



COLEGIO DE CIENCIA Y TECNOLOGÍA

LICENCIATURA EN INGENIERÍA EN SISTEMAS ELECTRÓNICOS Y DE  
TELECOMUNICACIONES

**“Simulación de un sistema de comunicaciones con multiplexación por división de  
frecuencias ortogonales (OFDM)”**

TRABAJO RECEPTACIONAL  
PARA OBTENER EL GRADO DE LICENCIADO EN  
INGENIERÍA EN SISTEMAS ELECTRÓNICOS Y DE TELECOMUNICACIONES

PRESENTA:

**José Luis Chávez Valerio**

Director del trabajo recepcional

**Dr. Aldo Gustavo Orozco Lugo**

Ciudad de México, mayo 2016.

## SISTEMA BIBLIOTECARIO DE INFORMACIÓN Y DOCUMENTACIÓN



## UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE LA CIUDAD DE MÉXICO COORDINACIÓN ACADÉMICA

### RESTRICCIONES DE USO PARA LAS TESIS DIGITALES

### DERECHOS RESERVADOS<sup>©</sup>

La presente obra y cada uno de sus elementos está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor; por la Ley de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México, así como lo dispuesto por el Estatuto General Orgánico de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México; del mismo modo por lo establecido en el Acuerdo por el cual se aprueba la Norma mediante la que se Modifican, Adicionan y Derogan Diversas Disposiciones del Estatuto Orgánico de la Universidad de la Ciudad de México, aprobado por el Consejo de Gobierno el 29 de enero de 2002, con el objeto de definir las atribuciones de las diferentes unidades que forman la estructura de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México como organismo público autónomo y lo establecido en el Reglamento de Titulación de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México.

Por lo que el uso de su contenido, así como cada una de las partes que lo integran y que están bajo la tutela de la Ley Federal de Derecho de Autor, obliga a quien haga uso de la presente obra a considerar que solo lo realizará si es para fines educativos, académicos, de investigación o informativos y se compromete a citar esta fuente, así como a su autor ó autores. Por lo tanto, queda prohibida su reproducción total o parcial y cualquier uso diferente a los ya mencionados, los cuales serán reclamados por el titular de los derechos y sancionados conforme a la legislación aplicable.

## **AGRADECIMIENTOS**

A mi director de tesis el Doc. Aldo Orozco Lugo por su tiempo y paciencia durante el desarrollo de esta tesis.

Al Doc. Mauricio Lara, y a los Maestros en Ciencias Valentín Nájera y Miguel Borja por su apoyo, sus consejos y recomendaciones.

A las nuevas amigas que hice en el CINVESTAV, Clementina Mata y la Maestra en Ciencias Laura del Mar.

A mis amigos de la universidad Jorge, Montserrat, Karla, Ana, Luis, por preocuparse por mí y por su apoyo.

A mi prima Susana Serrano por siempre apoyarme en las decisiones que tomé.

A mis padres José Luis y Olga que siempre me apoyaron y se preocuparon por que no me faltara nada para terminar mis estudios. Y mi hermana Kenia que aún por sus estudios tenía tiempo para preguntarme y escucharme cuando tenía problemas en la escuela.

## Contenido

<b>INTRODUCCIÓN</b> .....	<b>4</b>
Objetivos .....	5
Estructura de la Tesis.....	5
<b>CAPÍTULO 1. CONCEPTOS BÁSICOS OFDM.</b> .....	<b>7</b>
<b>INTRODUCCIÓN</b> .....	<b>7</b>
1.1 Historia de OFDM. ....	7
1.2 Sistemas de Única Portadora. ....	8
1.3 Sistema de Multi-portadora (MCM-Multi-Carrier Modulation).....	8
1.4 ¿Qué es OFDM?.....	10
1.4.1. Representación Matemática de una señal OFDM.....	12
1.4.2. Transmisor OFDM.....	14
1.4.3 Receptor OFDM.....	15
1.5 Ventajas y desventajas de OFDM.....	16
1.6. Problemática de la Interferencia Intersimbólica (ISI).....	17
1.7 Prefijo Cíclico.....	18
1.8 Relación Potencia Pico-Promedio de las Señales OFDM.....	21
1.9 OFDM en estándares de comunicación.....	23
<b>CAPÍTULO 2. CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA DE COMUNICACIÓN</b> .....	<b>33</b>
<b>INTRODUCCIÓN</b> .....	<b>33</b>
2.1. Transmisor OFDM.....	34
2.1.1. Estructura de los datos.....	34
2.1.2. Mapeo de constelación. ....	35
2.1.3. Modulación de Portadoras.....	37
2.1.4. Adición del Prefijo Cíclico. ....	38
2.1.5. Filtro Formador.....	40
2.1.6. Modulación.....	48
2.2 Canal AWGN.....	50
2.3. Receptor OFDM.....	53
2.3.1. Demodulación. ....	53
2.3.2. Filtro Formador (Match Filter).....	55
2.3.3. Remoción de Prefijo Cíclico y Demodulación de Sub-portadoras.....	56
2.3.4. Detección.....	56

