

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

**SIMULACIÓN DE ESTIMACIÓN DE CANAL Y SINCRONIZACIÓN
EN LA TÉCNICA DE COMUNICACIÓN INALÁMBRICA SEFDM
SIMULACIÓN DE DIVERSIDAD DE ANTENA EN RECEPCIÓN EN
SEFDM**

**TRABAJO DE INTEGRACIÓN CURRICULAR PRESENTADO COMO
REQUISITO PARA LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERA EN
TELECOMUNICACIONES**

EMILIA GUADALUPE MÉNDEZ CAÑIZARES

emilia.mendez@epn.edu.ec

DIRECTOR: DR. DIEGO JAVIER REINOSO CHISAGUANO

diego.reinoso@epn.edu.ec

DMQ, abril 2024

CERTIFICACIONES

Yo, EMILIA GUADALUPE MÉNDEZ CAÑIZARES declaro que el trabajo de integración curricular 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.

EMILIA MENDEZ

Certifico que el presente trabajo de integración curricular fue desarrollado por EMILIA GUADALUPE MÉNDEZ CAÑIZARES, bajo mi supervisión.

DIEGO JAVIER REINOSO CHISAGUANO
DIRECTOR

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

A través de la presente declaración, afirmamos que el trabajo de integración curricular aquí descrito, así como el (los) producto(s) resultante(s) del mismo, son públicos y estarán a disposición de la comunidad a través del repositorio institucional de la Escuela Politécnica Nacional; sin embargo, la titularidad de los derechos patrimoniales nos corresponde a los autores que hemos contribuido en el desarrollo del presente trabajo; observando para el efecto las disposiciones establecidas por el órgano competente en propiedad intelectual, la normativa interna y demás normas.

EMILIA GUADALUPE MÉNDEZ CAÑIZARES

DIEGO JAVIER REINOSO CHISAGUANO

DEDICATORIA

Dedico este trabajo a Dios, a mi madre Marianela y especialmente a la memoria de mi abuelita Adela.

“Incluso si caigo y me lastimo, seguiré corriendo hacia mis sueños”

BTS

AGRADECIMIENTO

A Dios, por brindarme sabiduría y fortaleza para superar cada reto en mi vida.

A mi madre Marianela, por ser la mejor madre, por el amor infinito y por ser el pilar fundamental para seguir adelante. Por siempre ser el motivo de mi sonrisa y alegría, y por nunca dejarme renunciar a mis sueños.

A mi abuelita Adela, quien ahora me guía desde el cielo, por su paciencia, amor y enseñanzas, por ser mi mayor ejemplo de fortaleza. Por criarme como a una hija en lugar de una nieta, por ser mi segunda madre. Eres mi estrella, la más brillante en el cielo.

A Dennys, por ser un amigo incondicional, por impulsarme a ser la mejor versión de mi, por su cariño inmenso y, a pesar de la distancia, por siempre estar para mi. A mis amigos, porque este camino habría sido más difícil sin ellos.

A todos mis profesores que han aportado en mi formación, especialmente a mi director de tesis Dr. Diego Reinoso por su apoyo, su tiempo y su guía para poder realizar este trabajo de titulación.

A Kim Nam-joon, Kim Seok-Jin, Min Yoon-gi, Jung Ho-Seok, Park Ji-Min, Kim Tae-hyung y Jeon Jung-kook, por transmitirme las ganas de luchar por mis sueños a través de sus canciones, por ser una luz en mi momento más difícil, y por ser mi inspiración para alcanzar mis metas.

A mis tías, tíos, primos y primas por siempre estar pendientes de mi desarrollo tanto personal como profesional, por alentarme a continuar hasta cumplir con este sueño. A Zeus y Luna por ser mis compañeros de estudio, por no dejarme sola en momentos de tensión y por ser causa de mis sonrisas.

ÍNDICE DE CONTENIDO

| | |
|--|------|
| CERTIFICACIONES..... | I |
| DECLARACIÓN DE AUTORÍA..... | II |
| DEDICATORIA..... | III |
| AGRADECIMIENTO..... | IV |
| ÍNDICE DE CONTENIDO..... | V |
| RESUMEN | VII |
| ABSTRACT | VIII |
| 1 INTRODUCCIÓN | 1 |
| 1.1 OBJETIVO GENERAL | 2 |
| 1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS..... | 2 |
| 1.3 ALCANCE | 2 |
| 1.4 MARCO TEÓRICO | 3 |
| 1.4.1 SEFDM | 3 |
| 1.4.1.1 Esquema de Sistema SEFDM | 4 |
| 1.4.1.2 Ventajas y Desventajas de SEFDM | 6 |
| 1.4.2 DESVANECIMIENTO..... | 6 |
| 1.4.2.1 Tipos de desvanecimiento..... | 6 |
| 1.4.3 DIVERSIDAD..... | 7 |
| 1.4.3.1 Diversidad de antena | 7 |
| 1.4.3.2 Métodos de combinación..... | 8 |
| 1.4.3.3 Diversidad de antena en recepción en SEFDM | 10 |
| 2 METODOLOGÍA..... | 13 |
| 2.1 PROGRAMA PRINCIPAL | 13 |
| 2.1.1 INGRESO DE VARIABLES | 13 |
| 2.2 FUNCIÓN SEFDM_RAYLEIGH | 16 |
| 2.2.1 TRANSMISOR SEFDM..... | 17 |
| 2.2.1.1 Generación de bits y Codificación FEC | 17 |
| 2.2.1.2 Modulación digital..... | 18 |
| 2.2.1.3 Adición de ceros y bloque IFFT..... | 18 |
| 2.2.1.4 Prefijo cíclico | 19 |
| 2.2.2 CANAL AWGN CON DESVANECIMIENTO | 19 |
| 2.2.3 RECEPTOR SEFDM | 21 |
| 2.2.3.1 Eliminación de prefijo cíclico..... | 22 |

| | |
|--|----|
| 2.2.3.2 Adición de ceros y bloque FFT..... | 22 |
| 2.2.3.3 Detector MMSE..... | 23 |
| 2.2.3.4 Demodulación digital y Decodificación FEC..... | 24 |
| 2.3 FUNCIÓN SEFDM_RAYLEIGH_MRC..... | 24 |
| 2.3.1 CANAL AWGN CON DESVANECIMIENTO..... | 25 |
| 2.3.2 RECEPTOR SEFDM MRC..... | 27 |
| 2.3.2.1 Eliminación de prefijo cíclico..... | 29 |
| 2.3.2.2 Bloque FFT de N puntos..... | 29 |
| 2.3.2.3 Combinación de señales MRC..... | 30 |
| 2.3.2.4 Bloque IFFT de N puntos..... | 30 |
| 2.3.2.5 Adición de ceros y bloque FFT..... | 30 |
| 2.3.2.6 Detector MMSE..... | 31 |
| 2.3.2.7 Demodulación digital y Decodificación FEC..... | 31 |
| 2.3.3 CÁLCULO DE ERRORES..... | 31 |
| 2.4 GRÁFICA DE RESULTADOS..... | 32 |
| 3 RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES..... | 34 |
| 3.1 ESCENARIOS DE SIMULACIÓN..... | 34 |
| 3.1.1 COMPARACIÓN DE ESQUEMAS CON DIVERSIDAD Y SIN DIVERSIDAD EN RECEPCIÓN PARA LAS TÉCNICAS SEFDM Y OFDM..... | 34 |
| 3.1.2 SIMULACIÓN DE ESQUEMAS CON DIVERSIDAD Y SIN DIVERSIDAD EN RECEPCIÓN PARA VALORES DE $a_1 = 0.94$; $a_2 = 0.89$ | 36 |
| 3.1.3 SIMULACIÓN DE ESQUEMAS CON DIVERSIDAD Y SIN DIVERSIDAD EN RECEPCIÓN PARA VALORES DE $a_1 = 0.84$; $a_2 = 0.76$ | 39 |
| 3.2 CONCLUSIONES..... | 41 |
| 3.3 RECOMENDACIONES..... | 43 |
| 4 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS..... | 45 |
| 5 ANEXOS..... | 46 |

RESUMEN

El presente trabajo de titulación desarrolla una simulación de un sistema de comunicaciones SEFDM (*Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing*) con diversidad en recepción en el software MATLAB. El canal inalámbrico del sistema se implementa con ruido AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) y desvanecimiento tipo Rayleigh. En el receptor se aplica un esquema de diversidad con dos antenas y un método de combinación de señales MRC (*Maximal Ratio Combiner*). Los resultados se presentan a través de gráficas que muestran curvas BER (*Bit Error Rate*) vs. E_b/N_0 (*Energy per Bit to Noise Power Spectral Density*) para distintos escenarios de simulación.

El capítulo 1 presenta los conceptos teóricos de SEFDM junto con el esquema para un sistema de comunicaciones basado en esta técnica, también expone sus principales ventajas y desventajas. De igual manera, se describen los tipos de desvanecimiento, las distintas técnicas de diversidad y los métodos de combinación de señales.

El capítulo 2 detalla el código implementado para un sistema SEFDM en MATLAB. El código se desarrolla a través de 3 etapas: transmisión, canal inalámbrico y recepción. De acuerdo con las definiciones descritas en el capítulo 1, se realiza el diseño del diagrama de bloques para diversidad espacial en recepción aplicando la técnica de comunicación SEFDM. También muestra el contraste con el diagrama de bloques para un sistema sin diversidad en recepción.

El capítulo 3 expone los resultados alcanzados, mediante gráficas de las curvas de BER vs. E_b/N_0 en donde se comparan esquemas con diversidad en recepción y sin diversidad, de igual manera, detalla los valores obtenidos de E_b/N_0 para diferentes escenarios de simulación para poder realizar un análisis cuantitativo y cualitativo del comportamiento del sistema bajo distintas condiciones establecidas. Las características de los escenarios se modifican a través del ingreso de variables mediante una interfaz gráfica. También se detallan las conclusiones y recomendaciones obtenidas del desarrollo del presente trabajo.

PALABRAS CLAVE: SEFDM, MRC, Combinación, Diversidad, BER.

ABSTRACT

The present work develops a simulation of a SEFDM (Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing) communication system with diversity in reception in MATLAB software. The wireless channel of the system is implemented with AWGN (Additive White Gaussian Noise) and Rayleigh fading. In the receiver, a diversity scheme with two antennas and a MRC (Maximal Ratio Combiner) signal combining method is applied. The results are presented through graphs showing BER (Bit Error Rate) vs. E_b/N_0 (Energy per Bit to Noise Power Spectral Density) curves for different simulation scenarios.

Chapter 1 presents the theoretical concepts of SEFDM together with the scheme for a communications system based on this technique, also exposes its main advantages and disadvantages. It also describes the types of fading, the different diversity techniques and signal combining methods.

Chapter 2 details the code implemented for a SEFDM system in MATLAB. The code is developed through 3 stages: transmission, wireless channel and reception. According to the definitions described in chapter 1, the design of the block diagram for spatial diversity in reception applying the SEFDM communication technique is carried out. It also shows the contrast with the block diagram for a system without diversity in reception.

Chapter 3 presents the results achieved by means of graphs of the BER vs. E_b/N_0 curves comparing schemes with diversity in reception and without diversity, as well as the values obtained for E_b/N_0 for different simulation scenarios in order to perform a quantitative and qualitative analysis of the system behavior under different established conditions. The characteristics of the scenarios are modified by entering variables through a graphic interface. The conclusions and recommendations obtained from the development of this work are also detailed.

KEYWORDS: SEFDM, MRC, Combination, Diversity, BER.

1 INTRODUCCIÓN

Las redes inalámbricas actuales, como Wi-Fi y LTE, se basan en el uso de la técnica OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) [1]. Para la implementación de sistemas de comunicaciones modernos, se suele mejorar la eficiencia espectral a través del aumento del tamaño de la constelación de señales, lo que significa más información transmitida por cada símbolo, o con la disminución del orden de modulación, que es la transmisión de la misma información con menos bits. Estas estrategias se aplican comúnmente para optimizar la transmisión en sistemas que presentan restricción en cuanto al ancho de banda utilizado [2].

Para las comunicaciones inalámbricas de próxima generación se plantean otros enfoques con el objetivo de optimizar la comunicación. Entre estos enfoques se encuentran la violación de ortogonalidad y la presencia de ISI (*Inter-Symbol Interference*) [2]. Para los sistemas 5G que utilizan un amplio ancho de banda espectral en canales con desvanecimiento multitrajecto se propone la técnica SEFDM (*Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing*), que evolucionada a partir de OFDM [1] [3].

SEFDM se considera como una técnica prometedora debido a que presenta una elevada eficiencia espectral en comparación con la presentada por otras técnicas multiportadora como OFDM, GFDM (*Generalized Frequency Division Multiplexing*), entre otras [3]. A pesar de ser una técnica innovadora, presenta una desventaja que es su alto nivel de interferencia entre subportadoras [2] [3]. Para canales con ruido AWGN se plantean implementaciones como la cancelación sucesiva de interferencia, decodificador de esfera, filtrado adaptado (MF) y demodulador Trellis. El decodificador de esfera presenta una alta complejidad computacional, por lo que su aplicación se recomienda para un número mínimo de subportadoras [1] [3].

Por otro lado, los algoritmos de cancelación sucesiva de interferencia y MF no tienen una alta complejidad, pero brindan un bajo rendimiento de BER para valores de compresión altos. Finalmente, el decodificador Trellis ofrece resultados óptimos en términos de BER cuando se aplica a sistemas con un número alto de subportadoras, pero su complejidad aumenta de forma significativa al utilizar órdenes de modulación altos [1].

Con el fin de combatir los efectos del desvanecimiento del canal y mejorar el rendimiento del sistema se propone la diversidad en recepción [1]. En el presente trabajo se diseña y representa el esquema de comunicaciones para un sistema con diversidad espacial en recepción, el cual se implementa con el algoritmo MRC (*Maximal Ratio Combiner*),

empleado frecuentemente con señales OFDM, a través de canales independientes con ruido AWGN y desvanecimiento Rayleigh.

1.1 OBJETIVO GENERAL

Implementar una simulación en Matlab de un sistema SEFDM con diversidad de antena en recepción y combinación de señales MRC.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

1. Describir un sistema de comunicaciones SEFDM.
2. Describir las diferentes técnicas de diversidad y métodos de combinación de señales que se pueden aplicar en un sistema de comunicaciones SEFDM.
3. Diseñar el diagrama de bloques para la simulación de la diversidad de antena en recepción de un sistema SEFDM.
4. Implementar en Matlab una simulación de diversidad de antena en recepción para un esquema SIMO de dos antenas y combinación de señales MRC.
5. Analizar los resultados obtenidos a través de la simulación al variar los parámetros de modulación y factor de compresión.

1.3 ALCANCE

El proyecto efectúa la simulación en Matlab de un sistema de comunicaciones inalámbricas SEFDM que constará de tres bloques: transmisor, canal y receptor. En el transmisor se aplicará un codificador convolucional de tasa 1/2 y modulaciones QPSK, 16-QAM o 64-QAM, mientras que el factor de compresión se establecerá como un parámetro configurable. El canal se implementará con desvanecimiento y Ruido Blanco Gaussiano Aditivo AWGN, se asume que el canal es conocido por lo que no se realizará estimación de canal. En el receptor se aplicará diversidad con un esquema de dos antenas con distancia entre ellas de $\lambda/2$, y el método de combinación de señales MRC así mismo, se realizará la decodificación y la demodulación correspondiente. La simulación se planteará con sincronización perfecta y se harán variar los parámetros de modulación y factor de compresión para así obtener como resultado una curva del BER vs. E_b/N_0 . Estos resultados se analizarán para obtener conclusiones y recomendaciones.

