

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y
ELECTRÓNICA**

**SIMULACIÓN DE UN SISTEMA OFDM CON DIVERSIDAD DE
ANTENA EN TRANSMISIÓN USANDO LA TÉCNICA SFBC**

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

GABRIELA ESTEFANÍA ANGAMARCA QUILUMBA

gabriela.angamarca@epn.edu.ec

DIRECTOR: Dr. DIEGO JAVIER REINOSO CHISAGUANO

diego.reinoso@epn.edu.ec

Quito, enero 2020

AVAL

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Gabriela Estefanía Angamarca Quilumba, bajo mi supervisión.

Dr. DIEGO JAVIER REINOSO CHISAGUANO
DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

Yo Gabriela Estefanía Angamarca Quilumba, 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.

Gabriela Estefanía Angamarca Quilumba

DEDICATORIA

A mis padres Aníbal y Fany que siempre se han esforzado por darme lo mejor. Gracias a su apoyo incondicional he podido culminar esta etapa importante de mi vida, así que este logro es suyo.

A mi hija Anya que es mi más grande tesoro. Todo lo que hago es por y para ti.

AGRADECIMIENTO

A Dios por darme la vida y una hermosa familia.

A mis padres Aníbal y Fany por apoyarme en todo momento, a pesar de las difíciles circunstancias que hemos atravesado; gracias por su amor incondicional, por creer siempre en mí y sobre todo gracias por enseñarme que con esfuerzo y dedicación puedo alcanzar todas mis metas.

A mi abuelita Leonor por ser la mejor abue, por cuidarme y estar conmigo en los momentos más importantes de mi vida.

A mi hija Anya por llenar mi vida de felicidad. Gracias por tus risas, besos y abrazos que me fortalecen cada día.

A mis hermanas Salomé y Karen por los momentos de felicidad compartidos y por estar ahí cuando las necesito.

A Cristian por tu apoyo y por estar siempre para mí y para Anya, gracias por permanecer a mi lado durante estos 6 años.

Al Dr. Diego Reinoso por su brindarme sus conocimientos y su tiempo. Muchas gracias por sus consejos y orientación.

A mis compañeras (os) de clase por compartir sus conocimientos y brindarme su amistad.

Gracias a la Escuela Politécnica Nacional

ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL.....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA	II
DEDICATORIA	III
AGRADECIMIENTO	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
RESUMEN	VII
ABSTRACT.....	VIII
1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 OBJETIVOS.....	2
1.2 ALCANCE	2
1.3 MARCO TEÓRICO	3
1.3.1 COMUNICACIONES INALÁMBRICAS	3
1.3.2 PROPAGACIÓN MULTITRAYECTO	7
1.3.3 DESVANECIMIENTO	9
1.3.4 OFDM.....	15
1.3.5 DIVERSIDAD.....	18
2. METODOLOGÍA.....	25
2.1 USO DE MATLAB.....	25
2.2 SISTEMA OFDM SIN DIVERSIDAD	26
2.2.1 TRANSMISOR OFDM	28
2.2.2 CANAL INALÁMBRICO	31
2.2.3 RECEPTOR OFDM	33
2.2.4 CÁLCULO DE ERRORES Y BER.....	35
2.3 DIVERSIDAD DE ANTENA EN TRANSMISIÓN USANDO SFBC.....	36

2.3.1 CONFIGURACIÓN 2X1	36
2.3.2 CONFIGURACIÓN 4X1	40
3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN	46
3.1 SIMULACIÓN DEL SISTEMA OFDM SIN DIVERSIDAD	46
3.1.1 PRUEBAS SOLO CON CANAL AWGN	46
3.1.2 PRUEBAS CON CANAL RAYLEIGH	48
3.2 SIMULACIÓN DEL SISTEMA OFDM CON DIVERSIDAD	50
3.2.1 SISTEMA SFBC-OFDM CON 2 ANTENAS EN TRANSMISIÓN	50
3.2.2 SISTEMA SFBC-OFDM CON 4 ANTENAS EN TRANSMISIÓN	51
3.3 ANÁLISIS DE RESULTADOS	56
4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	58
4.1. CONCLUSIONES	58
4.2. RECOMENDACIONES	60
5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	61
ANEXOS	64

RESUMEN

En este trabajo se presenta la simulación en MATLAB de un sistema OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) con diversidad de antena en transmisión usando la codificación SFBC (*Space Frequency Block Coding*). Las simulaciones se realizan con 2 y 4 antenas en el lado de transmisión, mientras que en recepción se tendrá solo 1 antena para las dos configuraciones. Los resultados obtenidos de las simulaciones son curvas que están en función del BER (*Bit Error Rate*) y de E_b/N_0 (*Energy per bit to noise power spectral density ratio*).

En el capítulo 1 se definen conceptos básicos relacionados con comunicaciones inalámbricas, entre ellos se encuentran los fenómenos a los que está expuesta una onda electromagnética durante su transmisión. También se detallan los diagramas de bloque de un sistema OFDM y se describen aspectos de diversidad, en especial la diversidad de antena en el lado del transmisor.

En el capítulo 2 se describe la implementación en MATLAB de los diferentes sistemas creados. En primer lugar se realiza el programa para la simulación de un sistema OFDM sin diversidad, y una vez verificado su correcto funcionamiento, se añade la diversidad de antena.

En el capítulo 3 se muestran las gráficas obtenidas de la simulación y se toman los datos de las curvas para calcular la ganancia de diversidad de las diferentes configuraciones y diferentes modulaciones empleadas. Además se analizan los resultados obtenidos.

Al final, en el capítulo 4 se señalan las conclusiones y recomendaciones del desarrollo de todo el trabajo y en base a los resultados de las simulaciones.

PALABRAS CLAVE: diversidad de antena, OFDM, SFBC.

ABSTRACT

This work presents a MATLAB simulation of an OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) system with antenna diversity in transmission using the SFBC (Space Frequency Block Coding) technique. The simulations are done with 2 and 4 transmitting antennas and 1 receiving antenna. The results of the simulations are curves of BER (Bit Error Rate) vs E_b/N_0 (Energy per bit to noise power spectral density ratio).

Chapter 1 details basic concepts of wireless communications, OFDM diagram blocks, and diversity. The diversity focuses in antenna diversity on the transmitter side.

Chapter 2 describes the MATLAB implementation of the different systems created. Once the correct operation of the OFDM system without diversity has been validated, the antenna diversity is added.

Chapter 3 shows the graphs obtained from simulations. The data of the curves are used to calculate diversity gain of the different configurations and modulations used. Also, it discusses the results obtained from the simulations.

Finally, chapter 4 shows the conclusions and recommendations of the project's development especially of the results of the simulations.

KEYWORDS: antenna diversity, OFDM, SFBC.

1. INTRODUCCIÓN

En los últimos años las comunicaciones inalámbricas han llegado a ser muy relevantes puesto que tienen como principal ventaja la movilidad del usuario, además de ofrecer velocidades de transmisión cada vez mayores. Sin embargo, uno de los problemas que llevan consigo las comunicaciones inalámbricas es el desvanecimiento en el canal de transmisión, lo cual provoca una degradación en el rendimiento del sistema [1]. Este rendimiento se lo mide usualmente en función de la tasa de bits errados BER (*Bit Error Rate*) [2].

Una señal que se propaga por un canal de transmisión inalámbrico puede sufrir diversos fenómenos como reflexión, difracción o dispersión. En un entorno *multipath* las señales son transmitidas con diferente fase y al llegar al receptor pueden destruirse y provocar una distorsión de la señal [3].

Con el fin de contrarrestar los efectos negativos de la multitrayectoria y del canal inalámbrico aleatorio, se han desarrollado varios mecanismos que atenúan la degradación de un sistema de comunicación; entre ellos se encuentran la codificación de canal, el entrelazado (*interleaving*), la ecualización y la diversidad; esta última aprovecha los efectos negativos del canal *multipath* para transmitir varias señales iguales, y de esta manera mejorar la confiabilidad en la transmisión [4].

La diversidad de antena se basa en el uso de múltiples antenas para combatir los efectos del desvanecimiento causado por la multitrayectoria [5]. El mecanismo de diversidad de antena tiene como objetivo conseguir un canal inalámbrico estable del tipo AWGN (*Additive White Gaussian Noise*), a partir de un canal inestable que tiene desvanecimiento variable en el tiempo. A pesar de que hay diferentes técnicas de diversidad de antena, en la práctica se usa la diversidad en transmisión porque se reduce así la complejidad en el procesamiento del receptor [4].

Debido a que los sistemas OFDM también están expuestos a los efectos del desvanecimiento en un canal *multipath*, la solución planteada en este trabajo se basa en aplicar la técnica de diversidad de antena en transmisión para mitigar la degradación del BER, usando códigos de espacio-frecuencia (*Space-Frequency Codes*), que permitirán explotar al máximo la técnica de diversidad y así obtener mejores resultados en el rendimiento del sistema [6].

1.1 OBJETIVOS

El objetivo general es: Simular en MATLAB un sistema OFDM con diversidad de antena en transmisión usando la técnica SFBC.

Los objetivos específicos de este trabajo son:

- Analizar teóricamente la diversidad de antena en transmisión.
- Implementar la simulación en MATLAB del sistema OFDM.
- Implementar el esquema de diversidad de antena en transmisión.
- Analizar los resultados entregados por la simulación.

1.2 ALCANCE

Se detallarán conceptos fundamentales y generales de diversidad, así como las diferentes técnicas de diversidad que existen. Sin embargo, se dará mayor importancia a la técnica de diversidad de antena y, principalmente, se realizará un análisis más profundo en cuanto a la técnica de diversidad de antena aplicada en el lado de transmisión.

Este trabajo se enfoca en la simulación de un sistema OFDM en MATLAB, usando el mecanismo de diversidad de antena en transmisión. Para ello se implementará el transmisor, el receptor y el canal inalámbrico, teniendo en cuenta que no se realizará estimación del canal puesto que se asume que el canal de transmisión es conocido. El canal inalámbrico se considerará como un canal *multipath* con desvanecimiento de tipo *Rayleigh*. También se asumirá una sincronización perfecta y no se realizará codificación FEC (*Forward Error Correction*), ni *interleaving*.

En el lado del transmisor, al aplicar la diversidad de antena, se probarán configuraciones con 2 y 4 antenas transmisoras, mientras que en el lado de recepción únicamente se tendrá una antena receptora. Se considerará que las antenas tienen una separación mayor o igual a $\lambda/2$ para asegurar que los desvanecimientos de las antenas sean independientes. En el transmisor se empleará el esquema de codificación SFBC (*Space Frequency Block Coding*).

En la Figura 1.1 se muestra el diagrama de bloques del transmisor empleando 2 antenas. El transmisor constará de un conversor serie-paralelo, un modulador, un codificador SFBC, bloques IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*), bloques que añaden el prefijo cíclico CP y por último las antenas transmisoras.

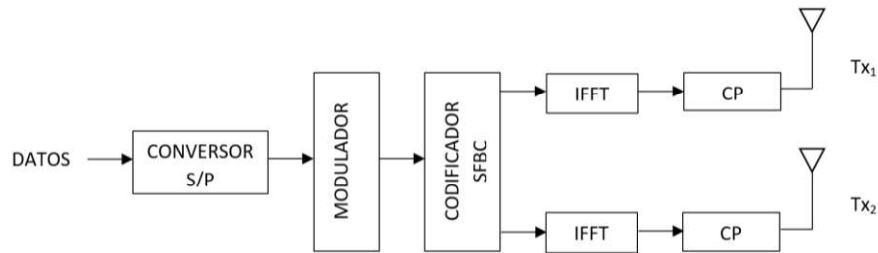


Figura 1.1. Transmisor OFDM con 2 antenas.

El conversor S/P transforma el flujo de datos de serie a paralelo, para luego ser mapeados dependiendo del esquema de modulación [7]. Después de la modulación se encuentra el codificador SFBC. En el sistema OFDM se utiliza la IFFT para generar y multiplexar las subportadoras ortogonales, y además se añade un prefijo cíclico a cada símbolo para combatir la interferencia entre símbolo [8].

Por otra parte, en la Figura 1.2 se puede visualizar el receptor OFDM, el mismo que contendrá los bloques para remover el prefijo cíclico y realizar la FFT. También constará del decodificador SFBC, el demodulador y el conversor paralelo-serie, para finalmente obtener los datos recibidos.

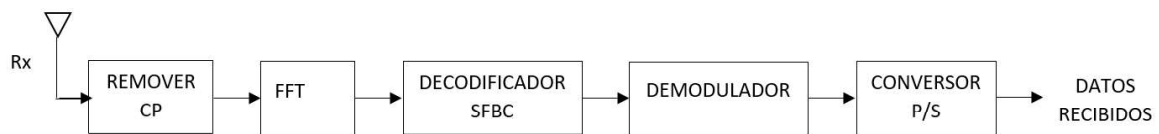


Figura 1.2. Receptor OFDM.

Una vez implementado todo el sistema OFDM se realizarán simulaciones con 2 y 4 antenas, empleando los esquemas de modulación QPSK, 16QAM y 64QAM para cada configuración.

Los resultados de la simulación se visualizarán y analizarán de acuerdo con las curvas BER vs E_b/N_0 , y se realizarán las comparaciones correspondientes dependiendo de la configuración o esquema de modulación que se esté utilizando. Por medio de las simulaciones se obtendrán tablas de las ganancias de diversidad.

1.3 MARCO TEÓRICO

1.3.1 COMUNICACIONES INALÁMBRICAS

Las comunicaciones inalámbricas han llegado a ser un área de gran interés debido a sus numerosas ventajas, entre las cuales predomina la movilidad del usuario [9]. El desarrollo y crecimiento de los sistemas celulares han permitido que las comunicaciones inalámbricas se conviertan en un área fundamental de estudio. En la actualidad, nuevas aplicaciones

que incluyen redes de sensores inalámbricos, automatización, hogares y dispositivos inteligentes, y telemedicina remota, también influyen positivamente en el desarrollo e investigación de nuevas técnicas para mejorar el rendimiento de un sistema de comunicación inalámbrico [10].

Un sistema de comunicación inalámbrico se compone básicamente de un transmisor, un medio de transmisión no guiado, también llamado canal inalámbrico, y un receptor. El transmisor, por medio de la antena, irradia energía electromagnética hacia el medio, mientras que el receptor capta las ondas electromagnéticas del medio [11].

El canal inalámbrico es uno de los componentes más importantes de un sistema de comunicación inalámbrico, puesto que, además de ser el medio por el cual se transmiten los datos, también es el principal influyente en el rendimiento de todo el sistema. La principal desventaja del canal inalámbrico, en comparación con un medio guiado, es la aleatoriedad del mismo, haciéndolo dinámico e impredecible. Esto dificulta el análisis del sistema de comunicación inalámbrico [4].

1.3.1.1 Parámetros para medir el rendimiento de un sistema de comunicación

El rendimiento de un sistema de comunicación puede ser medido a partir de curvas BER vs E_b/N_0 , como se observa en la Figura 1.3, en la cual se puede notar que una de las curvas (en color verde) tiene mejor rendimiento que la otra (en color rojo). A continuación se detallan algunos conceptos que son importantes para la medición del rendimiento.

- **SNR**

SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) es la relación de la potencia de la señal recibida respecto a la potencia del ruido presente. Usualmente la SNR se mide en el lado de recepción porque es aquí donde se procesa la señal y se elimina el ruido introducido por el canal de comunicación [11]. En la Ecuación 1.1 se encuentra la fórmula para calcular la SNR, expresada en decibelios (dB).

$$SNR[dB] = 10 \log \frac{\text{potencia de la señal } (P_r)}{\text{potencia del ruido}} \quad (1.1)$$

- E_b/N_0

La SNR puede también ser expresada en función de la energía de la señal por bit E_b o por símbolo E_s [10], como se observa en la Ecuación 1.2:

$$SNR = \frac{P_r}{N_0 B} = \frac{E_s}{N_0 B T_s} = \frac{E_b}{N_0 B T_b} \quad (1.2)$$

donde N_0 es la densidad de ruido, B es el ancho de banda de la señal, T_s es el tiempo de símbolo y T_b es el tiempo de bit. Por lo tanto, E_b/N_0 se define como la relación entre la energía de la señal por bit y la densidad espectral del ruido. Este parámetro es más usado que la SNR para determinar la calidad del rendimiento de un sistema de comunicación digital [11].

A partir de la Ecuación 1.2 se puede obtener la relación E_b/N_0 , la cual está en función del ancho de banda de la señal y el tiempo de bit, que es inverso a la tasa de transmisión R .

$$E_b/N_0 = SNR * B * T_b = SNR * \frac{B}{R} \quad (1.3)$$

- **BER**

El BER (*Bit Error Rate*) se define como la relación entre los bits errados respecto a los bits totales transmitidos en un determinado período de tiempo. Es la medida del rendimiento total de un sistema de comunicación, que permite cuantificar su confiabilidad de extremo a extremo [12].

La tasa de bits errados es un valor insignificante en condiciones ideales de transmisión, es decir, en ambientes sin desvanecimiento, multitrayectoria u otros factores que afectan el nivel de las señales transmitidas. Sin embargo, para entornos reales de propagación es un parámetro importante para el diseño de los sistemas de comunicación inalámbricos [12].

En la Figura 1.3, se observa que el BER es una función decreciente de la relación E_b/N_0 , es decir que al aumentar el valor E_b/N_0 , la probabilidad de bits errados disminuye [11].

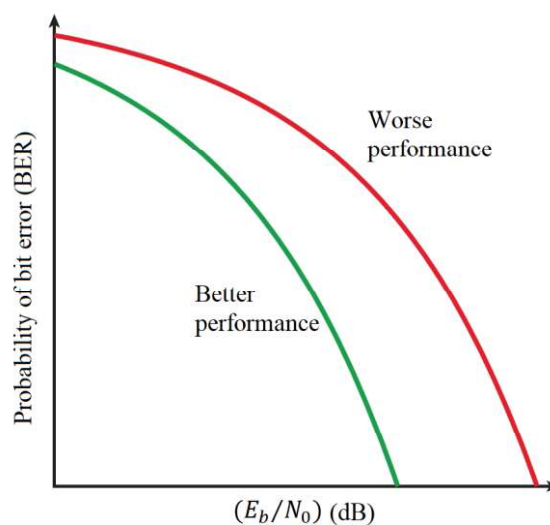


Figura 1.3. Curvas típicas de BER vs E_b/N_0 [11].

1.3.1.2 Propagación de ondas de radio

En los sistemas de comunicación inalámbricos, las ondas electromagnéticas enviadas por el transmisor son susceptibles a ciertos fenómenos físicos, como los mostrados en la Figura 1.4, que hacen que la propagación de la onda resulte un proceso complicado y que el canal inalámbrico se vuelva poco predecible [4]. Estos fenómenos son: reflexión, difracción y dispersión (*scattering*), los cuales se indican a continuación.

- **Reflexión**

Es un fenómeno físico que ocurre cuando la onda electromagnética choca contra objetos, conductores o dieléctricos, que tienen una superficie de mayor dimensión que la longitud de onda de la señal propagada. La superficie de la tierra, los edificios o paredes son ejemplos de superficies que pueden provocar reflexión [9], [13].

- **Difracción**

La difracción se presenta cuando la trayectoria de la señal propagada está obstruida por objetos que tienen irregularidades o pequeños bordes en su superficie. Esto provoca la generación de ondas o señales secundarias que servirán para establecer una ruta entre el transmisor y receptor, aun cuando no exista línea de vista [4], [13]. A altas frecuencias, la difracción, al igual que la reflexión, depende de la geometría del objeto, además de la amplitud, fase y polarización de la onda incidente en el punto de difracción [13].

- **Dispersión**

La dispersión es un fenómeno físico que ocurre cuando en la trayectoria de la onda existen objetos de superficies rugosas, que tienen dimensiones pequeñas en comparación con la longitud de onda de la señal, y además el número de estos obstáculos por unidad de volumen es grande [13]. En un sistema de comunicación móvil, los postes de luz, las señales de tránsito, y los semáforos son algunos de los causantes de tener ondas dispersas [4], [13].

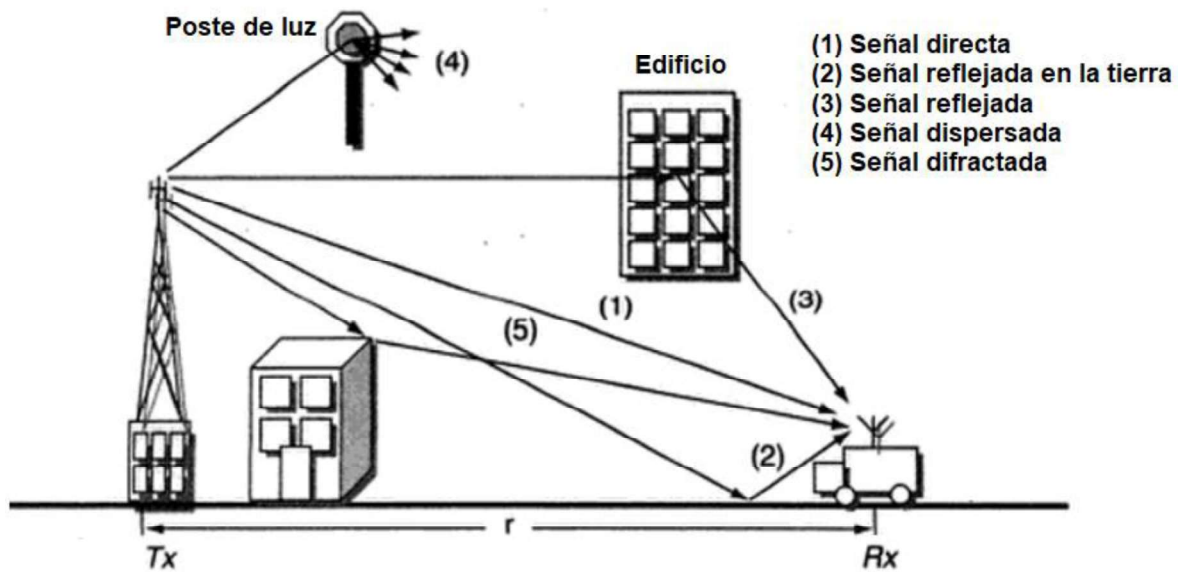


Figura 1.4. Propagación de señales en un sistema de comunicación móvil [9].

Los diferentes entornos en los cuales se propagan las señales promueven el desarrollo e investigación de nuevos modelos de pérdida de trayectoria. En áreas urbanas la propagación por radio resulta muy compleja debido a la presencia de diversas ondas reflejadas y difractadas [14].

1.3.2 PROPAGACIÓN MULTITRAYECTO

La propagación multitrayecto es un fenómeno causado por los múltiples reflejos de los obstáculos existentes entre el transmisor y el receptor. Los objetos que reflejan la señal transmitida pueden ser edificios, árboles e incluso automóviles. Al tener propagación multitrayecto, en el receptor se captan varias señales con la misma información pero cada una tiene distinto retardo y diferente nivel de potencia, puesto que provienen de distintos caminos [13], [14].

1.3.2.1 Parámetros de un canal multitrayecto

El uso de parámetros, que cuantifican un canal multitrayecto, permite desarrollar ciertos aspectos que son importantes para el diseño de un sistema inalámbrico [4], [13].

Varios de los parámetros presentes en un canal multitrayecto se definen a partir del Perfil de Retardo de Potencia (*Power Delay Profile*, PDP), conocido también como perfil de intensidad multitrayecto. El perfil de retardo de potencia representa la potencia recibida promedio con respecto a un retardo multitrayecto dado [10], [13].

- **Parámetros de dispersión del tiempo**

Entre los principales parámetros de dispersión de tiempo, que se derivan del perfil de retardo de potencia, se encuentran: *mean excess delay*, *rms delay spread*, y *excess delay spread*. Para cuantificar las propiedades dispersivas en el tiempo de canales multitrayecto de banda ancha se usan principalmente los valores *mean excess delay* y *rms delay spread* [13].

Mean excess delay ($\bar{\tau}$) es el primer momento del perfil de retardo de potencia. *RMS delay spread* (σ_{τ}) es la raíz cuadrada del segundo momento central del perfil de retardo de potencia. Los valores de *rms delay spread* dependen del tipo de entorno; para entornos exteriores se encuentran en el orden de microsegundos, mientras que en ambientes interiores los valores están en el orden de nanosegundos [9], [13]. En la Figura 1.5 se puede observar los parámetros *mean excess delay*, *rms delay spread*, además de los parámetros τ_A y τ_m , que corresponden al *first arrival delay* y *maximum excess delay*, respectivamente.

First arrival delay (τ_A) es la llegada de la primera señal transmitida al receptor y sirve como referencia para las demás mediciones de retardo. Cualquier retardo medido que sea mayor a este retardo de referencia se conoce como *excess delay* [15].

Maximum excess delay (τ_m) es el retardo de tiempo durante el cual la potencia multitrayecto cae por debajo del máximo. Este parámetro de dispersión se mide respecto a un determinado nivel de potencia que se caracteriza como el umbral de la señal. Si el nivel de la señal se encuentra por debajo del umbral se procesa como ruido [13], [15].

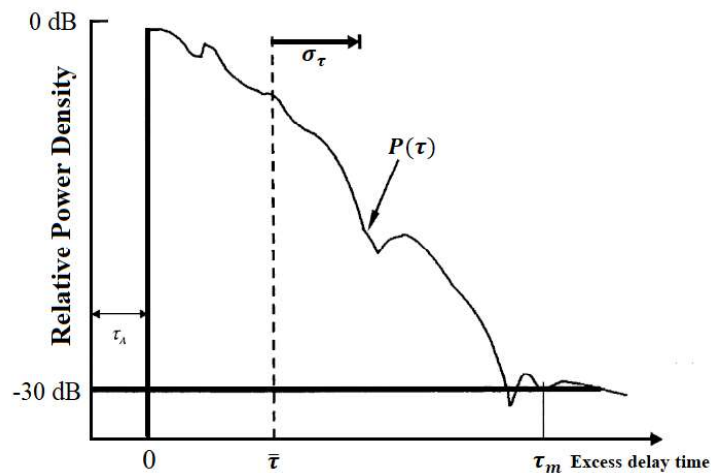


Figura 1.5. Perfil de Retardo de Potencia típico [15].

Para el caso de la Figura 1.5, *maximum excess delay* se puede especificar como el retardo en exceso (τ_m) para el cual el nivel de potencia $P(\tau)$ cae por debajo de -30 dB de su valor máximo [15].

- **Ancho de banda de coherencia**

El ancho de banda de coherencia es una medida estadística del rango de frecuencias sobre el cual el canal de transmisión es considerado “plano” [13]. El ancho de banda de coherencia se lo puede calcular a partir del *rms delay spread*, ya que es inversamente proporcional a este valor, como se observa en la Ecuación 1.4.

$$B_c \approx \frac{1}{\sigma_\tau} \quad (1.4)$$

El ancho de banda de coherencia es un parámetro importante que permite determinar el tipo de desvanecimiento presente en el canal, el cual será plano o selectivo en frecuencia, dependiendo del ancho de banda de la señal transmitida [10]. El desvanecimiento en el canal será plano cuando el ancho de banda de coherencia sea mayor que el ancho de banda de la señal; por el contrario, si es menor, se tendrá un desvanecimiento selectivo en frecuencia. Además, el ancho de banda de coherencia permite determinar la velocidad de transmisión máxima con la que se puede trabajar sin la necesidad de emplear un ecualizador en el lado de recepción [14].

- **Doppler spread y tiempo de coherencia**

Doppler spread es el fenómeno causante de la dispersión de frecuencia, ya que desplaza o distribuye los componentes de frecuencia de una señal. El tiempo de coherencia es el tiempo durante el cual dos señales recibidas tienen una alta correlación de amplitud y además se asume que el canal permanece constante. Este tiempo se lo puede establecer a partir de la propagación Doppler. El tiempo de coherencia, en conjunto con la propagación Doppler, permiten determinar el tipo de desvanecimiento (rápido o lento) de acuerdo a la velocidad con la que se produce éste [9], [14].