3. Tasa de bit erróneo (BER- Bit Error Rate). .....	62
<b>CAPÍTULO 3. CONSIDERACIONES ADICIONALES Y CONCLUSIONES</b> .....	<b>68</b>
<b>CONCLUSIONES</b> .....	<b>75</b>
<b>TRABAJO FUTURO</b> .....	<b>77</b>
<b>REFERENCIAS</b> .....	78
<b>ANEXO</b> .....	84

## Índice de Figuras

Figura 1. Espectro de los diferentes canales para FDMA sin interferencia [5]. .....	9
Figura 2. Multiportadoras convencionales frente a subportadoras ortogonales [2]. .....	11
Figura 3. Representación Temporal y en frecuencia de la señal OFDM [2]. .....	11
Figura 4. Diagrama a bloques del transmisor para el estándar IEEE 802.11a [2]. .....	14
Figura 5. Diagrama a bloques del receptor para el estándar IEEE 802.11a [2]. .....	15
Figura 6. Fenómeno Multi-trayectoria. ....	17
Figura 7. Efecto de multitrayectoria sin señal en el tiempo de guarda, la sub portadora 2 está retrasada en tiempo y causa ICI[1][5]. .....	19
Figura 8. Tiempo de guarda con el Prefijo Cíclico [2][5]. .....	20
Figura 9. Adición del Prefijo Cíclico [5]. .....	20
Figura 10. Pico de potencia en un símbolo OFDM [7]. .....	22
Figura 11. Estructura de la trama del estándar IEEE 802.11a [2]. .....	34
Figura 12. Constelación de QPSK .....	36
Figura 13. Modulación de los símbolos QPSK. ....	38
Figura 14. A) Símbolo OFDM y B) símbolo OFDM con Prefijo Cíclico. ....	39
Figura 15. Impulso libre de ISI [21]. .....	42
Figura 16. Supresión de los lóbulos laterales de la función sinc y el efecto en el espectro [21]. ....	42
Figura 17. a) Filtro formador y b) su espectro para diferentes valores de $\alpha$ . ....	44
Figura 18. Filtro formador SRRC con roll-off de 0.25 truncado a 32 símbolos y 500 muestras por símbolo. ....	45
Figura 19. Transitorios del vector resultante. ....	46
Figura 20. A) Convolución de los símbolos OFDM y el filtro formador en el dominio del tiempo. B) Acercamiento de la misma. C) El filtro formador y en D) la convolución en el dominio de la frecuencia. ....	47
Figura 21. Modulación de la señal. ....	48
Figura 22. Acercamiento de la señal modulada en el dominio del tiempo. ....	48
Figura 23. A) Espectro de la señal Modulada y B) acercamiento de la componente positiva de la señal modulada. ....	49
Figura 24. Espectro del ruido blanco. ....	50
Figura 25. Señal modulada con ruido a diferentes SNR. ....	53

