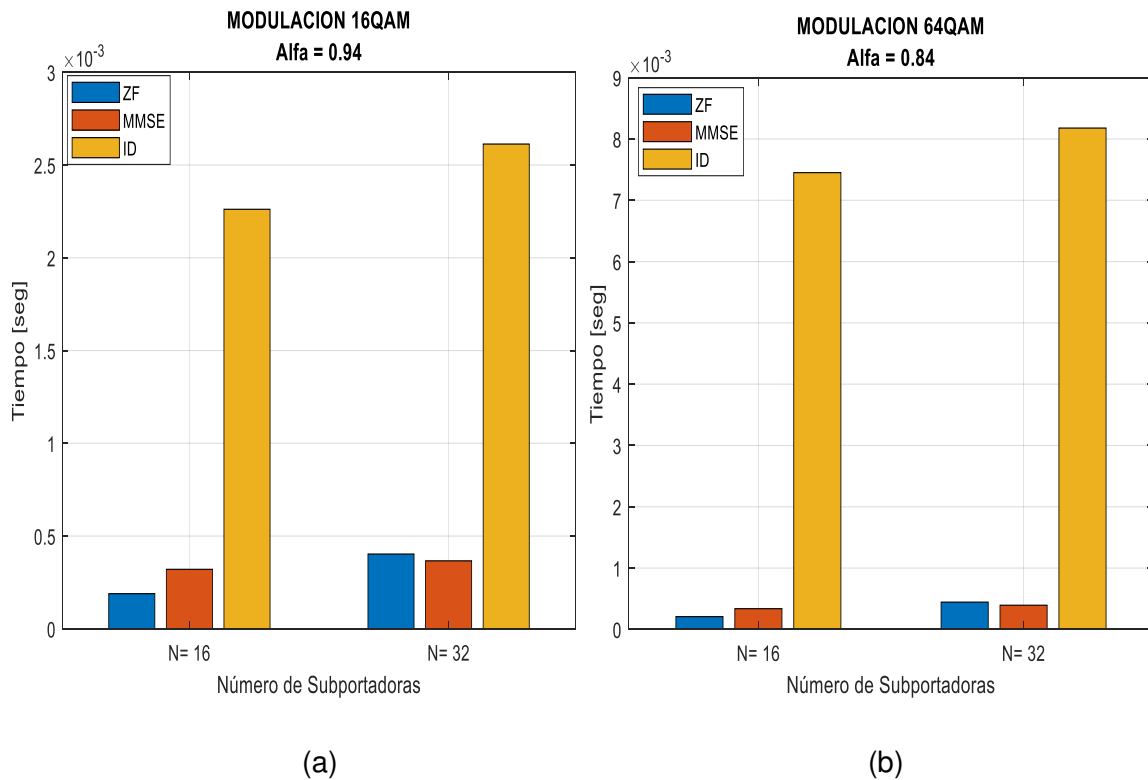


Figura 3.26 Tiempos de detección para los detectores ZF, MMSE e ID, $N = [16, 32]$,
 (a) Modulación 16QAM y $\alpha = 0.94$ (b) Modulación 64QAM y $\alpha = 0.84$.

En la Figura 3.26 se observan los tiempos de simulación para cada detector con modulaciones 16QAM y 64QAM, $N = [16, 32]$, $\alpha = 0.94$ y $\alpha = 0.84$. El objetivo de esta gráfica es analizar el impacto en los tiempos de detección con esquemas de modulación más complejos, en este caso 16QAM y 64QAM.

Se puede concluir que el tiempo promedio del detector ID aumenta considerablemente para los esquemas de modulación 16QAM y 64QAM.

Las Tablas 3.3 y 3.4 presentan un resumen de los tiempos promedios obtenidos para $\alpha = 0.94$ y $\alpha = 0.84$, respectivamente. Estas Tablas permiten comparar los resultados para los diferentes detectores, modulaciones y número de subportadoras.

Tabla 3.3. Tiempo promedio de detección en segundos $\alpha = 0.94$.