1.3.3 DESVANECIMIENTO

En un sistema de comunicación inalámbrico, una señal está expuesta a varios factores como ruido, interferencia, retardos y especialmente a un fenómeno llamado desvanecimiento (*fading*), causado principalmente por la propagación multitrajecto y por el efecto sombra [9], [4].

El desvanecimiento es la variación en tiempo y frecuencia de la amplitud de una señal, y dependiendo de esta variación se tiene dos tipos de desvanecimiento: *large-scale fading* y

small-scale fading [4]. A partir de esta clasificación se tienen otros tipos de canales con desvanecimiento, como se observa en la Figura 1.6.

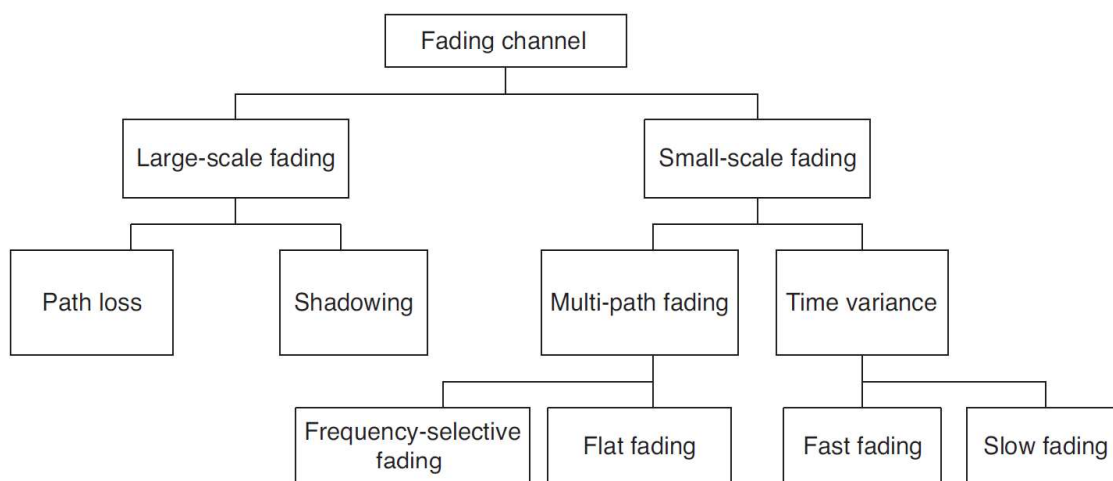


Figura 1.6. Clasificación de canales con desvanecimiento [4].

1.3.3.1 Large-scale fading

El desvanecimiento a gran escala ocurre cuando el receptor se mueve a grandes distancias, provocando fluctuaciones lentas del nivel de señal [4]. La pérdida de trayectoria (*path loss*), y el efecto sombra (*shadowing*) son los factores que provocan este desvanecimiento a gran escala. *Path loss* se refiere a las pérdidas de la potencia de la señal debido a la distancia, mientras que *shadowing* es un desvanecimiento lento que produce pérdidas de potencia debido a obstáculos como colinas, bosques, vallas publicitarias y edificios [16].

1.3.3.2 Small-scale fading

El desvanecimiento a pequeña escala comprende variaciones rápidas de la amplitud de la señal cuando el receptor se mueve a pequeñas distancias [4], y se presenta en ambientes móviles. Este tipo de desvanecimiento se presenta cuando existe interferencia entre varias copias de una señal transmitida, las cuales llegan al receptor con diferentes retardos [13].

Los factores físicos, presentes en el canal de transmisión inalámbrico, que originan el desvanecimiento a pequeña escala se detallan a continuación:

- **Propagación multitrayecto:** En un canal inalámbrico de entorno móvil están presentes objetos reflectantes y dispersores que generan un ambiente variable, lo cual provoca que el canal disipe la energía en amplitud, fase y tiempo, de una señal transmitida. Como consecuencia, al receptor llegan múltiples copias de la señal con diferente amplitud y en diferente tiempo [13].

- **Velocidad del receptor:** Siempre que haya movimiento entre el transmisor y el receptor, existirá un desplazamiento Doppler (*Doppler shift*) en la señal recibida [14]. El desplazamiento Doppler es el cambio efectivo de la frecuencia de una señal recibida, producido por la velocidad relativa del transmisor en relación al receptor [11]. Puede tener valores positivos, negativos y cero. Será positivo cuando el receptor vaya hacia el transmisor, negativo cuando vaya en dirección opuesta, y cero cuando se mueva en dirección perpendicular al transmisor.
- **Velocidad de objetos circundantes:** Si los objetos presentes en el canal inalámbrico están en movimiento, se produce un desplazamiento Doppler variable en el tiempo. Únicamente cuando la velocidad de estos objetos es mayor a la velocidad del receptor se considera importante en el desvanecimiento a pequeña escala [13].
- **Ancho de banda de transmisión de la señal:** Una señal recibida se distorsionará si el ancho de banda del canal multitrayecto es menor que el ancho de banda de la señal. Por el contrario, si el ancho de banda de la señal transmitida es mucho menor que el del canal, la señal no se distorsionará en el tiempo, pero sí cambiará rápidamente su amplitud. El ancho de banda del canal se puede cuantificar por el ancho de banda de coherencia [13].

TIPOS DE SMALL-SCALE FADING

El tipo de desvanecimiento a pequeña escala se lo puede clasificar dependiendo de si es causado por la propagación multitrayecto o por la propagación Doppler [9]. Debido a la propagación multitrayecto se tiene *flat fading* y *frequency-selective fading*, mientras que por la propagación Doppler se tiene *fast fading* y *slow fading*.

- **Flat fading**

El desvanecimiento plano, también llamado desvanecimiento no selectivo en frecuencia, se presenta cuando el canal inalámbrico tiene una ganancia constante y una respuesta de fase lineal, lo que provoca que las características espectrales de la señal transmitida sean conservadas en el receptor. En este tipo de desvanecimiento, el ancho de banda de la señal transmitida es menor que el ancho de banda del canal de radio, por lo tanto, todos los componentes de frecuencia de la señal recibida varían simultáneamente de la misma forma [9], [11]. En un canal con desvanecimiento plano, la distribución Rayleigh se utiliza comúnmente para describir la distribución de la ganancia instantánea, por lo tanto un modelo de canal con desvanecimiento plano de tipo Rayleigh asume que el canal induce una amplitud que varía en el tiempo de acuerdo con la distribución Rayleigh [13].

- **Frequency-selective fading**

El desvanecimiento selectivo en frecuencia es un fenómeno que afecta de distinta manera a las componentes espectrales de una señal transmitida, ya que el ancho de banda del canal es menor que el ancho de banda de la señal transmitida [11]. Una consecuencia del desvanecimiento selectivo en frecuencia es que la señal recibida llega distorsionada debido a que las múltiples versiones de la señal transmitida experimentan diferentes niveles de atenuación y tienen diferentes retardos [9], [14].

El desvanecimiento selectivo en frecuencia es causado por la dispersión en tiempo de los símbolos transmitidos dentro del canal. Los canales con desvanecimiento selectivo en frecuencia se los conoce también como canales de banda ancha, ya que como se menciona anteriormente, el ancho de banda de la señal transmitida es mayor que el ancho de banda de la respuesta impulsiva del canal. Estos canales son dispersivos, es decir, la energía de la señal se dispersa o distribuye en el tiempo [9].

- **Fast fading**

El desvanecimiento rápido es el fenómeno responsable de las fluctuaciones rápidas en la potencia de la señal recibida, en distancias de aproximadamente la mitad de una longitud de onda. En un canal con desvanecimiento rápido, la respuesta impulsiva del canal cambia rápidamente dentro de la duración del símbolo, puesto que el tiempo de coherencia del canal es pequeño en comparación con el período del símbolo de la señal transmitida. Esto causa dispersión en frecuencia, lo que se conoce como desvanecimiento selectivo en tiempo [9], [13], [14].

- **Slow fading**

El desvanecimiento lento es el promedio de la potencia de la señal recibida, cuando el transmisor y receptor se encuentran separados por una gran distancia. Un canal que sufre desvanecimiento lento se lo puede considerar estático, en ciertos intervalos de ancho de banda, ya que el ancho de banda de coherencia es menor que el ancho de banda de la señal transmitida [9], [14].

En la Figura 1.7 se puede visualizar el desvanecimiento rápido y el desvanecimiento lento, en función del tiempo y de la intensidad de la señal.

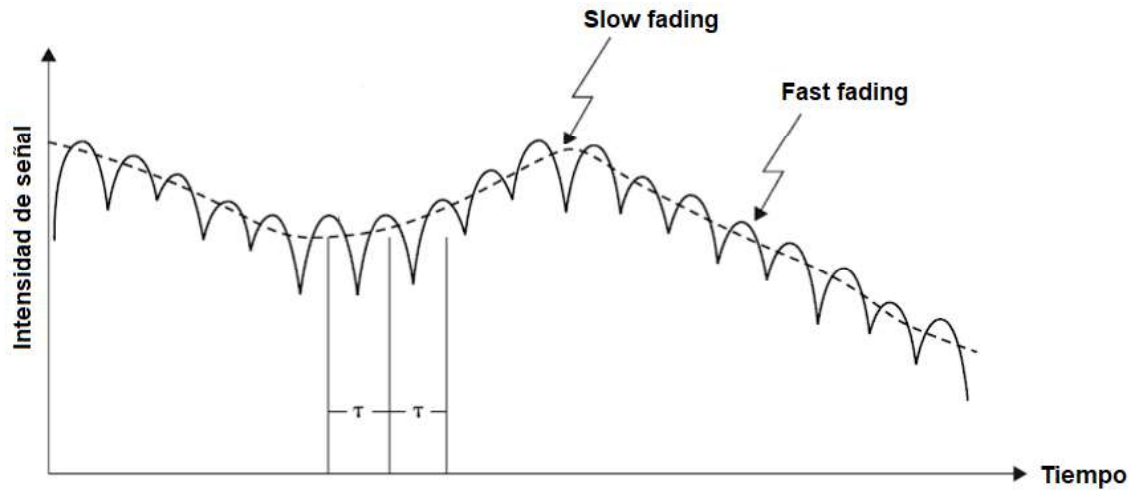


Figura 1.7. Desvanecimiento rápido y desvanecimiento lento [14].

1.3.3.3 Modelos de distribución

Los modelos de distribución son herramientas necesarias para describir las características de desvanecimiento de una señal de radio [14]. Dependiendo de las condiciones en las que se propaguen las señales, los canales de comunicación pueden ser modelados siguiendo la distribución que mejor se adapte a ellos. En la Figura 1.8 se aprecian las curvas de la distribución Rayleigh y Rician, en función del voltaje de la envolvente de la señal recibida r y la Función de Densidad de Probabilidad $p(r)$.

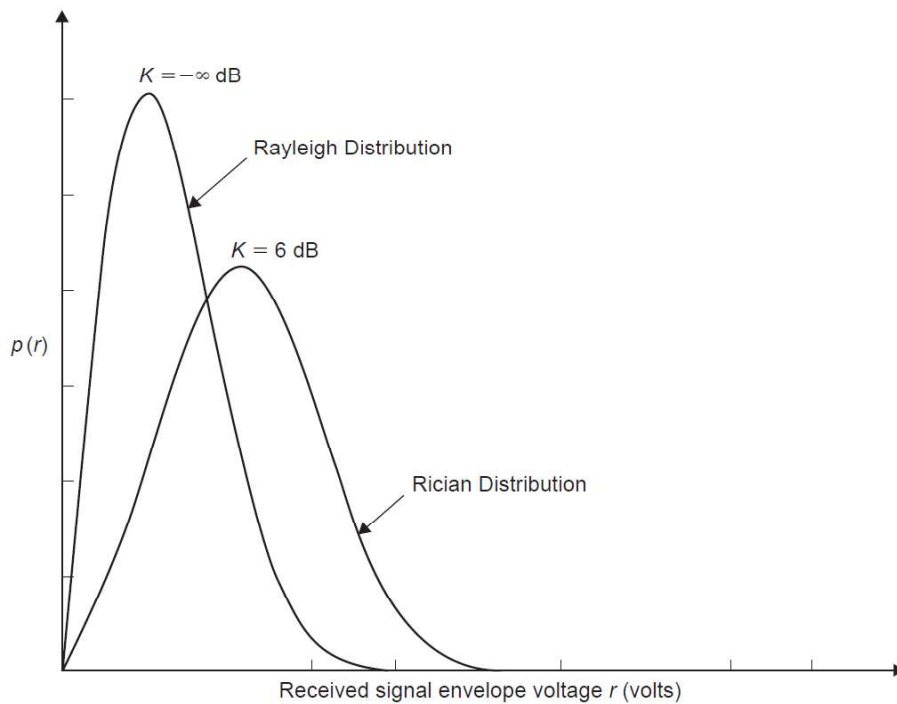


Figura 1.8. Distribución Rayleigh y Rician [14].

Distribución Rayleigh

La distribución Rayleigh se usa para describir la naturaleza estadística, variable en tiempo, de la envolvente de una señal recibida, cuando se tiene un canal con desvanecimiento plano [13], [14]. El modelo de distribución Rayleigh permite caracterizar el desvanecimiento que se produce en entornos en los cuales las trayectorias de las señales no tienen línea de vista (*Non Light of Sight*, N-LOS). Es así que al modelar un canal plano con desvanecimiento de tipo Rayleigh, se considera que el canal induce una amplitud variante en el tiempo, conforme a la distribución Rayleigh [9].

Para conocer el tipo de desvanecimiento que presenta el canal de transmisión, se necesita saber el valor del parámetro K [11], el cual se define en la Ecuación 1.5:

$$K = \frac{\text{potencia en la ruta dominante}}{\text{potencia en rutas dispersivas}} \quad (1.5)$$

Si $K=0$, se trata de un canal con desvanecimiento Rayleigh, mientras que si $K=\infty$, el canal es AWGN. El valor de $K=0$ significa que la potencia en la ruta dominante es igual a cero y esto se debe a que no existe la ruta dominante (sin desvanecimiento).

En la Ecuación 1.6 se muestra la ecuación de la Función de Densidad de Probabilidad para una distribución Rayleigh:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)}; \quad 0 \leq r \leq \infty \quad (1.6)$$

donde r es el valor de voltaje de la envolvente de la señal recibida, σ es el valor rms de la señal de voltaje recibida antes de la detección de la envolvente, $\frac{r^2}{2}$ representa la potencia instantánea y σ^2 es la potencia media local [14].

Distribución Rician

El proceso de desvanecimiento cuando existe línea de vista (*Line of Sight*, LOS) en alguna de las trayectorias que sigue una señal, se caracteriza por una distribución Rician [9]. La función de densidad de probabilidad para una distribución Rician viene dada por la Ecuación 1.7:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{r^2+A^2}{2\sigma^2}\right)} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right); \quad A \geq 0, r \geq 0 \quad (1.7)$$

donde A representa la amplitud pico de la señal dominante (sin desvanecimiento); I_0 (...) es la Función de Bessel de orden cero y σ es la desviación estándar de la potencia local [14].

La distribución de Rician puede describirse en términos del factor de Rician K, el cual se lo determina a partir de la Ecuación 1.8. Dependiendo del valor de K, el rendimiento total del sistema puede aumentar a medida que aumenta este valor [9].

$$K[dB] = 10\log\frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (1.8)$$

1.3.4 OFDM

La Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM) es un esquema de transmisión multiportadora que utiliza varias subportadoras para la transmisión de un único flujo de datos [17], y a diferencia de las técnicas multiportadora convencionales (ver Figura 1.9 (a)), en OFDM las subportadoras están superpuestas tal como se muestra en la Figura 1.9 (b). La separación en frecuencia de las subportadoras debe ser precisa para asegurar la ortogonalidad entre ellas. Se dice que existe ortogonalidad cuando los picos de la densidad espectral de potencia de cada subportadora se producen en un punto en que la potencia de las otras subportadoras es cero [9], como se observa en la Figura 1.9 (b). Esta característica de ortogonalidad permite que las subportadoras OFDM puedan superponerse entre sí sin que haya interferencia, aumentando de esta manera la eficiencia del ancho de banda [4], [14].

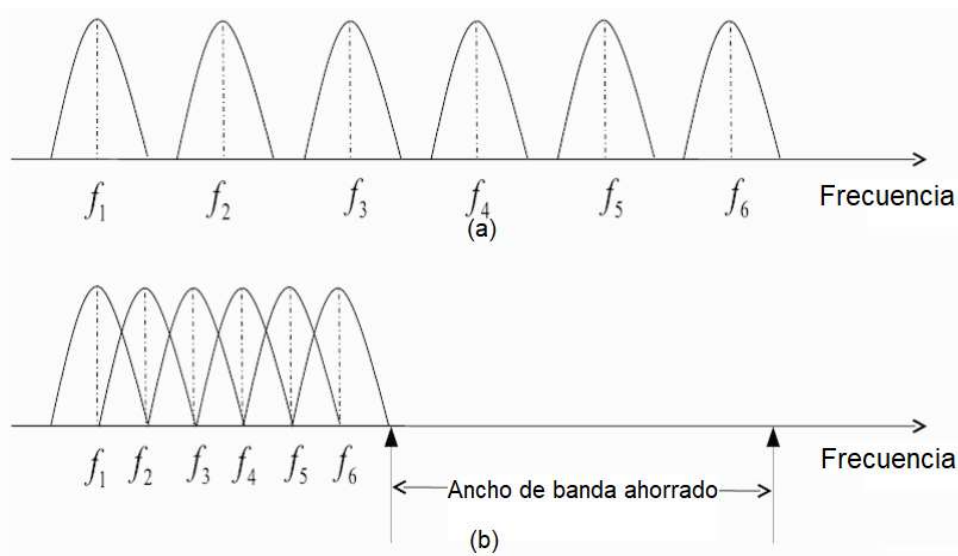


Figura 1.9. Transmisión multiportadora: (a) técnica multiportadora convencional, y (b) técnica de modulación multiportadora ortogonal [18].

OFDM contrarresta significativamente los efectos presentes en un canal multitrayecto, como el desvanecimiento y en especial la interferencia entre símbolos (*Inter-Symbol Interference*, ISI), además hace innecesario el uso de ecualizadores complejos en el lado de recepción [14], [17].

1.3.4.1 Sistema OFDM

En la Figura 1.10 se observa el diagrama de bloques básico de un transmisor y un receptor, que junto con el canal de transmisión conforman un sistema de comunicación OFDM.

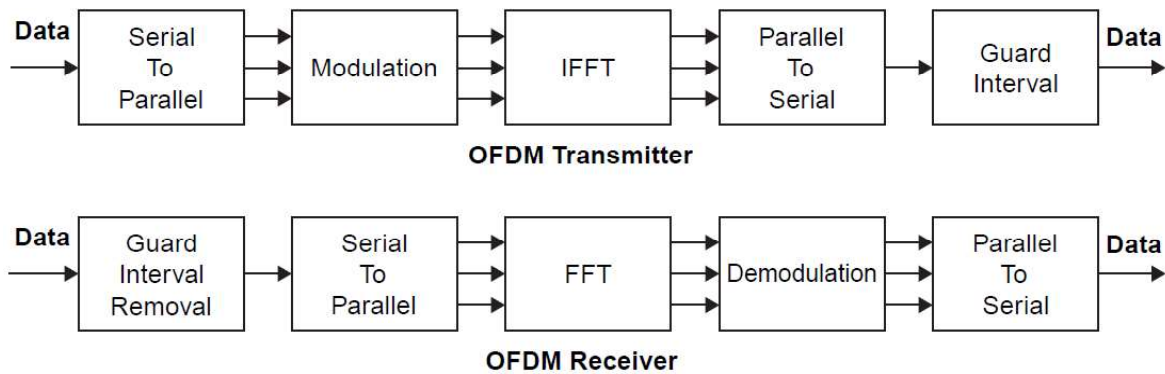


Figura 1.10. Diagrama de bloques de un sistema OFDM [14].

Conversor S/P – P/S

En el transmisor, el conversor S/P permite que la información de entrada se divida en N sub-flujos de datos paralelos. La división del flujo de entrada debe asegurar que cada sub-canal ortogonal tenga un ancho de banda menor que el ancho de banda de coherencia del canal de transmisión, y con ello cada sub-canal experimentará un desvanecimiento relativamente plano [10].

Modulador / Demodulador

En el lado de transmisión, cada uno de los N sub-flujos de datos se modula linealmente, usando MQAM o MPSK, en subportadoras separadas, que luego serán transmitidas en paralelo usando los N sub-canales ortogonales [10].

IFFT / FFT

Los datos de todas las subportadoras se modulan en banda base usando la transformada rápida de Fourier inversa (*Inverse Fast Fourier Transform*, IFFT) [14]. A cada una de las subportadoras se le añade un peso determinado y el bloque IFFT convierte los valores de estas subportadoras en muestras de tiempo. La IFFT asegura que no exista interferencia entre subportadoras ya que asigna diferentes pesos a cada una de ellas [10], [11].

En el lado de recepción, se realiza la operación contraria, es decir, la transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform*, FFT), que realiza la demodulación en banda base y

recupera los pesos de cada subportadora. De esta manera se recupera el flujo de datos de cada subportadora [11].

Intervalo de guarda

Para formar el símbolo OFDM se introduce un prefijo cíclico como intervalo de guarda (*Guard Interval, GI*), que vuelve periódica a la señal transmitida al copiar las últimas muestras del símbolo OFDM al inicio de éste. Por lo tanto, el prefijo cíclico es una extensión cíclica del símbolo OFDM.

El prefijo cíclico permite que la ortogonalidad de las subportadoras se mantenga a pesar de tener un canal dispersivo, siempre que la longitud del intervalo de guarda sea mayor que el retardo máximo, ya que si es menor, el retardo del símbolo OFDM actual puede interferir en el siguiente símbolo OFDM. La longitud del intervalo de guarda depende del valor del prefijo cíclico y la duración en tiempo de una subportadora, y estos valores son dados por el estándar con el que se trabaja [4], [17]. La inserción del intervalo de guarda genera pérdidas de SNR que van de 0.5 a 1 dB [17].

En la Figura 1.11 se indica un ejemplo de símbolo OFDM que será transmitido por el canal de comunicaciones.

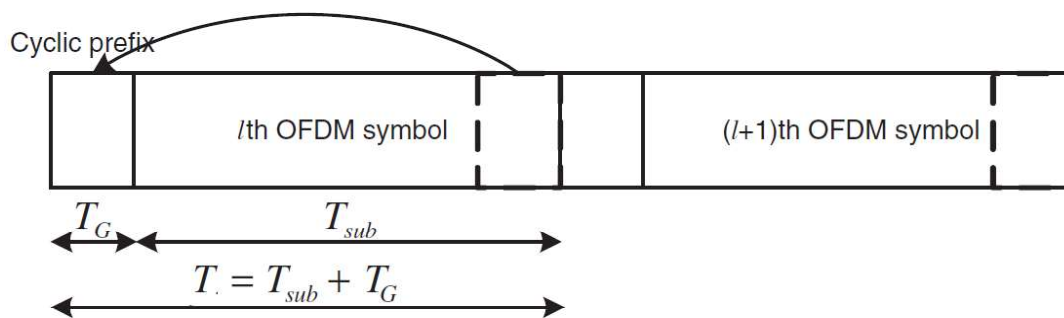


Figura 1.11. Símbolo OFDM [4].

La duración o longitud del símbolo OFDM se representa por T , y es igual a la suma del tiempo efectivo de transmisión (T_{sub}) y de la duración del prefijo cíclico (T_G).

1.3.4.2 Ventajas de OFDM

- OFDM al ser un sistema multiportadora, aumenta la robustez contra el desvanecimiento selectivo en frecuencia o la interferencia de banda estrecha, puesto que solo un pequeño porcentaje de subportadoras se verá afectado por estos fenómenos [17], [19].

- OFDM es una técnica muy usada en comunicaciones de banda ancha, ya que permite alcanzar altas velocidades de transmisión únicamente aumentando el número de subportadoras [14], [5].
- OFDM al insertar bandas de guarda entre los símbolos OFDM, evita la interferencia entre símbolos causada por el desvanecimiento multitrayecto [14].

1.3.4.3 Desventaja de OFDM

- OFDM tiene una alta tolerancia contra el desplazamiento de tiempo gracias al intervalo de guarda que se inserta en el símbolo OFDM. Sin embargo, es sensible al desplazamiento de frecuencia, por lo tanto, la frecuencia en los sistemas de comunicación OFDM debe ser precisa porque de lo contrario se producirá una interferencia entre portadoras ICI (*Inter-Carrier Interference*) [19].

1.3.5 DIVERSIDAD

La diversidad es una técnica usada en comunicaciones inalámbricas que logra atenuar la degradación en el rendimiento del sistema, mediante la combinación de rutas independientes de la señal transmitida para reducir de esta manera la tasa de error, lo que mejora la confiabilidad de la transmisión [10], [11]. La técnica de diversidad combina las rutas de desvanecimiento independientes, causadas por la multitrayectoria, para obtener la señal de información original [10]. Es decir, el receptor capta varias versiones de la señal de información de los distintos canales con diferente desvanecimiento, y las procesa usando un combinador de diversidad [14].

1.3.5.1 Tipos de diversidad

Existen varios tipos de diversidad que permiten obtener ganancia de diversidad, algunos de ellos se indican a continuación:

Diversidad de polarización: La diversidad de polarización emplea dos antenas transmisoras o dos antenas receptoras con diferente polarización, para proporcionar dos canales con desvanecimiento independientes [10], [4], [14]. Una desventaja de la diversidad de polarización es la reducción de la mitad de la potencia en transmisión o recepción, puesto que la potencia se divide entre las dos antenas polarizadas [10], [14].

Diversidad angular: Múltiples antenas direccionales son utilizadas en la diversidad angular para recibir una misma señal de información en diferentes ángulos [4]. Cada una de las antenas direccionales restringe el ancho del haz a un determinado ángulo. Para emplear la técnica de diversidad angular se necesitan suficientes antenas direccionales

para que se pueda abarcar todas las direcciones posibles de llegada. Sin embargo, también se puede usar una única antena que pueda dirigir el ángulo de llegada de una de las múltiples copias de la señal transmitida; esto se logra con antenas inteligentes [10].

Diversidad de espacio: La diversidad de espacio, también llamada diversidad de antena, utiliza varias antenas para obtener canales inalámbricos independientes, y de esta manera combatir los efectos negativos del desvanecimiento causado por la multitrayectoria [5]. La diversidad de antena no requiere de recursos adicionales de tiempo o frecuencia [4]. Las diferentes configuraciones de antena que proporcionan diversidad son SIMO (*Single Input Multiple Output*), MISO (*Multiple Input Single Output*) y MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), y se las puede observar en la Figura 1.12.

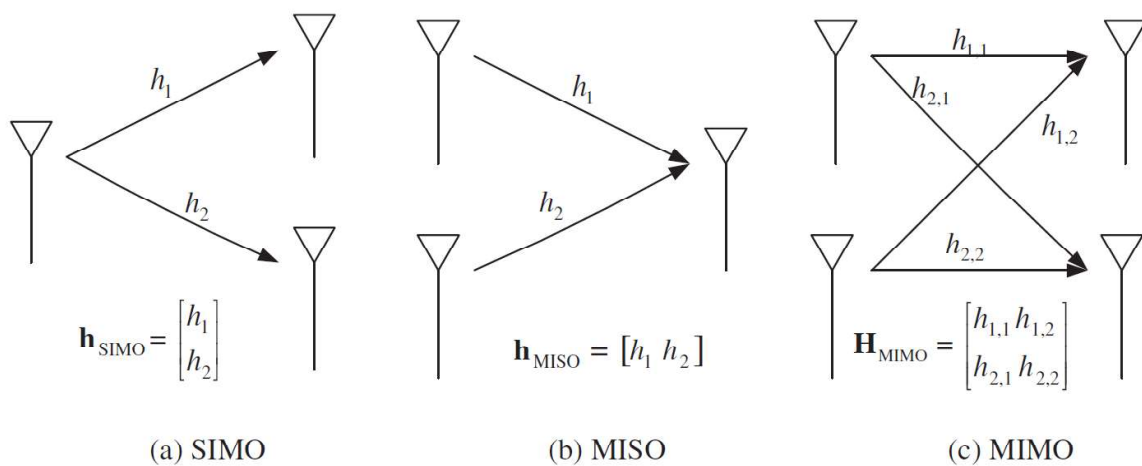


Figura 1.12. Ejemplos de configuraciones de antena [4].