Figura 26. Señal recibida demodulada.....	54
Figura 27. Espectro de la señal a la salida del Filtro Formador en el receptor. ....	55
Figura 28. Símbolos en paralelo a la entrada del bloque FFT.....	56
Figura 29. Diagrama a bloques de un receptor con detección coherente. ....	57
Figura 30. Diagrama a bloques de un receptor OFDM con detección diferencial [1]. ....	57
Figura 31. A) Detección diferencial en el dominio del tiempo. B) Detección diferencial en el dominio de la frecuencia [1]. ....	58
Figura 32. Banco de funciones ortonormales [22].....	59
Figura 33. Demodulador M-PSK [25].....	60
Figura 34. Ejemplos de constelaciones de los símbolos recibidos para varios valores de energía de bit. A) $E_bN_0 = 1dB$ , B) $E_bN_0 = 3dB$ , C) $E_bN_0 = 6dB$ , D) $E_bN_0 = 8dB$ . ....	61
Figura 35. Fragmento de resultados de la simulación.....	65
Figura 36. Curva de la modulación QPSK teórica y la del sistema OFDM simulado. ....	66
Figura 37.a) Transmisión de una única portadora y B) transmisión de una señal OFDM bajo efectos de un canal selectivo en frecuencia. ....	69
Figura 38. Curvas de BER evaluadas cada 0.1dB de energía de bit. ....	70
Figura 39. A) Espectro de Sub portadoras libre de ICI. B) Sub portadoras con ICI. ....	72
Figura 40. Ejemplo de un modelo con respuesta al impulso variante en tiempo para un canal multitrayectoria.....	74

## Siglas y Acrónimos.

ADC	Convertidor Analógico-Digital (Analog - Digital Converter).
AGC	Control Automático de Ganancia (Automatic Gain Control).
AWGN	Ruido Aditivo Blanco Gaussiano (Additive White Gaussian Noise).
BER	Tasa de Bit Erróneo (Bit Error Rate).
BPSK	Modulación por Corrimiento de Fase Binaria (Binary Phase Shift Keying)
CCK	Modulación por Código Complementario (Complementary Code Keying)
CFO	Corrimiento de Frecuencia de Portadora (Carrier Frequency Offset).
CIR	Respuesta del Canal al Impulso (Channel Impulse Response)
CP	Prefijo Cíclico (Cyclic Prefix).
DAB	Difusión de Audio Digital (Digital Audio Broadcasting)
DFT	Transformada Discreta de Fourier (Discrete Fourier Transform).
DSSS	Espectro ensanchado de secuencia Directa (Direct Sequence Spread Spectrum).
DSL	Línea Digital de Suscriptor (Digital Subscriber Line).
DVB	Difusión de Video Digital (Digital Video Broadcasting).
ERP	Capas Físicas de tasa Extendida (Extended Rate Physicals)
ETSI	Instituto Europeo de Normas de Telecomunicaciones (European Telecommunications Standard Institute).
FDM	Multiplexaje por División de Frecuencia (Frequency Division Multiplexing).
FFT	Transformada Rápida de Fourier (Fast Fourier Transform).
HDTV	Televisión de Alta Definición (High Definition Television)

ICI	Interferencia Interportadora (Intercarrier Interference).
IDFT	Transformada Discreta de Fourier Inversa (Inverse Discrete Fourier Transform).
IEEE	Instituto de Ingenieros en Electricidad y electrónica (Institute of Electrical and Electronics Engineers).
IFFT	Transformada Rápida de Fourier Inversa (Inverse Fast Fourier Transform).
IMT	Telecomunicaciones Moviles Internacionales (International Movil Communications).
ISI	Interferencia Intersimbólica (Intersymbol Interference).
LTE	Evolucion a largo Plazo (Long Term Evolution).
LTS	Símbolos Largos de Entrenamiento (Long Training Symbols)
LS	Mínimos Cuadrados (Least Squares).
LMMSE	Mínimo Error Cuadrático Medio Lineal (Linear Minimum Mean Square Error)
MCM	Modulación Multiportadora (Multi-Carrier Modulation).
COFDM	Multiplexaje Ortogonal por Division de Frecuencias Codificado (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing).
OFDM	Multiplexaje Ortogonal por Division de Frecuencia (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
PAPR	Relación Potencia pico a Potencia Promedio (Peak to Average Power Ratio).
QPSK	Modulación por Corrimiento de Fase en Cuadratura (Quadrature Phase Shift Keying).
SNR	Relación Señal a Ruido (Signal to Noise Ratio).
SQNR	Relación Señal a Ruido de Cuantización (Signal to Quantization Noise Ratio).
SRRC	Filtro Raiz Cuadrada de Coseno Alzado (Square Root Rised Cosine)
STS	Símbolos Cortos de Entrenamiento (Short Training Symbols).
VGA	Amplificador de Ganancia Variable (Variable Gain Amplifier).