El trabajo permitirá medir el rendimiento del sistema mediante las curvas de BER vs. E_b/N_0 , por lo que se desarrolla con un enfoque de investigación cuantitativo y se implementará en tres fases:

- a) Fase de diseño o planteamiento: se realizará el diseño del diagrama de bloques de la simulación.
- b) Fase de implementación: se implementará la simulación en Matlab de un sistema de comunicaciones SEFDM con diversidad de antena en recepción para un esquema de dos antenas y método de combinación MRC.
- c) Fase de pruebas y análisis de resultados: se realizarán pruebas de funcionamiento para luego realizar las simulaciones con la variación de los parámetros de modulación y factor de compresión. Los resultados analizarán el rendimiento de un sistema SEFDM con diversidad de antena en recepción con dos antenas frente a un sistema SEFDM sin diversidad.

1.4 MARCO TEÓRICO

1.4.1 SEFDM

SEFDM (*Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing*) se define como una técnica de modulación multiportadora propuesta para sistemas de comunicaciones inalámbricas de próxima generación explotando un amplio ancho de banda espectral en canales de desvanecimiento multitrayecto. SEFDM evolucionó a partir de OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*), por lo que se pueden generar señales SEFDM partiendo de señales OFDM mediante la asignación de subportadoras más cercanas, esta acción provoca una violación a la ortogonalidad de las subportadoras lo que genera ICI (*Inter-carrier interference*) y una disminución del ancho de banda ocupado como se ilustra en la Figura 1.1 [1] [2].

SEFDM es considerada como un tipo de señal FTN (*Faster-Than-Nyquist*). Este tipo de señal posee una alta eficiencia espectral y las ventajas de OFDM, sin embargo, presenta aspectos deficientes en recepción, como la elevada pérdida de energía en relación con OFDM [4].

Para la disminución del espacio entre las señales subportadoras, SEFDM define el parámetro α que es el factor de compresión de ancho de banda. Los valores de α oscilan entre 0 y 1. La separación de frecuencia entre subportadoras está dada por la expresión $\Delta f = \frac{\alpha}{T}$, donde T viene dado en segundos [s] y es el tiempo de símbolo SEFDM [5] [6].

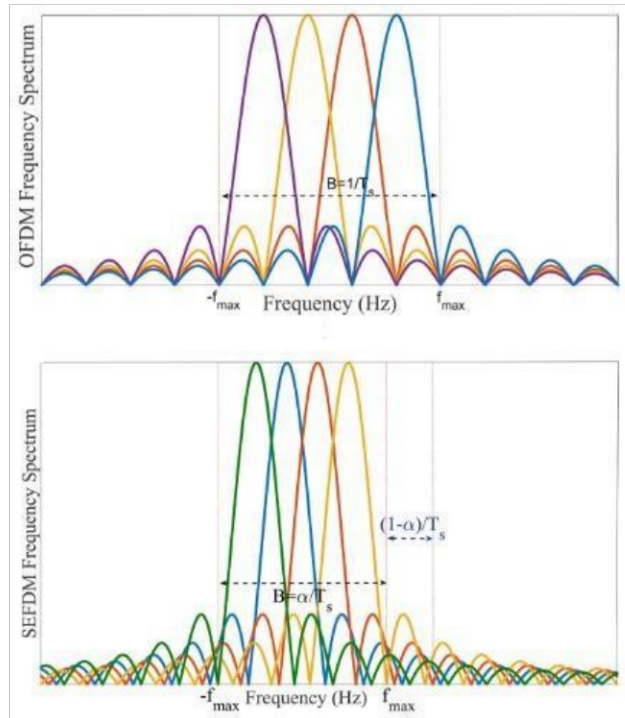


Figura 1.1. OFDM vs. SEFDM [3]

1.4.1.1 Esquema de Sistema SEFDM

La figura presentada a continuación ilustra la configuración de un sistema de comunicaciones que utiliza SEFDM, compuesto por 3 componentes: transmisor, canal y receptor.

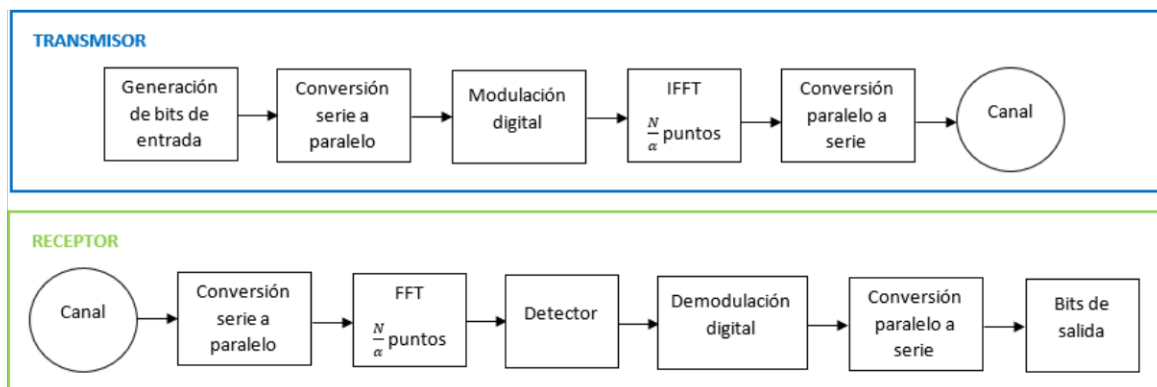


Figura 1.2. Transmisor y receptor para un sistema SEFDM

1.4.1.1.1 Conversión serie a paralelo/paralelo a serie

Previo al procesamiento y transmisión de la información, los datos que se generan en serie necesitan ser transformados o reorganizados a un orden en paralelo. Para lograr esto, se utiliza un bloque de conversión que recibe la secuencia de datos en serie y los divide en

diferentes flujos de datos en paralelo para ser asignados a las subportadoras correspondientes [6].

1.4.1.1.2 Modulación digital/demodulación digital

En SEFDM se puede utilizar la modulación QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), que incorpora variaciones tanto en amplitud y fase de la señal portadora para representar los datos. Después de modular cada subportadora, se combinan para formar la señal transmitida [5] [6] [7].

Para demodular la señal y recuperar los datos originales, en la etapa de recepción se realiza el proceso inverso al descrito anteriormente [6] [7].

1.4.1.1.3 IFFT/FFT

En el dominio del tiempo la señal SEFDM puede ser expresada por la ecuación (1.1).

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi kn\alpha} \quad n = 0, \dots, N - 1 \quad (1.1)$$

Donde $X(k)$ es la señal en el dominio de la frecuencia, $x[n]$ es la señal en el dominio del tiempo, n es el índice del tiempo, k es el índice de la frecuencia, α es el factor de compresión de ancho de banda y N es el número de subportadoras [6].

Según (1.1), la señal SEFDM no puede ser generada directamente con el algoritmo típico IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*), esto se debe a la no ortogonalidad entre portadoras que presenta SEFDM. El uso directo de (1.1) tendría como consecuencia un alto grado de complejidad en el cómputo de resultados [5] [6].

Una de las soluciones consiste en rellenar con ceros después de cada vector de entrada, que contiene los símbolos QAM, de forma que se neutralice el efecto que tiene α . El propósito de esta solución es poder aplicar la IFFT sobre un vector de dimensión $\frac{N}{\alpha}$ en donde $\alpha < 1$. Después de aplicar la IFFT, las últimas muestras resultantes se ignoran [5] [6].

Con el fin de cambiar la representación de la señal desde el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia, en el lado del receptor se aplica la operación FFT. La señal SEFDM en frecuencia puede ser expresada por la ecuación (1.2) [6].

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi kn\alpha} \quad k = 0, \dots, N - 1 \quad (1.2)$$

1.4.1.1.4 Detector

La pérdida de ortogonalidad afecta a la detección de señales. Para abordar este problema, se requiere la implementación de un detector que ayude a disminuir significativamente la ICI. El detector realiza la estimación de la señal utilizando la información conocida previamente o los datos recibidos [5] [6].

1.4.1.2 Ventajas y Desventajas de SEFDM

- Como consecuencia de la compresión de subportadoras presente en SEFDM, se tiene como resultado un ahorro de ancho de banda en contraste con OFDM.
- La interferencia entre subportadoras que se da por la pérdida de ortogonalidad provoca la degradación del BER (*Bit Error Rate*).
- La no-ortogonalidad presente en SEFDM provoca que sea una técnica sensible a errores de sincronización y a la ICI o ISI.

1.4.2 DESVANECIMIENTO

La atenuación o disminución de la amplitud de la señal transmitida es conocida como desvanecimiento. La interferencia de dos o más versiones de una señal transmitida que llegan al receptor en diferentes tiempos es la principal causa de este fenómeno. Al concentrarse en el receptor estas señales se produce una variación en amplitud y fase [8] [9].

Las variaciones en las condiciones atmosféricas influyen en el desvanecimiento en un entorno estático. Por otro lado, un entorno móvil se puede percibir como un escenario donde una de las antenas se desplaza con respecto a la otra, para este entorno los obstáculos adquieren una posición relativa que varía a lo largo del tiempo, generando efectos más complejos en la transmisión de la información [9].

1.4.2.1 Tipos de desvanecimiento

Según la distancia y el tipo de variación de la señal se pueden identificar 2 tipos de desvanecimiento, a gran escala y a pequeña escala [9].

1.4.2.1.1 Desvanecimiento a gran escala

Este fenómeno ocurre cuando una señal viaja a través de grandes distancias. Las variaciones lentas en la señal es la característica principal de este desvanecimiento [8] [9].

La pérdida de potencia de la señal causada por la propagación a lo largo de la trayectoria, conocida como pérdida de trayectoria (*Path Loss*), que varía en función de la distancia recorrida es la principal causa que origina el desvanecimiento a gran escala. Por otro lado,

la presencia de objetos voluminosos en la trayectoria de la señal que generan sombra (*Shadowing*) y contribuyen a la reducción de la potencia de la señal es otra de las causas principales que generan el desvanecimiento [9].

1.4.2.1.2 Desvanecimiento a pequeña escala

La presencia de cambios rápidos en los niveles de la señal distingue al desvanecimiento a pequeña escala del desvanecimiento a gran escala descrito anteriormente. Estas variaciones son resultado de la interferencia constructiva y destructiva causada por el fenómeno de multitrayecto de la señal (*multi-path*), que ocurre cuando la estación receptora se desplaza distancias o tiempos cortos [9].

1.4.3 DIVERSIDAD

Durante la transmisión de la información se generan fenómenos como el desvanecimiento, la dispersión temporal y otras degradaciones del canal, con la finalidad de mejorar la calidad de la señal y mitigar estas deficiencias se utilizan las técnicas de diversidad [8].

El concepto de diversidad radica en que el receptor dispone de más de una versión de la señal transmitida, y cada una de estas versiones se recibe a través de un canal distinto. Al recibir múltiples versiones de la señal a través de canales diferentes con desvanecimientos independientes, se reducen significativamente las probabilidades de que todas las señales experimenten el mismo desvanecimiento [8].

Para ayudar a mitigar los efectos causados por el desvanecimiento se identifican seis tipos de diversidad:

- Diversidad de antena
- Diversidad de frecuencia
- Diversidad de tiempo
- Diversidad de polarización
- Diversidad de ángulo
- Diversidad de trayectoria

1.4.3.1 Diversidad de antena

También conocida como diversidad espacial, esta técnica tiene un impacto en el trayecto físico de transmisión y se basa en el uso de dos o más antenas separadas físicamente, ya sea en el transmisor o en el receptor. Estas antenas proporcionan señales con una baja correlación entre sus desvanecimientos, lo que implica que experimentan

desvanecimientos de forma independiente. Entre las antenas debe existir una distancia de separación la cual varía de acuerdo a los parámetros de altura y frecuencia de las antenas. En general, a medida que aumenta la frecuencia, se requiere una menor distancia de separación entre las antenas [6] [8] [9].

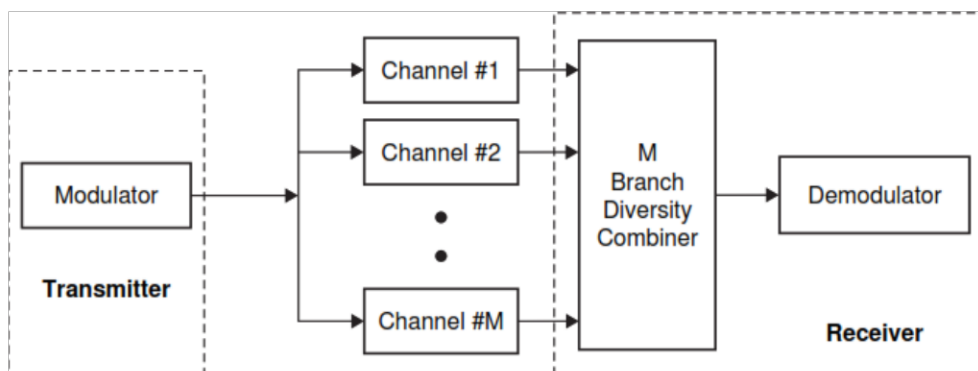


Figura 1.3. Esquema de diversidad espacial en recepción [8]

Como se observa en la Figura 1.3., las salidas de los distintos canales se procesan y se envían al demodulador mediante un combinador de diversidad. Para lograr la mejora del sistema a través de la diversidad se requieren de dos criterios [6] [8]:

- A. El desvanecimiento en los canales o ramas individuales debe tener una baja correlación cruzada.
- B. La potencia media disponible en cada canal debe ser prácticamente igual.

El no requerir de capacidad adicional del sistema y la mejora proporcional del sistema en función del número de antenas implementadas, son uno de los beneficios significativos que la diversidad de antena ofrece. No obstante, su principal desventaja radica en el costo asociado a la adquisición de antenas adicionales necesarias [9].

1.4.3.2 Métodos de combinación

Un combinador se utiliza con el propósito de mejorar el comportamiento del sistema frente al ruido. Una vez que se obtienen las señales no correlacionadas, es necesario procesarlas para lograr un mejor resultado. Existen varios tipos de combinadores, cuyo análisis se suele llevar a cabo en términos de SNR (*Signal to Noise Ratio*) [8].

1.4.3.2.1 Selection Combiner (SC)

Este combinador selecciona la rama o canal que posea el nivel de SNR más alto en recepción. La Figura 1.4 resume el esquema de diversidad con combinación por selección [8] [10].

El receptor debe tener la capacidad de monitorear simultáneamente todas las M ramas, por lo tanto, se requiere M receptores independientes. Este requisito resulta costoso y complejo. Una alternativa es la combinación conmutada [8].

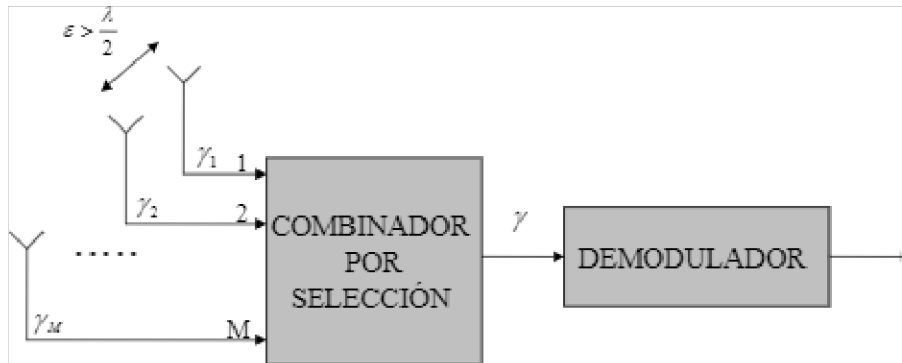


Figura 1.4. Esquema de diversidad con combinación por selección [10]

1.4.3.2.2 Switched Combiner

A diferencia de la técnica de combinación por selección, la combinación conmutada se basa en el uso de un receptor. En esta técnica las diferentes ramas o canales se conmutan cuando la SNR de la rama actual cae por debajo de un umbral predefinido [8].