Detectores	Modulaciones	N=16	N=32
ZF	QPSK	2.114e-04 [s]	3.967e-04 [s]
	16QAM	1.893 e-04 [s]	4.030e-04 [s]
	64QAM	2.047 e-04 [s]	4.658e-04 [s]
MMSE	QPSK	3.119e-04 [s]	3.695e-04 [s]
	16QAM	3.206 e-04 [s]	3.663e-04 [s]
	64QAM	3.135 e-04 [s]	5.140e-04 [s]
ID	QPSK	8.559e-04 [s]	0.00120540 [s]
	16QAM	0.00226135 [s]	0.00261289 [s]
	64QAM	0.00732979 [s]	0.00773053 [s]

Con los resultados obtenidos se infiere que el incremento en el nivel de modulación y el número de subportadoras afectan los tiempos de simulación de los detectores lineales ZF y MMSE en forma sutil, en tanto que los tiempos de detección del detector ID incrementan de forma notable, debido al proceso iterativo que lleva a cabo, el cual se vuelve más complejo de acuerdo al nivel de modulación.

Tabla 3.4. Tiempo promedio de detección en segundos $\alpha = 0.84$.

Detectores	Modulaciones	N=16	N=32
ZF	QPSK	1.977e-04 [s]	3.833e-04 [s]
	16QAM	2.102e-04 [s]	4.521e-04 [s]
	64QAM	2.080e-04 [s]	4.447e-04 [s]
MMSE	QPSK	3.055e-04 [s]	3.696e-04 [s]
	16QAM	3.520e-04 [s]	3.662e-04 [s]
	64QAM	3.376e-04 [s]	3.939e-04 [s]
ID	QPSK	8.414 e-04 [s]	0.00123960 [s]
	16QAM	0.00221613 [s]	0.00276588 [s]
	64QAM	0.00745033 [s]	0.00817765 [s]

De esta manera se evidencia que los detectores ZF y MMSE presentan menos complejidad o esfuerzo computacional en comparación con el detector ID, debido a que son esquemas de detección lineales y requieren de menos procesos para llevar a cabo su función. También se observa que el detector ZF es ligeramente menos complejo que la técnica

MMSE, esto se debe a la inserción de la varianza de ruido, aunque al encontrarse implementado con la función *inv* cuando el número de subportadoras incrementa el tiempo de detección supera sutilmente a MMSE. Cabe mencionar que el detector ID se vuelve notoriamente más complejo, con el número de iteraciones, esquema de modulación y número de subportadoras.

4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En este capítulo se exponen las conclusiones, recomendaciones y trabajos futuros obtenidos del presente trabajo de titulación.

4.1. CONCLUSIONES

En este proyecto técnico se ejecutó en el software MATLAB un sistema SEFDM sobre un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia de tipo Rayleigh además de un canal AWGN utilizando las técnicas ZF, MMSE e ID para la detección, el cual permitió identificar las ventajas e inconvenientes de cada detector para diferentes parámetros del sistema. Del mencionado trabajo se obtuvo las siguientes conclusiones:

- SEFDM, con la pérdida de ortogonalidad consigue reducir el uso del espectro a través del factor de compresión de ancho de banda α , el cual mientras más bajo es logra una mayor reducción del espectro, considerando que $\alpha = 1$ es equivalente a un sistema OFDM donde no existe compresión de ancho de banda.
- En SEFDM se alcanza una compresión del espectro electromagnético a expensas del aumento en la BER considerando la vulneración de la ortogonalidad entre subportadoras, esto dificulta recuperar la señal, de manera que se vuelve necesario la implementación de un detector para recuperar los datos enviados.
- En los sistemas SEFDM la detección de la señal es un proceso indispensable, debido a la pérdida de ortogonalidad de las subportadoras. Este proceso de detección resulta complejo computacionalmente y en implementación. Los algoritmos implementados son: ZF, MMSE e ID, los cuales propician la detección de la señal de datos enviados a través de un canal con desvanecimiento tipo Rayleigh y AWGN.
- Para un adecuado funcionamiento del sistema SEFDM, el factor de compresión de ancho de banda α no debe ser ingresado arbitrariamente, a causa de que el algoritmo implementado efectúa una aproximación con este valor para estimar el tamaño de la IFFT/FFT. De esta manera se concluye que la forma correcta de ingresar α es $\frac{N}{N+a}$, donde N representa el tamaño de la IFFT/FFT y a la cantidad de ceros que serán agregados a la señal modulada.
- El esquema de modulación repercutió en el rendimiento del sistema SEFDM, debido a que la degradación de la BER es mayor cuando el nivel de modulación

incrementa, esto se evidencia en las gráficas de BER vs Eb/No obtenidas para cada caso analizado.