Diversidad de frecuencia: La diversidad de frecuencia se logra mediante la transmisión de la misma señal de información a diferentes frecuencias de portadora, separadas un ancho de banda mayor al ancho de banda de coherencia [10], [4].

Diversidad de tiempo: La diversidad se consigue al transmitir la misma información en el mismo canal usando diferentes intervalos de tiempo, ya que las señales de cada intervalo sufren diferentes desvanecimientos. La separación entre los intervalos de tiempo es mayor al tiempo de coherencia del canal. En la actualidad para implementar la diversidad de tiempo se emplea el Código de Bloque Espacio-Tiempo Alamouti (STBC Alamouti) [4], [20].

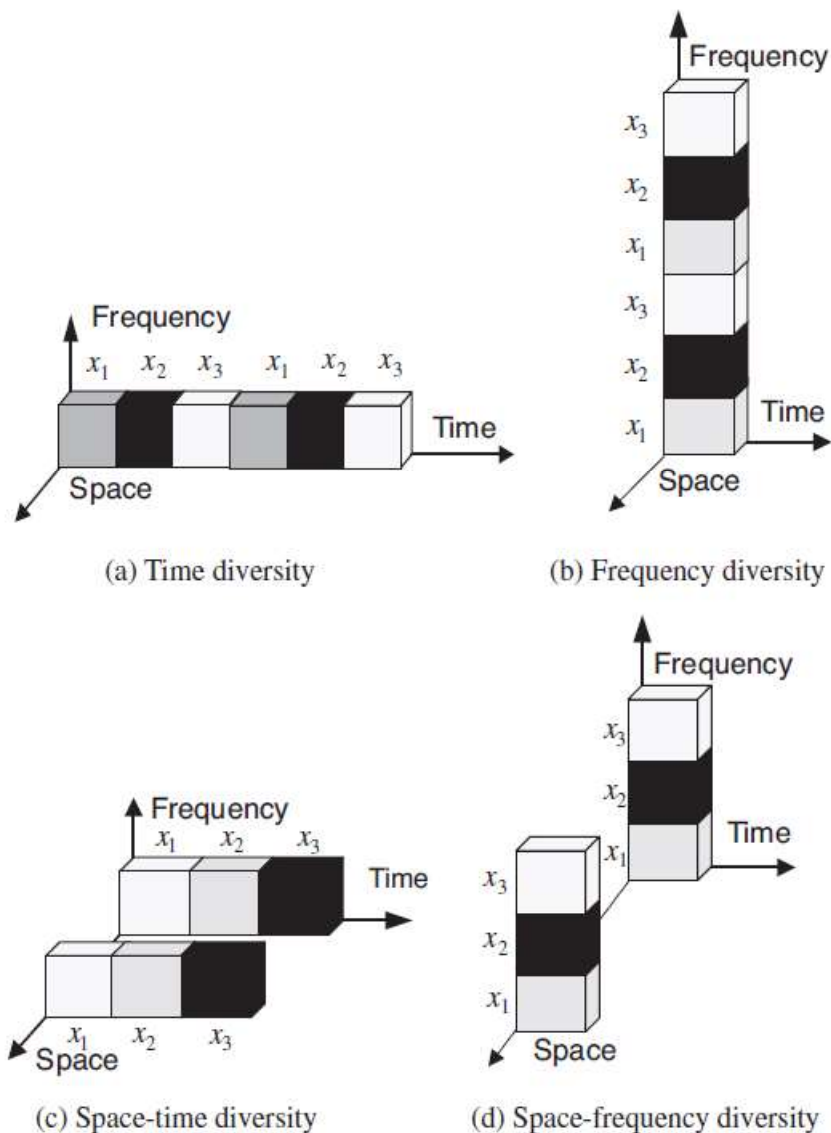


Figura 1.13. Técnicas de diversidad de tiempo, frecuencia y espacio [4].

En la Figura 1.13 (a) y (b) se visualizan los recursos de tiempo y frecuencia adicionales que requieren la diversidad de tiempo y de frecuencia, respectivamente. Para ahorrar estos recursos se emplea el concepto de diversidad de espacio-tiempo y diversidad de espacio-frecuencia, tal como se muestra en la Figura 1.13 (c) y (d).

1.3.5.2 Diversidad de antena en transmisión

El desarrollo actual de los sistemas de comunicación inalámbricos de banda ancha está enfocado en proporcionar numerosos servicios mejorados e integrados, de alta calidad y con altas velocidades de transmisión. Para lograr este objetivo se emplea la multiplexación OFDM y la diversidad de antena en transmisión; combinadas estas dos técnicas se alcanza las velocidades requeridas para estos tipos de servicios de banda ancha [21].

La diversidad de antena permite convertir un canal inalámbrico inestable con desvanecimiento variable en el tiempo en un canal estable AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) sin desvanecimiento significativo. A pesar de que existen diferentes técnicas de diversidad de antena, se utiliza la diversidad en transmisión debido a la reducción de la complejidad en el procesamiento del receptor, y porque mitiga el problema de selectividad de frecuencia en conjunto con OFDM [4], [21].

La diversidad de antena en transmisión ha permitido el desarrollo de códigos de espacio-tiempo y espacio-frecuencia de alto rendimiento, además de decodificadores ML (*Maximum Likelihood*) simples, que permiten la transmisión de señales sobre canales con desvanecimiento plano [21].

- **STBC Alamouti**

El código Alamouti es un código espacio-tiempo ortogonal complejo que introduce redundancia en la información transmitida, y es utilizado cuando se tienen dos antenas en el lado del transmisor. Sin embargo, se lo puede generalizar para el caso de tres o más antenas transmisoras [4], [20].

En la transmisión típica de una secuencia de símbolos x_1, x_2, x_3, \dots , se envía cada uno de los símbolos en diferentes períodos de tiempo, es decir, x_1 se envía en el primer período de tiempo, x_2 en el segundo, x_3 en el tercero, y así sucesivamente [20].

Alamouti propuso la agrupación de los símbolos y su transmisión en pares, como se observa en la Figura 1.14.

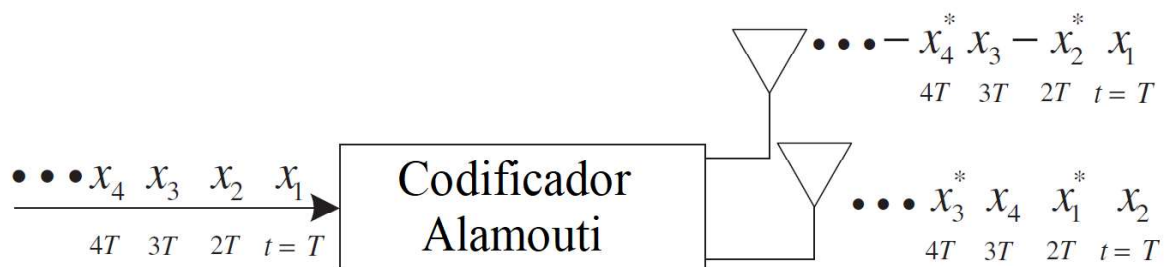


Figura 1.14. Transmisión de símbolos con codificador Alamouti [4].

- En el primer período de tiempo se envía x_1 desde la primera antena y x_2 desde la segunda antena.
- En el segundo período se envía $-x_2^*$ desde la primera antena y x_1^* desde la segunda.

- En el tercer período se envía x_3 desde la primera antena y x_4 desde la segunda.
- En el cuarto período de tiempo se envía $-x_4^*$ desde la primera antena y x_3^* desde la segunda antena.

Cada par de símbolos consecutivos, por ejemplo x_1 y x_2 , son codificados con la matriz X de espacio-tiempo:

$$X = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

En recepción se captan las señales y_1 y y_2 en el tiempo t y $t + Ts$, respectivamente, en donde h_i es la respuesta de cada canal y z_i representa el ruido añadido por el canal [4].

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1 x_1 + h_2 x_2 + z_1 \\ y_2 &= -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + z_2 \end{aligned} \quad (1.10)$$

La Ecuación (1.10) se puede escribir en forma de matriz como:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

- **Generalización de la Codificación de Bloque Espacio-Tiempo**

En el receptor, la decodificación ML se convierte en un proceso lineal simple gracias a la ortogonalidad del código espacio-tiempo Alamouti, cuando se tienen dos antenas en transmisión [4]. Para generalizar esta idea, cuando se tienen más de dos antenas transmisoras, la estructura que se emplea para el codificador espacio-tiempo se muestra en la Figura 1.15.

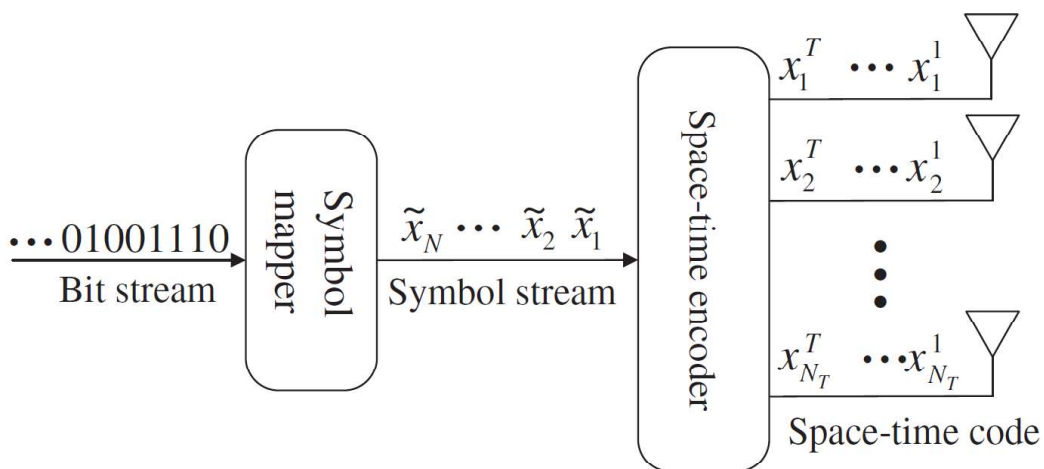


Figura 1.15. Codificador de bloque espacio-tiempo [4].

La salida del codificador STBC es una matriz X de dimensión $N_T * T$, donde N_T es el número de antenas en transmisión y T es el número de símbolos por cada bloque [4].

Como se mencionó anteriormente la codificación Alamouti trabaja con entradas complejas, sin embargo, STBC, en general, puede trabajar con entradas reales o complejas [4]. Para el caso de 2 y 4 antenas transmisoras con entradas reales, la matriz X viene dada por:

$$X_{2,real} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 \\ x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

$$X_{4,real} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

En la Ecuación (1.9) se presentó la matriz X de STBC con entradas complejas cuando se tienen dos antenas en transmisión. En el caso de 4 antenas transmisoras, la matriz X es:

$$X_{4,complejo} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

1.3.5.3 SFBC

La diversidad de antena en transmisión que usa códigos de bloque espacio-tiempo (STBC), permite obtener la máxima ganancia de diversidad para dos antenas de transmisión, siempre que el canal permanezca constante durante dos períodos de símbolo consecutivos ($2T_s$). Para ello se debe cumplir que $2T_s < T_c$, pero no que $2T_s \ll T_c$, lo cual es difícil de garantizar. Por lo tanto, se emplea el esquema SFBC (*Space-Frequency Block Code*) para evitar los problemas de restricción relacionados al tiempo de coherencia [22], [23].

El esquema del Código de Bloque Espacio-Frecuencia es un ejemplo del esquema Alamouti, pero aplicado en el dominio de la frecuencia, el cual requiere que el canal mantenga sus características sobre subportadoras que no necesariamente son consecutivas [23].

El esquema SFBC, cuando se tiene 2 antenas en el lado de transmisión, utiliza un codificador SFBC que tiene la misma finalidad que un codificador STBC Alamouti [24]. En la Figura 1.16 se observa el diagrama de bloques de un sistema MISO-OFDM que aplica el esquema SFBC.

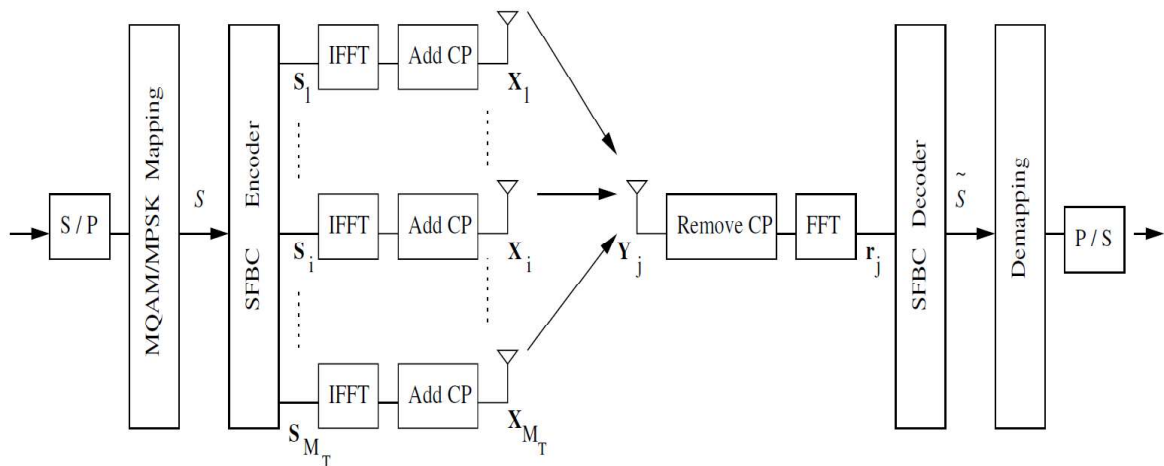


Figura 1.16. Diagrama de bloques de un sistema SFBC-OFDM [7].

La Figura 1.17 (a) y (b) es una apreciación de cómo estaría formada la matriz X cuando se tienen 2 y 4 antenas en transmisión, respectivamente, para un esquema SFBC.

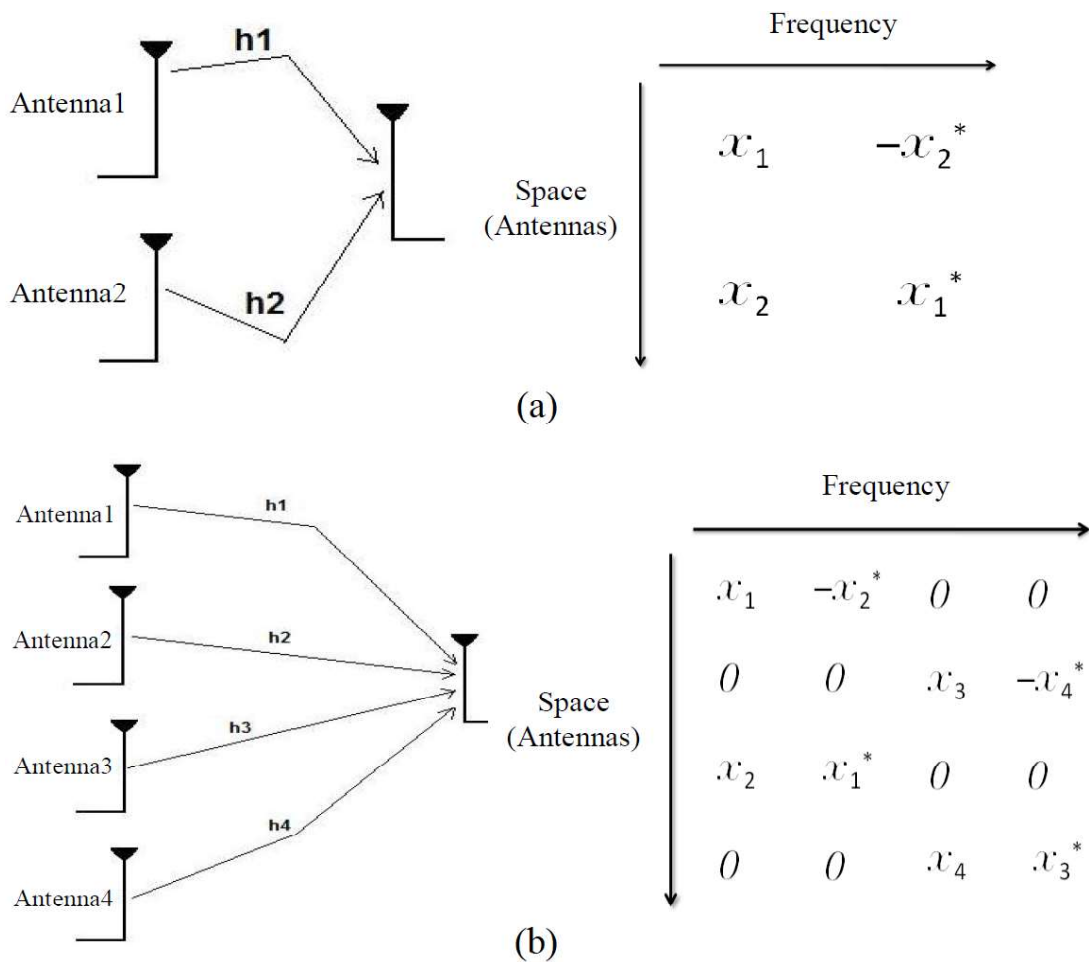


Figura 1.17. Descripción de SFBC para 2 y 4 antenas transmisoras [25].

2. METODOLOGÍA

En el presente capítulo se explican las diferentes secciones que conforman el programa desarrollado con MATLAB. En la sección 2.1 se mencionan las razones del uso del software de simulación MATLAB para este proyecto. La simulación del sistema OFDM con diversidad en transmisión, partirá del desarrollo de un programa que permita simular un sistema SISO-OFDM, el cual se muestra en la sección 2.2. A partir de esa simulación, en la sección 2.3, se detallan los segmentos de código que deben ser añadidos o cambiados, en el sistema OFDM, para lograr la diversidad de antena en transmisión usando la técnica SFBC.

2.1 USO DE MATLAB

MATLAB es un lenguaje de programación que, debido a sus ventajas de análisis de datos, procesamiento de señales, y simulación en tiempo real, es utilizado en diferentes sectores como: biotecnología y farmacia, electrónica, automatización industrial, neurociencia, finanzas y gestión de riesgos, comunicaciones, entre otros. En cuanto a comunicaciones, MATLAB es uno de los softwares de programación más usados por equipos de ingeniería inalámbrica ya permite anticiparse a los problemas de diseño y acelera los procesos de prueba y verificación de los sistemas [26]. La versión de MATLAB empleada para realizar las simulaciones de este proyecto es R2018b, como se puede ver en la Figura 2.1.

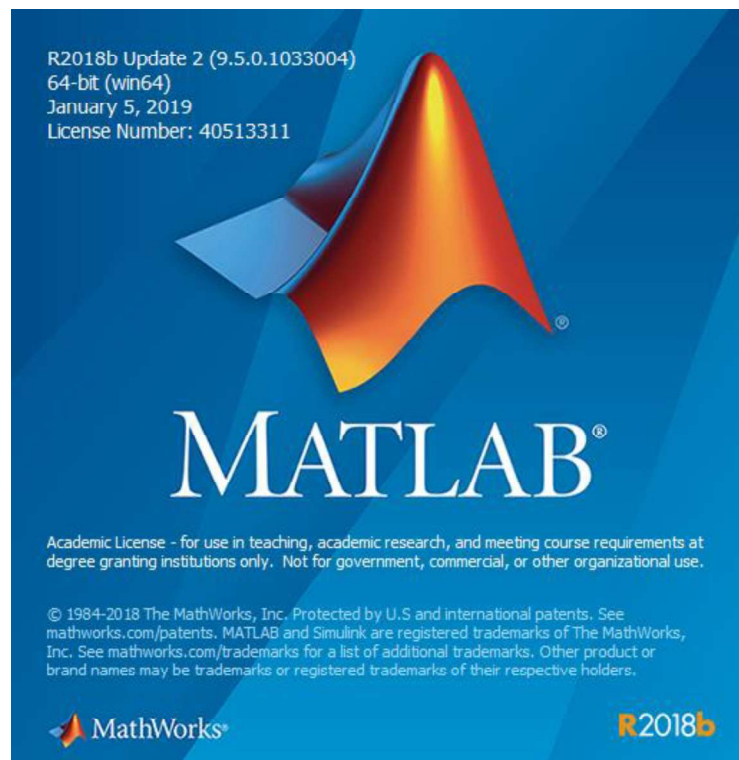


Figura 2.1. Versión de MATLAB utilizada.

2.2 SISTEMA OFDM SIN DIVERSIDAD

En la Figura 1.1 y Figura 1.2, mostradas en el capítulo 1, se presentaron los diagramas de bloque del transmisor OFDM y el receptor OFDM, respectivamente, que sirven como guía para realizar la simulación del sistema OFDM. Sin embargo, en ellos no se detallan ciertos procesos necesarios para el desarrollo del programa en MATLAB.



Figura 2.2. Diagrama de flujo del transmisor OFDM sin diversidad.

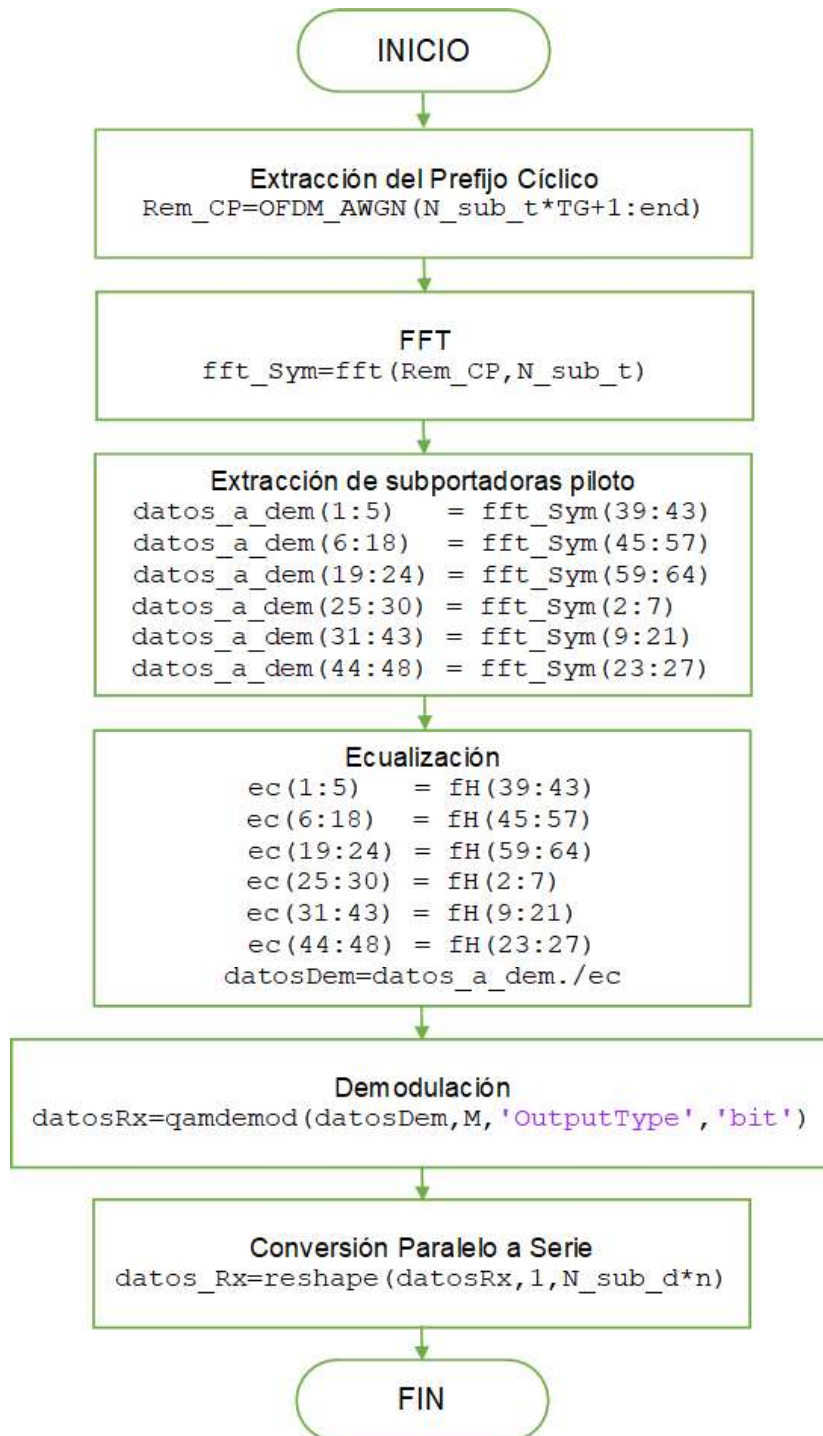


Figura 2.3. Diagrama de flujo del receptor OFDM sin diversidad.

En la Figura 2.2 y Figura 2.3 se pueden apreciar los diagramas de flujo correspondientes al transmisor y al receptor de un sistema OFDM convencional, es decir, sin diversidad. En ellos se muestra el procedimiento necesario para el desarrollo del programa del sistema OFDM sin diversidad, y su implementación se puede ver en el Anexo A. En primer lugar se deben definir las variables que permitirán la ejecución del programa total. Entre ellas se

encuentran el número de subportadoras, el orden de modulación, y el valor del intervalo de guarda, tal como se observa en el Segmento de Código 2.1.

```

% Parámetros para la transmisión
N_sub_t=64; % Número de subportadoras totales
N_sub_d=48; % Número de subportadoras de datos
N_sub_p=4;  % Número de subportadoras pilotos
n=2;       % Número de bits agrupados dependientes de la
           % modulación QPSK(n=2)/16QAM(n=4)/64QAM(n=6)
M=2^n;     % Orden de modulación
piloto=1;  % Valor de las subportadoras piloto es 1
norm=[1 sqrt(2) sqrt(10) sqrt(42)]; % Normalización
GI=1/4;    % Intervalo de guarda
tm=50*10^(-9); % Tiempo de muestreo 50ns
fm=1/tm;   % Tasa de muestreo en Hz

```

Segmento de Código 2.1. Definición de variables.

Los parámetros definidos anteriormente corresponden a los parámetros establecidos por el estándar IEEE 802.11a.

Tabla 2.1. Parámetros del Estándar IEEE 802.11a [27].

ESTÁNDAR IEEE 802.11a				
Modulación	BPSK	QPSK	16QAM	64QAM
Factor de normalización	1	1/√2	1/√10	1/√42
Subportadoras totales	64			
Subportadoras de datos	48			
Subportadoras piloto	4			
Subportadoras "Nulls"	12			
Prefijo cíclico	0.8 μs			
Intervalo de muestreo	50 ns			

2.2.1 TRANSMISOR OFDM

2.2.1.1 Generación de bits aleatorios

Una vez establecidos los parámetros básicos para la transmisión, se procede a la ejecución de los pasos establecidos en el diagrama de flujo del transmisor OFDM. Las primeras líneas de código del transmisor OFDM corresponden a la generación de bits aleatorios usando el comando `randi`, creando así una serie de $N_sub_d * n$ números binarios, los mismos que se guardan en la variable `datos_Tx`. Los valores originados por el comando `randi` son número enteros aleatorios (0 y 1) que se encuentran distribuidos uniformemente.