La combinación conmutada presenta un rendimiento inferior en comparación con la combinación por selección. Durante el proceso de conmutación, es posible que una rama no utilizada tenga una SNR mayor que la rama actualmente seleccionada [8].

1.4.3.2.3 Maximal Ratio Combiner (MRC)

La técnica de combinación de proporción máxima combina las señales recibidas de manera ponderada. En este proceso de combinación, cada una de las señales recibidas es ponderada de acuerdo a su SNR. Las señales con un nivel alto de SNR tienen un mayor peso en la combinación final, mientras que las señales con un nivel bajo de SNR tienen un peso menor [8] [10].

La ponderación de las señales implica la multiplicación de cada una de ellas por un coeficiente igual al conjugado de la respuesta del canal, como se ilustra en la ecuación (1.3) [6]:

$$r(t) = w_1 r_1(t) + w_2 r_2(t) + \dots + w_M r_M(t) = \sum_{i=1}^M w_i r_i(t) \quad (1.3)$$

Donde $r(t)$ es la señal resultante, $r_i(t)$ cada una de las señales que llegan por diferentes ramas, w_i los pesos de cada rama y M las distintas ramas por las que viajarán las señales

hasta el receptor [6] [8]. El peso que se multiplica a cada señal está definido por la expresión $w_i = h^*$, que representa el conjugado de la respuesta del canal [6]. La figura a continuación muestra el esquema de diversidad con combinación MRC.

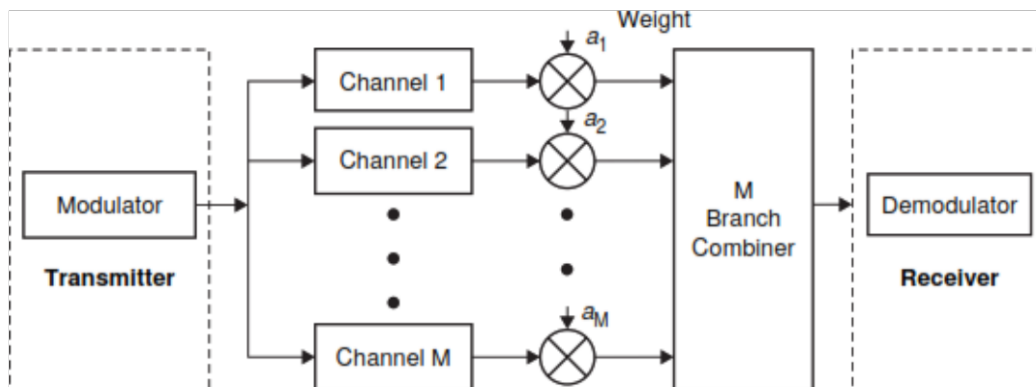


Figura 1.5. Esquema de diversidad con combinación MRC [8]

Luego de la ponderación, las señales se suman, formando una señal combinada. Esta combinación busca aprovechar al máximo las señales más fuertes y minimizar el impacto de las señales más débiles o del ruido para así mejorar la calidad y la confiabilidad de la señal recibida.

1.4.3.3 Diversidad de antena en recepción en SEFDM

En [11], se presenta un análisis del rendimiento utilizando la BER para señales multiportadoras no ortogonales en un sistema con diversidad en recepción, SIMO (*Single Input Multiple Outputs*). Se proponen dos esquemas de receptor: uno basado en el algoritmo decodificador de esfera y otro basado en el algoritmo MRC. Un símbolo de la señal multiportadora en banda base consta de N subportadoras y una duración de T , esta descripción se encuentra representada en la ecuación (1.4).

$$s(t) = \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} C_i e^{jw_i t} \quad (1.4)$$

Donde $w_i = \frac{2\pi i}{T}$, es la i -ésima subportadora, C_i es un símbolo de modulación complejo para la i -ésima subportadora. La separación entre subportadoras, para SEFDM es $\Delta f = \frac{\alpha}{T}$ donde $\alpha < 1$ [11].

La expresión discreta de la ecuación (1.4) se puede representar como:

$$S_n = \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} C_i e^{j2\pi i n / T F_s} = \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} C_i e^{j2\pi i n / N} \quad (1.5)$$

Para esta expresión $n = 0, \dots, (L - 1)$, donde L es el número de muestras en un símbolo SEFDM. La Inversa de la Transformada de Fourier de N puntos es utilizada para la generación de símbolos SEFDM descartando las $N - L$ muestras a la salida de la IDFT [11].

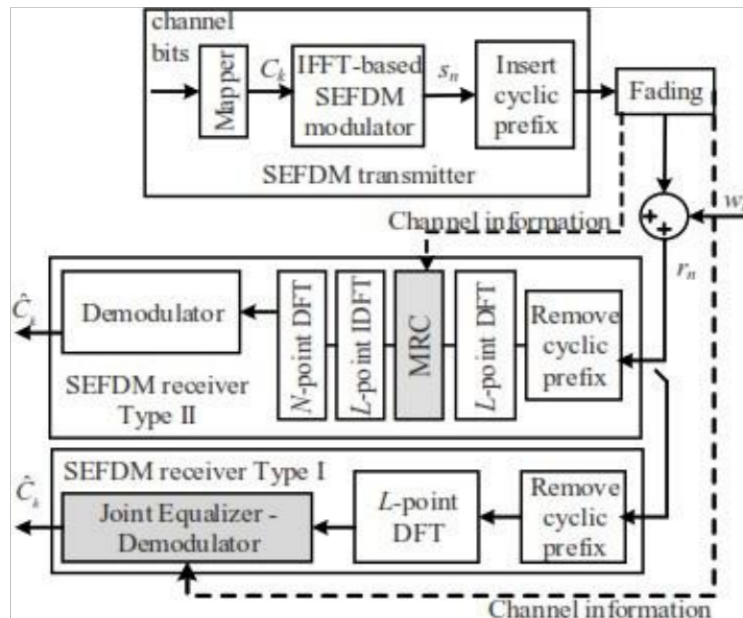


Figura 1.6. Modelo de sistema SEFDM propuesto en [11]

El modelo del sistema de comunicación utilizado en la implementación descrita en [11] se ilustra en la Figura 1.6. El receptor tipo I SEFDM incorpora un bloque DFT (*Discrete Fourier Transform*) de N puntos y un bloque de ecualización-demodulación basado en el decodificador de esfera. Por otro lado, el receptor de tipo II se compone de una secuencia de bloques DFT de L puntos, un bloque de combinación MRC, un bloque IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*) de L puntos, un bloque DFT de N puntos y, finalmente, un bloque de demodulación basado en el decodificador de esfera.

En [11] se recomienda el uso de la técnica de combinación MRC para sistemas con múltiples antenas en recepción.

Los resultados de esta implementación muestran que tanto el esquema basado en el decodificador de esfera como el esquema basado en MRC lograron un rendimiento similar en términos de BER [11]. Sin embargo, se destacan dos puntos importantes en relación con los resultados obtenidos.

En primer lugar, la estructura basada en el decodificador de esfera presenta una limitación en la práctica debido a su alta complejidad computacional, lo que dificulta su aplicabilidad en señales SEFDM con un gran número de subportadoras [11].

En segundo lugar, el uso de dos transformadas de Fourier adicionales de longitud L en el esquema basado en MRC tiene un impacto negativo en la complejidad de su implementación [11].

Estos resultados destacan la importancia de considerar tanto el rendimiento como la viabilidad práctica al seleccionar el esquema del receptor más adecuado para sistemas SEFDM con diversidad en recepción.

2 METODOLOGÍA

En este apartado se describe el código desarrollado para la simulación de un sistema SEFDM integrado con diversidad de antena en recepción en el software de simulación MATLAB. El sistema de comunicaciones empleado se compone de tres bloques: transmisor SEFDM, canal con desvanecimiento tipo Rayleigh y ruido AWGN, y receptor SEFDM en el cual se aplicará la diversidad con un esquema de dos antenas y método de combinación de señales MRC. Así mismo, se aplicará la modulación/demodulación y codificación/decodificación para el transmisor y receptor, respectivamente.

El transmisor se implementa con modulaciones QPSK, 16-QAM y 64-QAM, un codificador convolucional de tasa 1/2 y el factor de compresión que es un valor establecido como configurable. El canal incluye desvanecimiento y ruido AWGN. Se asume que el canal es conocido por lo que no se realiza estimación de canal. Del lado del receptor, se aplica diversidad con un esquema SIMO y combinación de señales MRC.

Este trabajo aborda un enfoque de investigación cuantitativo ya que se tiene como resultado la medición del rendimiento del sistema mediante la curva BER vs. Eb/No. También, se define un alcance mixto, descriptivo y correlacional, al describir el impacto de la diversidad de antena en recepción sobre la transmisión SEFDM utilizando una combinación de tipo MRC y los modelos de desvanecimiento, diversidad y combinación para sistemas SEFDM. Paralelamente, admite parámetros configurables en la etapa de transmisión con el fin de observar el efecto de esta variación en los valores obtenidos de BER.

2.1 PROGRAMA PRINCIPAL

La simulación consta de tres etapas: transmisor, canal y receptor, y se representa a través de una interfaz gráfica implementada en MATLAB App Designer, *SEFDM_IG*, en la cual se ingresan los parámetros de inicio. Dentro del programa principal se invocan a las funciones *SEFDM_rayleigh* y *SEFDM_rayleigh_mrc* y posteriormente se obtienen las gráficas.

2.1.1 INGRESO DE VARIABLES

La figura mostrada a continuación representa la interfaz gráfica implementada en donde los parámetros: tipo de modulación, número de iteraciones, intervalo de definición de Eb/No y número de ceros son ingresados manualmente y se utilizan en el programa principal *SEFDM_IG* que simula el sistema SEFDM.

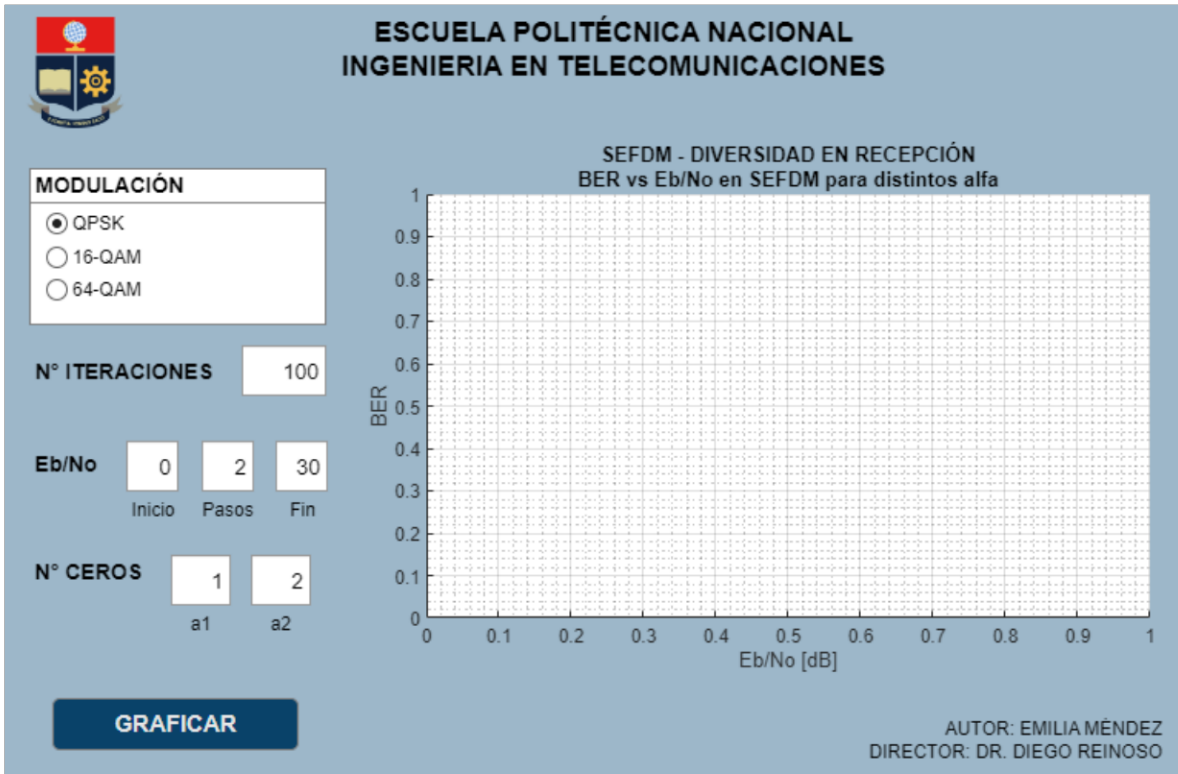


Figura 2.1. Interfaz gráfica SEFDM

La Tabla 2.1. describe los parámetros de inicio de la simulación del sistema SEFDM.

Tabla 2.1. Parámetros de inicio de sistema SEFDM

| Variable | Definición |
|--------------|--|
| N | Número de subportadoras |
| N_{trials} | Número de iteraciones |
| N_{sym} | Número de símbolos SEFDM/paquete |
| $a1, a2$ | Número de ceros por concepto SEFDM |
| $alfa$ | Factor de compresión de ancho de banda |
| m | Tipo de modulación |
| $EbNo$ | Vector Eb/No |

Las variables N y N_{sym} son valores que se mantienen constantes para la simulación, mientras que, las variables N_{trials} , $a1$, $a2$, $alfa$, m y $EbNo$ son configurables como se evidencia en el Segmento de código 2.1. Las curvas BER vs. Eb/No son generadas con la invocación de las funciones $SEFDM_{rayleigh}$ y $SEFDM_{rayleigh_mrc}$ que se realiza una vez que hayan sido ingresadas las variables.

```

function GRAFICARButtonPushed(app, event)
    cla(app.UIAxes)
    f = msgbox("GRAFICANDO..."); %Mensaje graficando

    %Ingreso de variables
    N = 16; %Número de subportadoras
    N_sym = 5; %Número de símbolos/paquete
    Ntrials = app.NITERACIONESEditField.Value; %Núm de iteraciones

    %Eb/No
    inicio = app.EbNoEditField.Value;
    pasos = app.EbNoEditField_2.Value;
    fin = app.EbNoEditField_3.Value;
    EbNo = inicio:pasos:fin;

    %Vector a
    a1 = app.NCEROSEditField.Value;
    a2 = app.NCEROSEditField_2.Value;
    a = [a1,a2]; %Núm de ceros añadidos (SEFDM)
    alfa=(N./(N+a)); %Factor de compresión de AB

    %Modulación
    if app.QPSKButton.Value == 1
        m = 2; %Número de bits agrupados según la modulación
        % 2->QPSK | 4->16QAM | 6->64QAM
    elseif app.QAMButton.Value == 1
        m = 4;
    elseif app.QAMButton_2.Value == 1
        m = 6;
    end

```

Segmento de código 2.1. Ingreso de variables en el programa SEFDM_IG

Inicialmente, la interfaz gráfica permite la elección del tipo de modulación que se desea simular a través del uso de un *radio button group*. Las modulaciones QPSK, 16-QAM y 64-QAM están representadas por los botones: *QPSKButton*, *QAMButton* y *QAMButton_2*, respectivamente. Los botones tienen un valor por defecto igual a 0 y cambia a 1 al momento de elegir una de las opciones. Mediante un bloque de código condicional *if*, se compara el valor de cada uno de los botones para controlar el valor del parámetro *m*, como se muestra en el Segmento de código 2.1.

El valor del número de iteraciones para la simulación se obtiene mediante el comando *app.NITERACIONESEditField.Value* y se asigna a la variable *Ntrials*, como se evidencia en el Segmento de código 2.1. Posteriormente, se establecen los valores de inicio, pasos y fin para crear el vector *EbNo* y son almacenados en las variables *inicio*, *pasos* y *fin*, respectivamente, para luego definir el vector.