- Otro parámetro que influyó en la degradación de la BER del sistema SEFDM es el número de subportadoras, de modo que al incrementar esta variable se evidencia un deterioro en las curvas de BER vs Eb/No.
- El detector ID presentó un rendimiento similar al detector lineal ZF debido a que la primera estimación la realiza utilizando esta técnica, sin embargo, no se consigue mejorar la BER para un sistema SEFDM afectado por un canal con desvanecimiento tipo Rayleigh, a pesar del proceso iterativo que lleva a cabo.
- En la simulación implementada se revela que usando la técnica de detección MMSE la BER no se afecta significativamente cuando el número de subportadoras N aumenta, en comparación con los detectores ZF e ID, sin embargo, la degradación de la BER resulta más notoria con un nivel de modulación más complejo, esto no sucede con las técnicas de detección ZF e ID, las cuales presentan un rendimiento parecido cuando el esquema de modulación incrementa.
- En lo referente a los tiempos de simulación para los detectores ZF, MMSE e ID se evidencia un incremento cuando el número de subportadoras y el nivel de modulación se elevan, en tanto que el factor de compresión de ancho de banda no influye en los tiempos de simulación para cada caso como se muestra en las gráficas de barras presentadas.
- El detector ID presenta un mayor esfuerzo computacional en comparación con los detectores lineales ZF y MMSE, debido a que emplea un mecanismo iterativo por cada punto de constelación que consume más recursos computacionales.
- Bajo la metodología propuesta el detector iterativo ID no presenta un mejor desempeño que los detectores lineales ZF y MMSE, contra intuitivamente a lo presentado en la teoría en el Capítulo I, dicho de otro modo, la complejidad computacional que implica el proceso iterativo no compensa los resultados de BER obtenidos, en comparación con ZF y MMSE los cuales pese a su simpleza presentan un mejor rendimiento sobre un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia de tipo Rayleigh.
- Para el número de subportadoras, esquemas de modulación y factores de compresión de ancho de banda analizados, de manera general se concluye que el

detector MMSE presenta un mejor rendimiento en términos de BER y tiempos de detección frente a los detectores ZF e ID.

4.2. RECOMENDACIONES

- Se recomienda emplear recursos de hardware y software con adecuadas especificaciones para el desarrollo de las simulaciones, ya que la complejidad computacional está ligada al conjunto de características del sistema informático que se utilice.
- Para obtener resultados confiables en las gráficas de BER vs Eb/No y las de tiempos de simulación se recomienda un número de iteraciones para cada valor de SNR normalizada de 10000 o más.
- Para una mejor visualización de resultados en las gráficas de BER vs Eb/No es recomendable establecer un límite en el eje correspondiente a la BER de 10^{-4} .
- Se debe tomar en cuenta las características del PDP para el canal con distribución de Rayleigh, considerando que los retardos están obligados a ser menores al intervalo de guarda.

4.3. TRABAJOS FUTUROS

- Se recomienda para futuros trabajos integrar el detector ID con otros mecanismos de detección bajo la influencia de canales con desvanecimiento selectivo en frecuencia, ya que no se consiguió mejorar el rendimiento en términos de BER frente a los detectores lineales.
- Otro posible futuro trabajo de titulación puede ser el estudio de SEFDM sobre canales MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) bajo la influencia de ruido con distribuciones selectivas en frecuencia.