2.2.1.2 Conversión Serie a Paralelo

El comando utilizado para la conversión de la serie de datos es `reshape`, el cual únicamente convierte el vector fila de `datos_Tx` en un vector columna. Estos datos se guardan en la variable `datosTx`.

2.2.1.3 Modulación de datos

Para realizar las modulaciones QPSK, 16QAM Y 64QAM, se empleará el código `qammod`, el cual necesita solamente los datos de la variable `datosTx` y el orden de modulación `M`, definido junto a los demás parámetros de transmisión. Los datos modulados se almacenan en la variable `datos_mod`. El proceso de modulación implica también la normalización de los datos, y por tal razón la variable `datos_mod` se divide para el valor `norm`, específico de cada modulación, dando como resultado la variable llamada `datosMod`. En el Segmento de Código 2.2 se muestra la generación de bits aleatorios, la conversión serie-paralelo y la modulación de los datos.

```
% Generación de bits aleatorios
datos_Tx=randi([0 1],1,N_sub_d*n); % Matriz 1x96 para n=2 (QPSK)

% Conversión serie paralelo
datosTx=reshape(datos_Tx,N_sub_d*n,1); % Matriz 96x1

% Modulación de datos
datos_mod=qammod(datosTx,M,'InputType','bit');

% Normalización
if n==2
    datosMod=datos_mod./norm(2); % QPSK: norm(2)
else
    if n==4
        datosMod=datos_mod./norm(3); % 16QAM: norm(3)
    else
        datosMod=datos_mod./norm(4); % 64QAM: norm(4)
    end
end
```

Segmento de Código 2.2. Generación de datos, conversión S/P y modulación.

2.2.1.4 Inserción de subportadoras piloto

Como se observó en la Tabla 2.1, el símbolo OFDM para 802.11a se compone de 64 subportadoras totales: 12 son iguales a cero (*Nulls*) y 52 son subportadoras diferentes de cero. De las 52 subportadoras, 48 de ellas son de datos y las 4 restantes son subportadoras piloto fijas de valor igual a 1. Las subportadoras piloto se ubican en las posiciones -21, -7, 7, y 21 del símbolo OFDM, mientras que las subportadoras *Nulls* se ubican de tal manera que introduzcan una banda de guarda en frecuencia [27]. En el Segmento de Código 2.3

se detalla la inserción de las subportadoras piloto para la formación del símbolo OFDM, que está representado por la variable `Sym`.

```
% Inserción de Subportadoras pilotos
Sym=zeros(N_sub_t,1); % Inicialmente igual a cero
Sym(8)=piloto; % Subportadora de la posición 7
Sym(22)=piloto; % Subportadora de la posición 21
Sym(44)=piloto; % Subportadora de la posición -21
Sym(58)=piloto; % Subportadora de la posición -7
```

Segmento de Código 2.3. Inserción de subportadoras piloto.

2.2.1.5 Inserción subportadoras de datos

Una vez establecida la posición de las subportadoras piloto y *Nulls*, se procede a terminar de formar el símbolo OFDM, añadiendo las subportadoras de datos, con los valores de la variable `datosMod`, de acuerdo a la disposición presentada en la Figura 2.4.

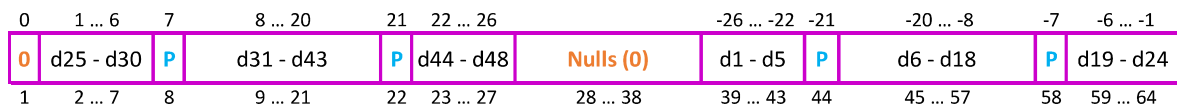


Figura 2.4. Formación del símbolo OFDM.

Los números que se encuentran en la parte superior del símbolo OFDM corresponden a la posición de las subportadoras. En el Segmento de Código 2.4 se observa cómo se distribuyen los datos de la variable `datosMod` para terminar de formar el símbolo OFDM.

```
% Subportadoras de datos
Sym(2:7)=datosMod(25:30); % Subportadora posición 1...6
Sym(9:21)=datosMod(31:43); % Subportadora posición 8...20
Sym(23:27)=datosMod(44:48); % Subportadora posición 22...26
Sym(39:43)=datosMod(1:5); % Subportadora posición -26...-22
Sym(45:57)=datosMod(6:18); % Subportadora posición -20...-8
Sym(59:64)=datosMod(19:24); % Subportadora posición -6...-1
```

Segmento de Código 2.4. Distribución de subportadoras de datos.

2.2.1.6 IFFT e Inserción del prefijo cíclico

El comando `ifft` permite que la variable `Sym` pase al dominio del tiempo, para luego añadir el prefijo cíclico. En la Tabla 2.1 se aprecia que el valor del prefijo cíclico para la transmisión con 802.11a es $0.8\mu\text{s}$. Sin embargo, para la ejecución del programa se requiere el valor del intervalo de guarda *GI*, el mismo que se calcula a partir de la relación en tiempo del prefijo cíclico y la duración en tiempo de cada subportadora. Para conocer la duración de cada subportadora se divide el número de subportadoras (64) para el ancho de banda total de un símbolo OFDM, que es 20MHz [27], con lo cual se obtiene $3.2\mu\text{s}$. En la ecuación 2.1 se muestra el cálculo del valor *GI*:

$$GI = \frac{0.8\mu s}{3.2\mu s} = \frac{1}{4} \quad (2.1)$$

En el Segmento de Código 2.5 se observa el uso del comando `ifft` en la variable `Sym` y la inserción del prefijo cíclico a la variable `ifft_Sym`, para obtener finalmente el símbolo que se va a transmitir por el canal inalámbrico.

```
% IFFT
ifft_Sym=ifft(Sym,N_sub_t); % Paso al dominio del tiempo

% Inserción del prefijo cíclico
CP=ifft_Sym(N_sub_t-N_sub_t*GI+1:end); % N_sub_t-N_sub_t*GI+1=49
                                     % CP toma los valores desde
                                     % la posición 49 hasta el final

% Símbolo a transmitir
Sym_OFDM=[CP;ifft_Sym]; % Se añade el CP al inicio para formar el
                        % símbolo OFDM que se va a transmitir
```

Segmento de Código 2.5. IFFT e inserción del prefijo cíclico.

2.2.2 CANAL INALÁMBRICO

2.2.2.1 Canal con desvanecimiento Rayleigh

La generación de un canal con desvanecimiento Rayleigh es posible con el comando de MATLAB `comm.RayleighChannel`, el cual crea un objeto que permite la filtración de los datos transmitidos a través de un canal multitrayecto con desvanecimiento. Para ello se requiere información como la tasa de muestreo, retardos y potencias en cada trayecto. Los dos últimos valores dependen del PDP, y en [28] se pueden encontrar algunos ejemplos para diferentes entornos de transmisión. Los valores que se utilizan en este trabajo se muestran en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2. Ejemplo de PDP.

Fuente (Rayo)	Retardo relativo (ns)	Potencia promedio (dB)	Retardo normalizado
1	0	0	0
2	110	-9.7	2
3	190	-19.2	4
4	410	-22.8	8

En el Segmento de Código 2.6 se aprecian los parámetros necesarios para la creación del canal Rayleigh y el uso del comando `comm.RayleighChannel`. Estas líneas de código forman parte de la definición de variables, es decir, van al inicio del programa junto con los parámetros de transmisión.


```

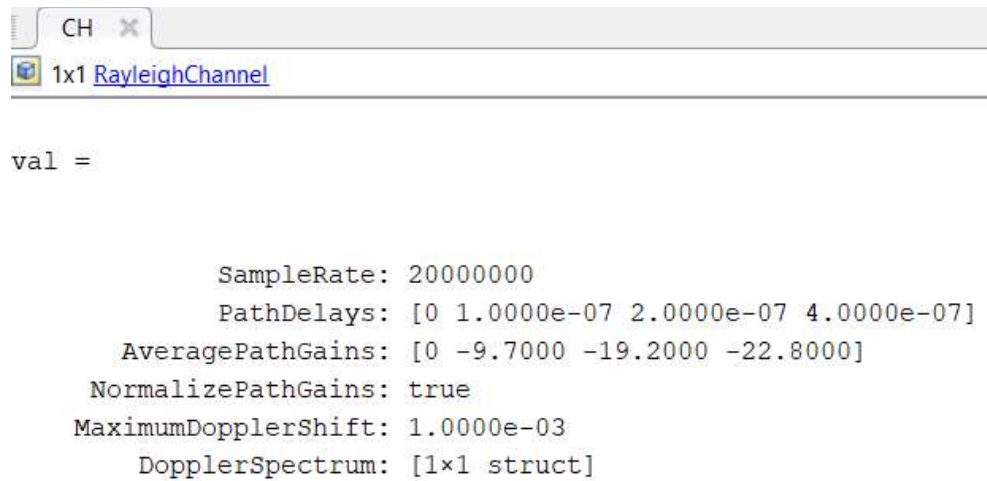
% Parámetros para el canal Rayleigh
P_dB= [0 -9.7 -19.2 -22.8];      % Potencia en dB
retardos_ns= [0 2 4 8].*tm;      % Retardo en tiempo (ns)
retardos= retardos_ns./tm;      % Retardo PDP

% Creación del canal Rayleigh
CH= comm.RayleighChannel('SampleRate',fm,'PathDelays',retardos_ns,
'AveragePathGains',P_dB,'NormalizePathGains',true,
'PathGainsOutputPort',true);

```

Segmento de Código 2.6. Creación del canal Rayleigh.

En la Figura 2.5 se observa el ejemplo de un canal Rayleigh creado.



```

val =

    SampleRate: 20000000
    PathDelays: [0 1.0000e-07 2.0000e-07 4.0000e-07]
    AveragePathGains: [0 -9.7000 -19.2000 -22.8000]
    NormalizePathGains: true
    MaximumDopplerShift: 1.0000e-03
    DopplerSpectrum: [1x1 struct]

```

Figura 2.5. Ejemplo de un canal Rayleigh creado.

Para añadir el canal Rayleigh a los símbolos OFDM transmitidos se debe aplicar el objeto creado CH a estos símbolos, como se indica en el Segmento de Código 2.7. A partir de ello se crea una matriz que contiene los valores del vector x , que representa la señal filtrada por el canal Rayleigh, y el vector h_x que es la respuesta del canal.

```

% Canal Rayleigh
CH.reset;
[X(k,:),hx]=CH(Sym_OFDM); % Se añade el canal Rayleigh a Sym_OFDM
                        % X es la señal filtrada por el canal
                        % Rayleigh

h= zeros (1,N_sub_t);
h(retardos+1)=hx(1,:); % Respuesta del canal
fftH= fft(h,N_sub_t); % Respuesta del canal en el dominio
                        % de la frecuencia

```

Segmento de Código 2.7. Canal Rayleigh.

2.2.2.2 Canal AWGN

Una vez que los datos han sufrido el desvanecimiento Rayleigh, se añade a ellos el ruido AWGN, el mismo que se añade usando el comando `awgn`. Sin embargo, antes de realizar este procedimiento se necesita establecer los límites en dB del parámetro E_b/N_0 (ver Segmento de Código 2.8). Con estos valores se crea la variable `SNR_dB` que será utilizada más adelante para la adición del ruido AWGN a la señal `X`, como se aprecia en el Segmento de Código 2.9.

```
% Parámetros para el canal AWGN
EbNo_dB= (0:1:30);
SNR_dB= EbNo_dB+10*log10(n*(N_sub_d+N_sub_p)/N_sub_t);
```

Segmento de Código 2.8. Parámetros para añadir ruido AWGN.

```
% Canal AWGN
OFDM_AWGN=awgn(X(k,:), SNR_dB(i), 'measured');
```

Segmento de Código 2.9. Adición del ruido AWGN.

2.2.3 RECEPTOR OFDM

2.2.3.1 Extracción del Prefijo Cíclico y FFT

La recuperación de la información transmitida comienza con la extracción del prefijo cíclico, que consiste en tomar los valores desde la posición 17 hasta el final de la variable `OFDM_AWGN`, y se los guarda en la variable `Rem_CP`. A esta variable se aplica la transformada rápida de Fourier usando el comando `fft` de MATLAB, como se observa en el Segmento de Código 2.10.

```
% Extracción del prefijo cíclico
Rem_CP=OFDM_AWGN(N_sub_t*GI+1:end); % Toma los valores desde la
                                     % posición 17 hasta el final

% FFT
fft_Sym=fft(Rem_CP,N_sub_t); % Paso al dominio de la frecuencia
```

Segmento de Código 2.10. Extracción del prefijo cíclico y FFT.

2.2.3.2 Extracción de subportadoras piloto

La extracción de subportadoras piloto y Nulls consiste en obtener la variable `datos_ef`, que contiene únicamente las subportadoras de datos. Para ello, se toman los valores correspondientes a datos efectivos de la variable `fft_Sym`, tal como se muestra en el Segmento de Código 2.11.

```

% Extracción de las subportadoras pilotos, Nulls
datos_ef=zeros(N_sub_d,1);           % Se inicializa con ceros

datos_ef(1:5)=fft_Sym(39:43);        % Va tomando los valores de
datos_ef(6:18)=fft_Sym(45:57);      % fft_Sym para crear una
datos_ef(19:24)=fft_Sym(59:64);    % variable con los datos
datos_ef(25:30)=fft_Sym(2:7);       % efectivos de transmisión
datos_ef(31:43)=fft_Sym(9:21);
datos_ef(44:48)=fft_Sym(23:27);

```

Segmento de Código 2.11. Extracción de subportadoras piloto y *Nulls*.

2.2.3.3 Ecuación

El principal objetivo de la ecualización es compensar el efecto que tiene el canal inalámbrico sobre los símbolos transmitidos. Para realizar la ecualización es necesario conocer la respuesta de frecuencia del canal inalámbrico; esto en la práctica se obtiene usando técnicas de estimación de canal [10]. Sin embargo, en el alcance del proyecto se menciona que el canal es conocido, por lo que no se realizará la estimación del canal. En la Ecuación 2.2 se muestra la fórmula utilizada para obtener la señal transmitida $X(f)$ en función de la señal recibida $Y(f)$ y de la respuesta del canal $H(f)$.

$$Y(f) = H(f)X(f) \rightarrow X(f) = \frac{Y(f)}{H(f)} \quad (2.2)$$

En el Segmento de Código 2.12 se muestra el proceso de ecualización, en donde primeramente se debe crear la matriz que contenga los valores en frecuencia de la respuesta del canal.

```

% Ecuación
% Creación de H(f)
ec=zeros(N_sub_d,1);
ec(1:5)=fftH(39:43);
ec(6:18)=fftH(45:57);
ec(19:24)=fftH(59:64);
ec(25:30)=fftH(2:7);
ec(31:43)=fftH(9:21);
ec(44:48)=fftH(23:27);

% X(f)=Y(f)/H(f)
datos_ec=datos_ef./ec;% datos_ef representa a Y(f), ec es H(f)
% y datos_ec es X(f)

```

Segmento de Código 2.12. Ecualización.

2.2.3.4 Demodulación

La demodulación de datos se realiza después de efectuar del proceso inverso de la normalización, en el cual se multiplican los datos obtenidos de la ecualización (`datos_ec`) por la variable `norm`. Luego de ello se procede a la demodulación utilizando el comando

qamdemod, y de igual forma que el comando empleado para la modulación, este requiere el valor del orden de modulación, además de los datos de la variable `datos_norm`, como se observa en el Segmento de Código 2.13.

```
% Normalización inversa
if n==2
    datos_norm=datos_ef*norm(2);      % QPSK: norm(2)
else
    if n==4
        datos_norm=datos_ef*norm(3); % 16QAM: norm(3)
    else
        datos_norm=datos_ef*norm(4); % 64QAM: norm(4)
    end
end

% Demodulación de datos
datos_dem=qamdemod(datos_norm,M, 'OutputType', 'bit');
```

Segmento de Código 2.13. Demodulación.

2.2.3.5 Conversión Paralelo-Serie

En el Segmento de Código 2.14 se observa cómo el comando `reshape` es empleado para convertir el vector columna `datos_dem` en un vector fila `datos_Rx`, para facilitar el cálculo de errores entre los datos transmitidos y los datos recibidos.

```
% Conversión Paralelo-Serie
datos_Rx=reshape(datos_dem,1,N_sub_d*n); % Matriz 1x96 para QPSK
% Estos datos son con los que se calculan los errores
```

Segmento de Código 2.14. Conversión Paralelo-Serie.

2.2.4 CÁLCULO DE ERRORES Y BER

El comando que permite calcular los errores, entre dos vectores o matrices, es `biterr`. Esta función de MATLAB compara uno a uno los elementos binarios de un par vectores o matrices. El resultado que emite este comando es un número entero que indica el número de errores encontrados, tal como se observa en la Figura 2.6.

```
>> A=[0 0 1 0 1 0 1 1 0 0];
>> B=[0 0 0 1 1 0 0 1 0 0];
>> error=biterr(A,B)

error =

     3
```

Figura 2.6. Ejemplo del cálculo de errores.

Las matrices que van a ser comparadas para calcular los errores son `datos_Tx` y `datos_Rx`, que corresponden a los datos transmitidos y datos recibidos, respectivamente. Los errores producidos en cada iteración se almacenan en la variable `num_error` para posteriormente calcular el BER estimado del sistema OFDM, como se muestra en el Segmento de Código 2.15.

```
% Cálculo del BER
BER_Sin_diversidad(:,i)=sum(num_error,2)./(iter*length(datos_Tx));
```

Segmento de Código 2.15. Cálculo del BER.

2.3 DIVERSIDAD DE ANTENA EN TRANSMISIÓN USANDO SFBC

En la sección 2.2 se detallaron los pasos para la simulación de un sistema SISO-OFDM, pero ya que este trabajo se enfoca en el uso de diversidad en transmisión, es necesario incorporar y sustituir algunos pasos para lograr la diversidad de antena usando la técnica SFBC. La codificación SFBC es diferente para cada escenario de transmisión y por lo tanto, se detallarán los pasos necesarios para su ejecución en las siguientes secciones. En la Figura 2.7 se muestra el diagrama de flujo de la decodificación SFBC, donde N_{sub_u} representa al número de subportadoras utilizadas para la transmisión de los símbolos. Para 2 antenas transmisoras $N_{sub_u}=2$ y para el sistema SFBC-OFDM con 4 antenas, $N_{sub_u}=4$ cuando se utiliza la matriz de espacio-frecuencia de la Figura 1.17 (b) y $N_{sub_u}=8$ cuando se emplea la matriz de espacio-frecuencia de la Ecuación 1.14. Además T_x es el número de antenas en transmisión, considerando que sus valores posibles son únicamente 2 y 4.

2.3.1 CONFIGURACIÓN 2X1

Esta configuración consiste en el uso de 2 antenas transmisoras y 1 antena receptora. En el lado de transmisión, hay que añadir la codificación SFBC después de haber formado el símbolo OFDM. La distribución de los símbolos para crear la matriz de espacio-frecuencia se presenta en la Figura 1.17 (a), y en el Segmento de Código 2.16 se muestra su implementación.

```
% Codificación SFBC 2x1
% Antena 1
Sym_Antena1(1:2:N_sub_t)= Sym(1:2:N_sub_t);           % x1
Sym_Antena1(2:2:N_sub_t)= -conj(Sym(2:2:N_sub_t));    % -x2*

% Antena 2
Sym_Antena2(1:2:N_sub_t)= Sym(2:2:N_sub_t);           % x2
Sym_Antena2(2:2:N_sub_t)= conj(Sym(1:2:N_sub_t));     % x1*
```

Segmento de Código 2.16. Codificación SFBC con 2 antenas transmisoras.

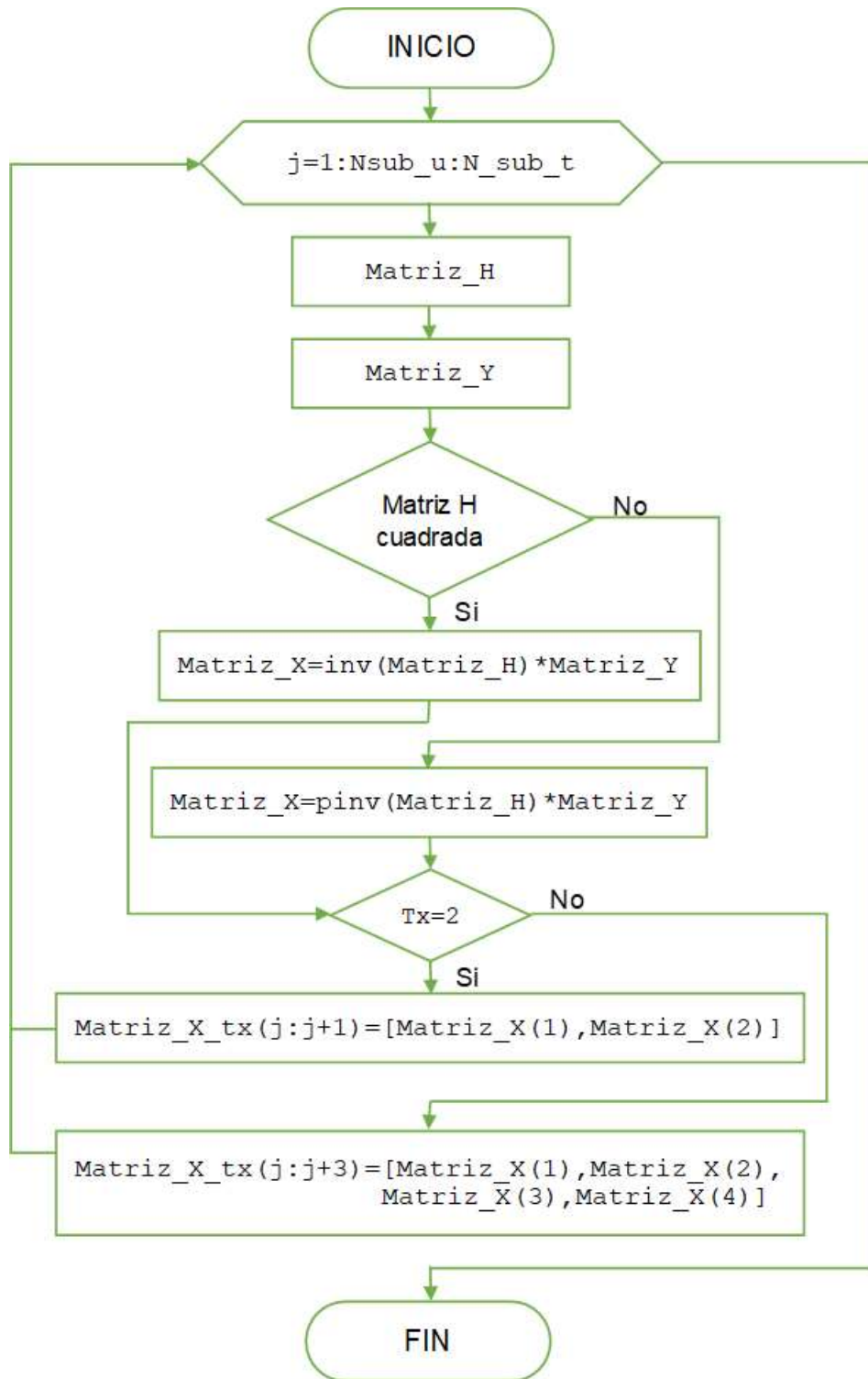


Figura 2.7. Diagrama de flujo del decodificador SFBC.

Una vez realizada la codificación SFBC se tendrán 2 flujos de datos, que pasarán por bloques IFFT y CP. En el Segmento de Código 2.17 se observa que, una vez añadido el prefijo cíclico a cada señal, se debe realizar otra conversión serie-paralelo, puesto que después de la codificación SFBC los datos se encuentran en serie.

```

% IFFT
ifft_1=ifft(Sym_Antena1,N_sub_t); % Paso al dominio del
ifft_2=ifft(Sym_Antena2,N_sub_t); % tiempo

% Inserción del Prefijo Cíclico (CP)
CP_1=ifft_1(N_sub_t-N_sub_t*GI+1:end);
CP_2=ifft_2(N_sub_t-N_sub_t*GI+1:end);
    % N_sub_t-N_sub_t*GI+1 = 49
    % CP toma los valores desde la posición 49 hasta el final

Sym_CP1=[CP_1,ifft_1]; % Se añade el CP a las variables ifft
Sym_CP2=[CP_2,ifft_2]; % de cada antena

% Símbolos a transmitirse
Sym_Tx_1=reshape(Sym_CP1,N_sub_t+N_sub_t*GI,1);
Sym_Tx_2=reshape(Sym_CP2,N_sub_t+N_sub_t*GI,1);
    % Se requiere nuevamente el reshape porque al aplicar SFBC,
    % los datos se guardan en serie

```

Segmento de Código 2.17. IFFT, inserción del CP y conversión S/P en cada antena.

Para añadir el desvanecimiento Rayleigh se debe realizar el proceso mostrado en el Segmento de Código 2.7 para cada señal, ya que se considera que el desvanecimiento es independiente. De esta manera se obtienen las señales Rx_1 y Rx_2 , además de las respuestas de cada canal, como se aprecia en el Segmento de Código 2.18. El ruido AWGN se aplica a la suma de estas señales.

```

% Canal Rayleigh
CH.reset; % Se debe resetear CH para cada señal
[Rx_1(k,:),hx1]=CH(Sym_Tx_1); % Se añade el canal Rayleigh
                                % a Sym_Tx_1.
    % Rx_1 es la señal filtrada por el canal Rayleigh de la
    % primera antena.

CH.reset; % Reseteo para la señal de la antena 2
[Rx_2(k,:),hx2]=CH(Sym_Tx_2); % Se añade el canal Rayleigh
                                % a Sym_Tx_2.
    % Rx_2 es la señal filtrada por el canal Rayleigh de la
    % segunda antena.

% Respuesta de los canales de las antenas 1 y 2
h1=zeros(1,N_sub_t);
h1(retardos+1)=hx1(1,:);
h2=zeros(1,N_sub_t);
h2(retardos+1)=hx2(1,:);
    % Respuesta en frecuencia los canales
fft_h1=fft(h1,N_sub_t);
fft_h2=fft(h2,N_sub_t);

% Canal con AWGN
X_AWGN=awgn(Rx_1(k,:)+Rx_2(k,:),SNR_dB(i),'measured');

```

Segmento de Código 2.18. Canal inalámbrico para 2 antenas transmisoras.

Como se puede ver en el Segmento de Código 2.18, las respuestas de cada canal deben pasar al dominio de la frecuencia porque serán parte de la matriz H, la misma que se utiliza en el decodificador SFBC para el cálculo de la matriz X que contiene los símbolos transmitidos. En el receptor OFDM, el Segmento de Código 2.12 del sistema sin diversidad se reemplaza por las líneas de código correspondientes a la decodificación SFBC, que van después de la transformada rápida de Fourier (ver Segmento de Código 2.19). En la decodificación SFBC se aplica el mismo principio utilizado en la ecualización, el cual trata de obtener los datos transmitidos (X) en función de los datos recibidos (Y) y de la respuesta del canal (H); hay que tomar en cuenta que todos estos valores deben estar en el dominio de la frecuencia. En [25] se tiene:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Para recuperar los símbolos transmitidos en la primera y segunda subportadora (x_1 y x_2) se multiplica la matriz H^{-1} a los dos lados de la Ecuación 2.3 para obtener lo siguiente:

$$H^{-1}.Y = H^{-1}.H.X \quad (2.4)$$

donde $H^{-1}.H$ representa a la matriz identidad. La matriz X de la Ecuación 2.4 se obtiene al multiplicar la inversa de la matriz H por la matriz Y, y el comando usado en MATLAB para el cálculo de H^{-1} es `inv`. Hay que tomar en cuenta que este comando únicamente se puede utilizar cuando la matriz es cuadrada.

```
% Decodificación SFBC
Matriz_X_tx=zeros(1,N_sub_t); % Matriz que contiene los símbolos
                               % x1 y x2

% Y=H.X ----> X=(H^-1).Y
% Y=| y1 |           H=|h1    h2 |           X=|x1|
%   | y2*|           |h2*  -h1*|           |x2|

for j=1:2:N_sub_t
    Matriz_H=[ fft_h1(j)           fft_h2(j);
               conj(fft_h2(j+1))   -conj(fft_h1(j+1))];

    Matriz_Y=[ fft_Sym_Rx(j); % y1
               conj(fft_Sym_Rx(j+1))]; % y2*

    Matriz_X=inv(Matriz_H)*Matriz_Y;

    Matriz_X_tx(j:j+1)=[Matriz_X(1),Matriz_X(2)]; % Toma cada
    % par de transmisión hasta tener las 64 subportadoras
end
```

Segmento de Código 2.19. Decodificación SFBC con 2 antenas transmisoras.