De acuerdo con la definición de la técnica SEFDM, se crea un vector *a*, conformado por dos valores que indican el número de ceros que se añadirán a la transmisión. Como se

muestra en el Segmento de código 2.1. estos valores se guardan en las variables $a1$ y $a2$ para luego formar el vector a .

2.2 FUNCIÓN SEFDM_RAYLEIGH

Las etapas de un sistema SEFDM: transmisor, canal y receptor, para un esquema de comunicaciones SISO (*Single Input Single Output*) están representadas por bloques de código en la función *SEFDM_rayleigh*. Tal como se aprecia en el Segmento de código 2.2. el código desarrollado para esta función regresa como resultado un vector con los valores del BER para cada iteración, a partir de las variables de entrada N , m , α , N_{trials} , $E_b N_0$, N_{sym} .

```
function [BER] = SEFDM_rayleigh(N,m,alfa,Ntrials,EbNo,N_sym)
```

Segmento de código 2.2. Función SEFDM_rayleigh

De acuerdo con lo que se observa en el Segmento de código 2.3. los valores de orden de modulación, tamaño de la IFFT/FFT, vector SNR y matriz BER_T , donde se guardan los bits errados obtenidos como resultado para cada iteración, se encuentran detallados como valores iniciales.

```
%VALORES INICIALES
M=2^m;                               %Orden de la modulación
IFFT_FFT_size=round(N/alfa);         %Tamaño de la IFFT/FFT

%Inicialización BER
Snr=EbNo+10*log10(m);                %Obtención del vector SNR
BER_T=zeros(Ntrials,length(Snr));    %Creación de la matriz
```

Segmento de código 2.3. Valores iniciales para la función SEFDM_rayleigh

De igual manera, la creación de la matriz de subportadoras definida en la ecuación (1.1) que expresa la señal SEFDM en el dominio del tiempo se encuentra detallada en el Segmento de código 2.4. Esta matriz se forma a partir de una matriz de ceros declarada previamente.

```
%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 2.4. Declaración de Matriz de subportadoras

2.2.1 TRANSMISOR SEFDM

El transmisor SEFDM está conformado por distintas etapas: generación de bits, codificación FEC (*Forward Error Correction*), modulación digital, formación de símbolos SEFDM, adición de ceros, IFFT e inserción del prefijo cíclico, las cuales se encuentran representadas en el diagrama de bloques expuesto a continuación. Posteriormente, se describe el funcionamiento del código desarrollado para cada uno de los bloques.

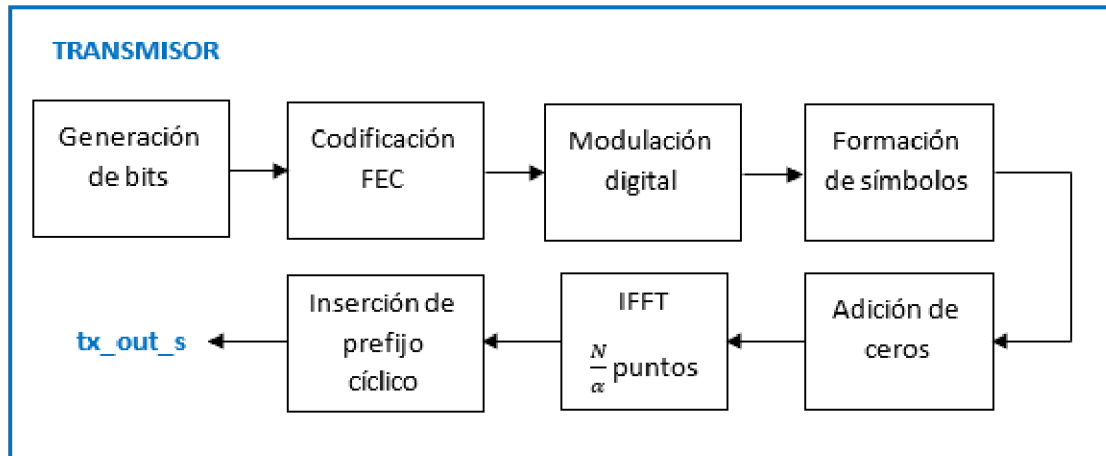


Figura 2.2. Diagrama de bloques de transmisor SEFDM

2.2.1.1 Generación de bits y Codificación FEC

Los bits aleatorios son generados mediante el uso del comando *randi* para el cual se especifica que los datos a generar variarán entre los valores [0,1]. Como resultado se obtiene un vector columna cuya dimensión está controlada por la expresión $N * m * tc * N_{sym}$, en donde el número de subportadora es 16, el número de símbolos es 5 y la tasa de codificación es de 1/2. El tipo de modulación se establece como un parámetro variable que puede tomar los valores de 2, 4 o 6. Tal como se visualiza en el Segmento de código 2.5. una vez generados los bits, se realiza la conversión de serie a paralelo.

```
%TRANSMISOR SEFDM
bit_tx_s=randi([0,1],N*m*tc*N_sym,1); %Generación de bits s-p
data_cod = convEncoder(bit_tx_s); %Codificación FEC
```

Segmento de código 2.5. Generación de bits/Codificación FEC

Como se aprecia en el Segmento de código 2.6. la codificación FEC es aplicada luego de generar los bits aleatorios. Para obtener una transmisión confiable, también se define un codificador convolucional que se obtiene mediante la función *convEncoder*.

```

%CODIFICACIÓN
tc=1/2;    %tasa codificación
traceBack = 32;    %parametro de codificador FEC
trellis = poly2trellis(7,[171 133]);

%codificador convolucional
convEncoder = comm.ConvolutionalEncoder('TrellisStructure',trellis);
vitDecoder = comm.ViterbiDecoder('TrellisStructure',trellis, ...
    'InputFormat','unquantized','TracebackDepth',traceBack);

```

Segmento de código 2.6. Codificación FEC y codificador/Decodificador convolucional

2.2.1.2 Modulación digital

Una vez realizada la codificación de los bits generados, estos pasan a ser modulados de acuerdo con el orden de modulación definido por la expresión $M = 2^m$, en donde m es un parámetro variable. Para obtener una modulación QPSK, 16-QAM o 64-QAM la variable m puede tomar valores iguales a 2, 4 o 6, respectivamente. De acuerdo con la Figura 2.1. la interfaz gráfica implementada permite la selección del tipo de modulación a simular.

MATLAB posee una función llamada *qammod* que permite realizar la modulación de un vector dado. Se hace uso de la función *qammod* para la modulación de orden M del vector *data_cod* como se evidencia en el Segmento de código 2.7. Dentro de los parámetros definidos en la función *qammod* se establecen el *InputType* el cual indica que el tipo de datos de entrada es binario y, *UnitAveragePower* para obtener una señal con una potencia promedio de 1W a la salida.

```

%Modulación digital
tx_mod=qammod(data_cod,M,'InputType','bit','UnitAveragePower',true);

```

Segmento de código 2.7. Modulación digital

2.2.1.3 Adición de ceros y bloque IFFT

Con el propósito de neutralizar el efecto que tiene α sobre la transmisión, SEFDM propone como solución el rellenar con ceros después de cada vector de entrada para obtener un vector de dimensión $\frac{N}{\alpha}$. Con esta solución la IFFT se puede aplicar al vector obtenido.

Partiendo de este detalle, el Segmento de código 2.3. permite visualizar la declaración de la variable *IFFT_FFT_size* para posteriormente, en base a esta variable, crear un vector fila de ceros como se detalla en el Segmento de código 2.4.

```

%Bloque IFFT
ceros=zeros(1,IFFT_FFT_size-N);
tx_mod_s=tx_mod.';

for jj=1:N_sym
    temp=tx_mod_s((jj-1)*N+1:jj*N);
    tx_sefdm=[temp zeros]; %SEFDM
    ifft_tx=ifft(tx_sefdm,IFFT_FFT_size); %Bloue IFFT
    tx_out=ifft_tx(1:N); %Desconocer los últimos valores
    tx_out_cp=[tx_out(N-(N/4)+1:end) tx_out]; %CP
    tx_out_s((jj-1)*(N+N/4)+1:jj*(N+N/4))=tx_out_cp;
end

```

Segmento de código 2.8. Adición de ceros/Bloque IFFT

El lazo *for* que se visualiza en el Segmento de código 2.8. permite la generación de los símbolos SEFDM. Este bucle se repite N_{sym} veces, y para cada iteración la variable *temp* toma valores en grupos de 16 del vector *tx_mod_s* para luego añadir el vector de ceros creado a cada grupo, este resultado se almacena en la variable *tx_sefdm* y a continuación ingresa al bloque IFFT. La variable *ifft_tx* es un vector de dimensión *IFFT_FFT_size*, y se obtiene como resultado al aplicar la IFFT. Según [5] y [6], luego de aplicar la IFFT se ignoran las últimas muestras resultantes, es decir, los ceros añadidos, quedando el vector *tx_out* de dimensión $1 \times N$.

2.2.1.4 Prefijo cíclico

Para evitar o mitigar la ISI o ICI se efectúa la inserción del prefijo cíclico, este proceso implica copiar las últimas muestras del símbolo y colocarlas al inicio de cada uno. El Segmento de código 2.8. muestra que se toman las $N/4$ muestras finales, es decir, el prefijo cíclico es $N/4$, y se copian al inicio de cada símbolo SEFDM, *tx_out*, formando el vector *tx_out_cp*.

La señal a transmitir *tx_out_s* se obtiene de la transformación de paralelo a serie que se realiza luego de la inserción del prefijo cíclico.

2.2.2 CANAL AWGN CON DESVANECIMIENTO

De acuerdo con el alcance de este trabajo, el canal inalámbrico se implementa con ruido blanco AWGN y desvanecimiento selectivo en frecuencia con distribución Rayleigh. Con el fin de filtrar la señal a través de un canal que experimenta desvanecimiento Rayleigh se emplea el objeto definido por Matlab *comm.RayleighChannel* el cual establece varios parámetros detallados en la tabla presentada a continuación.

Tabla 2.2. Parámetros para el canal con desvanecimiento Rayleigh

| Parámetro | Definición |
|----------------------------|--|
| <i>SampleRate</i> | Frecuencia de muestreo de la señal de entrada [Hz] |
| <i>PathDelays</i> | Retardo de la ruta [s] |
| <i>AveragePathGains</i> | Ganancia promedio de las rutas discretas [dB] |
| <i>MaximumDopplerShift</i> | Desplazamiento Doppler máximo para todas las rutas de canal, en hercios [Hz] |
| <i>PathGainsOutputPort</i> | Ganancia de ruta del canal de salida, en decibelios [dB] |

La declaración de los parámetros a utilizar con el objeto *comm.RayleighChannel* se muestran en el Segmento de código 2.9. También, se puede visualizar la definición de la función *rayleighchan* haciendo uso del objeto descrito y sus parámetros.

```

%Desvanecimiento con distribución 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.
rayleighchan = comm.RayleighChannel('SampleRate',srate,'PathDelays', ...
    delay,'AveragePathGains',gains,'MaximumDopplerShift', ...
    0,'PathGainsOutputPort',true);
ps=round(delay/(1/srate))+1; %Cálculo de las posiciones
                                % para las ganancias de trayecto
                                %Características del canal de Rayleigh

```

Segmento de código 2.9. Desvanecimiento tipo Rayleigh

Se aplica la función *rayleighchan* a la señal *tx_out_s.'* generando dos vectores como resultado, *tx1_ray* y *pgains1*. Como se aprecia en el Segmento de código 2.10. el canal es reseteado para cada iteración.

```

%CANAL CON DEVANECIMIENTO
%Reseteo de parámetros para nueva iteración
%Aplicación del Canal de Rayleigh
rayleighchan.reset(); %Primer reseteo
[tx1_ray,pgains1]=rayleighchan(tx_out_s. ');

```

Segmento de código 2.10. Aplicación de la función *rayleighchan*

La matriz del canal SEFDM se construye en base a la matriz de subportadoras declarada en el Segmento de código 2.4. La característica de no ortogonalidad de la técnica SEFDM

está representada por la matriz de subportadoras F . En el Segmento de código 2.11. se muestra la obtención de la matriz $h1$ que es la matriz correspondiente en el dominio del tiempo de la matriz de canal $H1$ y representa el efecto del canal. La matriz $h1$, se construye en base a las ganancias de trayecto de canal almacenadas en el vector $pgains1$ obtenido de la aplicación de la función *rayleighchan*.

```

%Respuesta del Canal
temp1=pgains1(1,:);
d1_1=zeros([1 N]);
d2_1=zeros([1 N-2]);
d3_1=[temp1(2) temp1(2)];
d1_1(:)=temp1(1);
d2_1(:)=temp1(2);
D1_1=diag(d1_1);
D2_1=diag(d2_1, -(ps(2)-1));
D3_1=diag(d3_1, N-(ps(2)-1));
h1=D1_1+D2_1+D3_1;
%Matriz del Canal SEFDM
H1=F'*h1*F;

```

Segmento de código 2.11. Obtención de la matriz del canal H1

Como se evidencia en el Segmento de código 2.12. mediante el uso del comando *awgn* se añade ruido blanco Gaussiano al canal luego de aplicar el desvanecimiento Rayleigh. Este comando se aplica a la señal tx_ray_s que es un vector fila, el parámetro *measured* permite establecer el nivel de ruido adecuado con base al valor de SNR. Igualmente se define el parámetro $Snr(i)$ que se encuentra en decibelios, esto se expone con el parámetro *db*. El resultado de aplicar ruido AWGN al canal se guarda en la variable $canal_rx1$.

```

%CANAL AWGN
tx1_ray_s=reshape(tx1_ray,1,length(tx1_ray));
canal_rx1=awgn(tx1_ray_s,Snr(i),'measured','db');
pt=mean(abs(tx_mod_s.^2));

```

Segmento de código 2.12. Adición de ruido AWGN

2.2.3 RECEPTOR SEFDM

La figura expuesta a continuación ilustra el diagrama de bloques que conforman el receptor SEFDM para un esquema de transmisión SISO: eliminación de prefijo cíclico, adición de ceros, FFT, detector MMSE, demodulación digital, decodificación FEC y la salida de bits. El desarrollo y funcionamiento del código para cada uno de los bloques mencionadas se describe más adelante.

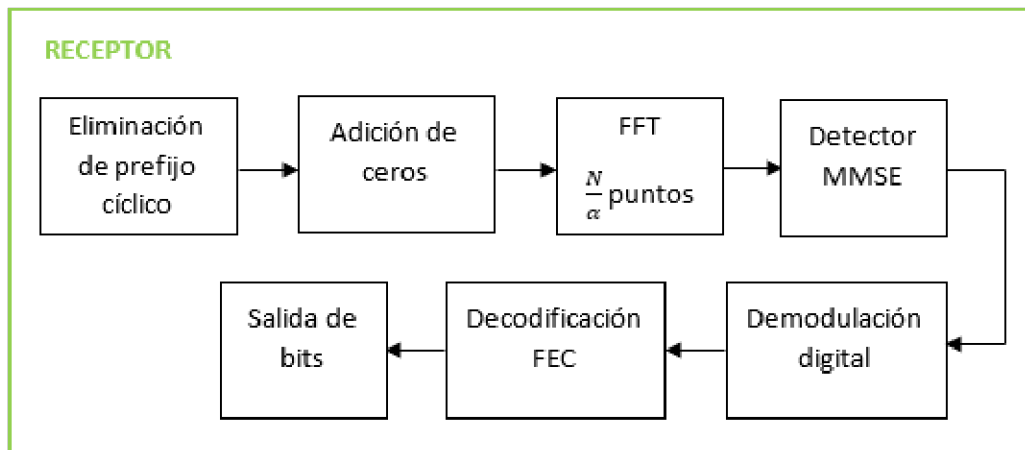


Figura 2.3. Diagrama de bloques de receptor SEFDM para un esquema SISO

2.2.3.1 Eliminación de prefijo cíclico

Tal como se ilustra en el Segmento de código 2.13, la remoción del prefijo cíclico se efectúa para cada símbolo SEFDM, N_{sym} , por lo que este desarrollo se encuentra dentro de un bucle *for*. Este bloque tiene como propósito eliminar las $N/4$ muestras añadidas al inicio de cada símbolo.