5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R. Gallager, "Principles of Digital Communication", 1nd ed., E d . New York, NY, USA: Cambridge University Press, 2008, pp. 303-306.
- [2] S. Isam e I. Darwazeh, "Precoded Spectrally Efficient FDM System", IEEE 21st International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications, pp. 99-104, Dic. 2010.
- [3] W. Xiang, K. Zheng y X. Shen, "5G Mobile Communications", 1st ed., Ed. New York, NY, USA: Springer, 2017, pp. 27-50.
- [4] H. Ghannam e I. Darwazeh, "Signal Coding and Interference Cancellation of Spectrally Efficient FDM System for 5G Cellular Networks", IEEE 24th International Conference on Telecommunications, Ago. 2017.
- [5] T. Xu y I. Darwazeh, "Spectrally Efficient FDM: Spectrum Saving Technique for 5G", IEEE 1st International Conference on 5G for Ubiquitous Connectivity, pp. 273-278, Feb. 2015.
- [6] O. Buthaina y M. Hajer, "Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing in LTE Downlink", IJARCCCE, vol. 5, no. 1, pp 112-115, Ene. 2016.
- [7] R. Clegg, S. Isam, I. Kanaras e I. Darwazeh, "A practical for improved efficiency in frequency division multiplexed wireless networks", IEEE IET Communications, vol. 6, no. 4, pp. 449-457, Abr. 2012.
- [8] J. Kim, Y. Kim y K. Kim, "Computationally Efficient Signal Detection Method for Next Generation Mobile Communications using multiple Antennas", SK Telecommunication Review, vol. 17, no. 1, pp. 183-191, Feb. 2007.
- [9] M. Rodrigues e I. Darwazeh, "Fast OFDM: A Proposal for Doubling the Data Rate of OFDM Schemes", IEEE International Conference on Telecommunications, pp. 484-487, Jun. 2002.
- [10] T. Xu, I. Darwazeh y G. Hedaia, "The First 15 Years of SEFDM: A Brief Survey", IEEE 11th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing, pp. 1-5, Jul. 2018.
- [11] M. Rodrigues e I. Darwazeh, "A Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing Based Communication System", 8th International OFDM-Workshop, pp. 70-74, Sep. 2003.
- [12] D. Rainnie, Y. Feng y J. Bajcsy, "On Capacity Merits of Spectrally Efficient FDM", IEEE Military Communications Conference, pp 581-586, Oct. 2015.

- [13] S. Isam, "Spectrally Efficient FDM Communication Signals and Transceivers: Design, Mathematical Modeling and System optimization", Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng., College London Univ., London, UK, 2011.
- [14] I. Darwazeh, , T. Gui, Y. Bao, y Z. Li, "Optical SEFDM System; Bandwidth Saving Using Non-Orthogonal Sub-Carriers", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 26, no. 4, pp. 352-355, Dic. 2013.
- [15] M. Jia, Z. Wu, Z. Yin, Q. Guo y X. Gu, "Receiver design combining iteration detection and ICI compensation for SEFDM", EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, pp. 1-11, Dic. 2018.
- [16] J. Zhao y A. Ellis, "A novel optical Fast OFDM with reduced channel spacing equal to half of the symbol rate per carrier", IEEE Conference on Optical Fiber Communication (OFC/NFOEC), collocated National Fiber Optic Engineers Conference, pp. 1-3, May. 2010.
- [17] M. Hamamura y S. Tachikawa, "Bandwidth Efficiency for Multi-Carrier System", IEEE 15th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, pp. 48-52, Sept. 2004.
- [18] S. Pupiales, "Análisis de Ganancia de Ancho de Banda y degradación de la BER en un sistema SEFDM con respecto a OFDM usando Matlab", Dept. Ing. Elect. y Electron., Escuela Politécnica Nacional, Quito, Ecuador, 2019.
- [19] R. Moreno, "Transmisión Multiportadora sin prefijo cíclico para Comunicaciones de Radio de Alta Capacidad", Dept. Ing. Sist. Com., Univ. Carlos III de Madrid, Madrid, España, 2013.
- [20] C. Guedes, "Estudio y Diseño de Moduladores y Demoduladores Integrados para comunicaciones inalámbricas en la Tecnología SiGe 0.35 um de AMS", Dept. Sist. Telecom., Univ. De Las Palmas de Gran Canaria, Canarias, España, 2004.
- [21] J. Luque y S. Clavijo, "Modulación de Señales Digitales", 1st ed., Ed. Sevilla, España: Servicio de Publicaciones Sevilla, 1995, pp. 60-63.
- [22] M. Calvo y R. Martínez, "Comunicaciones por Satélite: Modulaciones Digitales", 1st ed., Ed. Madrid, España: Universidad Politécnica de Madrid, 2008, pp. 4-6.
- [23] A. Zekry, Why do we use IFFT, Feb. 2014.
- [24] A. G. Constantinides, Why do we use IFFT, Feb. 2014.
- [25] L. Jiménez, J. Parrado, C. Quiza y C. Suárez, "Modulación Multiportadora OFDM," Electron. Ing., Univ. Distrital, Bogotá, Colombia, Feb. 02, 2001.