En el Segmento de Código 2.19, la variable `Matriz_X` calcula el valor de cada par de símbolos consecutivos transmitidos, mientras que `Matriz_X_tx` almacena estos valores hasta formar el símbolo OFDM de 64 subportadoras. La implementación completa del sistema SFBC-OFDM con 2 antenas transmisoras se encuentra en el Anexo B.

2.3.2 CONFIGURACIÓN 4X1

Existen varias matrices de espacio-frecuencia que permiten conseguir diversidad con 4 antenas en transmisión, pero cada una tiene diferente distribución de símbolos. En este proyecto se emplearon las matrices mostradas en la Figura 1.17 (b) y en la Ecuación 1.14, siendo la última la que obtuvo mejores resultados.

En el caso de la distribución de la Figura 1.17 (b), las líneas de código que van desde la generación de bits hasta la formación del símbolo OFDM son las mismas que se mostraron en el Segmento de Código 2.16. La diferencia radica en la codificación y decodificación de los datos, que se muestran en los Segmentos de Código 2.20 y 2.21, respectivamente.

```
% Codificación SFBC 4x1
%   |x1  -x2*  0    0  |           |  -----> frecuencia
% X=|0    0    x3  -x4*|           |
%   |x2   x1*  0    0  |           |
%   |0    0    x4   x3*|           v espacio

% Antena 1
Sym_Antena1(1:4:N_sub_t)= Sym(1:4:N_sub_t);           % x1
Sym_Antena1(2:4:N_sub_t)= -conj(Sym(2:4:N_sub_t));    % -x2*
Sym_Antena1(3:4:N_sub_t)= 0;
Sym_Antena1(4:4:N_sub_t)= 0;

% Antena 2
Sym_Antena2(1:4:N_sub_t)= 0;
Sym_Antena2(2:4:N_sub_t)= 0;
Sym_Antena2(3:4:N_sub_t)= Sym(3:4:N_sub_t);           % x3
Sym_Antena2(4:4:N_sub_t)= -conj(Sym(4:4:N_sub_t));    % -x4*

% Antena 3
Sym_Antena3(1:4:N_sub_t)= Sym(2:4:N_sub_t);           % x2
Sym_Antena3(2:4:N_sub_t)= conj(Sym(1:4:N_sub_t));     % x1*
Sym_Antena3(3:4:N_sub_t)= 0;
Sym_Antena3(4:4:N_sub_t)= 0;

% Antena 4
Sym_Antena4(1:4:N_sub_t)= 0;
Sym_Antena4(2:4:N_sub_t)= 0;
Sym_Antena4(3:4:N_sub_t)= Sym(4:4:N_sub_t);           % x4
Sym_Antena4(4:4:N_sub_t)= conj(Sym(3:4:N_sub_t));     % x3*
```

Segmento de Código 2.20. Codificación SFBC con 4 antenas transmisoras (opción 1).

La matriz H, que va a ser utilizada en el decodificador SFBC del Segmento de Código 2.21, se obtiene del siguiente sistema de ecuaciones, el mismo que se crea a partir de la matriz de espacio-frecuencia de la Figura 1.17 (b):

$$\begin{matrix} y_1 = h_1x_1 + h_3x_2 \\ y_2 = h_1(-x_2^*) + h_3x_1^* \\ y_3 = h_2x_3 + h_4x_4 \\ y_4 = h_2(-x_4^*) + h_4x_3^* \end{matrix} \rightarrow \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \\ y_3 \\ y_4^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_3 & 0 & 0 \\ h_3^* & -h_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_2 & h_4 \\ 0 & 0 & h_4^* & -h_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

```
% Decodificación SFBC
Matriz_X_tx=zeros(1,N_sub_t); % Matriz que contiene los símbolos
% x1, x2, x3 y x4

% Y=H.X ----> X=(H^-1).Y
% | y1 | |h1 h3 0 0| |x1|
% Y= | y2*| |h3* -h1* 0 0| X=|x2|
% | y3 | |0 0 h2 h4| |x3|
% | y4*| ; H=|0 0 h4* -h2*| ; |x4|

for j=1:4:N_sub_t

Matriz_H=[ fft_h1(j) fft_h3(j) 0 0;
conj(fft_h3(j+1)) -conj(fft_h1(j+1)) 0 0;
0 0 fft_h2(j+2) fft_h4(j+2);
0 0 conj(fft_h4(j+3)) -conj(fft_h2(j+3))];

Matriz_Y=[ fft_Sym_Rx(j); % y1
conj(fft_Sym_Rx(j+1)); % y2*
fft_Sym_Rx(j+2); % y3
conj(fft_Sym_Rx(j+3))]; % y4*

Matriz_X=inv(Matriz_H)*Matriz_Y;

Matriz_X_tx(j:j+3)=[Matriz_X(1), Matriz_X(2), Matriz_X(3),
Matriz_X(4)]; % Toma los valores x1, x2, x3 y x4 hasta
% obtener las 64 subportadoras

end
```

Segmento de Código 2.21. Decodificación SFBC con 4 antenas transmisoras (opción 1).

En el capítulo 3 se puede observar que los resultados de la simulación de este programa no obtienen una buena ganancia de diversidad; por tanto se procede a cambiar la matriz de espacio-frecuencia, por la mostrada en la Ecuación 1.14. En esta matriz se observa de antemano que la tasa de codificación es de 1/2 ya que se transmiten solo 4 símbolos (x1, x2, x3 y x4) utilizando 8 subportadoras. Dado que se transmitirá solo la mitad de la información, el símbolo OFDM se compone únicamente de 32 subportadoras: 24 de datos, 2 piloto y las restantes son subportadoras Nulls. La distribución de los datos se puede observar en la Figura 2.8.

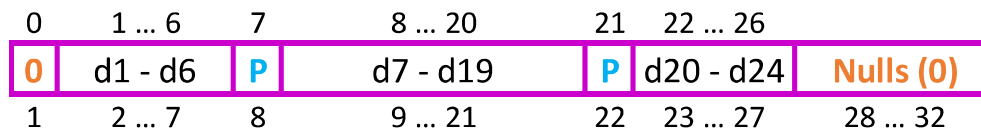


Figura 2.8. Formación del símbolo OFDM de 32 subportadoras.

2.3.2.1 Transmisor SFBC-OFDM 4x1 (opción 2)

La generación de bits aleatorios y la conversión serie-paralelo se efectúa de manera similar a los programas anteriores, con la diferencia de que se reduce a la mitad el número de bits creados. Para ello la variable `N_sub_d` debe dividirse para 2, como se observa en el Segmento de Código 2.22.

```
% Generación bits aleatorios
datos_Tx=randi([0 1],1,N_sub_d*n/2); % Como la tasa es de 1/2,
                                     % únicamente se transmite
                                     % la mitad de los datos que
                                     % es 24, por lo que se
                                     % obtiene una matriz 1x48
                                     % para QPSK.

% Conversión Serie/Paralelo
datosTx=reshape(datos_Tx,N_sub_d*n/2,1); % Matriz 48x1 para QPSK
```

Segmento de Código 2.22. Formación del símbolo OFDM con 32 subportadoras.

La modulación de los datos, así como la normalización, es igual a la presentada en el Segmento de Código 2.2. Para la formación del símbolo OFDM con 32 subportadoras, se toma en cuenta la distribución de la Figura 2.8, y su implementación se puede ver en el Segmento de Código 2.23.

```
% Formación del símbolo OFDM

% Inserción de Subportadoras pilotos

Sym=zeros(N_sub_t/2,1); % Inicialmente igual a cero
Sym(8)=piloto;          % Subportadora de la posición 7
Sym(22)=piloto;        % Subportadora de la posición 21

% Subportadoras de datos

Sym(2:7)=datosMod(1:6); % Subportadora posición 1...6
Sym(9:21)=datosMod(7:19); % Subportadora posición 8...20
Sym(23:27)=datosMod(20:24); % Subportadora posición 22...26
```

Segmento de Código 2.23. Formación del símbolo OFDM con 32 subportadoras.

En esta nueva codificación SFBC, los datos de las 32 subportadoras que conforman el símbolo OFDM se transmitirán en grupos de 4 (x_1, x_2, x_3, x_4), obteniendo 8 grupos de transmisión. Como se dijo anteriormente, en la matriz de espacio-frecuencia de la Ecuación

1.14, los 4 símbolos emplean 8 subportadoras para su transmisión, por lo tanto, al multiplicar estas 8 subportadoras por los 8 grupos de transmisión, se tendrá un símbolo OFDM con 64 subportadoras. En el Segmento de Código 2.24 se observa la codificación SFB de la primera antena, para las antenas 2, 3 y 4 el procedimiento es el mismo.

Codificación SFBC 4x1

```

%      |x1 -x2 -x3 -x4  x1* -x2* -x3* -x4* |           |-----> frecuencia
% X=|x2  x1  x4 -x3  x2*  x1*  x4* -x3* |           |
%      |x3 -x4  x1  x2  x3* -x4*  x1*  x2* |           |
%      |x4  x3 -x2  x1  x4*  x3* -x2*  x1* |           v espacio

% Antena 1

Sym_Antena1(1:8:N_sub_t) = Sym(1:4:N_sub_t/2);           % x1
Sym_Antena1(2:8:N_sub_t) = -(Sym(2:4:N_sub_t/2));       % -x2
Sym_Antena1(3:8:N_sub_t) = -(Sym(3:4:N_sub_t/2));       % -x3
Sym_Antena1(4:8:N_sub_t) = -(Sym(4:4:N_sub_t/2));       % -x4
Sym_Antena1(5:8:N_sub_t) = conj(Sym(1:4:N_sub_t/2));    % x1*
Sym_Antena1(6:8:N_sub_t) = -conj(Sym(2:4:N_sub_t/2));  % -x2*
Sym_Antena1(7:8:N_sub_t) = -conj(Sym(3:4:N_sub_t/2));  % -x3*
Sym_Antena1(8:8:N_sub_t) = -conj(Sym(4:4:N_sub_t/2));  % -x4*

```

Segmento de Código 2.24. Codificación SFBC para 4 antenas transmisoras (opción 2).

La IFFT y la inserción del prefijo cíclico se implementan de manera similar a lo mostrado en el Segmento de Código 2.17, pero en este caso para 4 antenas transmisoras. De igual manera, para el canal inalámbrico se utiliza como guía el Segmento de Código 2.18, teniendo en cuenta que se debe resetear 4 veces el canal CH.

2.3.2.2 Receptor SFBC-OFDM 4x1 (opción 2)

La extracción del prefijo cíclico y la FFT de la señal recibida es la misma para todos programas. Por tanto, se procede a implementar la decodificación SFBC para obtener la matriz X. Para ello, se parte de la matriz de espacio-frecuencia de la Ecuación 1.14, y se obtiene:

$$\begin{aligned}
 y_1 &= h_1x_1 + h_2x_2 + h_3x_3 + h_4x_4 \\
 y_2 &= h_1(-x_2) + h_2x_1 + h_3(-x_4) + h_4x_3 \\
 y_3 &= h_1(-x_3) + h_2x_4 + h_3x_1 + h_4(-x_2) \\
 y_4 &= h_1(-x_4) + h_2(-x_3) + h_3x_2 + h_4x_1 \\
 y_5 &= h_1x_1^* + h_2x_2^* + h_3x_3^* + h_4x_4^* \\
 y_6 &= h_1(-x_2^*) + h_2x_1^* + h_3(-x_4^*) + h_4x_3^* \\
 y_7 &= h_1(-x_3^*) + h_2x_4^* + h_3x_1^* + h_4(-x_2^*) \\
 y_8 &= h_1(-x_4^*) + h_2(-x_3^*) + h_3x_2^* + h_4x_1^*
 \end{aligned}
 \rightarrow
 \begin{bmatrix}
 y_1 \\
 y_2 \\
 y_3 \\
 y_4 \\
 y_5^* \\
 y_6^* \\
 y_7^* \\
 y_8^*
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\
 h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 \\
 h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 \\
 h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 \\
 h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* \\
 h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* \\
 h_3^* & -h_4^* & -h_1^* & h_2^* \\
 h_4^* & h_3^* & -h_2^* & -h_1^*
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 x_1 \\
 x_2 \\
 x_3 \\
 x_4
 \end{bmatrix}
 \quad (2.6)$$

De igual forma que se hizo en el caso de 2 antenas, en la Ecuación 2.6 se debe multiplicar H^{-1} a los dos lados de la ecuación para despejar la matriz X; en este caso hay que

considerar que la matriz H no es cuadrada y por tanto se debe utilizar el comando `pinv`. En el Segmento de Código 2.25, la matriz resultante `Matriz_X_tx` tiene dimensiones 1x64, pero solamente 32 de los valores equivalen a información útil. Hay que tomar en cuenta que el diagrama de flujo de la Figura 2.7 termina al obtener la variable `Matriz_X_tx`, pero se requiere adicionar un paso para conseguir la información útil. Es por tal razón que se crea la variable `Vector_X`, la cual toma los 4 primeros valores de cada grupo de subportadoras para formar el símbolo OFDM con las 32 subportadoras que se tenía inicialmente.

```

% Decodificación SFBC
Matriz_X_tx=zeros(1,N_sub_t); % Matriz que contiene los símbolos
                               % x1, x2, x3 y x4
for j=1:8:N_sub_t
    Matriz_H=[fft_h1(j),   fft_h2(j),   fft_h3(j),   fft_h4(j);
              fft_h2(j+1), -fft_h1(j+1), fft_h4(j+1), -fft_h3(j+1);
              fft_h3(j+2), -fft_h4(j+2), -fft_h1(j+2),  fft_h2(j+2);
              fft_h4(j+3),  fft_h3(j+3), -fft_h2(j+3), -fft_h1(j+3);
              conj(fft_h1(j+4)), conj(fft_h2(j+4)),
                               conj(fft_h3(j+4)), conj(fft_h4(j+4));
              conj(fft_h2(j+5)), -conj(fft_h1(j+5)),
                               conj(fft_h4(j+5)), -conj(fft_h3(j+5));
              conj(fft_h3(j+6)), -conj(fft_h4(j+6)),
                               -conj(fft_h1(j+6)), conj(fft_h2(j+6));
              conj(fft_h4(j+7)), conj(fft_h3(j+7)),
                               -conj(fft_h2(j+7)), -conj(fft_h1(j+7))];

    Matriz_Y=[  fft_Sym_Rx(j);           % y1
               fft_Sym_Rx(j+1);         % y2
               fft_Sym_Rx(j+2);         % y3
               fft_Sym_Rx(j+3);         % y4
               conj(fft_Sym_Rx(j+4));    % y5*
               conj(fft_Sym_Rx(j+5));    % y6*
               conj(fft_Sym_Rx(j+6));    % y7*
               conj(fft_Sym_Rx(j+7))];  % y8*

    Matriz_X=pinv(Matriz_H)*Matriz_Y;

    Matriz_X_tx(j:j+3)=[Matriz_X(1),Matriz_X(2),Matriz_X(3),Matriz_X(4)]; % Toma los valores x1, x2, x3 y x4 hasta obtener las
    % 64 subportadoras
end

% Formación del símbolo OFDM con 32 subportadoras
Vector_X=[Matriz_X_tx(1:4),Matriz_X_tx(9:12),Matriz_X_tx(17:20),Matriz_X_tx(25:28),Matriz_X_tx(33:36),Matriz_X_tx(41:44),Matriz_X_tx(49:52),Matriz_X_tx(57:60)];
% Únicamente se toma la información útil que son los cuatro
% primeros valores de cada grupo de subportadoras, teniendo como
% resultado un Vector_X de 32 subportadoras

```

Segmento de Código 2.25. Decodificación SFBC (opción 2).

Luego de haber obtenido el símbolo OFDM con las 32 subportadoras, se procede a extraer las subportadoras piloto y *Nulls* para obtener la matriz `datos_ef` que contiene los datos efectivos, como se observa en el Segmento de Código 2.26.

```
% Extracción de las subportadoras pilotos, Nulls

datos_ef=zeros(N_sub_d/2,1); % Se inicializa con ceros
                             % (Matriz 24x1 para QPSK)

datos_ef(1:6)=Vector_X(2:7); % Toma los valores de Vector_X
datos_ef(7:19)=Vector_X(9:21); % para crear la variable datos_ef
datos_ef(20:24)=Vector_X(23:27); % que son los datos efectivos de
                                % transmisión
```

Segmento de Código 2.25. Extracción de subportadoras piloto y *Nulls* (opción 2).

La normalización inversa y la demodulación de los datos se implementan de igual manera que el Segmento de Código 2.13, mientras que, en la conversión paralelo-serie hay que dividir la variable `N_sub_d` para 2.

El cálculo de errores es el mismo para todas las configuraciones, ya que solo se debe comparar los datos transmitidos con los datos recibidos. De igual manera, en todas las configuraciones se utiliza el Segmento de Código 2.15 para el cálculo del BER. En los Anexos C y D se pueden observar los programas correspondientes a los sistemas SFBC-OFDM que tienen 4 antenas en transmisión (opción 1 y opción 2).

3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En este capítulo se muestran las gráficas obtenidas de las simulaciones del sistema OFDM convencional y de los sistemas SFBC-OFDM con diversidad de antena en transmisión. Las curvas resultantes están en función del BER y de Eb/No. En la sección 3.1 se realiza la verificación del correcto funcionamiento del programa que permite la simulación del sistema OFDM. La sección 3.2 muestra las curvas obtenidas para un sistema OFDM sin diversidad, mientras que en la sección 3.3 se muestran los resultados de la simulación del sistema SFBC-OFDM con diversidad, para 2 y 4 antenas transmisoras. En la sección 3.4 se tiene el análisis de los resultados y el cálculo de las ganancias de diversidad para cada escenario.

3.1 SIMULACIÓN DEL SISTEMA OFDM SIN DIVERSIDAD

3.1.1 PRUEBAS SOLO CON CANAL AWGN

Para asegurar que el programa arroje los resultados correctos, se realiza la simulación del sistema OFDM únicamente con el ruido AWGN, para las modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM. En la Tabla 3.1 se muestran los parámetros que serán utilizados para simular el sistema OFDM con ruido AWGN y también el sistema que pasa por un canal con desvanecimiento Rayleigh. Hay que indicar que el número de iteraciones utilizadas para las simulaciones del sistema OFDM con ruido AWGN es de 1000. Las curvas resultantes de cada simulación se comparan con las curvas teóricas que crea MATLAB mediante el comando `berawgn`. Únicamente se necesita especificar el orden de modulación para ejecutar este comando.

Tabla 3.1. Parámetros para la simulación del sistema OFDM [27].

Modulación	QPSK	16QAM	64QAM
Factor de normalización	$1/\sqrt{2}$ (QPSK)	$1/\sqrt{10}$ (16QAM)	$1/\sqrt{42}$ (64QAM)
Subportadoras totales	64		
Subportadoras de datos	48		
Subportadoras piloto	4		
Intervalo de muestreo	50 ns		
Intervalo de guarda	$1/4$		

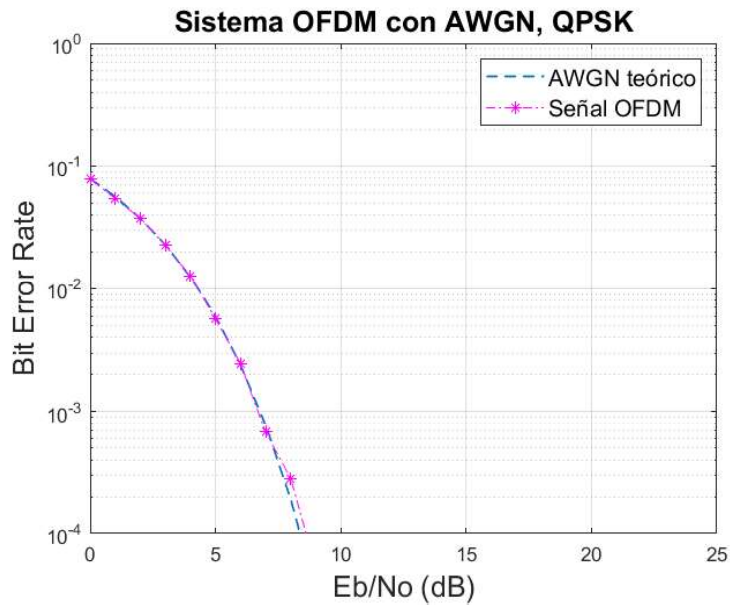


Figura 3.1. BER vs Eb/No de un sistema OFDM para QPSK.

En la Figura 3.1 se observa en color azul la curva del AWGN teórico creado con el comando de MATLAB, y en color magenta la curva resultante de la simulación del sistema OFDM. Como se puede ver en el título de la imagen, estas curvas corresponden a un sistema OFDM con modulación QPSK. Al comparar las curvas se aprecia que son muy cercanas, por lo que se puede deducir que el programa está bien desarrollado. Sin embargo, para mayor seguridad, se procede a simular el sistema OFDM utilizando las modulaciones 16QAM Y 64QAM.

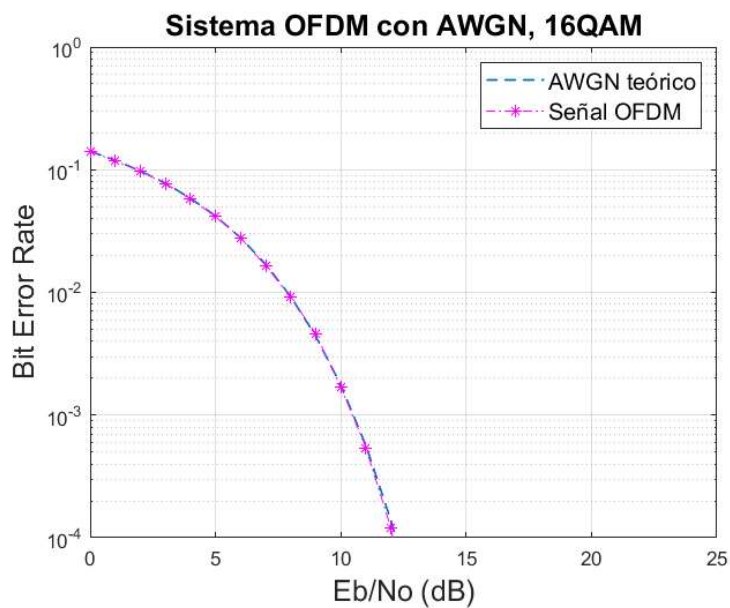


Figura 3.2. BER vs Eb/No de un sistema OFDM para 16QAM.

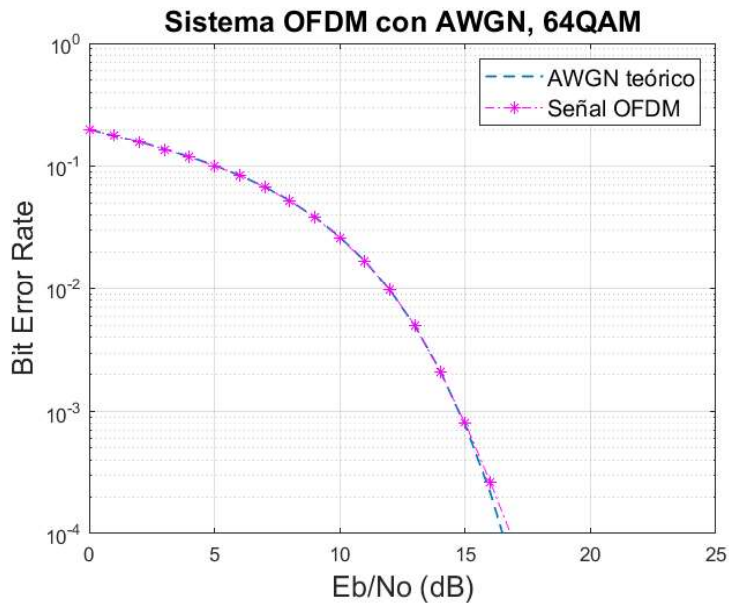


Figura 3.3. BER vs Eb/No de un sistema OFDM para 64QAM.

Las curvas mostradas en la Figura 3.2 y Figura 3.3 confirman el correcto funcionamiento de la simulación del sistema OFDM con ruido AWGN. Por lo tanto, se procede a añadir el desvanecimiento Rayleigh, para posteriormente incorporar la diversidad en transmisión.

3.1.2 PRUEBAS CON CANAL RAYLEIGH

Para validar el funcionamiento del sistema OFDM con desvanecimiento Rayleigh, se crea un canal Rayleigh, y se lo añade al sistema OFDM que sólo tenía ruido AWGN. La creación del canal Rayleigh en MATLAB se la hace a partir de los valores de retardos y potencias en cada trayecto, los cuales dependen del Perfil de Retardo de Potencia. En la Tabla 3.2 se pueden observar estos valores, los cuales fueron obtenidos de la Recomendación ITU-R M.1225.

Tabla 3.2. Parámetros para la creación del canal Rayleigh [28].

Fuente (Rayo)	Retardo relativo (ns)	Retardo PDP	Potencia promedio (dB)
1	0	0	0
2	110	2	-9.7
3	190	4	-19.2
4	410	8	-22.8

Las simulaciones se realizan utilizando las modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM. En la Figura 3.4 se observan las curvas teóricas de un sistema OFDM, para las modulaciones QPSK (M=4), 16QAM (M=16) y 64QAM (M=64), que pasan por un canal con

desvanecimiento Rayleigh y que servirán de guía para verificar que las simulaciones de los programas realizados obtengan los resultados correctos.

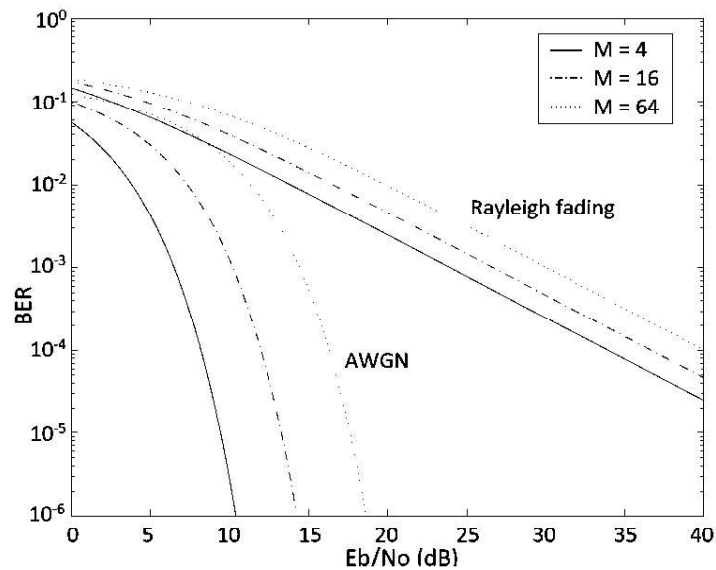


Figura 3.4. BER teórico de un canal Rayleigh para QPSK, 16QAM y 64QAM [10].