```

%RECEPTOR SEFDM
for jj=1:N_sym
    %Elimina CP
    temp1=canal_rx1((jj-1)*(N+N/4)+1+N/4:jj*(N+N/4));
  
```

Segmento de código 2.13. Bucle for para la recepción de datos

2.2.3.2 Adición de ceros y bloque FFT

En el Segmento de código 2.14, se puede evidenciar que, para aplicar la FFT del lado del receptor, se construye un vector con la señal *temp*, que resulta de la extracción del prefijo cíclico, junto con un vector de ceros, que es parte de la definición de la técnica SEFDM, este resultado se almacena en la variable *rx1_sefdm*. También se puede apreciar que la FFT se aplica sobre la señal a la cual se añadieron ceros, para obtener un vector de dimensión *IFFT_FFT_size* que se guardará en la variable *fft_rx11*.

```

rx1_sefdm_vec=[temp1 ceros]; %Añadir ceros
fft_rx11=fft(rx1_sefdm_vec, IFFT_FFT_size); %Bloque FFT
Rx11=fft_rx11(1:N); %Desconocer los últimos valores
Rx_p11=Rx11.';
  
```

Segmento de código 2.14. Adición de ceros/Bloque FFT

De acuerdo con el Segmento de código 2.14. luego de aplicar la FFT, se descartan los ceros añadidos por lo que se tiene un vector de dimensión N en la variable $Rx11$.

2.2.3.3 Detector MMSE

Se agrega una fase de detección con el propósito de identificar las muestras transmitidas en un sistema que emplea subportadoras superpuestas [12]. Para el desarrollo de este bloque se utiliza una función creada, denominada *MMSE* la cual solicita los parámetros de entrada detallados en la tabla expuesta a continuación.

Tabla 2.3. Parámetros de entrada de la función MMSE [12]

| Parámetro | Descripción |
|-----------|--|
| R | Señal de entrada |
| I | Matriz identidad |
| $snrdb$ | Valor de SNR [dB] |
| H | Matriz del canal |
| pt | Potencia promedio de la señal recibida |

El valor de SNR en veces se obtiene en base al parámetro de entrada $snrdb$ y se almacena en la variable snr . La señal W se obtiene de la aplicación del ecualizador MMSE definido en la ecuación (2.1). La señal resultante Sv , es el resultado de la multiplicación entre W y la señal de entrada R , de acuerdo con lo expuesto en el Segmento de código 2.15.

$$W_{MMSE} = |H^H (HH^H + \frac{\sigma^2}{\sigma_s^2} I)^{-1}| \quad (2.1)$$

```

%Esta función tiene como propósito la detección de la señal
%enviada con el método MMSE utilizando la matriz del canal H.

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 de la definición
                             %del detector MMSE
Sv=W*R;                     %Obtención de símbolos
end

```

Segmento de código 2.15. Función MMSE

El Segmento de código 2.16. permite evidenciar que la conversión de paralelo a serie a la variable rx_det11 se realiza luego de la aplicación del detector MMSE.


```

I=eye(N); %Matriz identidad
rx_det11=MMSE(Rx_p11,I,Snr(i),H1,pt/(N*4)); %Detector MMSE
rx_det_s11((jj-1)*N+1:jj*N,1)=rx_det11.';
end

```

Segmento de código 2.16. Aplicación del detector MMSE

2.2.3.4 Demodulación digital y Decodificación FEC

Matlab define la función *qamdemod* para la etapa de demodulación de un sistema. Se hace uso de esta función para una demodulación de orden M del vector *rx_det_s11* como se evidencia en el Segmento de código 2.17. Para la definición de la función *qamdemod* se establecen los parámetros *OutputType*, *UnitAveragePower* y el *NoiseVariance* para indicar el valor de varianza de ruido con el mismo valor para todos los elementos de entrada. El campo *approxllr* define el valor aproximado de relación logarítmica de similitud para cada bit.

```

%Demodulación digital
rx_dem=qamdemod(rx_det_s11,M,'OutputType','approxllr', ...
    'UnitAveragePower',true,'NoiseVariance',noiseVar);
rx_bit_dec = vitDecoder(rx_dem); %decodificacion FEC

```

Segmento de código 2.17. Demodulación digital/Decodificación FEC

El Segmento de código 2.17. también permite visualizar la aplicación de la decodificación FEC, mediante el objeto *vitDecoder* definido dentro de Valores Iniciales, sobre la señal *rx_dem* y cuyo resultado se almacena en la variable *rx_bit_dec*.

2.3 FUNCIÓN SEFDM_RAYLEIGH_MRC

La función *SEFDM_rayleigh_mrc* se conforma de bloques de código que representan las etapas de un sistema SEFDM: transmisor, canal y receptor, para un esquema de comunicaciones SIMO. Como se aprecia en el Segmento de código 2.18. el código desarrollado para esta función regresa como resultado un vector con los valores del BER para cada iteración, a partir de las variables de entrada *N*, *m*, *alfa*, *Ntrials*, *EbNo*, *N_sym*.

```

function [BER_MRC] = SEFDM_rayleigh_mrc(N,m,alfa,Ntrials,EbNo,N_sym)

```

Segmento de código 2.18. Función *SEFDM_rayleigh_mrc*

El desarrollo de los bloques de código, valores iniciales, codificación FEC, codificador/decodificador convolucional y transmisor, presentados para la función *SEFDM_rayleigh* se mantienen para la función *SEFDM_rayleigh_mrc*. De igual manera, se

utiliza la misma definición de desvanecimiento Rayleigh declarada en la función *SEFDM_rayleigh*.

Por otra parte, como se expone en el Segmento de código 2.19. para la función *SEFDM_rayleigh_mrc* se definen dos matrices de subportadoras, la matriz *F* se declara para la aplicación de la técnica SEFDM en la transmisión por lo que en su definición interviene el factor de compresión de ancho de banda, mientras que la matriz *FDM* permite la combinación de las señales que se reciben por los diferentes canales. Ambas matrices tienen una dimensión de *N*, equivalente al número de subportadoras.

```
%MATRIZ DE SUBPORTADORAS
F=zeros(N,N); %Matriz SEFDM
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

FDM=zeros(N,N); %Matriz OFDM
for k=0:N-1
    for n=0:N-1
        FDM(k+1,n+1)=1/sqrt(N)*exp(1i*2*pi*n*(k/N));
    end
end

I=eye(N); %Matriz identidad
```

Segmento de código 2.19. Matrices de subportadoras

2.3.1 CANAL AWGN CON DESVANECIMIENTO

Al igual que en la función *SEFDM_rayleigh*, en el canal inalámbrico se incluye ruido blanco AWGN y desvanecimiento selectivo en frecuencia con distribución Rayleigh. De acuerdo con el alcance de este trabajo, se consideran dos antenas receptoras para el diseño e implementación de un sistema de comunicaciones que incorpora diversidad de antena en recepción, por lo que el canal con desvanecimiento se aplica dos veces a la señal *tx_out_s* que se obtiene a la salida del transmisor, este desarrollo se ilustra en el Segmento de código 2.20.

```

%CANAL CON DEVANECIMIENTO
%Reseteo de parámetros para nueva iteración
%Aplicación del Canal de Rayleigh para 2 RX
rayleighchan.reset(); %Primer reseteo
[tx1_ray,pgains1]=rayleighchan(tx_out_s. ');
rayleighchan.reset(); %Segundo reseteo
[tx2_ray,pgains2]=rayleighchan(tx_out_s. ');

```

Segmento de código 2.20. Reseteo de canales y aplicación de desvanecimiento Rayleigh

La diversidad consiste en recibir múltiples versiones de la señal a través de canales diferentes con desvanecimientos independientes [8]. El canal se resetea siguiendo el número de antenas receptoras establecidas, con el propósito de obtener canales independientes tal como se puede evidenciar en el Segmento de código 2.20.

Partiendo de la matriz de subportadoras FDM declarada en el Segmento de código 2.19. se construyen las matrices de los canales independientes OFDM. Las matrices $h1$ y $h2$ son las equivalentes en el dominio del tiempo de las matrices de canal H_{OFDM1} y H_{OFDM2} . Las matrices $h1$ y $h2$ se conforman en base a las ganancias de trayecto de canal almacenadas en los vectores $pgains1$ y $pgains2$ obtenidas de la aplicación de la función *rayleighchan*. Este desarrollo se expresa en el Segmento de código 2.21.

Para representar la interferencia entre los canales que componen este sistema, de acuerdo con el Segmento de código 2.22. se declara una matriz de interferencia H_{int} , que se define en base a la matriz de subportadoras F creada en el Segmento de código 2.19. y la matriz de identidad I .

Una vez aplicado el desvanecimiento Rayleigh, se añade ruido blanco Gaussiano a los canales mediante el uso del comando *awgn*, tal como se evidencia en el Segmento de código 2.23. Este comando es aplicado sobre las señales $tx1_ray_s$ y $tx2_ray_s$ que son vectores fila. Las variables $canal_rx1$ y $canal_rx2$ almacenan el resultado de aplicar ruido AWGN a los canales.

```

%Respuesta del Canal 1
temp1=pgains1(1,:);
d1_1=zeros([1 N]);
d2_1=zeros([1 N-2]);
d3_1=[temp1(2) temp1(2)];
d1_1(:)=temp1(1);
d2_1(:)=temp1(2);
D1_1=diag(d1_1);
D2_1=diag(d2_1,-(ps(2)-1));
D3_1=diag(d3_1,N-(ps(2)-1));
h1=D1_1+D2_1+D3_1;
%Respuesta del Canal 2
temp2=pgains2(1,:);
d1_2=zeros([1 N]);
d2_2=zeros([1 N-2]);
d3_2=[temp2(2) temp2(2)];
d1_2(:)=temp2(1);
d2_2(:)=temp2(2);
D1_2=diag(d1_2);
D2_2=diag(d2_2,-(ps(2)-1));
D3_2=diag(d3_2,N-(ps(2)-1));
h2=D1_2+D2_2+D3_2;

%Matriz del Canal 1 y 2 OFDM
H_OFDM1=FDM'*h1*FDM;
D_H_OFDM1=diag(H_OFDM1);
H_OFDM2=FDM'*h2*FDM;
D_H_OFDM2=diag(H_OFDM2);

```

Segmento de código 2.21. Obtención de matrices de canal H_OFDM1 y H_OFDM2

```

%Matriz interferencia
H_int=F'*I*F;

```

Segmento de código 2.22. Declaración de la matriz interferencia H_int

```

%CANAL AWGN
tx1_ray_s=reshape(tx1_ray,1,length(tx1_ray));
canal_rx1=awgn(tx1_ray_s,Snr(i),'measured','db'); %1º canal
tx2_ray_s=reshape(tx2_ray,1,length(tx2_ray));
canal_rx2=awgn(tx2_ray_s,Snr(i),'measured','db'); %2º canal
pt=mean(abs(tx_mod_s.^2));

```

Segmento de código 2.23. Adición de ruido AWGN

2.3.2 RECEPTOR SEFDM MRC

De acuerdo con la definición de la Figura 1.2. y el modelo propuesto en la Figura 1.6. se puede diferenciar la aplicación de la técnica SEFDM en un sistema de comunicaciones con un esquema SISO y un sistema de comunicaciones con un esquema SIMO, tal como se ilustra en la Figura 2.4. Al tener una única señal recibida en el lado del receptor de un

sistema de comunicaciones SISO no existe la necesidad de realizar una combinación de señales, por lo que la técnica es aplicada directamente. En comparación, al tener dos señales recibidas en recepción en un sistema SIMO, es necesario procesar las señales de manera independiente una de otra, para posteriormente realizar la combinación de estas. La definición de SEFDM es aplicada una vez se haya realizado la combinación de las señales.

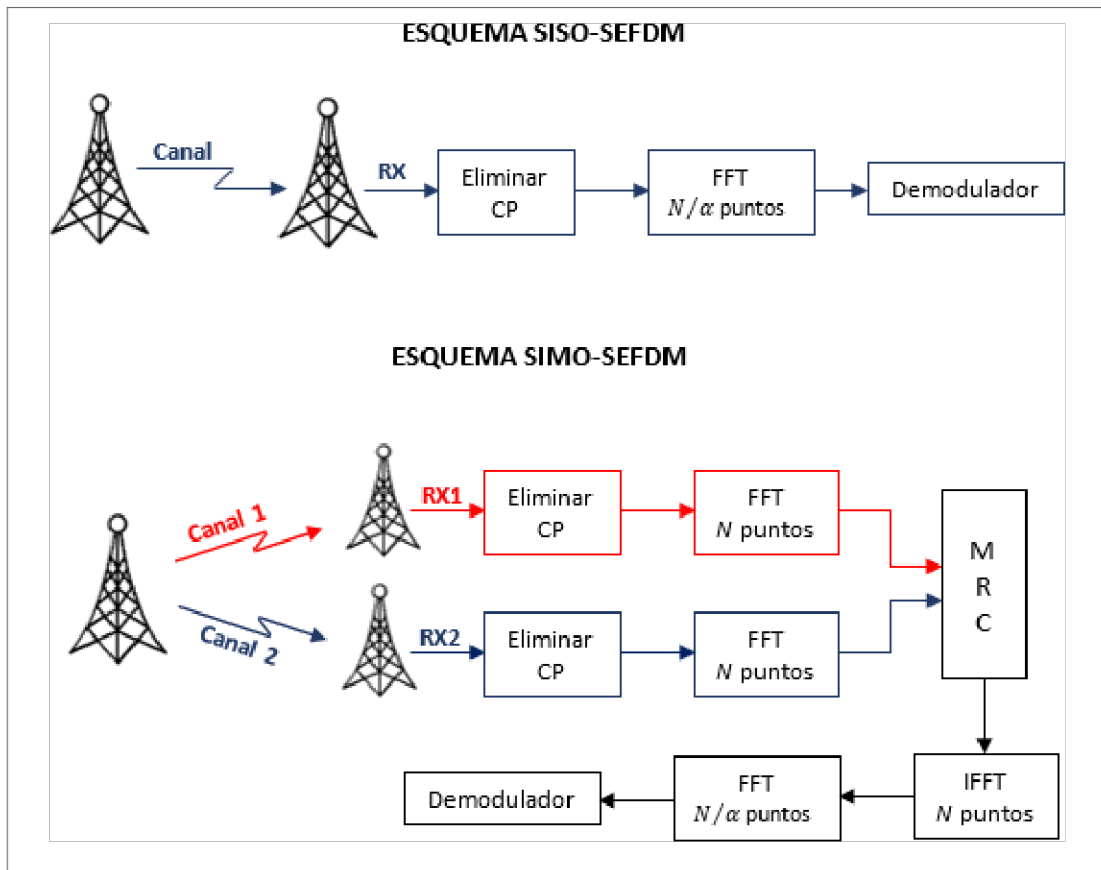


Figura 2.4. Comparación de esquemas SISO-SEFDM vs. SIMO-SEFDM

En la figura expuesta a continuación se representa el diagrama de bloques que conforman el receptor SEFDM para un esquema de transmisión SIMO: eliminación de prefijo cíclico, FFT de N puntos, combinación de señales MRC, IFFT de N puntos, adición de ceros, FFT de N/α puntos, detector MMSE, demodulación digital, decodificación FEC y la salida de bits. El desarrollo y funcionamiento de cada uno de los bloques se describe más adelante.

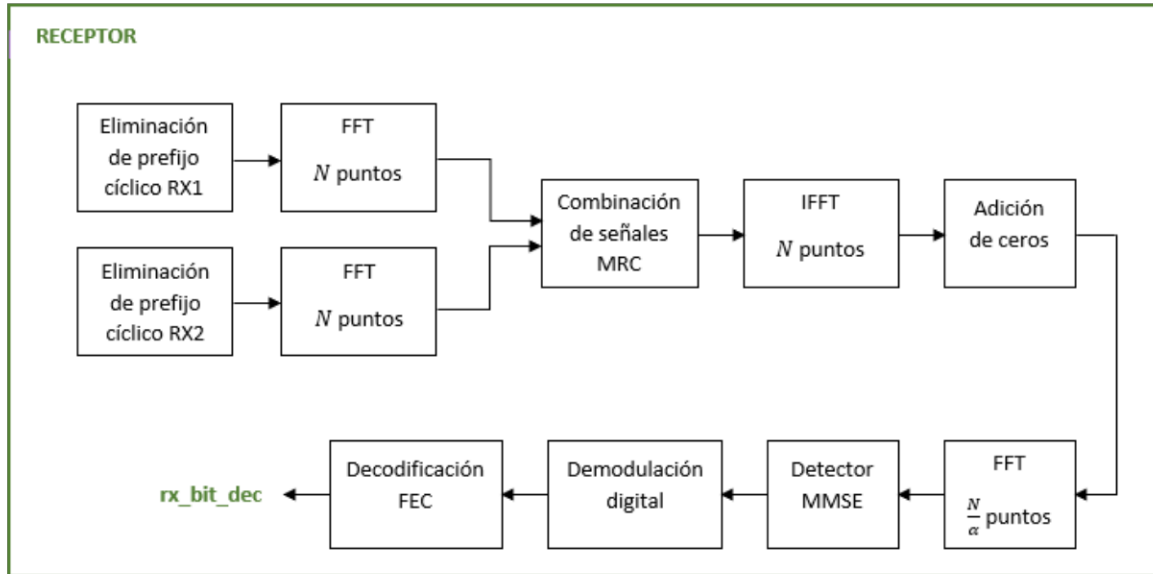


Figura 2.5. Diagrama de bloques de receptor SEFDM para un esquema SIMO

2.3.2.1 Eliminación de prefijo cíclico

Como se observa en el Segmento de código 2.24, la supresión del prefijo cíclico se efectúa para cada símbolo SEFDM, N_{sym} , por lo que este bloque de código se desarrolla dentro de un bucle *for* para eliminar las $N/4$ muestras añadidas al inicio de cada símbolo.