- [26] H. Schulze y C. Lueders, "Theory and Applications of OFDM and CDMA Wideband Wireless Communication", 1st ed., Ed. New Jersey, NYSE, USA: John Wiley, 2006.
- [27] M. Cabrera y F. Tarrés, "Multiplicación por División de Frecuencias Ortogonales", 1st ed., Ed. Barcelona, España: Universidad Oberta de Catalunya, 2013, pp. 16-19.
- [28] P. Whatmough, M. Perrett, S. Isam e I. Darwazeh, "VLSI Architecture for a Reconfigurable Spectrally Efficient FDM Baseband Transmitter", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 59, no. 5, pp. 1107-1118, Feb. 2012.
- [29] I. Darwazeh, "Inverse Discrete Fourier Transform-Discrete Fourier Transform Techniques for Generating and Receiving Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing Signals", American Journal of Engineering and Applied Sciences, no. 4, pp. 598-606, Abr. 2011.
- [30] MATLAB. (2020). version 7.10.0. Natick, Massachusetts: The MathWorks Inc.
- [31] V. Nsengiyumva, "Is the Cyclic Prefix Needed in Massive MIMO?", Master of Science Thesis in Electrical Engineering Department of Electrical Engineering, Linköping University, Linköping, Suecia, 2016.
- [32] R. Baban y N. Santosh, "Effects of cyclic prefix on OFDM system", Proceedings of the ICWET 10th International Conference & Workshop on Emerging Trends in Technology, pp.420-424, 2010.
- [33] A. Chase, "Evaluación comparativa de rendimiento en sistemas OFDM utilizando diferentes métodos de modulación digital", Facultad de Edu. Tec. para el Des., Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, Guayaquil, Ecuador, 2020.
- [34] 3GPP References: TS 38.211 5G;. NR;. Physical channels and modulation.
- [35] F. Vasquez, "Análisis del Comportamiento de la señal OFDM al pasar por un Canal Optico con Receptor No Coherente en Redes PON", Dept. Ing. Elect. y Electron., Escuela Politécnica Nacional, Quito, Ecuador, 2020.
- [36] "Introduction to Wireless Communications and Networks", class notes for PROP1. Department of Electrical and Computer Engineering, University of Michigan State, 2014.
- [37] V. Lavanya, G. Sasibhushana y B. Bidikar, "Fast Fading Mobile Channel Modeling For wireless Communication", Science Direct International Conference on Computational Modeling and Security, pp. 777-782, 2016.
- [38] M. Soni, P. Ghosh y K. Gupta, " Review of Data Communication in Wireless Fading Channel and a Case Study", IJECT, vol. 6, no. 1, pp. 49-55, Mar. 2015.