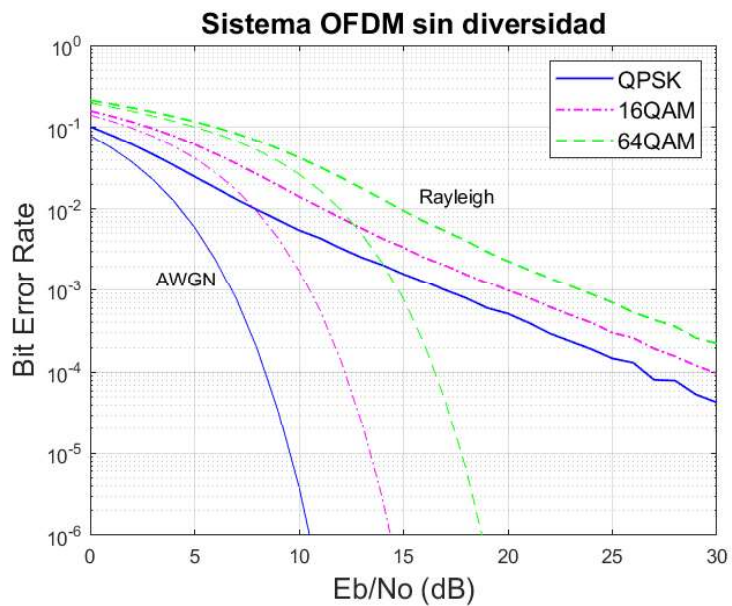


Figura 3.5. BER simulado de un canal Rayleigh para QPSK, 16QAM y 64QAM.

En la Figura 3.5 se observan las curvas simuladas del sistema OFDM con desvanecimiento Rayleigh para las diferentes modulsiones. El número de iteraciones utilizado para esta y las siguientes simulaciones es de 30000. Al comparar las Figuras 3.4 y 3.5, se observa que la tendencia de las curvas es similar para todas las modulsiones, de esta forma se valida el correcto funcionamiento de la simulación de un sistema OFDM sin diversidad usando un canal con desvanecimiento de tipo Rayleigh.

3.2 SIMULACIÓN DEL SISTEMA OFDM CON DIVERSIDAD

3.2.1 SISTEMA SFBC-OFDM CON 2 ANTENAS EN TRANSMISIÓN

Al haber asegurado el funcionamiento del sistema OFDM sin diversidad, se simula el sistema OFDM con 2 antenas transmisoras, empleando la codificación SFBC. Las simulaciones realizadas, con cada una de las modulaciones, se muestran en las Figuras 3.6, 3.7 y 3.8.

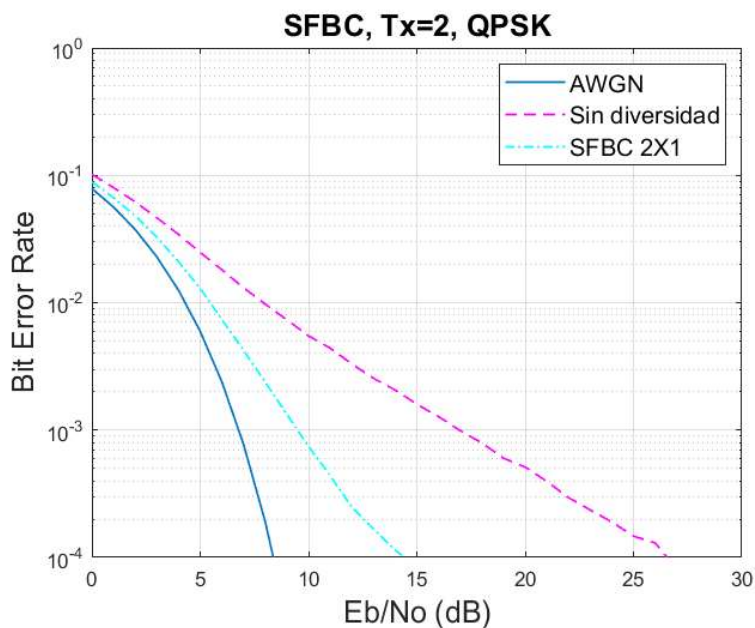


Figura 3.6. BER vs Eb/No de un sistema SFBC-OFDM con Tx=2 y modulación QPSK.

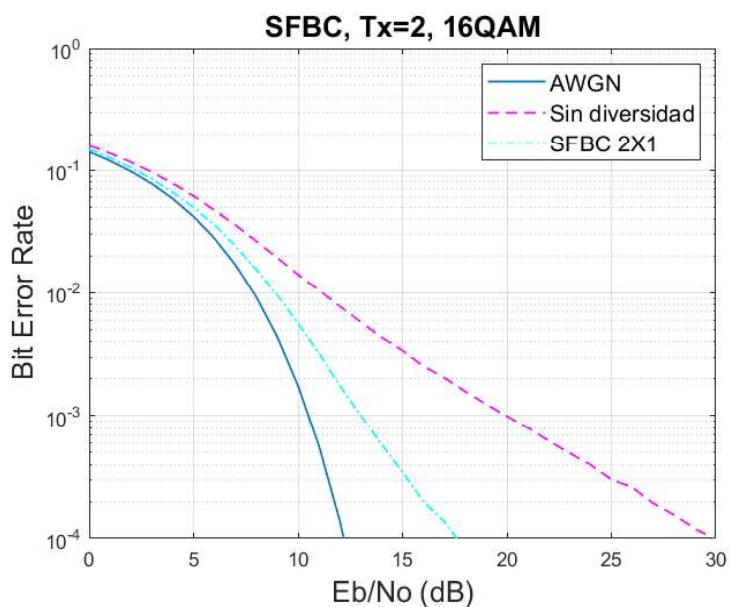


Figura 3.7. BER vs Eb/No de un sistema SFBC-OFDM con Tx=2 y modulación 16QAM.

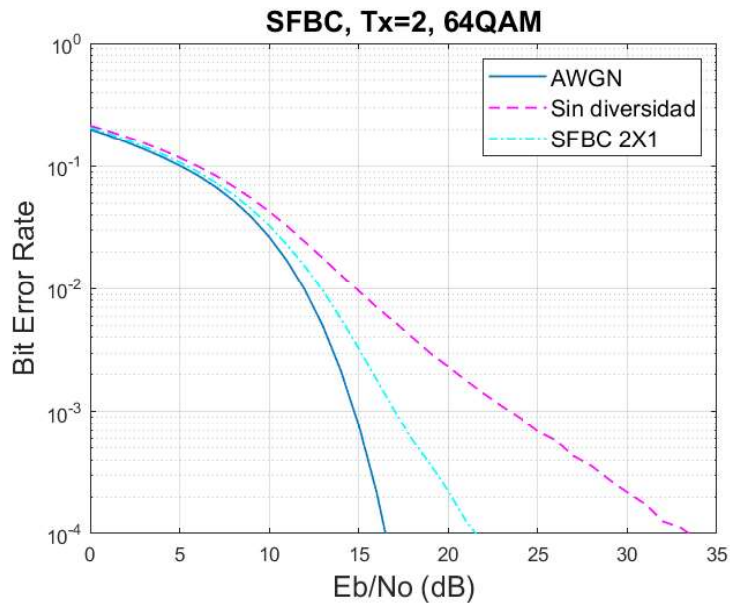


Figura 3.8. BER vs E_b/N_0 de un sistema SFBC-OFDM con $T_x=2$ y modulación 64QAM.

Al observar las gráficas de la simulación del sistema SFBC-OFDM con 2 antenas en transmisión, se puede distinguir una mejora de las curvas de color cian que representan al sistema SFBC-OFDM con diversidad, con respecto a la curvas de color magenta que corresponden al sistema OFDM sin diversidad. Esto se traduce en una ganancia de diversidad para todas las modulaciones empleadas. La ganancia de diversidad no es más que la diferencia en dB entre el E_b/N_0 del sistema sin diversidad y del E_b/N_0 del sistema con diversidad.

3.2.2 SISTEMA SFBC-OFDM CON 4 ANTENAS EN TRANSMISIÓN

Como se mencionó en la sección 2.3.2, la primera opción de codificación SFBC, para el caso de 4 antenas en el lado de transmisión, utiliza la matriz de espacio-frecuencia mostrada en la Figura 1.17 (b). Al ver esta matriz se puede decir que para la transmisión de 4 símbolos se emplean 4 subportadoras y, por lo tanto, se tiene una tasa de codificación igual a 1.

En las Figuras 3.9, 3.10 y 3.11 se observan las curvas BER vs E_b/N_0 obtenidas de las simulaciones, para las modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM, respectivamente.

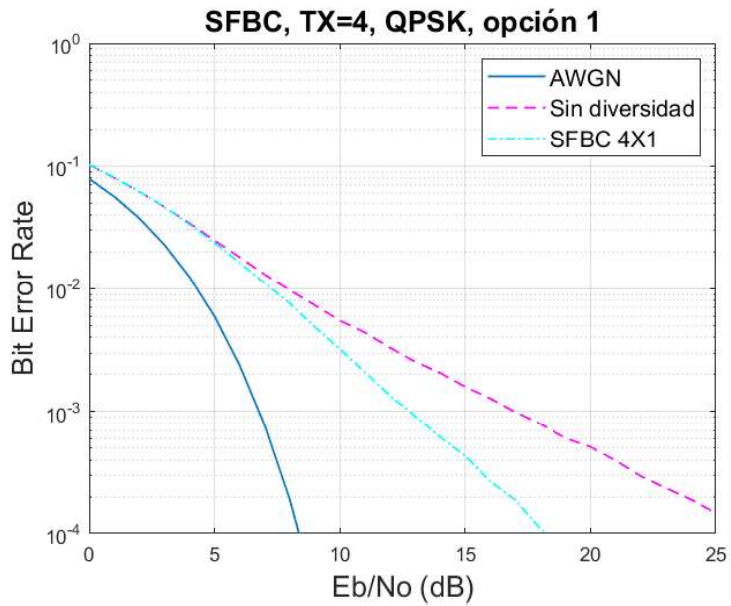


Figura 3.9. BER vs E_b/N_0 del sistema SFBC-OFDM con $T_x=4$ para QPSK (opción 1).

Al observar las curvas de color cian y de color magenta de la Figura 3.9 se puede apreciar que la ganancia de diversidad para este sistema es baja respecto a lo que se espera. Aun así, se continúa con las simulaciones para 16QAM y 64QAM

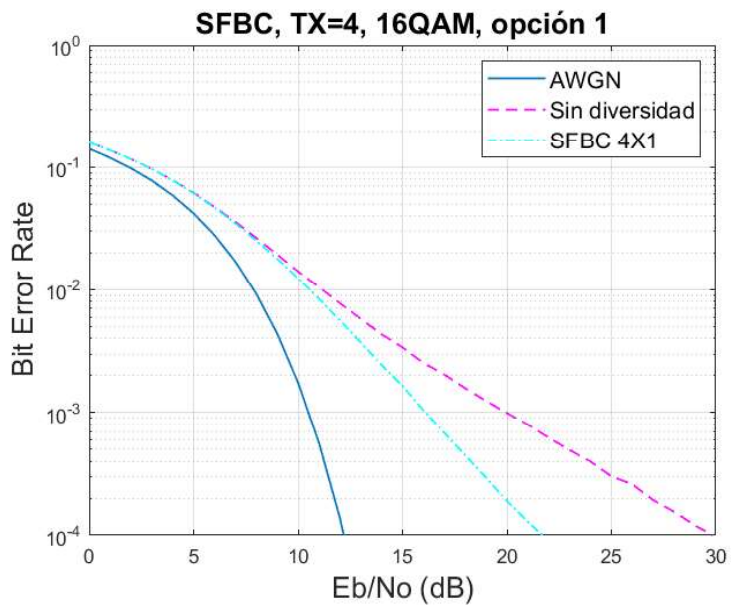


Figura 3.10. BER vs E_b/N_0 del sistema SFBC-OFDM con $T_x=4$ para 16QAM (opción 1).

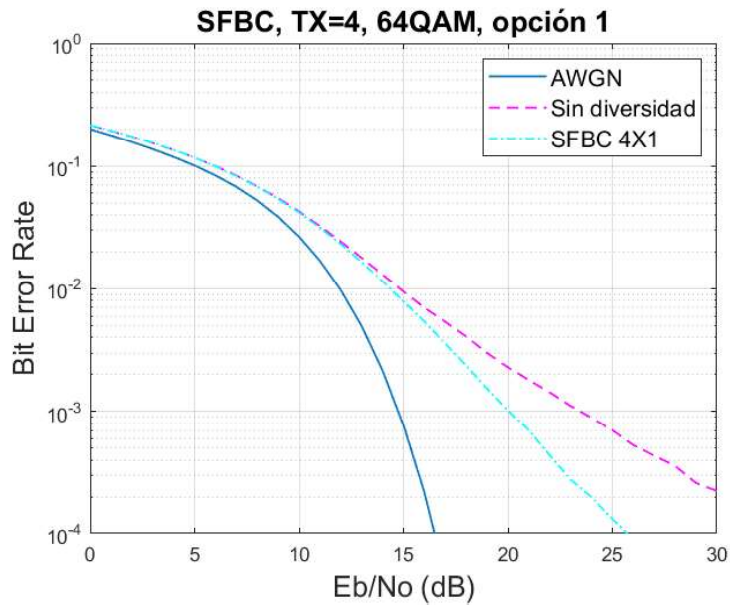


Figura 3.11. BER vs E_b/N_0 del sistema SFBC-OFDM con $T_x=4$ para 64QAM (opción 1).

Si se compara la curva denominada SFBC 4x1 de la Figura 3.9, con la curva SFBC 2x1 de la Figura 3.6, se puede notar claramente que la última presenta valores mayores de ganancia de diversidad. Sin embargo, se esperaría que al tener 4 antenas en transmisión los resultados obtenidos para cada modulación sean mejores que cuando se tienen únicamente 2 antenas transmisoras. Es por esa razón que se cambia la matriz de espacio-frecuencia por la mostrada en la Ecuación 1.14 para el sistema SFBC-OFDM con 4 antenas transmisoras; y, al realizar el programa correspondiente, se obtienen las curvas mostradas en las Figuras 3.12, 3.13 y 3.14 para las modulaciones QPSK, 16QAM Y 64QAM.

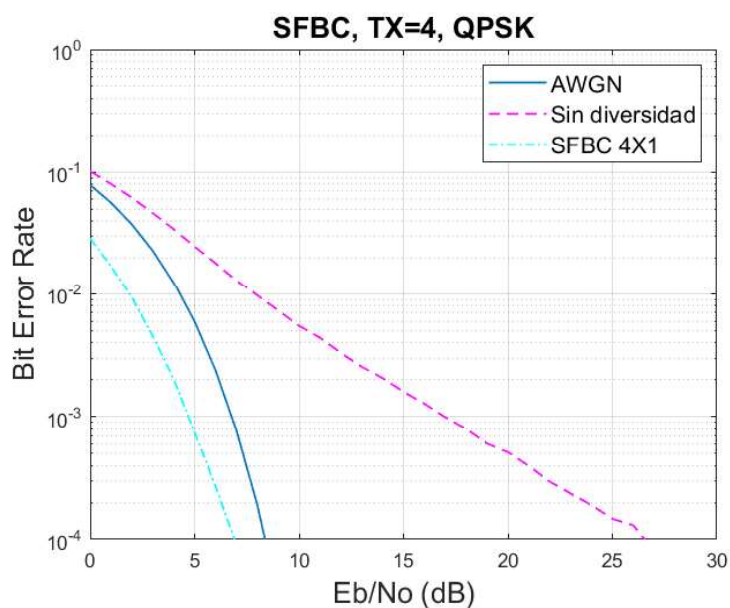


Figura 3.12. BER vs E_b/N_0 del sistema SFBC-OFDM con $T_x=4$ para QPSK (opción 2).

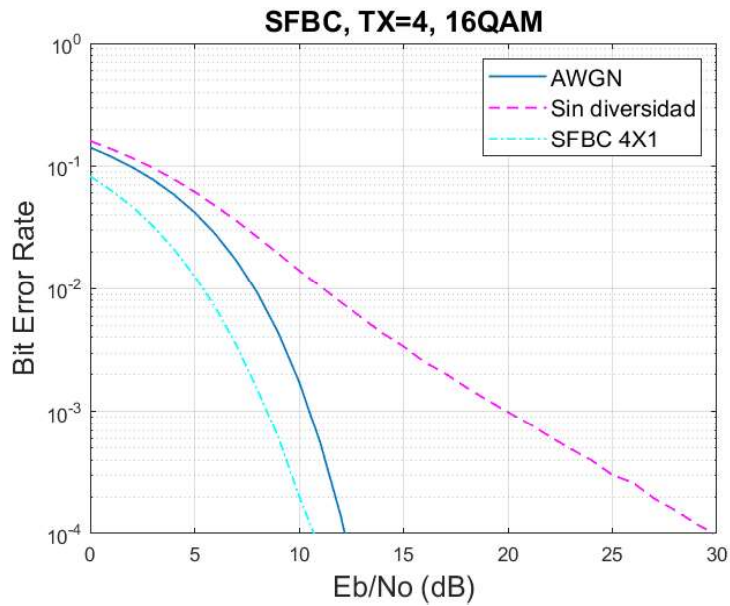


Figura 3.13. BER vs E_b/N_0 del sistema SFBC-OFDM con Tx=4 para 16QAM (opción 2).

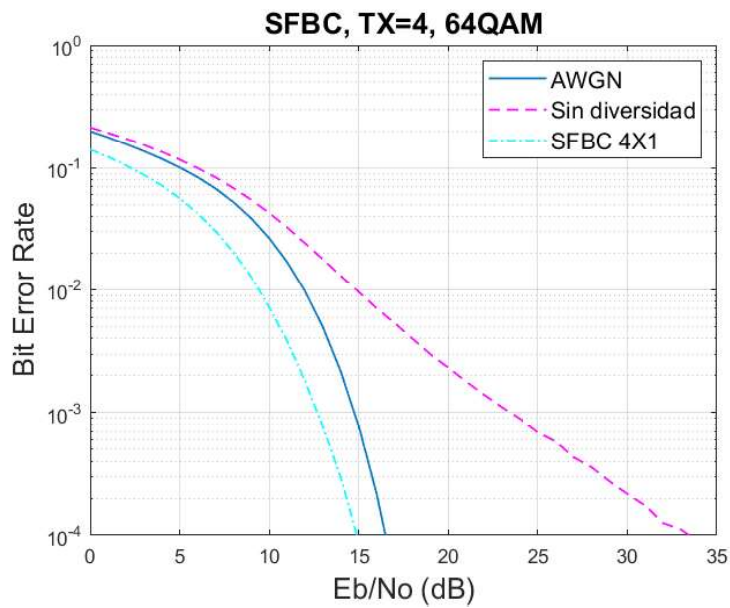


Figura 3.14. BER vs E_b/N_0 del sistema SFBC-OFDM con Tx=4 para 64QAM (opción 2).

Como se puede ver, las curvas obtenidas para todas las modulaciones, presentan una mejor ganancia de diversidad en comparación con el sistema que emplea la matriz de espacio-frecuencia de la Figura 1.17 (b), y también en comparación con las curvas del sistema SFBC-OFDM con 2 antenas en transmisión, como era de esperar. Sin embargo, es importante señalar que estos valores mayores de ganancia de diversidad se consiguieron con una la tasa efectiva de datos reducida a la mitad, puesto que cada 8 subportadoras solo se transmite 4 símbolos.

En las Figuras 3.15, 3.16 y 3.17 se muestra un resumen de las gráficas BER vs E_b/N_0 para las modulaciones QPSK, 16QAM y 64QAM de los sistemas SFBC-OFDCM con diversidad de antena en transmisión.

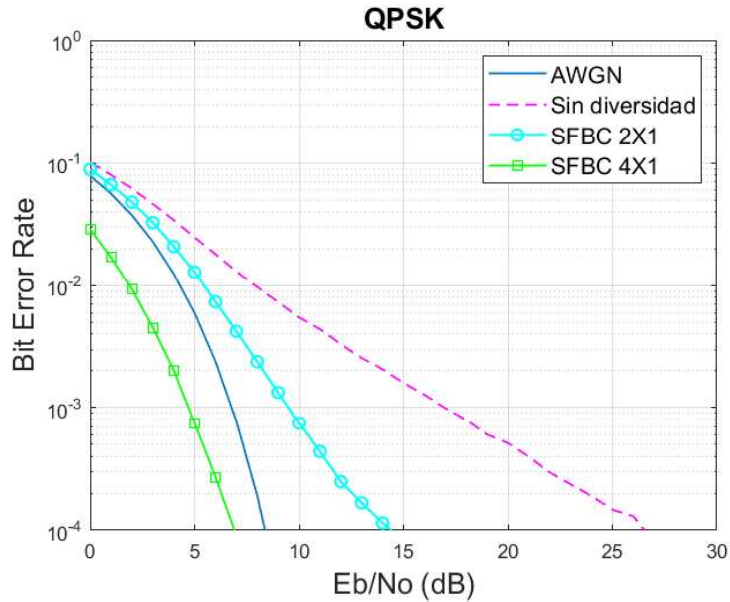


Figura 3.15. BER vs E_b/N_0 simulado de un sistema OFDM con diversidad de antena en transmisión, para la modulación QPSK.

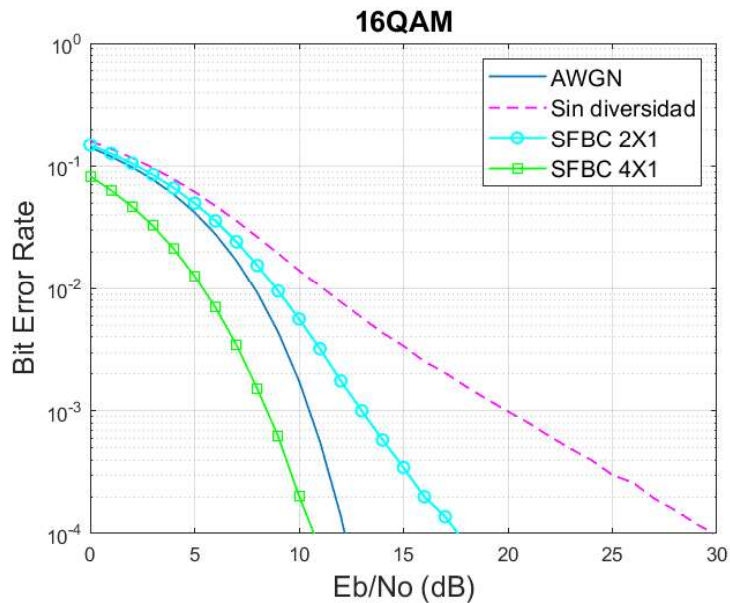


Figura 3.16. BER vs E_b/N_0 simulado de un sistema OFDM con diversidad de antena en transmisión, para la modulación 16QAM.

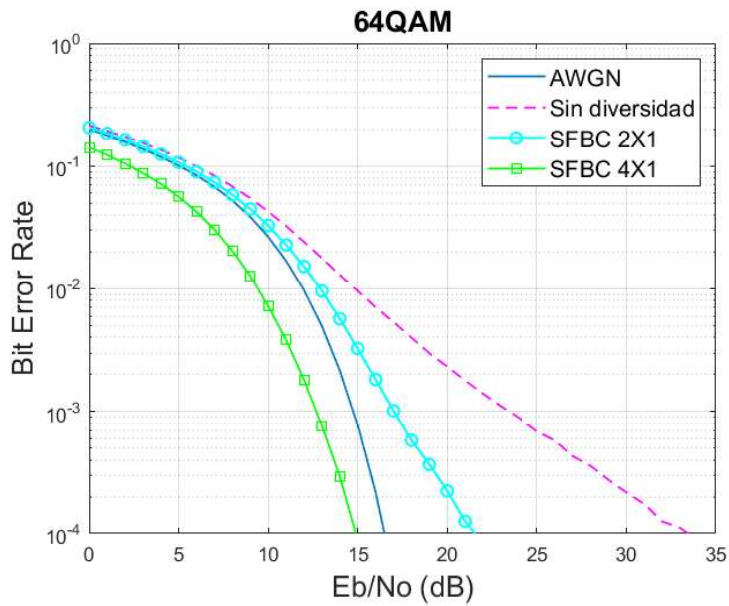


Figura 3.17. BER vs Eb/No simulado de un sistema OFDM con diversidad de antena en transmisión, para la modulación 64QAM.

3.3 ANÁLISIS DE RESULTADOS

El análisis de resultados se realiza a partir de las curvas obtenidas en cada simulación, las cuales se muestran en las Figuras 3.15, 3.16 y 3.17; de ellas se toman los valores de Eb/No para diferentes valores de BER para calcular la ganancia de diversidad en cada configuración utilizada. En las tablas 3.3, 3.4 y 3.5 se muestra la ganancia de diversidad en dB, para las modulaciones QPSK, 16QAM Y 64QAM, respectivamente.

Tabla 3.3. Ganancia de diversidad, modulación QPSK.

QPSK	Eb/No (dB)				Ganancia de diversidad (dB)		
	Sin diversidad	SFBC 2X1	SFBC 4X1 (opción 1)	SFBC 4X1 (opción 2)	SFBC 2X1	SFBC 4X1 (opción 1)	SFBC 4X1 (opción 2)
BER 10^{-2}	7.92	5.53	7.32	1.92	2.39	0.60	6
BER 10^{-3}	16.96	9.50	12.81	4.76	7.46	4.15	12.20
BER 10^{-4}	26.61	14.47	18.30	6.95	12.15	8.31	19.67

Tabla 3.4. Ganancia de diversidad, modulación 16QAM.

16QAM	Eb/No (dB)				Ganancia de diversidad (dB)		
	Sin diversidad	SFBC 2X1	SFBC 4X1 (opción 1)	SFBC 4X1 (opción 2)	SFBC 2X1	SFBC 4X1 (opción 1)	SFBC 4X1 (opción 2)
BER 10^{-2}	11.20	8.92	10.61	5.47	2.28	0.59	5.73
BER 10^{-3}	19.80	13	16.12	8.55	6.80	3.68	11.25
BER 10^{-4}	29.87	17.66	21.74	10.80	12.21	8.13	19.07

Tabla 3.5. Ganancia de diversidad, modulación 64QAM.

64QAM	Eb/No (dB)				Ganancia de diversidad (dB)		
	Sin diversidad	SFBC 2X1	SFBC 4X1 (opción 1)	SFBC 4X1 (opción 2)	SFBC 2X1	SFBC 4X1 (opción 1)	SFBC 4X1 (opción 2)
BER 10^{-2}	14.85	12.93	14.42	9.50	1.92	0.43	5.35
BER 10^{-3}	23.30	17.03	20.06	12.75	6.27	3.24	10.55
BER 10^{-4}	33.48	23.4	25.75	14.87	10.08	7.73	18.61

Al realizar la comparación de los valores de ganancia de diversidad de las configuraciones empleadas se confirma que los mejores resultados se obtienen con un sistema SFBC-OFDM con 4 antenas en transmisión, que usa la matriz de espacio-frecuencia de la Ecuación 1.14. Por el contrario, los peores resultados se obtienen del sistema SFBC-OFDM que también tiene 4 antenas transmisoras pero que utiliza la matriz de espacio-frecuencia de la Figura 1.17 (b). Se puede notar también que, los valores más altos de ganancia de diversidad corresponden a los sistemas que emplean modulación QPSK, y a medida que aumenta el orden de modulación, estos valores van disminuyendo.

4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1. CONCLUSIONES

Las señales que se propagan por un canal inalámbrico están expuestas a diversos fenómenos, que en su mayoría son causados por obstáculos existentes entre el transmisor y el receptor. Esto provoca réplicas de una misma señal, que viajan por distintas rutas, y por ello, en el receptor se tienen varias señales con diferente potencia y retardo. Una de las técnicas que aprovecha este fenómeno es la diversidad.