WiBRO	Banda Ancha Mundial (Worldwide Broadband
WiFi	Fidelidad Inalámbrica (Wireless Fidelity)
WiMAX	Interoperabilidad Mundial para el Acceso por Microondas (Worldwide Interoperability for Microwave Access).
WLAN	Red Inalámbrica de Área Local (Wireless Local Area Network).

## INTRODUCCIÓN

Actualmente el gran crecimiento de datos, voz y video en internet, y el enorme impacto que las comunicaciones inalámbricas han tenido (la telefonía móvil por mencionar algún ejemplo), ha generado la necesidad de transmitir datos a velocidades mayores mediante el desarrollo de técnicas nuevas de procesamiento digital de señales.

Una de las técnicas que actualmente se utilizan para transmitir a altas velocidades en comunicaciones inalámbricas es la llamada Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales (*OFDM-Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Esta técnica es un caso especial de la Modulación Multiportadora (*MCM-Multi-Carrier Modulation*) y ha sido desarrollada durante décadas en las que se le fueron implementando procesos como la transformada de Fourier Rápida (FFT), un prefijo cíclico (CP) etc. Esta técnica usa de manera más eficiente el ancho de banda disponible al enviar la información de forma paralela en portadoras con distintas frecuencias (ortogonales entre ellas). Además OFDM se ha convertido en una tecnología popular debido a que presenta ventajas frente a sistemas de única portadora, ya que simplifica significativamente los efectos del canal de comunicaciones sobre la señal que se transmite, por ejemplo, los retardos por multitrayectorias que son enfrentados mediante un Prefijo Cíclico.

Algunos de los sistemas que utilizan la técnica OFDM son: Asynchronous digital subscriber line (ADSL), Televisión Digital Europea basada en Difusión de Video Digital Terrestre (*DVB-T-Digital Video Broadcast- Terrestrial*), WiFi, la cuarta generación de telefonía celular 4G LTE, entre otros estándares de redes de comunicación inalámbricas de alta velocidad en la región de los 5 GHz.

Por las ventajas que presenta OFDM y la utilización de esta técnica en estándares actuales de sistemas de comunicaciones inalámbricas, esta tesis tiene como propósito simular y analizar un transmisor y un receptor OFDM, con un canal de comunicaciones afectado por Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (*AWGN-Additive White Gaussian Noise*), utilizando como parámetros de diseño lo establecido en el estándar IEEE 802.11a.

## **Objetivos**

### **Objetivo General.**

Analizar la técnica de Multiplexación Por División de Frecuencias Ortogonales (OFDM-*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), así como conocer su aplicación en algunos sistemas de telecomunicaciones.

### **Objetivos Específicos.**

1. Explicar la técnica de modulación OFDM.
2. Comprender las ventajas y desventajas de esta técnica de modulación.
3. Distinguir en los diferentes estándares de comunicación, particularmente el 802.11a el uso de OFDM.

### **Estructura de la Tesis.**

La tesis está compuesta de 3 capítulos con sus respectivas referencias al final de cada uno de ellos. Los capítulos se encuentran organizados de la siguiente manera para lograr los objetivos antes planteados. En el capítulo 1 se estudian los principios de la técnica de modulación OFDM, la historia de la técnica, el tipo de sistema al que pertenece (multiportadora), su representación matemática, el diagrama a bloque de un transmisor y receptor OFDM, el uso de la transformada rápida de Fourier en la construcción de un sistema OFDM, ventajas y desventajas y el uso de esta técnica en estándares de comunicaciones.

En el capítulo 2 se aborda la construcción del sistema OFDM. Se explicará la conformación de las tramas de información, el mapeo de la información, la modulación de los símbolos con la Transformada rápida de Fourier (IFFT-*Fast Fourier Transform*), el diseño del filtro formador, la modulación de la señal banda base y el proceso inverso en el receptor, es decir, la demodulación de la señal pasa banda, implementación del filtro formador (*Match Filter*), demodulación de la sub portadoras con la transformada rápida de Fourier (FFT-*Fast Fourier Transform*), demodulación de la información y curva de tasa de bit erróneo para la modulación digital implementada. Por último el capítulo 3 estará compuesto de consideraciones adicionales y conclusiones.

# CAPÍTULO 1.

## **CAPÍTULO 1. CONCEPTOS BÁSICOS OFDM.**

### **INTRODUCCIÓN.**

El presente capítulo tiene como principal objetivo presentar los orígenes y estudiar los conceptos básicos de la técnica de modulación OFDM. Se mencionarán las ventajas y desventajas que presenta ésta frente a otras técnicas de modulación y además se darán a conocer algunos estándares actuales que utilizan OFDM como método de comunicación.