- [39] M. Sadeque, S. Chandra y M. Firoj. "Modeling and Characterization of Different Types of Fading Channels". *International Journal of Science Engineering and Technology Research*, vol. 4, no. 5, pp. 1410-1415, May. 2015.
- [40] S. Popa, N. Draghiciu y R. Reiz, "Fading Types in Wireless Communications System". *Journal of Electrical and Electronics Engineering*, pp. 232-237, May. 2008.
- [41] M. Salih y A. Makki, "Reduction of noise effect in AWGN Channel", *Elixir Elec. Engg*, no. 34, pp. 2517-2519, Mar. 2011.
- [42] M. K. Simon y M. Alouini, "Digital Communication over Fading Channels", 1st ed., Ed. New Jersey, NYSE, USA: John Wiley and Sons, 2005.
- [43] S. Panic, M. Stefanovic, J. Anastasov y P. Spalevic, "Fading and Interference Mitigation in Wireless Communications", 1st ed., Ed. Florida, FL, USA: CRC Press, 2013.
- [44] M. Segata, B. Bloessi, S. Joerer, F. Erlacher, M. Mutshlechner, F. Klingler, C. Sommer, R. Cigno y F. Dressier, "Shadowing or Multi-Path Fading: Which Dominates in Inter-Vehicle Communication", *Computer and Communication Systems*, University of Innsbruck, pp. 1-5, Jun. 2013.
- [45] F. Valera, "OFDMA y SC-FDMA en la Interfaz Radio de LTE", Dept. Ing. Electron., Universidad de Sevilla, Sevilla, España, 2019.
- [46] M. Jeruchim, P. Balaban y K. Shanmugan, "Simulation of Communication Systems Modeling, Methodology and Techniques", 2nd ed., Ed. New York, NY, USA: Springer, 2000, pp. 302-303.
- [47] Y. Cho, J. Kim, W. Yang y C. Kang, "MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB", 1st ed., Ed. New Jersey, NY, USA: John Wiley and Sons, 2010.
- [48] E. Calixto, "Gas and Oil Reliability Engineering", 2nd ed., Ed. Houston, TX, USA: Gulf Publishing Company, 2016.
- [49] B. Yu, H. Zhang, X. Hong, C. Guo, A. Tao, C. Lu y X. Dai, "Channel Equalization and Data Detection for SEFDM over Frequency Selective Fading Channels", *IEEE IET Communications*, vol. 12, no. 18, pp. 2315-2323, Nov. 2018.
- [50] M. Jia, Z. Yin, Q. Guo, G. Liu y X. Gu, "Waveform Design of Zero Head DFT Spread Spectral Efficient Frequency Division Multiplexing", *IEEE Access*, vol. 5, pp. 16944-16952, Ago. 2017.
- [51] R. Grammenos y I. Darwazeh, "FPGA design of low complexity SEFDM Detection Techniques", *London Communication Symposium*, pp. 1-6, Sept. 2011.

- [52] J. Ro, J. Kim, Y. You y H. Song, "Linear Approximation Signal Detection Scheme in MIMO-OFDM Systems", *Applied Sciences*, vol. 8, pp. 1-12, Ene. 2018.
- [53] I. Kanaras, A. Chorti, M. Rodrigues e I. Darwazeh, "Spectrally Efficient FDM Signals: Bandwidth Gain at the Expense of Receiver Complexity", *IEEE International Conference on Communications*, pp. 1-6, Ago. 2009.
- [54] L. Heng, L. Lin y W. Ping, "Spectrally Efficient Nonorthogonal Frequency Division Multiplexing with Index Modulation", *17th International Conference on Parallel and Distributed Computing, Applications and Technologies*, pp.290-292 ,Dic. 2016.
- [55] W. Ozan, P. Haigh, B. Tan y I. Darwazeh, "Experimental SEFDM Pipelined Iterative DetectionArchitecture with Improved Throughput", *Department of Electronic and Electrical Engineering, University College London, London, UK*, 2018.
- [56] A. Ordoñez , "Simulación de la Tecnicas de Deteccion ZF, MMSE y MLD para un sistema MIMO-OFDM", *Dept. Ing. Elect. y Electron., Escuela Politécnica Nacional, Quito, Ecuador*, 2019.
- [57] I. Kanaras, A. Chorti, M. Rodrigues e I. Darwazeh, "An overview of optimal and sub-optimal detection techniques for a non-orthogonal Spectrally Efficient FDM", *London Communications Symposium*, pp. 1-4, Ago. 2017.
- [58] F. Long y C. Zhang, "Signal Processing for 5G: Algorithms and Implementations", 1nd ed., Ed. New Jersey, NY, USA: John Wiley and Sons, 2016, pp. 97-104.
- [59] T. Xu, "Bandwidth Compressed Waveform and System design for Wireless and Optical Communications: Theory and practice", *Ph.D. dissertation, Dept. Elect. and Electron. Eng., College London Univ., London, UK*, 2017.
- [60] T. Ngunyen, T. Ngunyen, M. Le, V. Ngo, "Efficiency zero-forcing detectors based on group detection for massive MIMO systems", *IEEE International Conference on Advanced Technologies for Communications*, pp. 48-53, Dic. 2017.
- [61] J. Baudais, J. Helard y J. Citerne, "An improved linear MMSE detection technique for multi-carrier CDMA system: Comparison and combination with interference cancelation schemes", *European Transactions on Telecommunications*, pp. 547-554, Nov. 2000.
- [62] S. Li, W. Zou, W. Liu, B. Shen y K. Kwak, "Synchronization-assisted adaptive MMSE channel estimation algorithm for MB OFDM UWB system", *IEEE 9th International Symposium on Communications and Information Technology*, pp. 470-473, Dic. 2009.