```
%RECEPTOR SEFDM
for jj=1:N_sym
    temp1=canal_rx1((jj-1)*(N+N/4)+1+N/4:jj*(N+N/4)); %Elimina CP
    temp2=canal_rx2((jj-1)*(N+N/4)+1+N/4:jj*(N+N/4)); %Elimina CP
```

Segmento de código 2.24. Eliminación de prefijo cíclico

2.3.2.2 Bloque FFT de N puntos

De acuerdo con la Figura 1.6, un receptor de tipo II SEFDM se compone de una secuencia de bloques FFT de N puntos, un bloque de combinación MRC, un bloque IFFT de N puntos, un bloque FFT de N/α puntos y un bloque de demodulación [11]. El bloque FFT de N puntos se aplica a las variables *temp1* y *temp2* obtenidas de la previa eliminación del prefijo cíclico como se evidencia en el Segmento de código 2.25.

```
%2 RX
fft_rx1=fft(temp1,N); %N FFT
fft_rx2=fft(temp2,N); %N FFT
```

Segmento de código 2.25. Aplicación del bloque FFT de N puntos

2.3.2.3 Combinación de señales MRC

La combinación de señales se realiza utilizando la definición de MRC descrita en la ecuación (1.3). En el Segmento de código 2.26. se puede evidenciar la aplicación de la definición de MRC, en donde se realiza la combinación de las señales fft_{rx1} y fft_{rx2} obtenidas de la aplicación del bloque FFT de N puntos. Las diagonales que se incluyen en esta definición son extraídas de las matrices H_{OFDM1} y H_{OFDM2} , cuyo cálculo se presentó en el Segmento de código 2.21.

```
%Combinación de señales
MRC=(((fft_rx1.').*conj(D_H_OFDM1))+((fft_rx2.').*conj(D_H_OFDM2)))./...
      ((abs(D_H_OFDM1).^2)+(abs(D_H_OFDM2).^2));
```

Segmento de código 2.26. Combinación de señales MRC

2.3.2.4 Bloque IFFT de N puntos

La aplicación del bloque IFFT de N puntos a la señal MRC transpuesta se aprecia en el Segmento de código 2.27. MRC es la señal obtenida luego de realizar la combinación de señales. Se tiene como resultado la señal $ifft_MRC$ en el dominio del tiempo.

```
ifft_MRC=ifft(MRC.',N); %N IFFT
```

Segmento de código 2.27. Aplicación del bloque IFFT de N puntos

2.3.2.5 Adición de ceros y bloque FFT

La FFT de N/α puntos, se aplica sobre un vector construido con la señal $ifft_MRC$ junto con un vector de ceros, que forma parte de la definición de SEFDM. La aplicación de este bloque da como resultado la variable MRC_sefdm . La FFT se realiza sobre la señal a la cual se añadieron ceros para obtener un vector de dimensión $IFFT_FFT_size$ que se almacenará en la variable fft_MRC de acuerdo con lo que se visualiza en el Segmento de código 2.28.

Una vez aplicada la FFT, se descartan los ceros añadidos por lo que se tiene un vector de dimensión N que se almacena en MRC_Rx .

```
MRC_sefdm=[ifft_MRC,ceros]; %añadir ceros
fft_MRC=fft(MRC_sefdm,IFFT_FFT_size); %FFT
MRC_Rx=fft_MRC(1:N); %Desconocer los últimos valores
```

Segmento de código 2.28. Adición de ceros y bloque FFT de N/α puntos

2.3.2.6 Detector MMSE

Al igual que en la función *SEFDM_rayleigh*, para el desarrollo de este bloque se emplea la función creada *MMSE*, de acuerdo con lo que se observa en el Segmento de código 2.29. para la señal de entrada *MRC_Rx* y empleando la matriz de interferencia definida en el Segmento de código 2.22.

```
MRC_det=MMSE(MRC_Rx.',I,Snr(i),H_int,pt/(N*32)); %Detector MMSE
MRC_det_s((jj-1)*N+1:jj*N,1)=MRC_det.';
end
```

Segmento de código 2.29. Aplicación del detector MMSE

La transformación de paralelo a serie de la variable *MRC_det* se lleva a cabo luego de aplicar el detector MMSE.

2.3.2.7 Demodulación digital y Decodificación FEC

Para la demodulación se hace uso de la función *qamdemod*. Como se muestra en el Segmento de código 2.30. se realiza la demodulación de orden M del vector *MRC_det_s*. La señal *rx_bit_dec* es el resultado de la aplicación de la decodificación FEC, con el uso del objeto *vitDecoder*, de la señal *rx_dem*.

```
%Demodulación digital
rx_dem=qamdemod(MRC_det_s,M,'OutputType','approxllr', ...
    'UnitAveragePower',true,'NoiseVariance',noiseVar);
rx_bit_dec = vitDecoder(rx_dem); %decodificación FEC
```

Segmento de código 2.30. Demodulación digital/Decodificación FEC

2.3.3 CÁLCULO DE ERRORES

Para las dos funciones descritas anteriormente, una vez aplicada la decodificación FEC se obtiene la señal *rx_bit_dec* que contiene los bits interpretados en el receptor. El cálculo del BER se realiza comparando la información de la señal *bit_tx_s* que es la señal transmitida, con la información de la señal *rx_bit_dec*. El comando *biterr* realiza una comparación entre la representación binaria de dos parámetros de entrada y devuelve el número de bits errados, que se guarda en la variable *n_error*, y la relación existente entre el número de bits errados y el número total de bits que se guarda en la variable *ratio*, como se evidencia en el segmento de código 2.31.


```

%Número de Errores
[n_error,ratio]=biterr(bit_tx_s(1:end-traceBack),...
    rx_bit_dec(traceBack+1:end));

%Matriz de tasa de errores
BER_T(j,i)=ratio;

```

Segmento de código 2.31. Cálculo de tasa de errores BER

Una vez aplicado el comando *biterr*, se crea la matriz de tasa de errores que tiene una dimensión $j \times i$. Como se aprecia en el Segmento de código 2.31. la matriz *BER_T* se construye en base a la variable *ratio*.

La función *SEFDM_rayleigh_mrc* entrega como resultado el vector *BER_MRC* que se obtiene del promedio de la matriz de tasa de errores, este cálculo se evidencia en el Segmento de código 2.32. El vector resultado se utiliza en el código desarrollado para la interfaz gráfica con el objetivo de obtener las gráficas *BER* vs. *EB/No*.

```

%Promedio de tasa de Errores
BER_MRC=mean(BER_T);

```

Segmento de código 2.32. Cálculo del promedio de tasa de errores

De acuerdo con lo expuesto en el Segmento de código 2.33. para la función *SEFDM_rayleigh* se realiza el mismo procedimiento descrito, obteniendo como resultado el vector *BER*.

```

%Promedio de tasa de Errores
BER=mean(BER_T);

```

Segmento de código 2.33. Cálculo del promedio de tasa de errores para la función *SEFDM_rayleigh*

2.4 GRÁFICA DE RESULTADOS

Las gráficas que permiten ilustrar los resultados obtenidos de la simulación se obtienen a través del código implementado para la interfaz gráfica mostrada en la Figura 2.1. Inicialmente, se obtienen los valores del vector *BER_MRC* para los dos elementos del vector *alfa*, a partir de la función *SEFDM_rayleigh_mrc*. Luego, partiendo de la función *SEFDM_rayleigh*, se obtienen los valores del vector *BER* para los elementos del vector *alfa* como se aprecia en el Segmento de código 2.34.

```

BER_MRC(1,:)=SEFDM_rayleigh_mrc(N,m,alfa(1),Ntrials,EbNo,N_sym); %Alfa=N/N+a1
BER_MRC(2,:)=SEFDM_rayleigh_mrc(N,m,alfa(2),Ntrials,EbNo,N_sym); %Alfa=N/Na2
BER(1,:)=SEFDM_rayleigh(N,m,alfa(1),Ntrials,EbNo,N_sym); %Alfa=N/N+a1
BER(2,:)=SEFDM_rayleigh(N,m,alfa(2),Ntrials,EbNo,N_sym); %Alfa=N/N+a2

```

Segmento de código 2.34. Obtención de datos para gráficas BER vs. Eb/No

Las gráficas para los distintos escenarios de simulación se generan con los datos obtenidos. Como se evidencia en el Segmento de código 2.35. los resultados de *BER* vs. *Eb/No* para cada escenario se grafican dentro de la misma figura. El eje x representa la relación *Eb/No* y se ajusta al valor de la variable *fin* ingresado a través de la interfaz gráfica.

```

semilogy(app.UIAxes,EbNo,BER_MRC(1,:), '-b', EbNo,BER_MRC(2,:), '-m',...
EbNo,BER(1,:), '--b', EbNo,BER(2,:), '--m');

axis(app.UIAxes,[0 fin 10^-4 1]); %Eje x variable
if m == 2
    title(app.UIAxes,{'SEFDM - DIVERSIDAD EN RECEPCIÓN';...
'BER vs Eb/No en SEFDM para distintos alfa'; ...
'Modulación QPSK'});
elseif m == 4
    title(app.UIAxes,{'SEFDM - DIVERSIDAD EN RECEPCIÓN';...
'BER vs Eb/No en SEFDM para distintos alfa'; ...
'Modulación 16-QAM'});
elseif m == 6
    title(app.UIAxes,{'SEFDM - DIVERSIDAD EN RECEPCIÓN';...
'BER vs Eb/No en SEFDM para distintos alfa'; ...
'Modulación 64-QAM'});
end

legend(app.UIAxes,['Diversidad Rx - alpha=',num2str(alfa(1),2)],...
['Diversidad Rx - alpha=',num2str(alfa(2),2)],...
['Sin Diversidad Rx - alpha=',num2str(alfa(1),2)],...
['Sin Diversidad Rx - alpha=',num2str(alfa(2),2)])