Las técnicas STBC y SFBC, que usan códigos de bloque de espacio-tiempo y espacio-frecuencia, respectivamente, permiten explotar al máximo la diversidad en transmisión. Pero, dependiendo de las condiciones del canal, una de estas técnicas tendrá mejor desempeño que la otra. STBC se lo utiliza cuando los canales son muy dispersivos, mientras que SFBC se usa en entornos donde los canales tienen desvanecimiento plano.

Como la técnica SFBC puede ser implementada siempre que el canal permanezca constante durante la transmisión de los símbolos, es muy usada en sistemas de comunicación actuales que emplean OFDM, por ejemplo LTE, ya que una de las características de OFDM es convertir un canal no plano con desvanecimiento variable en varios sub-canales planos.

La implementación del sistema OFDM en MATLAB permite simular el comportamiento de las señales que están expuestas a un canal inalámbrico con desvanecimiento Rayleigh, y que además sufren de multitrayectoria, y de esta manera poder diseñar sistemas reales que obtengan mejores resultados al aplicar diversas técnicas.

Los sistemas SFBC-OFDM con diversidad de antena en transmisión proporcionan mejores resultados que los sistemas OFDM sin diversidad, ya que, para un mismo valor de E_b/N_0 , se tiene un BER más pequeño con un sistema SFBC-OFDM. En el caso de QPSK y E_b/N_0 igual a 5 dB, el BER del sistema SFBC-OFDM 4X1 es aproximadamente $7.5 \cdot 10^{-4}$, mientras que el BER del sistema OFDM sin diversidad es cercano $2.5 \cdot 10^{-2}$. Por lo tanto, el rendimiento del sistema OFDM-SFBC con diversidad de antena en transmisión es mayor que el rendimiento de un sistema OFDM sin diversidad.

Al comparar los valores de E_b/N_0 de un sistema con diversidad y de un sistema sin diversidad, para un valor de BER dado, se tiene que los valores de E_b/N_0 de los sistemas OFDM que utilizan SFBC y diversidad de antena en transmisión son menores en comparación a los valores de E_b/N_0 de un sistema OFDM sin diversidad. Para QPSK y un BER de 10^{-3} , el E_b/N_0 para el sistema SFBC-OFDM 2X1 es 7.46 dB y el E_b/N_0 del sistema

OFDM sin diversidad es 16.96 dB. En la práctica, esta diferencia es muy significativa ya que el transmisor requerirá menor potencia de transmisión, teniendo así un ahorro de tipo económico.

Comúnmente en SFBC se asocia una mayor ganancia de diversidad con el aumento del número de antenas transmisoras. Sin embargo, por los resultados obtenidos, la matriz de espacio-frecuencia utilizada también es un factor que determina la ganancia de diversidad que se puede obtener. Esto se puede ver al comparar el sistema SFBC-OFDM con 2 antenas transmisoras y el sistema SFBC-OFDM con 4 antenas en transmisión que usa la matriz de espacio-frecuencia de la Figura 1.17 (b); para QPSK y un BER de 10^{-2} , el primer sistema tiene una ganancia de diversidad de 2.39 dB, mientras que en el segundo sistema la ganancia de diversidad es de 0.6 dB.

El sistema SFBC-OFDM que emplea QPSK y tiene 4 antenas en transmisión, y que además codifica la información de acuerdo a la distribución de la matriz mostrada en la Ecuación 1.14, obtiene los más altos valores de ganancia de diversidad en comparación con las otras configuraciones y modulaciones utilizadas. La ganancia de diversidad, en todos los sistemas creados, va disminuyendo al aumentar el orden de modulación.

El receptor SFBC-OFDM no se lo considera complejo porque no requiere hardware adicional y además, la única diferencia con el receptor de un sistema OFDM sin diversidad es el decodificador SFBC. Por tal motivo, un sistema SFBC-OFDM con diversidad de antena en transmisión es llamativo para ser implementado en la práctica.

Los óptimos resultados obtenidos se logran asumiendo que la separación entre las antenas transmisoras es $\lambda/2$, para asegurar la independencia de los desvanecimientos. Sin embargo, en la práctica puede existir cierta correlación entre las antenas que provoca una disminución de la ganancia de diversidad.

En el capítulo 10 de [4] se encuentran simulaciones de sistemas MISO-OFDM que emplean la codificación STBC, y que ayudan a validar los resultados obtenidos con las diferentes configuraciones utilizadas ya que se puede observar una tendencia similar en los resultados. Sin embargo, las curvas de las gráficas en [4] están en función del BER y SNR, mientras que en este trabajo las curvas son de BER vs E_b/N_0 . Por esta razón no se pueden comparar directamente los resultados.

4.2. RECOMENDACIONES

Hay que tomar en cuenta que los parámetros de transmisión, en especial el prefijo cíclico, el número de subportadoras o el intervalo de muestreo, dependen del estándar con el cual se vaya a trabajar. En este proyecto se toma los valores del estándar IEEE 802.11a. Así también, se deben elegir los valores de PDP que se ajusten a las características del entorno en el cual se transmiten las señales.

El número de iteraciones en cada simulación debe ser suficiente para que las curvas de BER vs Eb/No se vean bien definidas. Se sugiere un valor mínimo de 20000 iteraciones.

En trabajos futuros se sugiere simular un sistema SFBC-OFDM con 4 antenas en transmisión que utilice matrices de espacio-frecuencia con mayores tasas de codificación, puesto que, como se dijo anteriormente, el sistema que obtuvo los mejores resultados emplea una matriz con tasa de codificación de $\frac{1}{2}$.

5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] V. A. Aalo, T. Piboongunon y C.-D. Iskander, «Bit-Error Rate of Binary Digital Modulation Schemes in Generalized Gamma Fading Channels,» *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, vol. IX, nº 2, pp. 139-141, 15 Febrero 2005.
- [2] D. Singh y H. Dutt Joshi, «BER Performance of SFBC OFDM System over TWDP Fading Channel,» *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS*, vol. XX, nº 12, pp. 2426 - 2429, Diciembre 2016.
- [3] J. Liu, «Wireless Multipath Fading Channels Modeling and Simulation Based on Sum-of-Sinusoids,» de *2016 First IEEE International Conference on Computer Communication and the Internet (ICCCI)*, Wuhan, 2016.
- [4] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang y C. G. Kang, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*, 2010.
- [5] K. F. Lee y D. B. Williams, «A Space-Frequency Transmitter Diversity Technique for OFDM Systems,» de *Globecom '00 - IEEE. Global Telecommunications Conference. Conference Record (Cat. No.00CH37137)*, San Francisco, 2000.
- [6] H. El Gamal, A. R. Hammons, Y. Liu, M. P. Fitz y O. Y. Takeshita, «On the Design of Space-Time and Space-Frequency Codes for MIMO Frequency-Selective Fading Channels,» *IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY*, vol. XLIX, nº 9, pp. 2277-2292, Septiembre 2003.
- [7] M. Torabi, S. Aïssa y M. R. Soleymani, «On the BER Performance of Space-Frequency Block Coded OFDM Systems in Fading MIMO Channels,» *IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS*, vol. VI, nº 4, pp. 1366-1373, Abril 2007.
- [8] N. Kaur y N. Kumar, «Review and analysis of Simulink based OFDM,» de *2017 3rd International Conference on Advances in Computing, Communication & Automation (ICACCA) (Fall)*, Dehradun, 2017.
- [9] T. L. Singal, *Wireless Communications*, Tata McGraw Hill Education, 2010.
- [10] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.

- [11] W. Stallings y C. Beard, WIRELESS COMMUNICATION NETWORKS AND SYSTEMS, Hoboken: Pearson, 2016.
- [12] G. Breed, «Bit Error Rate: Fundamental Concepts and Measurement Issues,» *High Frequency Electronics*, vol. 2, nº 1, pp. 46-47, 2003.
- [13] T. S. Rappaport, Wireless Communications Principles and Practice, Prentice Hall, 2001.
- [14] V. K. Garg, Wireless Communications & Networking, San Francisco: Elsevier, 2007.
- [15] T. K. Sarkar, M. C. Wicks, M. Salazar-Palma y R. J. Bonneau, Smart Antennas, New Jersey: John Wiley & Sons, 2003.
- [16] B. Sklar, DIGITAL COMMUNICATIONS: Fundamentals and Applications, Segunda ed., New Jersey: Prentice Hall, 2002.
- [17] R. Prasad, OFDM for Wireless Communications Systems, Artech House, 2004.
- [18] A. B. Narasimhamurthy, M. K. Banavar y C. Tepedelenlioglu, OFDM Systems for Wireless Communications, Morgan & Claypool, 2010.
- [19] H. Liu y G. Li, OFDM-Based Broadband Wireless Networks: Design and Optimization, John Wiley & Sons, 2005, pp. 28-29.
- [20] I. Ahamed y M. Vijay, «Comparison of different Diversity Techniques in MIMO Antennas,» de *2017 2nd International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES)*, Coimbatore, 2017.
- [21] H. Dogan, H. A. Çırpan y E. Panayırçı, «Iterative Channel Estimation and Decoding of Turbo Coded SFBC-OFDM Systems,» *IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS*, vol. VI, nº 8, pp. 3090-3101, 2007.
- [22] K. Fazel y S. Kaiser, Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems: From OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMAX, Segunda ed., John Wiley & Sons, 2008.
- [23] R. Prasad, M. I. Rahman, S. S. Das y N. Marchetti, Single- and Multi-Carrier MIMO Transmission for Broadband Wireless Systems, River Publishers, 2009.

- [24] S. Lu, B. Narasimhan y N. Al-Dhahir, «A Novel SFBC-OFDM Scheme for Doubly-Selective Channels,» *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. LVIII, nº 5, pp. 2573-2578, 2008.
- [25] L. Safatly, G. Andrieux y J. Diouris, «LTE multi-antenna techniques based on Alamouti SFBC with correlated channels,» de *SoftCOM 2010, 18th International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks*, 2010.
- [26] «MathWorks,» [En línea]. Available: <https://la.mathworks.com/solutions/wireless-communications.html>.
- [27] T. Cooklev, *Wireless Communication Standards: A Study of IEEE 802.11, 802.15, and 802.16*, New York: IEEE Press, 2004.
- [28] *Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000*, Recommendation ITU-R M.1225, 1997.
- [29] M. Torabi, S. Aïssa y M. R. Soleymani, «On the BER Performance of Space-Frequency Block Coded OFDM Systems in Fading MIMO Channels,» *IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS*, vol. VI, nº 4, pp. 1366-1373, Abril 2007.
- [30] N. Kaur y N. Kumar, «Review and analysis of Simulink based OFDM,» de *2017 3rd International Conference on Advances in Computing, Communication & Automation (ICACCA) (Fall)*, Dehradun, 2017.

ANEXOS

ANEXO A. Código del sistema OFDM sin diversidad

ANEXO B. Código del sistema SFBC-OFDM con 2 antenas transmisoras

ANEXO C. Código del sistema SFBC-OFDM con 4 antenas transmisoras (opción 1)

ANEXO D. Código del sistema SFBC-OFDM con 4 antenas transmisoras (opción 2)

ANEXO A

```
%                               ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL                               %  
  
%                               FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA                               %  
%                               %                               %  
% Autor: Gabriela Estefanía Angamarca Quilumba                               %  
% Director: Dr. Diego Javier Reinoso Chisaguano                               %  
% Tema: SIMULACIÓN DE UN SISTEMA OFDM CON DIVERSIDAD DE                               %  
%                               ANTENA EN TRANSMISION USANDO LA TÉCNICA SFBC                               %  
  
% SISTEMA OFDM SIN DIVERSIDAD %  
  
clc;  
clear all;  
close all;  
  
% Parámetros para la transmisión  
N_sub_t=64; % Número de subportadoras totales  
N_sub_d=48; % Número de subportadoras de datos  
N_sub_p=4; % Número de subportadoras pilotos  
n=2; % Número de bits agrupados dependientes de la  
% modulación: QPSK(n=2)/16AQM(n=4)/64QAM(n=6)  
M=2^n; % Orden de modulación  
piloto=1; % Valor de las subportadoras piloto es 1  
norm=[1 sqrt(2) sqrt(10) sqrt(42)]; % Normalización  
GI=1/4; % Intervalo de guarda  
tm=50*10^(-9); % Tiempo de muestreo 50ns  
fm=1/tm; % Tasa de muestreo en Hz  
  
% Número de iteraciones  
iter=30000; % Debe ser suficiente para tener curvas bien definidas  
  
% Parámetros para el canal Rayleigh  
P_dB=[0 -9.7 -19.2 -22.8]; % Potencia en dB  
retardos_ns=[0 2 4 8].*tm; % Retardo en tiempo (ns)  
retardos=retardos_ns./tm; % Retardo PDP  
  
% Creación del canal Rayleigh  
CH =  
comm.RayleighChannel('SampleRate', fm, 'PathDelays', retardos_ns, 'Ave  
ragePathGains', P_dB, 'NormalizePathGains', true, 'PathGainsOutputPort  
, true);  
  
% Parámetros para el canal AWGN  
EbNo_dB=(0:1:30); % Tamaño de Eb/No  
SNR_dB=EbNo_dB+10*log10(n*(N_sub_d+N_sub_p)/N_sub_t); % SNR a  
partir de Eb/No  
  
BER_Sin_diversidad=zeros(1,length(EbNo_dB)); % Inicializar la  
variable del BER  
  
for i=1:length(EbNo_dB)
```

```

num_error=zeros(1,iter); % Inicializar la variable de errores

for k=1:iter
    % Generación de bits aleatorios
    datos_Tx=randi([0 1],1,N_sub_d*n); % Matriz 1x96 para QPSK

    % Conversión serie paralelo
    datosTx=reshape(datos_Tx,N_sub_d*n,1); % Matriz 96x1

    % Modulación de datos
    datos_mod=qammod(datosTx,M,'InputType','bit');
    if n==2
        datosMod=datos_mod./norm(2); % QPSK: norm(2)
    else
        if n==4
            datosMod=datos_mod./norm(3); % 16QAM: norm(3)
        else
            datosMod=datos_mod./norm(4); % 64QAM: norm(4)
        end
    end
end

% Inserción de Subportadoras pilotos
Sym=zeros(N_sub_t,1); % Inicialmente igual a cero
Sym(8)=piloto; % Subportadora de la posición 7
Sym(22)=piloto; % Subportadora de la posición 21
Sym(44)=piloto; % Subportadora de la posición -21
Sym(58)=piloto; % Subportadora de la posición -7

% Subportadoras de datos
Sym(2:7)=datosMod(25:30); % Subportadora posición 1...6
Sym(9:21)=datosMod(31:43); % Subportadora posición 8...20
Sym(23:27)=datosMod(44:48); % Subportadora posición 22...26
Sym(39:43)=datosMod(1:5); % Subportadora posición -26...-22
Sym(45:57)=datosMod(6:18); % Subportadora posición -20...-8
Sym(59:64)=datosMod(19:24); % Subportadora posición -6...-1

% IFFT
ifft_Sym=ifft(Sym,N_sub_t); % Paso al dominio del tiempo

% Inserción del prefijo cíclico
CP=ifft_Sym(N_sub_t-N_sub_t*GI+1:end); % CP toma los valores
desde la posición 49 hasta el final

% Símbolo a transmitir
Sym_OFDM=[CP;ifft_Sym]; % Se añade CP al inicio para formar el
% símbolo OFDM que se va a transmitir

% Canal Rayleigh
CH.reset;
[X(k,:),hx]=CH(Sym_OFDM); % Se añade el canal Rayleigh a
% Sym_OFDM
% X es la señal filtrada por el canal
% Rayleigh

h=zeros(1,N_sub_t);

```

```

h(retardos+1)=hx(1,:); % Respuesta del canal
fftH=fft(h,N_sub_t); % Respuesta del canal en el dominio
% de la frecuencia

% Canal AWGN
OFDM_AWGN=awgn(X(k,:),SNR_dB(i),'measured');

% Extracción del prefijo cíclico
Rem_CP=OFDM_AWGN(N_sub_t*GI+1:end); % Toma los valores desde la
% posición 17 hasta el final

% FFT
fft_Sym=fft(Rem_CP,N_sub_t); % Paso al dominio de la frecuencia

% Extracción de las subportadoras pilotos, Nulls
datos_ef=zeros(N_sub_d,1); % Se inicializa con ceros
datos_ef(1:5)=fft_Sym(39:43); % Va tomando los valores de
datos_ef(6:18)=fft_Sym(45:57); % fft_Sym para crear una
datos_ef(19:24)=fft_Sym(59:64); % variable con los datos
datos_ef(25:30)=fft_Sym(2:7); % efectivos de transmisión
datos_ef(31:43)=fft_Sym(9:21);
datos_ef(44:48)=fft_Sym(23:27);

% Ecuación
% Creación de H(f)
ec=zeros(N_sub_d,1);
ec(1:5)=fftH(39:43);
ec(6:18)=fftH(45:57);
ec(19:24)=fftH(59:64);
ec(25:30)=fftH(2:7);
ec(31:43)=fftH(9:21);
ec(44:48)=fftH(23:27);

%  $X(f)=Y(f)/H(f)$ 
datos_ec=datos_ef./ec; % datos_ef representa a Y(f) y
% ec es H(f);
% datos_ec es X(f)

% Normalización inversa
if n==2
    datos_norm=datos_ec*norm(2); % QPSK
else
    if n==4
        datos_norm=datos_ec*norm(3); % 16QAM
    else
        datos_norm=datos_ec*norm(4); % 64QAM
    end
end

% Demodulación de datos
datos_dem=qamdemod(datos_norm,M,'OutputType','bit');

% Conversión Paralelo-Serie
datos_Rx=reshape(datos_dem,1,N_sub_d*n); % Matriz 1x96 (QPSK)

```

```
% Estos datos son con los que se calculan los errores

% Cálculo de errores
num_error(k)=biterr(datos_Tx,datos_Rx); % (k) para almacenar
                                     % los errores de todas las iteraciones

end

% Cálculo del BER

BER_Sin_diversidad(:,i)=sum(num_error,2)./(iter*length(datos_Tx));
end
```

ANEXO B

```
%                               ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL                               %
%                               FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA                               %
%                               %                               %                               %
% Autor: Gabriela Estefanía Angamarca Quilumba                               %
% Director: Dr. Diego Javier Reinoso Chisaguano                               %
% Tema: SIMULACIÓN DE UN SISTEMA OFDM CON DIVERSIDAD DE                               %
%       ANTENA EN TRANSMISION USANDO LA TÉCNICA SFBC                               %

% SISTEMA SFBC-OFDM CON 2 ANTENAS TRANSMISORAS %

clc;
clear all;
close all;

% Parámetros para la transmisión
N_sub_t=64; % Número de subportadoras totales
N_sub_d=48; % Número de subportadoras de datos
N_sub_p=4;  % Número de subportadoras pilotos
n=2;       % Número de bits agrupados dependientes de la
           % modulación: QPSK(n=2)/16QAM(n=4)/64QAM(n=6)
M=2^n;     % Orden de modulación
piloto=1;  % Valor de las subportadoras piloto es 1
norm=[1 sqrt(2) sqrt(10) sqrt(42)]; % Normalización
GI=1/4;    % Intervalo de guarda
tm=50*10^(-9); % Tiempo de muestreo 50ns
fm=1/tm;   % Tasa de muestreo en Hz

% Número de iteraciones
iter=30000; % Debe ser suficiente para tener curvas bien definidas

% Parámetros para canal Rayleigh
P_dB=[0 -9.7 -19.2 -22.8]; % Potencia en dB
retardos_ns=[0 2 4 8].*tm; % Retardos en tiempo
retardos=retardos_ns./tm;

% Creación del canal Rayleigh
CH =
comm.RayleighChannel('SampleRate',fm,'PathDelays',retardos_ns,'AveragePathGains',P_dB,'NormalizePathGains',true,'PathGainsOutputPort',true);

% Parámetros para el canal AWGN
EbNo_dB=(0:1:30); % Tamaño de Eb/No
SNR_dB=EbNo_dB+10*log10(n*(N_sub_d+N_sub_p)/N_sub_t); % SNR a
partir de Eb/No

BER_SFBC_2X1=zeros(1,length(EbNo_dB)); % Inicializar la
variable del BER

for i=1:length(EbNo_dB)

    num_error=zeros(1,iter); % Inicializar la variable de errores
```

```

for k=1:iter

    % TRANSMISOR SFBC-OFDM

    % Generación bits aleatorios
    datos_Tx=randi([0 1],1,N_sub_d*n); % Matriz 1x96 para QPSK

    % Conversión Serie/Paralelo
    datosTx=reshape(datos_Tx,N_sub_d*n,1); % Matriz 96x1

    % Modulación de datos
    datos_mod=qammod(datosTx,M,'InputType','bit');
    if n==2
        datosMod=datos_mod./norm(2); % QPSK: norm(2)
    else
        if n==4
            datosMod=datos_mod./norm(3); % 16QAM: norm(3)
        else
            datosMod=datos_mod./norm(4); % 64QAM: norm(4)
        end
    end
end

% Formación del símbolo OFDM
% Inserción de Subportadoras pilotos
Sym=zeros(N_sub_t,1); % Inicialmente igual a cero
Sym(8)=piloto; % Subportadora de la posición 7
Sym(22)=piloto; % Subportadora de la posición 21
Sym(44)=piloto; % Subportadora de la posición -21
Sym(58)=piloto; % Subportadora de la posición -7

% Subportadoras de datos
Sym(2:7)=datosMod(25:30); % Subportadora posición 1...6
Sym(9:21)=datosMod(31:43); % Subportadora posición
% 8...20
Sym(23:27)=datosMod(44:48); % Subportadora posición
% 22...26
Sym(39:43)=datosMod(1:5); % Subportadora posición
% -26...-22
Sym(45:57)=datosMod(6:18); % Subportadora posición
% -20...-8
Sym(59:64)=datosMod(19:24); % Subportadora posición
% -6...-1

% Codificación SFBC

% X=|x1 -x2*| | -----> frecuencia
% |x2 x1*| |
% √ espacio

% Antena 1
Sym_Antena1(1:2:N_sub_t)=Sym(1:2:N_sub_t); % x1
Sym_Antena1(2:2:N_sub_t)=-conj(Sym(2:2:N_sub_t)); % -x2*

% Antena 2

```

```

Sym_Antena2(1:2:N_sub_t)= Sym(2:2:N_sub_t);          % x2
Sym_Antena2(2:2:N_sub_t)= conj(Sym(1:2:N_sub_t));% x1*

% IFFT
ifft_1=ifft(Sym_Antena1,N_sub_t); % Paso al dominio del
ifft_2=ifft(Sym_Antena2,N_sub_t); % tiempo

% Inserción del Prefijo Cíclico (CP)
CP_1=ifft_1(N_sub_t-N_sub_t*GI+1:end); % CP toma los
CP_2=ifft_2(N_sub_t-N_sub_t*GI+1:end); % valores desde
                                         % la posición 49
                                         % hasta el final

Sym_CP1=[CP_1,ifft_1]; % Se añade el CP a las variables
Sym_CP2=[CP_2,ifft_2]; % ifft de cada antena

% Símbolos a transmitirse
Sym_Tx_1=reshape(Sym_CP1,N_sub_t+N_sub_t*GI,1);
Sym_Tx_2=reshape(Sym_CP2,N_sub_t+N_sub_t*GI,1);
% Se requiere nuevamente el reshape porque al aplicar
% SFBC, los datos se guardan en serie

% CANAL INALÁMBRICO

% Canal Rayleigh
CH.reset;          %Se debe resetear CH para cada señal
[Rx_1(k,:),hx1]=CH(Sym_Tx_1); % Se añade el canal Rayleigh
                               % a Sym_Tx_1
                               % Rx_1 es la señal filtrada por el canal
                               % Rayleigh de la primera antena

CH.reset;          % Reseteo para la señal de la antena 2
[Rx_2(k,:),hx2]=CH(Sym_Tx_2); % Se añade el canal Rayleigh
                               % a Sym_Tx_2
                               % Rx_2 es la señal filtrada por el canal
                               % Rayleigh de la segunda antena

% Respuesta de los canales de las antenas 1 y 2
h1=zeros(1,N_sub_t);
h1(retardos+1)=hx1(1,:);
h2=zeros(1,N_sub_t);
h2(retardos+1)=hx2(1,:);

% Respuesta en frecuencia los canales
fft_h1=fft(h1,N_sub_t);
fft_h2=fft(h2,N_sub_t);

% Canal con AWGN
X_AWGN=awgn(Rx_1(k,:)+Rx_2(k,:),SNR_dB(i),'measured');

% RECEPTOR SFBC-OFDM

% Extracción del Prefijo Cíclico (CP)
Rem_CP=X_AWGN(N_sub_t*GI+1:end); % Toma los valores desde
                               % la posición 17 hasta el final

```



```

% FFT
fft_Sym_Rx=fft(Rem_CP,N_sub_t);% Paso al dominio de la
                                % frecuencia

% Decodificación SFBC
Matriz_X_tx=zeros(1,N_sub_t); % Inicializar la matriz que
                                % contiene los símbolos x1 y x2

% Y=H.X ----> X=(H^-1).Y
%   Y=| y1 |           H=|h1      h2 |           X=|x1|
%     | y2*|           |h2*    -h1*|           |x2|

    for j=1:2:N_sub_t
        Matriz_H=[ fft_h1(j)                fft_h2(j);
                   conj(fft_h2(j+1))        -conj(fft_h1(j+1))];

        Matriz_Y=[ fft_Sym_Rx(j);           % y1
                   conj(fft_Sym_Rx(j+1))]; % y2*

        Matriz_X=inv(Matriz_H)*Matriz_Y;

        Matriz_X_tx(j:j+1)=[Matriz_X(1),Matriz_X(2)];
        % Toma cada par de transmisión (x1 y x2) hasta
        % obtener las 64 subportadoras
    end

% Extracción de las subportadoras pilotos, Nulls
datos_ef=zeros(N_sub_d,1); % Se inicializa con ceros
datos_ef(1:5)=Matriz_X_tx(39:43); % Va tomando los valores
datos_ef(6:18)=Matriz_X_tx(45:57); % de Matriz_X_tx para
datos_ef(19:24)=Matriz_X_tx(59:64); % crear la variable
datos_ef(25:30)=Matriz_X_tx(2:7);  % datos_ef que son los
datos_ef(31:43)=Matriz_X_tx(9:21); % datos efectivos de
datos_ef(44:48)=Matriz_X_tx(23:27); % transmisión

% Normalización inversa
if n==2
    datos_norm=datos_ef*norm(2); % QPSK
else
    if n==4
        datos_norm=datos_ef*norm(3); % 16QAM
    else
        datos_norm=datos_ef*norm(4); % 64QAM
    end
end

% Demodulación
datos_dem=qamdemod(datos_norm,M,'OutputType','bit');

% Conversión Paralelo-Serie
datos_Rx=reshape(datos_dem,1,N_sub_d*n);% Matriz 1x96 para
% QPSK
% Estos datos son con los que se calculan los errores

```

```
% Cálculo de errores
num_error(k)=biterr(datos_Tx,datos_Rx); % (k) para almacenar
                                     % los errores de todas las iteraciones

end

% Cálculo del BER
BER_SFBC_2X1(:,i)=sum(num_error,2)./(iter*length(datos_Tx));
end
```