- [63] S. Lyu y X. Guan, "Low-complexity MMSE signal detection algorithm based on BiCGSTAB method for uplink massive MIMO systems", IEEE 9th International Conference on Advanced Infocomm Technology, pp. 285-289, Jun. 2018.
- [64] F. Marvasti, "An Iterative method to compensate for the Interpolation Distortion", IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 37, no. 10, pp. 1617-1621, Oct. 2009.
- [65] A. Amini y F. Marvasti, "Reconstruction of Multiband signals from non-invertible uniform and periodic non-uniform samples using an Iterative Method", Sampling Theory in Signal and Image Processing, vol. 7, no. 2, pp. 113-129, May. 2008.
- [66] T. Xu, R. Grammenos, F. Marvasti e I. Darwazeh, "An Improved Fixed Sphere Decoder Employing Soft Decision for the Detection of Non-orthogonal Signals", IEEE Communications Letters, vol. 17, no. 10, pp. 1964-1967, Oct. 2013.
- [67] J. Heydari, M. Naeiny, F. Marvasti, "Iterative Detection with Soft Decision in Spectrally Efficient FDM Systems", ArXiv, pp. 2-6, Abr. 2013.
- [68] T. Xu e I. Darwazeh, "M-QAM signal Detection for a Non-orthogonal system using an improved fixed Sphere Decoder", IEEE 9th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Sign, pp. 623-627, Jul. 2014.
- [69] T. Xu e I. Darwazeh, "A Soft Detector for Spectrally Efficient Systems With Non-Orthogonal Overlapped Sub-Carriers", IEEE Communications Letters, vol. 18, no. 10, pp. 1847-1850, Oct. 2014.
- [70] Introduction to EECS II: Digital Communication System, Lectura 8, Department of Electrical and Computer Engineering, Massachusset Institute of Tecnology, 2014.
- [71] M. Welvaert y Y. Rosseel, "On the Definition of Signal-To-Noise Ratio and Contrast-To-Noise Ratio for fMRI Data", PLOS ONE A peer-reviewed, Open Access Journal, pp. 1-8, Nov. 2013.
- [72] B. Stec y W. Susek, "Theory and Measurement of Signal-to-Noise Ratio in Continuous-Wave Noise Radar", Sensors, no. 18, pp. 1-11, Mar. 2018.
- [73] R. Llugsi, "Fundamentos de Transmisión Digital", 1st ed. Ed. Quito, UIO, Ecuador: Escuela Politécnica Nacional, 2017.
- [74] R. Wolff. "Noise, S/N and Eb/No", class note for EE47, Department of Electrical and Electronics Engineering, Montana State University, Otoño 2011.
- [75] J. Pearce, What's All This Eb/No Stuff, Otoño 2000.

- [76] CNG-Eb/No Series Precision SNR Generator, NoiseCom: Wireless Telecomm Group Inc, New Jersey, NY, USA, 2013.
- [77] G. Breed, "Bit error rate: Fundamental concepts and measurement issues", High Frequency Electronics LLC, vol. 2, no.1, pp. 46-48, Ene. 2003.

ANEXOS

En este apartado se incluye el código desarrollado en MATLAB, de la siguiente manera:

ANEXO A. Programa Principal.

ANEXO B. Función SEFDM.

ANEXO C. Detectores para SEFDM

ANEXO D. Gráficas BER vs Eb/No en SEFDM.

ANEXO E. Gráficas de Barras de los tiempos de simulación de los detectores.

ANEXO A: PROGRAMA PRINCIPAL

Anexo Digital

ANEXO B: FUNCIÓN SEFDM

Anexo Digital

ANEXO C: DETECTORES PARA SEFDM

Anexo Digital

ANEXO D: GRÁFICAS BER vs Eb/No EN SEFDM

Anexo Digital

ANEXO E: GRÁFICAS DE BARRAS DE LOS TIEMPOS DE SIMULACIÓN DE LOS DETECTORES

Anexo Digital

ORDEN DE EMPASTADO