xlabel(app.UIAxes,'Eb/No [dB]', 'FontSize',11);
ylabel(app.UIAxes,'BER', 'FontSize',11);
grid(app.UIAxes,'on'); %Activar grilla
close(f) %Cerrar cuadro de mensaje

```

Segmento de código 2.35. Gráfica BER vs. Eb/No en SEFDM para distintos alfa

3 RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

El propósito de este capítulo es presentar los resultados alcanzados mediante la simulación de un sistema de comunicación SEFDM que emplea diversidad de antena en recepción implementado en el software de simulación MATLAB R2023a. Los resultados se presentan mediante gráficas que muestran la relación BER vs. E_b/N_0 para distintos escenarios y en tablas que permiten cuantificar la mejora o deterioro del sistema de comunicación para cada escenario simulado. Para la simulación se identifican como configurables los parámetros de entrada: tipo de modulación, número de iteraciones, valores de definición de E_b/N_0 y el número de ceros a añadir en la transmisión, con el fin de visualizar el comportamiento del sistema con diversidad. Adicionalmente, con el fin de tener un mayor alcance en los resultados también se muestra el rendimiento obtenido para un sistema sin diversidad en recepción bajo los mismos parámetros configurables.

3.1 ESCENARIOS DE SIMULACIÓN

Para obtener los resultados ilustrados mediante gráficas se definen variables cuyos valores permanecen constantes dentro del código desarrollado para los diferentes escenarios de simulación, como se detalla en la tabla expuesta a continuación.

Tabla 3.1. Valores constantes para la simulación

| Parámetro | Valor | Descripción |
|--------------|--------|--|
| N | 16 | Número de subportadoras |
| N_{sym} | 5 | Número de símbolos por paquete |
| tc | 1/2 | Tasa de codificación |
| $srate$ | 20e6 | Frecuencia de muestro para canal Raleigh |
| N_{trials} | 50000 | Número de iteraciones |
| E_b/N_0 | 0:2:30 | Intervalo de E_b/N_0 |

3.1.1 COMPARACIÓN DE ESQUEMAS CON DIVERSIDAD Y SIN DIVERSIDAD EN RECEPCIÓN PARA LAS TÉCNICAS SEFDM Y OFDM

El factor de compresión de ancho de banda definido para la técnica OFDM es igual a 1 es decir, $\alpha = 1$, por lo que el número de ceros añadidos es 0, $\alpha = 0$. La Figura 3.1. muestra la simulación de esquemas con y sin diversidad en recepción para sistemas OFDM y SEFDM con modulación 16-QAM. De acuerdo con la figura expuesta, se observa que para sistemas sin diversidad en recepción las curvas obtenidas de BER vs. E_b/N_0 son similares, en donde

se tiene que para valores altos de relación señal a ruido el BER mejora. Por otro lado, para sistemas con diversidad espacial, se muestra una diferencia significativa en las curvas, en las cuales se puede apreciar que la técnica OFDM brinda un mejor rendimiento comparado con la técnica SEFDM.

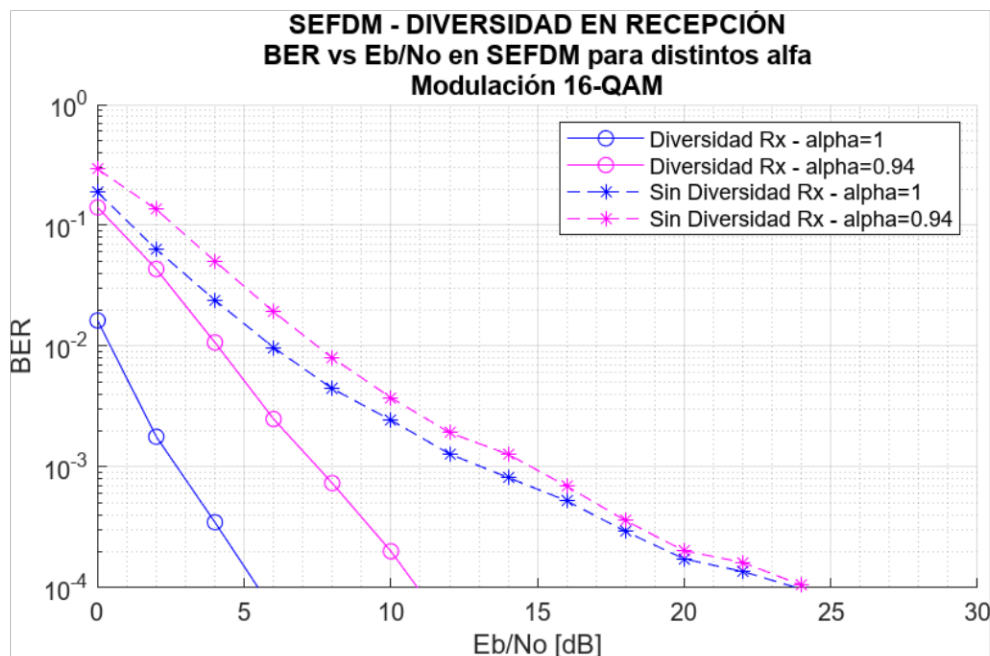


Figura 3.1. BER vs. Eb/No para esquemas con diversidad y sin diversidad en recepción, con modulación 16-QAM y $\alpha_1 = 1$; $\alpha_2 = 0.94$

De los valores expuestos en la Tabla 3.2. al tener un sistema sin diversidad en recepción, la aplicación de las técnicas SEFDM y OFDM presentan un desempeño similar. Para obtener un $BER = 0.010$ con SEFDM requiere de una relación $Eb/No = 7.638 [dB]$, mientras que con la técnica OFDM se necesita de una relación $Eb/No = 5.91 [dB]$, a pesar de existir una diferencia entre estos valores, esta no se considera como elevada. Por otro lado, para sistemas con diversidad en recepción, para un $BER = 0.010$, OFDM requiere de una relación $Eb/No = 0.449 [dB]$, y SEFDM una relación $Eb/No = 4.112 [dB]$ existiendo una marcada diferencia entre estos dos valores, por lo que al aplicar diversidad espacial en el lado de receptor un sistema OFDM es más óptimo que un sistema SEFDM.

Tabla 3.2. Valores de E_b/N_0 para sistemas con diversidad en recepción y sin diversidad en recepción, con modulación 16-QAM y $\alpha_1 = 1$; $\alpha_2 = 0.94$ y

| | a | α | BER | E_b/N_0 [dB] |
|-----------------------------|-----|----------|-------|----------------|
| Con diversidad en Rx | 0 | 1 (OFDM) | 0.010 | 0.449 |
| | 1 | 0.94 | 0.010 | 4.112 |
| Sin diversidad en Rx | 0 | 1 (OFDM) | 0.010 | 5.910 |
| | 1 | 0.94 | 0.010 | 7.638 |

3.1.2 SIMULACIÓN DE ESQUEMAS CON DIVERSIDAD Y SIN DIVERSIDAD EN RECEPCIÓN PARA VALORES DE $\alpha_1 = 0.94$; $\alpha_2 = 0.89$

La Figura 3.2. presenta la simulación de esquemas con diversidad en recepción y sin diversidad en recepción para el vector $a = [1, 2]$ y modulación 16-QAM. Los valores del factor de compresión, $\alpha = [0.94, 0.89]$ se obtienen a partir de la definición de SEFDM, en donde el vector a indica los números de ceros que se añadirán a la transmisión.

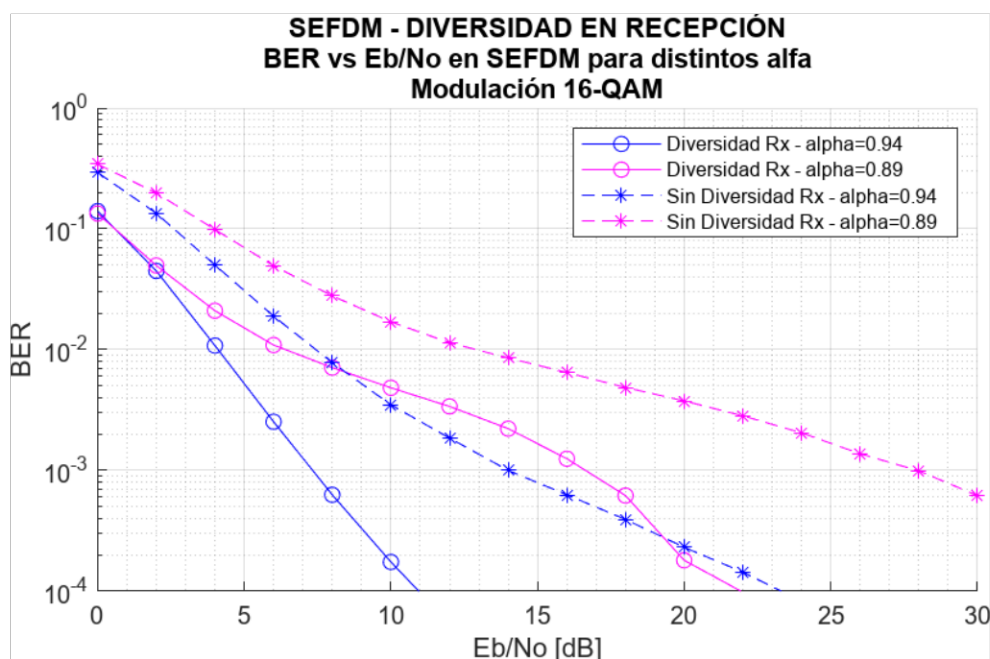


Figura 3.2. BER vs. E_b/N_0 para esquemas con diversidad y sin diversidad en recepción, con modulación 16-QAM y $\alpha_1 = 0.94$; $\alpha_2 = 0.89$

De acuerdo con la Figura 3.2. el rendimiento de un esquema de comunicaciones que emplea diversidad de antena en recepción está representado mediante líneas sólidas, mientras que el rendimiento de un esquema sin diversidad se muestra a través de líneas entrecortadas. Como se visualiza en la figura, para alcanzar un mismo nivel de BER un

sistema con diversidad en recepción necesita de un valor menor de relación señal a ruido, E_b/N_0 , comparado con el valor que un sistema con un solo receptor necesita, por lo que el rendimiento que presenta un esquema con diversidad espacial en recepción es mayor al rendimiento de un esquema sin diversidad en recepción al aplicar SEFDM.

Tabla 3.3. Valores de E_b/N_0 para sistemas con diversidad en recepción y sin diversidad en recepción, con modulación 16-QAM y $\alpha_1 = 0.94$; $\alpha_2 = 0.89$

| | a | α | BER | E_b/N_0 [dB] |
|-----------------------------|----------|----------------------------|------------|----------------------------------|
| Con diversidad en Rx | 1 | 0.94 | 0.010 | 4.182 |
| | 2 | 0.89 | 0.010 | 6.422 |
| Sin diversidad en Rx | 1 | 0.94 | 0.010 | 7.415 |
| | 2 | 0.89 | 0.010 | 12.632 |

La Tabla 3.3. muestra los valores de la relación E_b/N_0 extraídos de la simulación para esquemas con diversidad en recepción y sin diversidad en recepción con modulación 16-QAM. Partiendo de los datos expuestos, se puede observar que existe una mejora en cuanto al rendimiento del sistema de comunicación, ya que para alcanzar un mismo nivel de $BER = 0.010$ para $\alpha_2 = 0.89$ un sistema SEFDM con diversidad en recepción necesita de un valor de $E_b/N_0 = 6.42$ [dB], en contraste, un sistema SEFDM sin diversidad en recepción bajo las mismas condiciones, necesita de un valor de $E_b/N_0 = 12.63$ [dB] para alcanzar el mismo nivel de BER.

De igual manera, en la Figura 3.2. se puede visualizar que, al aumentar el número de ceros añadidos a la transmisión, se produce una degradación del BER. Otra forma de expresar esta relación es mediante el factor de compresión, que experimenta una relación inversamente proporcional al número de ceros añadidos. Al disminuir el valor del factor de compresión el número de ceros añadidos aumenta y se observa la degradación del BER.

La figura expuesta a continuación presenta gráficamente los resultados obtenidos de la simulación de los esquemas con diversidad en recepción y sin diversidad en recepción para el vector $\alpha = [0.94, 0.89]$ y una modulación 64-QAM. La figura permite visualizar que para una modulación de mayor orden el BER presenta una mayor degradación comparada con la presentada en la modulación 16-QAM.

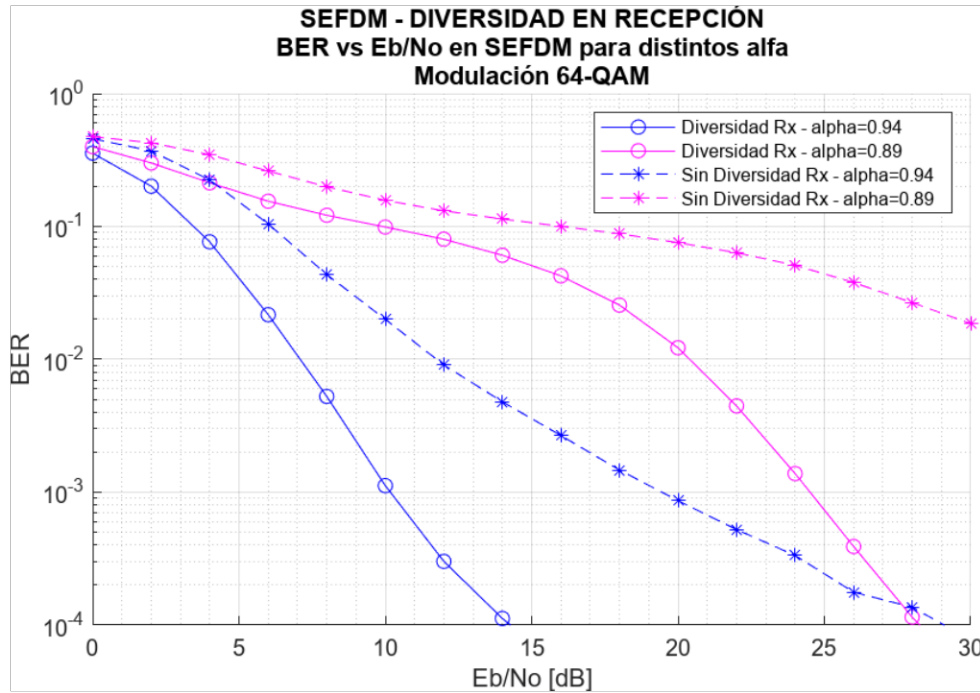


Figura 3.3. BER vs. E_b/N_0 para esquemas con diversidad y sin diversidad en recepción, con modulación 64-QAM y $\alpha_1 = 0.94$; $\alpha_2 = 0.89$

Contrastando los valores expuestos en la Tabla 3.3 con los detallados en la Tabla 3.4. se evidencia la diferencia existente entre el rendimiento del sistema al aplicar una modulación 64-QAM y una modulación 16-QAM, respectivamente. Respecto a los valores expuestos en la Tabla 3.3. para alcanzar un nivel de $BER = 0.010$ al utilizar un orden de modulación de 6 se necesita de una mayor relación señal a ruido, lo que significa que el rendimiento disminuye en comparación con un orden de modulación de 4. Adicionalmente, sigue siendo notoria la mejora del sistema SEFDM al implementar la diversidad en recepción, dado que para un mismo valor de BER y $\alpha_1 = 0.94$ un sistema SEFDM con diversidad en recepción requiere de un $E_b/N_0 = 7.04$ [dB], mientras que un sistema SEFDM sin diversidad en recepción, bajo las mismas condiciones, requiere de un $E_b/N_0 = 11.78$ [dB].

Tabla 3.4. Valores de E_b/N_0 para sistemas con diversidad en recepción y sin diversidad en recepción, con modulación 64-QAM y $\alpha_1 = 0.94$; $\alpha_2 = 0.89$

| | a | α | BER | E_b/N_0 [dB] |
|-----------------------------|----------|----------------------------|------------|----------------------------------|
| Con diversidad en Rx | 1 | 0.94 | 0.010 | 7.046 |
| | 2 | 0.89 | 0.010 | 20.515 |
| Sin diversidad en Rx | 1 | 0.94 | 0.010 | 11.782 |
| | 2 | 0.89 | 0.010 | >30 |

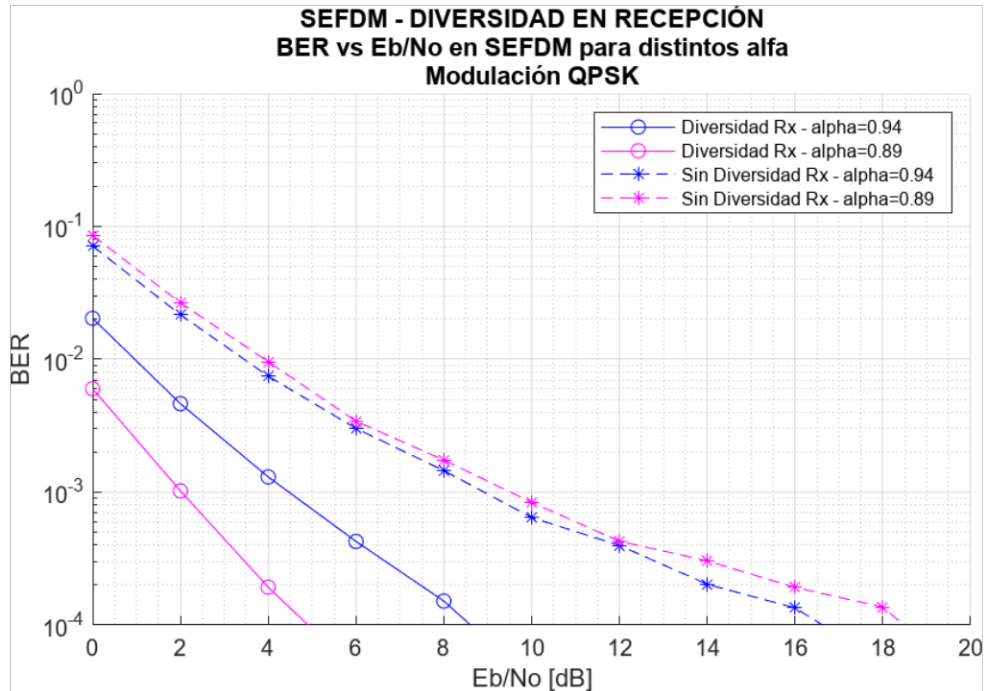


Figura 3.4. BER vs. Eb/No para esquemas con diversidad y sin diversidad en recepción, con modulación QPSK y $\alpha_1 = 0.94$; $\alpha_2 = 0.89$

La Figura 3.4. ilustra las curvas obtenidas para los esquemas con diversidad en recepción y sin diversidad en recepción con modulación QPSK. De acuerdo con la figura expuesta, el rendimiento que presenta un sistema de comunicaciones aplicando la técnica de diversidad en recepción es mejor versus el rendimiento que presenta un sistema con un solo receptor, esto se debe a que al implementar un esquema con diversidad espacial se tienen canales independientes con una baja correlación entre sus desvanecimientos.

Al ser QPSK una modulación más robusta comparada con las presentadas anteriormente, es necesario ajustar los valores de intervalo del vector $EbNo$ con el fin de mejorar la visualización de los resultados.

3.1.3 SIMULACIÓN DE ESQUEMAS CON DIVERSIDAD Y SIN DIVERSIDAD EN RECEPCIÓN PARA VALORES DE $\alpha_1 = 0.84$; $\alpha_2 = 0.76$

La Figura 3.5. muestra la simulación de los esquemas con diversidad en recepción y sin diversidad en recepción para el vector $a = [3, 5]$ y una modulación 16-QAM. La técnica SEFDM indica que α puede tomar valores entre 0 y 1, para este escenario los valores del vector son $\alpha = [0.84, 0.76]$, sin embargo, la figura expuesta permite observar que existe una degradación notable del rendimiento de los sistemas al utilizar un factor de compresión con valores bajos, o a su vez, al utilizar un número alto de ceros añadidos en la transmisión.