#### **1.1 Historia de OFDM.**

La historia de OFDM data de mediados de los años 60, cuando Chang publicó su artículo sobre la síntesis de señales limitadas en banda para transmisiones multicanal. Chang presentó una serie de principios para la transmisión simultánea de mensajes a través de un canal lineal limitado en banda, evitando los perjudiciales efectos derivados de la Interferencia entre Símbolos (*ISI-Inter-Symbol Interference*) y entre portadoras (*ICI-Inter-Carrier Interference*). Poco después de que Chang publicara sus estudios, Saltzberg realizó un análisis del comportamiento de estos sistemas, concluyendo que: “La estrategia de diseño de un sistema eficiente debe centrarse más en reducir la diafonía entre canales adyacentes que en el perfeccionamiento individual de los mismos, dado que la distorsión por diafonía tiende a ser dominante” [3].

Una mayor contribución a OFDM fue la realizada en 1971 por Weinstein y Ebert, quienes usaron la Transformada Discreta de Fourier (*DFT-Discrete Fourier Transform*) para desarrollar la modulación y demodulación en banda base. Este trabajo no se orientó hacia el “perfeccionamiento individual” de los canales sino hacia un procesamiento eficiente, eliminando los bancos de osciladores correspondientes a las distintas subportadoras. [3]

Para combatir la ISI e ICI Weinstein y Ebert usaron tanto un espacio de guarda entre símbolos, como un ventaneado por coseno alzado en el dominio temporal. Su sistema no consiguió alcanzar una perfecta ortogonalidad entre subcanales pero es todavía hoy la mayor contribución aportada a OFDM.

Otro importante adelanto fue llevado a cabo por Peled y Ruiz en 1980, quienes introdujeron el uso del prefijo cíclico (*CP-Cyclic Prefix*) o extensión cíclica, resolviendo el problema de la ortogonalidad. En lugar de usar un espacio de guarda vacío, lo rellenaron con una extensión cíclica del símbolo OFDM [3].

Actualmente se utiliza OFDM en el estándar europeo de la DAB (*Digital Audio Broadcasting*) así como en varios sistemas propuestos para Norteamérica [2].

Durante los últimos años, la aceptación del OFDM como tecnología de base para el 802.16a que es un estándar de IEEE para redes de área metropolitana inalámbrica que puede proveer extensión inalámbrica para acceso de última milla de banda ancha en instalaciones de cable y DSL. El mismo cubre el intervalo de frecuencias de 2 a 11 GHz y alcanza hasta 50 kilómetros lineales, brindando conectividad de banda ancha inalámbrica sin necesidad de que exista una línea de vista a la estación de base [3].

### **1.2 Sistemas de Única Portadora.**

Una transmisión de portadora única significa que el sistema utiliza solamente una portadora de radio frecuencia para transmitir la información por el medio.

En estos sistemas de comunicación de portadora única de banda ancha, las tasas de transmisión requeridas son altas, por lo que el tiempo de símbolo es extremadamente pequeño, lo cual implica que este tipo de sistemas se enfrenta con problemas de Interferencia Inter-simbólica (ISI). La manera con la que se puede combatir este problema es utilizando estimadores e igualadores de canal que revierten dicha distorsión, sin embargo, la complejidad de construir estos algoritmos se incrementa en función de la tasa de transmisión que se esté utilizando [5].

### **1.3 Sistema de Multi-portadora (MCM-Multi-Carrier Modulation).**

Para combatir este problema de la Interferencia Inter-simbólica se aumenta el tiempo de símbolo de tal manera que el tiempo de símbolo sea mayor que el retardo máximo. Lo anterior combinado con Multiplexaje por División de Frecuencias (*FDM-Frequency Division Multiplexing*)(figura 1),

logra transmitir altas tasas de información con periodos prolongados de símbolos de manera simultánea dividiendo el ancho de banda en sub-canales más angostos [5].