ANEXO C

```
%                               ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL                               %
%                               FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA                               %
%                               %                               %                               %
% Autor: Gabriela Estefanía Angamarca Quilumba                               %
% Director: Dr. Diego Javier Reinoso Chisaguano                               %
% Tema: SIMULACIÓN DE UN SISTEMA OFDM CON DIVERSIDAD DE                               %
%       ANTENA EN TRANSMISION USANDO LA TÉCNICA SFBC                               %

% SISTEMA OFDM-SFBC CON 4 ANTENAS TRANSMISORAS (opción 1) %

clc;
clear all;
close all;

% Parámetros para la transmisión
N_sub_t=64; % Número de subportadoras totales
N_sub_d=48; % Número de subportadoras de datos
N_sub_p=4;  % Número de subportadoras pilotos
n=2;       % Número de bits agrupados dependientes de la
           % modulación: QPSK(n=2)/16AQM(n=4)/64QAM(n=6)
M=2^n;     % Orden de modulación
piloto=1;  % Valor de las subportadoras piloto es 1
norm=[1 sqrt(2) sqrt(10) sqrt(42)]; % Normalización
GI=1/4;    % Intervalo de guarda
tm=50*10^(-9); % Tiempo de muestreo 50ns
fm=1/tm;   % Tasa de muestreo en Hz

% Número de iteraciones
iter=30000; % Debe ser suficiente para tener curvas bien definidas

% Parámetros para canal Rayleigh
P_dB=[0 -9.7 -19.2 -22.8]; % Potencia en dB
retardos_ns=[0 2 4 8].*tm; % Retardos en tiempo
retardos=retardos_ns./tm;

% Creación del canal Rayleigh
CH =
comm.RayleighChannel('SampleRate',fm,'PathDelays',retardos_ns,'Ave
ragePathGains',P_dB,'NormalizePathGains',true,'PathGainsOutputPort
',true);

% Parámetros para el canal AWGN
EbNo_dB=(0:1:30); % Tamaño de Eb/No
SNR_dB=EbNo_dB+10*log10(n*(N_sub_d+N_sub_p)/N_sub_t); % SNR en
función de Eb/No

BER_SFBC_4X1_1=zeros(1,length(EbNo_dB)); % Inicializar la
variable del BER

for i=1:length(EbNo_dB)
```

```

num_error=zeros(1,iter);      % Inicializar la variable errores
for k=1:iter

    % TRANSMISOR OFDM

    % Generación bits aleatorios
    datos_Tx=randi([0 1],1,N_sub_d*n); % Matriz 1x96 para QPSK

    % Conversión Serie/Paralelo
    datosTx=reshape(datos_Tx,N_sub_d*n,1); % Matriz 96x1

    % Modulación de datos
    datos_mod=qammod(datosTx,M,'InputType','bit');
    if n==2
        datosMod=datos_mod./norm(2); % QPSK: norm(2)
    else
        if n==4
            datosMod=datos_mod./norm(3); % 16QAM: norm(3)
        else
            datosMod=datos_mod./norm(4); % 64QAM: norm(4)
        end
    end
end

% Formación del símbolo OFDM
% Inserción de Subportadoras pilotos
Sym=zeros(N_sub_t,1); % Inicialmente igual a cero
Sym(8)=piloto; % Subportadora de la posición 7
Sym(22)=piloto; % Subportadora de la posición 21
Sym(44)=piloto; % Subportadora de la posición -21
Sym(58)=piloto; % Subportadora de la posición -7

% Subportadoras de datos
Sym(2:7)=datosMod(25:30); % Subportadora posición 1...6
Sym(9:21)=datosMod(31:43); % Subportadora posición 8...20
Sym(23:27)=datosMod(44:48); % Subportadora posición 22...26
Sym(39:43)=datosMod(1:5); % Subportadora posición -26...-22
Sym(45:57)=datosMod(6:18); % Subportadora posición -20...-8
Sym(59:64)=datosMod(19:24); % Subportadora posición -6...-1

% Codificación SFBC

% |x1  -x2*  0   0 |          | -----> frecuencia
% X=|0   0   x3  -x4*|        |
% |x2   x1*  0   0 |          |
% |0    0   x4   x3*|         v espacio

% Antena 1
Sym_Antena1(1:4:N_sub_t)= Sym(1:4:N_sub_t); % x1
Sym_Antena1(2:4:N_sub_t)= -conj(Sym(2:4:N_sub_t)); % -x2*
Sym_Antena1(3:4:N_sub_t)= 0;
Sym_Antena1(4:4:N_sub_t)= 0;

% Antena 2
Sym_Antena2(1:4:N_sub_t)= 0;

```

```

Sym_Antena2(2:4:N_sub_t)= 0;
Sym_Antena2(3:4:N_sub_t)= Sym(3:4:N_sub_t); % x3
Sym_Antena2(4:4:N_sub_t)= -conj(Sym(4:4:N_sub_t)); % -x4*

% Antena 3
Sym_Antena3(1:4:N_sub_t)= Sym(2:4:N_sub_t); % x2
Sym_Antena3(2:4:N_sub_t)= conj(Sym(1:4:N_sub_t)); % x1*
Sym_Antena3(3:4:N_sub_t)= 0;
Sym_Antena3(4:4:N_sub_t)= 0;

% Antena 4
Sym_Antena4(1:4:N_sub_t)= 0;
Sym_Antena4(2:4:N_sub_t)= 0;
Sym_Antena4(3:4:N_sub_t)= Sym(4:4:N_sub_t); % x4
Sym_Antena4(4:4:N_sub_t)= conj(Sym(3:4:N_sub_t)); % x3*

% IFFT
ifft_1=ifft(Sym_Antena1,N_sub_t); % Paso al dominio del tiempo
ifft_2=ifft(Sym_Antena2,N_sub_t);
ifft_3=ifft(Sym_Antena3,N_sub_t);
ifft_4=ifft(Sym_Antena4,N_sub_t);

% Inserción del Prefijo Cíclico (CP)
CP_1=ifft_1(N_sub_t-N_sub_t*GI+1:end); % CP toma los valores
CP_2=ifft_2(N_sub_t-N_sub_t*GI+1:end); % desde la posición 49
CP_3=ifft_3(N_sub_t-N_sub_t*GI+1:end); % hasta el final
CP_4=ifft_4(N_sub_t-N_sub_t*GI+1:end);

Sym_CP1=[CP_1,ifft_1]; % Se añade el CP a las variables
Sym_CP2=[CP_2,ifft_2]; % ifft de cada antena
Sym_CP3=[CP_3,ifft_3];
Sym_CP4=[CP_4,ifft_4];

% Símbolos a transmitirse
Sym_Tx_1=reshape(Sym_CP1,N_sub_t+N_sub_t*GI,1);
Sym_Tx_2=reshape(Sym_CP2,N_sub_t+N_sub_t*GI,1);
Sym_Tx_3=reshape(Sym_CP3,N_sub_t+N_sub_t*GI,1);
Sym_Tx_4=reshape(Sym_CP4,N_sub_t+N_sub_t*GI,1);
% Se requiere nuevamente el reshape porque al aplicar SFBC,
% los datos se guardan en serie

% CANAL INALÁMBRICO

% Canal Rayleigh
CH.reset; % Se debe resetear CH para cada señal
[Rx_1(k,:),hx1]=CH(Sym_Tx_1); % Se añade el canal Rayleigh
% a Sym_Tx_1
% Rx_1 es la señal filtrada por el canal
% Rayleigh de la primera antena

CH.reset; % Reseteo para la señal de la antena 2
[Rx_2(k,:),hx2]=CH(Sym_Tx_2); % Se añade el canal Rayleigh
% a Sym_Tx_2
% Rx_2 es la señal filtrada por el canal

```

```

% Rayleigh de la segunda antena

CH.reset; % Reseteo para la señal de la antena 3
[Rx_3(k,:),hx3]=CH(Sym_Tx_3); % Se añade el canal Rayleigh
% a Sym_Tx_3
% Rx_3 es la señal filtrada por el canal
% Rayleigh de la tercera antena

CH.reset; % Reseteo para la señal de la antena 4
[Rx_4(k,:),hx4]=CH(Sym_Tx_4); % Se añade el canal Rayleigh
% a Sym_Tx_4
% Rx_4 es la señal filtrada por el canal
% Rayleigh de la cuarta antena

% Respuesta de los canales de las antenas 1, 2, 3 y 4
h1=zeros(1,N_sub_t);
h1(retardos+1)=hx1(1,:);
h2=zeros(1,N_sub_t);
h2(retardos+1)=hx2(1,:);
h3=zeros(1,N_sub_t);
h3(retardos+1)=hx3(1,:);
h4=zeros(1,N_sub_t);
h4(retardos+1)=hx4(1,:);

% Respuesta en frecuencia los canales
fft_h1=fft(h1,N_sub_t);
fft_h2=fft(h2,N_sub_t);
fft_h3=fft(h3,N_sub_t);
fft_h4=fft(h4,N_sub_t);

% Canal con AWGN

X_AWGN=awgn((Rx_1(k,:)+Rx_2(k,:)+Rx_3(k,:)+Rx_4(k,:)),SNR
_dB(i),'measured');

% RECEPTOR OFDM

% Extracción del Prefijo Cíclico (CP)
Rem_CP=X_AWGN(N_sub_t*GI+1:end); % Toma los valores desde la
% posición 17 hasta el final

% FFT
fft_Sym_Rx=fft(Rem_CP,N_sub_t); % Paso al dominio de la
% frecuencia

% Decodificación SFBC
Matriz_X_tx=zeros(1,N_sub_t); % Matriz que contiene los
% símbolos x1, x2, x3 y x4

% Y=H.X ----> X=(H^-1).Y
% | y1 | |h1 h3 0 0 | |x1|
% Y= | y2*| ; H= |h3* -h1* 0 0 | |x2|
% | y3 | |0 0 h2 h4 | |x3|
% | y4*| |0 0 h4* -h2*| ; |x4|

```

```

for j=1:4:N_sub_t

    Matriz_H=[ fft_h1(j)      fft_h3(j)      0      0;
               conj(fft_h3(j+1))  -conj(fft_h1(j+1))  0      0;
               0      0      fft_h2(j+2)      fft_h4(j+2);
               0      0      conj(fft_h4(j+3))  -conj(fft_h2(j+3))];

    Matriz_Y=[ fft_Sym_Rx(j);           % y1
               conj(fft_Sym_Rx(j+1));  % y2*
               fft_Sym_Rx(j+2);        % y3
               conj(fft_Sym_Rx(j+3))]; % y4*

    Matriz_X=inv(Matriz_H)*Matriz_Y;

    Matriz_X_tx(j:j+3)=[Matriz_X(1),Matriz_X(2),Matriz_X(3)
                        ],Matriz_X(4)]; % Toma cada grupo de símbolos (x1, x2,
                        x3 y x4) hasta obtener las 64 subportadoras

end

% Extracción de las subportadoras pilotos, Nulls
datos_ef=zeros(N_sub_d,1); % Se inicializa con ceros
datos_ef(1:5)=Matriz_X_tx(39:43); % Va tomando los valores de
datos_ef(6:18)=Matriz_X_tx(45:57); % Matriz_X_tx para crear la
datos_ef(19:24)=Matriz_X_tx(59:64); % variable datos_ef
datos_ef(25:30)=Matriz_X_tx(2:7); % que son los datos efectivos
datos_ef(31:43)=Matriz_X_tx(9:21); % de transmisión
datos_ef(44:48)=Matriz_X_tx(23:27);

% Normalización inversa
if n==2
    datos_norm=datos_ef*norm(2); % QPSK

else
    if n==4
        datos_norm=datos_ef*norm(3); % 16QAM
    else
        datos_norm=datos_ef*norm(4); % 64QAM
    end
end

% Demodulación
datos_dem=qamdemod(datos_norm,M, 'OutputType','bit');

% Conversión Paralelo-Serie
datos_Rx=reshape(datos_dem,1,N_sub_d*n); % Matriz 1x96 para
% QPSK
% Estos datos son con los que se calculan los errores

% Cálculo de errores
num_error(k)=biterr(datos_Tx,datos_Rx); % (k) para almacenar
los errores de todas las iteraciones

```

```
end

% Cálculo del BER
BER_SFBC_4X1_1(:,i)=sum(num_error,2)./(iter*length(datos_Tx));
end
```


ANEXO D

```
%                               ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL                               %
%                               FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA                               %
%                               %                               %                               %
% Autor: Gabriela Estefanía Angamarca Quilumba                               %
% Director: Dr. Diego Javier Reinoso Chisaguano                               %
% Tema: SIMULACIÓN DE UN SISTEMA OFDM CON DIVERSIDAD DE                               %
%       ANTENA EN TRANSMISION USANDO LA TÉCNICA SFBC                               %

% SISTEMA SFBC-OFDM CON 4 ANTENAS TRANSMISORAS (opción 2) %

clc;
clear all;
close all;

% Parámetros para la transmisión
N_sub_t=64; % Número de subportadoras totales
N_sub_d=48; % Número de subportadoras de datos
N_sub_p=4;  % Número de subportadoras pilotos
n=2;       % Número de bits agrupados dependientes de la
           % modulación: QPSK(n=2)/16QAM(n=4)/64QAM(n=6)
M=2^n;     % Orden de modulación
piloto=1;  % Valor de las subportadoras piloto es 1
norm=[1 sqrt(2) sqrt(10) sqrt(42)]; % Normalización
GI=1/4;    % Intervalo de guarda
tm=50*10^(-9); % Tiempo de muestreo 50ns
fm=1/tm;   % Tasa de muestreo en Hz

% Número de iteraciones
iter=30000; % Debe ser suficiente para tener curvas bien definidas

% Parámetros para canal Rayleigh
P_dB=[0 -9.7 -19.2 -22.8]; % Potencia en dB
retardos_ns=[0 2 4 8].*tm; % Retardos en tiempo
retardos=retardos_ns./tm;

% Creación del canal Rayleigh
CH =
comm.RayleighChannel('SampleRate',fm,'PathDelays',retardos_ns,'AveragePathGains',P_dB,'NormalizePathGains',true,'PathGainsOutputPort',true);

% Parámetros para el canal AWGN
EbNo_dB=(0:1:30); % Tamaño de Eb/No
SNR_dB=EbNo_dB+10*log10(n*(N_sub_d+N_sub_p)/N_sub_t); % SNR en
función de Eb/No

BER_SFBC_4X1=zeros(1,length(EbNo_dB)); % Inicializar la variable
del BER

for i=1:length(EbNo_dB)

    num_error=zeros(1,iter); % Inicializar la variable errores
```

```

for k=1:iter

    % TRANSMISOR SFBC-OFDM

    % Generación bits aleatorios
    datos_Tx=randi([0 1],1,N_sub_d*n/2);
    % Como la tasa es de 1/2, únicamente se transmite la mitad
    % de los datos que es 24, por lo que se obtiene una matriz
    % 1x48 para QPSK

    % Conversión Serie/Paralelo
    datosTx=reshape(datos_Tx,N_sub_d*n/2,1);    % Matriz 48x1

    % Modulación de datos
    datos_mod=qammod(datosTx,M,'InputType','bit');
    if n==2
        datosMod=datos_mod./norm(2);    % QPSK: norm(2)
    else
        if n==4
            datosMod=datos_mod./norm(3);    % 16QAM: norm(3)
        else
            datosMod=datos_mod./norm(4);    % 64QAM: norm(4)
        end
    end
end

    % Formación del símbolo OFDM
    % Inserción de Subportadoras pilotos
    Sym=zeros(N_sub_t/2,1); % Inicialmente igual a cero
    Sym(8)=piloto;    % Subportadora de la posición 7
    Sym(22)=piloto;    % Subportadora de la posición 21

    % Subportadoras de datos
    Sym(2:7)=datosMod(1:6); % Subportadora posición 1...6
    Sym(9:21)=datosMod(7:19); % Subportadora posición
    % 8...20
    Sym(23:27)=datosMod(20:24); % Subportadora posición
    % 22...26

    % Codificación SFBC 4x1

    % |x1  -x2  -x3  -x4  x1*  -x2*  -x3*  -x4*| |----> freq
    % X=|x2   x1   x4  -x3  x2*   x1*   x4*  -x3*| |
    % |x3  -x4   x1   x2  x3*  -x4*   x1*   x2*| |
    % |x4   x3  -x2   x1  x4*   x3*  -x2*   x1*| v espacio

    % Antena 1
    Sym_Antena1(1:8:N_sub_t)= Sym(1:4:N_sub_t/2);    % x1
    Sym_Antena1(2:8:N_sub_t)= -Sym(2:4:N_sub_t/2);    % -x2
    Sym_Antena1(3:8:N_sub_t)= -Sym(3:4:N_sub_t/2);    % -x3
    Sym_Antena1(4:8:N_sub_t)= -Sym(4:4:N_sub_t/2);    % -x4
    Sym_Antena1(5:8:N_sub_t)=conj(Sym(1:4:N_sub_t/2)); % x1*
    Sym_Antena1(6:8:N_sub_t)=-conj(Sym(2:4:N_sub_t/2)); %-x2*
    Sym_Antena1(7:8:N_sub_t)=-conj(Sym(3:4:N_sub_t/2)); %-x3*
    Sym_Antena1(8:8:N_sub_t)=-conj(Sym(4:4:N_sub_t/2)); %-x4*

```

```

% El salto de 8 corresponde a la transmisión de las
% antenas que serán en grupos de 8 subportadoras,
% teniendo un total de 8 grupos, por lo que al final se
% obtendrá un símbolo OFDM de 64 subportadoras.

% El salto de 4 es debido a que solo 4 símbolos de cada
% grupo corresponden a información útil.

% Antena 2
Sym_Antena2(1:8:N_sub_t)= Sym(2:4:N_sub_t/2); % x2
Sym_Antena2(2:8:N_sub_t)= Sym(1:4:N_sub_t/2); % x1
Sym_Antena2(3:8:N_sub_t)= Sym(4:4:N_sub_t/2); % x4
Sym_Antena2(4:8:N_sub_t)= -Sym(3:4:N_sub_t/2); % -x3
Sym_Antena2(5:8:N_sub_t)= conj(Sym(2:4:N_sub_t/2)); % x2*
Sym_Antena2(6:8:N_sub_t)= conj(Sym(1:4:N_sub_t/2)); % x1*
Sym_Antena2(7:8:N_sub_t)= conj(Sym(4:4:N_sub_t/2)); % x4*
Sym_Antena2(8:8:N_sub_t)= -conj(Sym(3:4:N_sub_t/2)); % -x3*

% Antena 3
Sym_Antena3(1:8:N_sub_t)= Sym(3:4:N_sub_t/2); % x3
Sym_Antena3(2:8:N_sub_t)= -Sym(4:4:N_sub_t/2); % -x4
Sym_Antena3(3:8:N_sub_t)= Sym(1:4:N_sub_t/2); % x1
Sym_Antena3(4:8:N_sub_t)= Sym(2:4:N_sub_t/2); % x2
Sym_Antena3(5:8:N_sub_t)= conj(Sym(3:4:N_sub_t/2)); % x3*
Sym_Antena3(6:8:N_sub_t)= -conj(Sym(4:4:N_sub_t/2)); % -x4*
Sym_Antena3(7:8:N_sub_t)= conj(Sym(1:4:N_sub_t/2)); % x1*
Sym_Antena3(8:8:N_sub_t)= conj(Sym(2:4:N_sub_t/2)); % x2*

% Antena 4
Sym_Antena4(1:8:N_sub_t)= Sym(4:4:N_sub_t/2); % x4
Sym_Antena4(2:8:N_sub_t)= Sym(3:4:N_sub_t/2); % x3
Sym_Antena4(3:8:N_sub_t)= -(Sym(2:4:N_sub_t/2)); % -x2
Sym_Antena4(4:8:N_sub_t)= Sym(1:4:N_sub_t/2); % x1
Sym_Antena4(5:8:N_sub_t)= conj(Sym(4:4:N_sub_t/2)); % x4*
Sym_Antena4(6:8:N_sub_t)= conj(Sym(3:4:N_sub_t/2)); % x3*
Sym_Antena4(7:8:N_sub_t)= -conj(Sym(2:4:N_sub_t/2)); % -x2*
Sym_Antena4(8:8:N_sub_t)= conj(Sym(1:4:N_sub_t/2)); % x1*

% IFFT
ifft_1=ifft(Sym_Antena1,N_sub_t); % Paso al dominio del
ifft_2=ifft(Sym_Antena2,N_sub_t); % tiempo
ifft_3=ifft(Sym_Antena3,N_sub_t);
ifft_4=ifft(Sym_Antena4,N_sub_t);

% Inserción del Prefijo Cíclico (CP)
CP_1=ifft_1(N_sub_t-N_sub_t*GI+1:end); % CP toma los
CP_2=ifft_2(N_sub_t-N_sub_t*GI+1:end); % valores desde la
CP_3=ifft_3(N_sub_t-N_sub_t*GI+1:end); % posición 49
CP_4=ifft_4(N_sub_t-N_sub_t*GI+1:end); % hasta el final

Sym_CP1=[CP_1,ifft_1]; % Se añade el CP a las variables
Sym_CP2=[CP_2,ifft_2]; % ifft de cada antena
Sym_CP3=[CP_3,ifft_3];
Sym_CP4=[CP_4,ifft_4];

```

```

% Símbolos a transmitirse
Sym_Tx_1=reshape(Sym_CP1,N_sub_t+N_sub_t*GI,1);
Sym_Tx_2=reshape(Sym_CP2,N_sub_t+N_sub_t*GI,1);
Sym_Tx_3=reshape(Sym_CP3,N_sub_t+N_sub_t*GI,1);
Sym_Tx_4=reshape(Sym_CP4,N_sub_t+N_sub_t*GI,1);
% Se requiere nuevamente el reshape porque al aplicar
% SFBC, los datos se guardan en serie

% CANAL INALÁMBRICO

% Canal Rayleigh
CH.reset; %Se debe resetear CH para cada señal
[Rx_1(k,:),hx1]=CH(Sym_Tx_1); % Se añade el canal Rayleigh
% a Sym_Tx_1
% Rx_1 es la señal filtrada por el canal
% Rayleigh de la primera antena

CH.reset; % Reseteo para la señal de la antena 2
[Rx_2(k,:),hx2]=CH(Sym_Tx_2); % Se añade el canal Rayleigh
% a Sym_Tx_2
% Rx_2 es la señal filtrada por el canal
% Rayleigh de la segunda antena

CH.reset; % Reseteo para la señal de la antena 3
[Rx_3(k,:),hx3]=CH(Sym_Tx_3); % Se añade el canal Rayleigh
% a Sym_Tx_3
% Rx_3 es la señal filtrada por el canal
% Rayleigh de la tercera antena

CH.reset; % Reseteo para la señal de la antena 4
[Rx_4(k,:),hx4]=CH(Sym_Tx_4); % Se añade el canal Rayleigh
% a Sym_Tx_4
% Rx_4 es la señal filtrada por el canal
% Rayleigh de la cuarta antena

% Respuesta de los canales de las antenas 1, 2, 3 y 4
h1=zeros(1,N_sub_t);
h1(retardos+1)=hx1(1,:);
h2=zeros(1,N_sub_t);
h2(retardos+1)=hx2(1,:);
h3=zeros(1,N_sub_t);
h3(retardos+1)=hx3(1,:);
h4=zeros(1,N_sub_t);
h4(retardos+1)=hx4(1,:);

% Respuesta en frecuencia los canales
fft_h1=fft(h1,N_sub_t);
fft_h2=fft(h2,N_sub_t);
fft_h3=fft(h3,N_sub_t);
fft_h4=fft(h4,N_sub_t);

% Canal con AWGN

```

```
X_AWGN=awgn((Rx_1(k,:)+Rx_2(k,:)+Rx_3(k,:)+Rx_4(k,:)),SNR_dB(i),'measured');
```

```
% RECEPTOR SFBC-OFDM
```

```
% Extracción del Prefijo Cíclico (CP)
```

```
Rem_CP=X_AWGN(N_sub_t*GI+1:end);
```

```
% Toma los valores desde la posición 17 hasta el final
```

```
% FFT
```

```
fft_Sym_Rx=fft(Rem_CP,N_sub_t); % Paso al dominio de la
                                % frecuencia
```

```
% Decodificación SFBC
```

```
Matriz_X_tx=zeros(1,N_sub_t); % Matriz que contiene los
                                % símbolos x1, x2, x3 y x4
```

```
%  $Y=H.X \rightarrow X=(H^{-1}).Y$ 
```

```
% | y1 | |h1 h2 h3 h4 |
% | y2 | |h2 -h1 h4 -h3 |
% | y3 | |h3 -h4 -h1 h2 | |x1|
% Y=| y4 | ; H=|h4 h3 -h2 -h1 | ; X=|x2|
% | y5*| |h1* h2* h3* h4*| |x3|
% | y6*| |h2* -h1* h4* -h3*| |x4|
% | y7*| |h3* -h4* -h1* h2*|
% | y8*| |h4* h3* -h2* -h1*|
```

```
for j=1:8:N_sub_t
```

```
Matriz_H=[fft_h1(j) fft_h2(j) fft_h3(j) fft_h4(j);
fft_h2(j+1) -fft_h1(j+1) fft_h4(j+1) -fft_h3(j+1);
fft_h3(j+2) -fft_h4(j+2) -fft_h1(j+2) fft_h2(j+2);
fft_h4(j+3) fft_h3(j+3) -fft_h2(j+3) -fft_h1(j+3);
conj(fft_h1(j+4)) conj(fft_h2(j+4))
conj(fft_h3(j+4)) conj(fft_h4(j+4));
conj(fft_h2(j+5)) -conj(fft_h1(j+5))
conj(fft_h4(j+5)) -conj(fft_h3(j+5));
conj(fft_h3(j+6)) -conj(fft_h4(j+6))
-conj(fft_h1(j+6)) conj(fft_h2(j+6));
conj(fft_h4(j+7)) conj(fft_h3(j+7))
-conj(fft_h2(j+7)) -conj(fft_h1(j+7))];
```

```
Matriz_Y=[ fft_Sym_Rx(j); % y1
fft_Sym_Rx(j+1); % y2
fft_Sym_Rx(j+2); % y3
fft_Sym_Rx(j+3); % y4
conj(fft_Sym_Rx(j+4)); % y5*
conj(fft_Sym_Rx(j+5)); % y6*
conj(fft_Sym_Rx(j+6)); % y7*
conj(fft_Sym_Rx(j+7))]; % y8*
```

```
Matriz_X=pinv(Matriz_H)*Matriz_Y;
```

```

Matriz_X_tx(j:j+3)=[Matriz_X(1),Matriz_X(2),Matriz_X(3),Matriz_X(4
)];
% Toma los valores x1, x2, x3 y x4 hasta obtener las 64
% subportadoras
    end

    % Formación del símbolo OFDM con 32 subportadoras

Vector_X=[Matriz_X_tx(1:4),Matriz_X_tx(9:12),Matriz_X_tx(17:20),Ma
triz_X_tx(25:28),Matriz_X_tx(33:36),Matriz_X_tx(41:44),Matriz_X_tx
(49:52),Matriz_X_tx(57:60)];
% Únicamente se toma la información útil que son los cuatro
% primeros valores de cada grupo de subportadoras, teniendo como
% resultado un Vector_X de 32 subportadoras

    % Extracción de las subportadoras pilotos, Nulls
    datos_ef=zeros(N_sub_d/2,1); % Se inicializa con ceros
    datos_ef(1:6)=Vector_X(2:7); % Va tomando los valores de
    datos_ef(7:19)=Vector_X(9:21); % Vector_X para crear la
    datos_ef(20:24)=Vector_X(23:27); % variable datos_ef que
    % son los datos efectivos de transmisión

% Normalización inversa
if n==2
    datos_norm=datos_ef*norm(2); % QPSK
else
    if n==4
        datos_norm=datos_ef*norm(3); % 16QAM
    else
        datos_norm=datos_ef*norm(4); % 64QAM
    end
end

% Demodulación
datos_dem=qamdemod(datos_norm,M,'OutputType','bit');

% Conversión Paralelo-Serie

datos_Rx=reshape(datos_dem,1,N_sub_d*n/2); % Matriz 1x48
% para QPSK
% Estos datos son con los que se calculan los errores

% Cálculo de errores
num_error(k)=biterr(datos_Tx,datos_Rx);
% (k) para almacenar los errores de todas las iteraciones

end

% Cálculo del BER
BER_SFBC_4x1(:,i)=sum(num_error,2)./(iter*length(datos_Tx));
end

```

ORDEN DE EMPASTADO