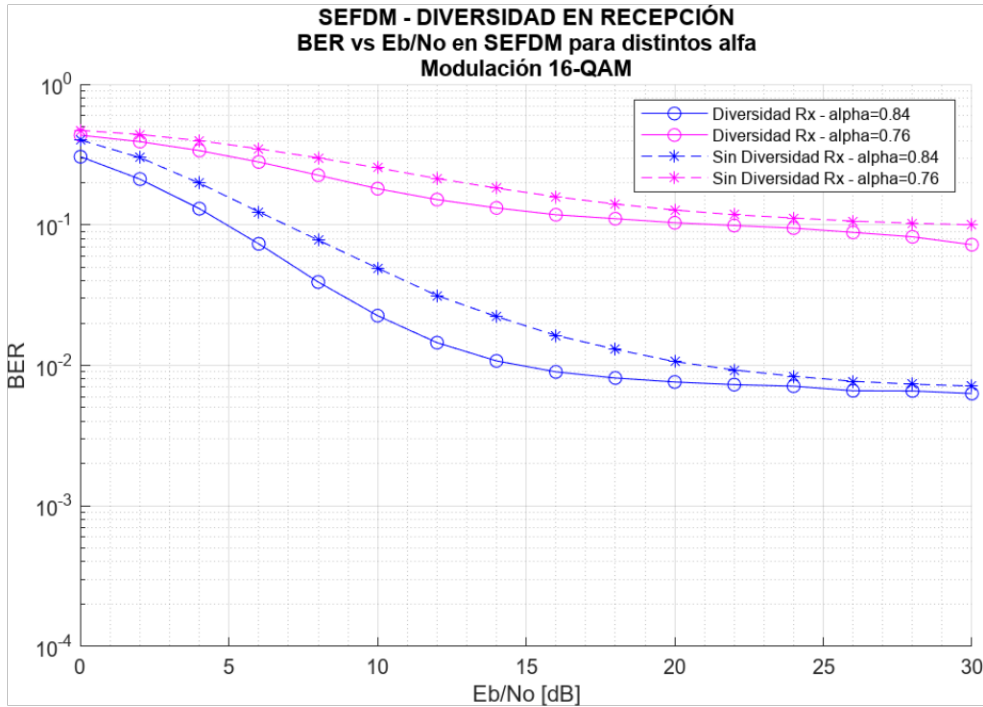


Figura 3.5. BER vs. Eb/No para esquemas con diversidad y sin diversidad en recepción, con modulación 16-QAM y $\alpha_1 = 0.84$; $\alpha_2 = 0.76$

En contraste a la Figura 3.2. se puede visualizar la atenuación del rendimiento que presentan esquemas con y sin diversidad en recepción, al pasar de un valor de ceros añadidos igual a 2 a un valor igual a 3. La degradación del BER que se observa es resultado de utilizar un factor de compresión bajo provocando que las subportadoras se encuentren más sobrepuestas entre sí.

Tabla 3.5. Valores de Eb/No para sistemas con diversidad en recepción y sin diversidad en recepción, con modulación 16-QAM y $\alpha_1 = 0.84$; $\alpha_2 = 0.76$

| | a | α | BER | Eb/No [dB] |
|-----------------------------|----------|----------------------------|------------|-------------------|
| Con diversidad en Rx | 3 | 0.84 | 0.100 | 4.948 |
| | 5 | 0.76 | 0.100 | 6.848 |
| Sin diversidad en Rx | 3 | 0.84 | 0.100 | 21.167 |
| | 5 | 0.76 | 0.100 | 28.681 |

Para un sistema con diversidad en recepción y modulación 16-QAM, acorde a los datos detallados en la Tabla 3.5. se puede evidenciar que se requiere de una relación de señal a ruido de $Eb/No = 4.948 [dB]$ para alcanzar un nivel de $BER = 0.100$ para $\alpha_1 = 0.84$, mientras que para un valor de $\alpha_2 = 0.76$, el mismo sistema necesita de una relación de

$E_b/N_0 = 6.848$ [dB]. De esta manera se puede demostrar el deterioro que experimenta el sistema al ir aumentando el número de ceros añadidos a la transmisión según la definición de SEFDM.

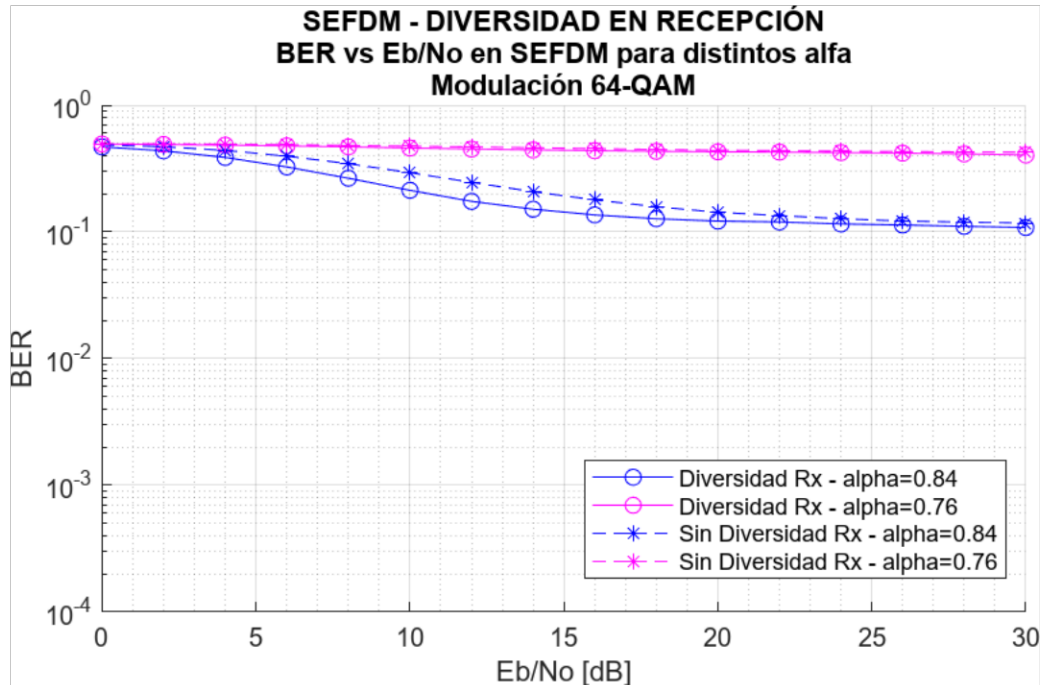


Figura 3.6. BER vs. E_b/N_0 para esquemas con diversidad y sin diversidad en recepción, con modulación 64-QAM y $\alpha_1 = 0.84$; $\alpha_2 = 0.76$

En la Figura 3.6. se puede apreciar que, al incrementar paralelamente el número de ceros añadidos y el orden de modulación la comunicación sufre un deterioro significativo del sistema implementado. De acuerdo con la figura expuesta, la aplicación de la técnica SEFDM junto con diversidad espacial en recepción es óptima para un número de ceros añadidos menor a 5, puesto que a partir de este valor el BER se mantiene casi constante y no representa una mejora para la transmisión.

3.2 CONCLUSIONES

- Debido a la rápida evolución de las tecnologías han surgido nuevas necesidades respecto a las comunicaciones inalámbricas. Con el propósito de satisfacer una de estas necesidades se desarrolla la técnica SEFDM que busca el ahorro del ancho de banda ocupado en la transmisión en comparación con la técnica OFDM, de manera que envía igual cantidad de información empleando un menor ancho de banda. SEFDM utiliza un factor de compresión de ancho de banda el cual viola la ortogonalidad entre subportadoras que define OFDM. De acuerdo con las gráficas presentadas, se observó que al disminuir significativamente el valor del factor de

compresión el rendimiento del sistema implementado se deteriora, esto se debe a que por la compresión que sufre el espectro las señales subportadoras se encontrarán más superpuestas entre sí.

- En la implementación de este trabajo se aplicó el método de combinación de señales MRC para el cual se realizó el reseteo de los canales con el fin de obtener desvanecimientos independientes para ser aplicados a cada una de las señales, respectivamente.
- Se realizó el diseño del diagrama de bloques para un sistema de comunicaciones SEFDM que emplea diversidad en recepción en donde inicialmente se tratan por separado las señales recibidas ya que, a cada una se le aplicó un canal independiente, para luego realizar la combinación de estas señales. Una vez aplicado el bloque MRC se obtiene la señal que será procesada por el resto de bloques. En contraste con un esquema sin diversidad en recepción, en el esquema con diversidad espacial en recepción diseñado se añadieron los bloques FFT N puntos, MRC e IFFT N puntos, esto se debe a que se trabaja con una etapa en donde se tienen dos señales independientes y una posterior etapa donde se tiene una señal resultante.
- De acuerdo con las gráficas presentadas, se visualizó que el orden de la modulación es un elemento que influye significativamente en el rendimiento del sistema de comunicaciones. Los valores más óptimos de BER se obtuvieron con la aplicación de la modulación QPSK, esto es producto de la mayor robustez que presenta esta modulación en comparación a las modulaciones 16-QAM y 64-QAM.
- Para los distintos escenarios de simulación, se realizó la variación del número de ceros añadidos a la transmisión, lo que a la par significa que se tuvieron diferentes factores de compresión de ancho de banda. Esto permitió observar que la relación entre el rendimiento del sistema implementado y el factor de compresión es directamente proporcional, es decir, al disminuir el factor de compresión se experimentó una degradación del BER. Por otro lado, la relación que existe entre el número de ceros añadidos y el rendimiento es inversamente proporcional, por lo que, para conseguir un rendimiento óptimo, el número de ceros a implementar no debe ser mayor a 3.
- Para las 3 modulaciones que se han puesto en práctica, se mostró que el esquema SIMO simulado presenta un mejor rendimiento que un esquema SISO, ya que para alcanzar un mismo nivel de BER un esquema SIMO necesita de una menor relación

señal a ruido en comparación con un esquema SISO. Sin embargo, se observó que para una modulación 64-QAM con $\alpha = 0.76$, tanto el esquema SIMO como el esquema SISO, dejan de ser óptimos para una comunicación.

- Para el escenario de simulación con modulación 16-QAM y $\alpha = 0.89$ se observó que al utilizar un sistema implementado con diversidad espacial en recepción, para alcanzar un nivel de $BER = 0.010$, requiere un valor de $E_b/N_0 = 6.422$ [dB], mientras que un sistema sin diversidad requiere de un $E_b/N_0 = 12.632$ [dB]. De acuerdo con estos resultados, un sistema con diversidad redujo en un 49.17% el valor de relación E_b/N_0 utilizado por un sistema sin diversidad para alcanzar un nivel de BER específico.
- Un sistema con diversidad en recepción y modulación 16-QAM, para $\alpha = 0.84$, requirió de una relación de $E_b/N_0 = 4.948$ [dB] para obtener un $BER = 0.100$, a diferencia de un sistema sin diversidad en recepción que necesitó de un $E_b/N_0 = 21.167$ [dB] para obtener el mismo nivel de BER. La implementación de un esquema con diversidad redujo en un 76.62% el valor de E_b/N_0 utilizado en un esquema sin diversidad para alcanzar un mismo BER. En relación con los valores descritos, se demostró que la integración de la diversidad espacial en recepción con un sistema de comunicaciones inalámbrico representa una mejora en cuanto al rendimiento de un sistema sin diversidad.

3.3 RECOMENDACIONES

- Para obtener una mejor visualización de las gráficas resultantes, es recomendable utilizar un número de iteraciones mayor a 10000, ya que con un menor valor las gráficas no mostrarán el resultado deseado. Sin embargo, es necesario considerar que mientras mayor sea el número de iteraciones el tiempo de simulación aumentará.
- De acuerdo a la técnica de modulación que se utilice, se recomienda establecer un valor de número de ceros no mayor a 5, ya que para la modulación 64-QAM un número de ceros añadidos igual a 5 no presentó un buen rendimiento del sistema, mostrando una línea constante en la curva BER vs. E_b/N_0 .
- Al implementar una interfaz gráfica para el ingreso de valores y visualización de resultados, se recomienda que el eje que representa la relación señal a ruido, E_b/N_0 , se ajuste a los valores ingresados para obtener un resultado deseable.

- Se recomienda desarrollar un trabajo de integración curricular utilizando diversidad de antena en recepción e implementando métodos de combinación de señales como Selection Combiner o Switched Combiner.

4 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] D. Vasilyev y A. Rashich, "SEFDM-signals Euclidean Distance Analysis", *2018 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech)*, pp. 75-78, 2018.
- [2] A. Gelgor, A. Gorlov y V. P. Nguyen, "Performance Analysis of SEFDM with Optimal Subcarriers Spectrum Shapes", *2017 IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom)*, pp. 1-5, 2017.
- [3] H. Ghannam y I. Darwazeh, "SEFDM over satellite systems with advanced interference cancellation", *IET Communications*, vol. 12, nº 1, pp. 59-66, 2018.
- [4] A. Rashich, A. Kislitsyn, D. Fadeev y T. N. Nguyen, "FFT-based trellis receiver for SEFDM signals", *2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pp. 1-6, 2016.
- [5] T. Xu y I. Darwazeh, "Experimental Validations of Bandwidth Compressed Multicarrier Signals", *2016 IEEE 17th International Symposium on A World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks (WoWMoM)*, pp. 1-10, 2016.
- [6] S. Pupiales, "Análisis de ganancia de ancho de banda y degradación de la BER en un sistema SEFDM con respecto a OFDM usando Matlab", Escuela Politécnica Nacional, Quito, 2020.
- [7] S. Gorbunov y A. Rashich, "BER Performance of SEFDM Signals in LTE Fading Channels", *2018 41st international conference on telecommunications and signal processing (TSP)*, pp. 1-4, 2018.
- [8] V. Garg, *WIRELESS COMMUNICATIONS AND NETWORKING*, San Francisco: Elsevier, 2007.
- [9] W. Stallings, *WIRELESS COMMUNICATIONS AND NETWORKS*, Upper Saddle River: Pearson Prentice Hall, 2002.
- [10] O. S. Roig, J. L. Valenzuela y R. A. Comes, *Principio de comunicaciones móviles*, Catalunya: Ediciones UPC, 2003.
- [11] S. Gorbunov y A. Rashich, "Spatial receive diversity for SEFDM based system", *2019 42nd International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)*, pp. 265-268, 2019.
- [12] G. Logacho, "Simulación en Matlab de los detectores ZF, MMSE e ID para un sistema SEFDM utilizando un canal con desvanecimiento", Escuela Politécnica Nacional, Quito, 2021.

5 ANEXOS

ANEXO I. Interfaz gráfica y funciones empleadas para el desarrollo en Matlab de la simulación del sistema SEFDM con diversidad espacial en recepción (Anexo digital).