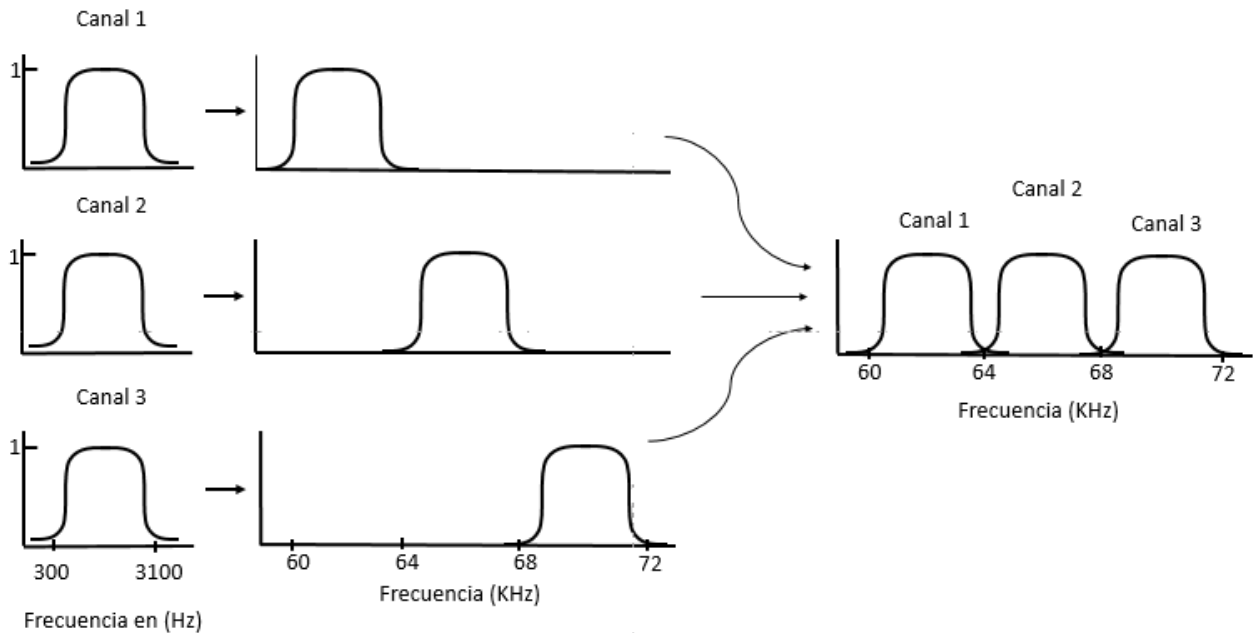


Figura 1. Espectro de los diferentes canales para FDMA sin interferencia [5].

El precio que se paga al tener dividido el ancho de banda es que cada subcanal tiene lóbulos laterales, producto de la convolución en el espectro de la señal enviada con el espectro de la ventana utilizada (coseno alzado). Estos lóbulos laterales provocan interferencia a los subcanales adyacentes por lo cual es necesario establecer cierto ancho de banda de guarda de separación entre cada uno en Sistemas de Multi-portadora [5].

La idea de la transmisión con multiportadora es evitar esta limitante de ISI, al dividir la trama de datos en N subtramas de una tasa de símbolo menor y transmitir las usando subportadoras adyacentes. Esto se puede ver como una transmisión paralela en el dominio de la frecuencia lo cual no afecta el ancho de banda requerido.

Por lo anterior los sistemas de multi-portadora presentan ventajas respecto a los de única portadora. Por ejemplo además de ser más robustos contra ISI, son efectivos contra canales selectivos en frecuencia y son robustos contra interferencia de banda angosta, ya que dichas interferencias solo afectan cierto porcentaje de las subportadoras, y la tasa de error es pequeña.

Además es una manera eficiente de tratar con el problema de multitrayectorias, ya que para un retardo de dispersión determinado, la complejidad de implementación sería significativamente menor que para un sistema de portadora única con igualación lineal [2].

Por otro lado los sistemas de multi-portadora presentan también algunas desventajas respecto a los sistemas de única portadora. En primer lugar está la relación potencia pico-promedio (PAPR- *Peak to Average Power Ratio*) alta, principalmente cuando se tiene un número muy grande de subportadoras. También la señal de multi-portadora es más sensible ante corrimientos de frecuencia y al ruido de fase [2].

#### **1.4 ¿Qué es OFDM?**

OFDM es un caso de sistema MCM donde la información es enviada por subportadoras ortogonales entre ellas, es decir, la información se divide en flujos de datos paralelos cada uno en una subportadora sin interferirse, y cada subportadora se modula con un esquema de modulación convencional (QAM o PSK) a una tasa de símbolo baja. Así cada subcanal experimenta un desvanecimiento plano que hace la igualación más sencilla que en otros tipos de modulación [6].

Si observamos los sistemas con multiplexaje por división de frecuencias, las subportadoras o subcanales se encontraban separadas por bandas de guarda para evitar la interferencia interportadora (ICI-*Intercarrier Interference*), (figura 2a). La desventaja de este sistema es que no se aprovechaba al 100% el ancho de banda y por tanto se tiene una menor tasa de transmisión. Por otro lado, La alta eficiencia espectral que presenta OFDM la consigue con la eliminación de esas bandas de guarda y con la ya mencionada característica de ortogonalidad lo que hace posible que subportadoras se puedan solapar solo entre subportadoras vecinas y sin ningún tipo de interferencia como se muestra en la figura 2b).

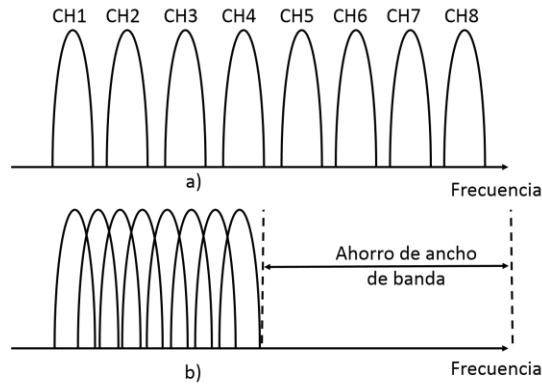


Figura 2. **Multiportadoras convencionales frente a subportadoras ortogonales [2].**

El tipo de funciones que se utiliza para la transición en paralelo de datos son las que no están limitadas en banda pero que mantienen la ortogonalidad entre ellas (la función sinc o coseno alzado). Esto lo hace más fácil en el receptor OFDM ya que con técnicas de procesamiento digital de señales se pueden identificar y separar [2].

En la figura 3 se muestran 4 subpotadoras en el dominio del tiempo así como en el dominio de la frecuencia.

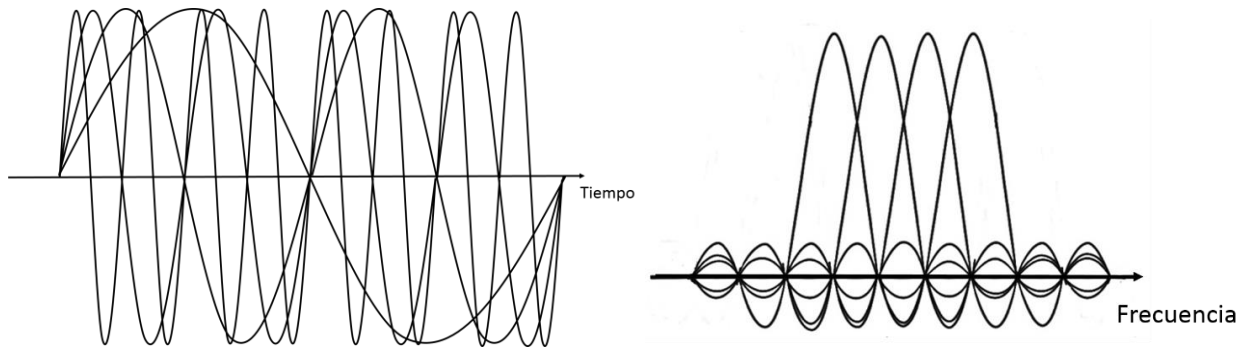


Figura 3. **Representacion Temporal y en frecuencia de la señal OFDM [2].**

Viendo una señal OFDM en el tiempo se aprecia que en el periodo de la portadora más baja caben varios periodos de las otras portadoras, alineadas todas en fase, mientras que en la representación espectral el máximo de cada portadora coincide con un nulo de las demás.

Como se verá más adelante una señal OFDM es la transformada inversa de Fourier de los coeficientes mapeados en las portadoras, y en consecuencia, los coeficientes son la transformada directa de la señal OFDM. Es por esto, por lo que en los procesos de modulación y demodulación, se aprovecha esta peculiaridad característica de OFDM, y se llevan a cabo en tiempo discreto mediante los algoritmos IFFT y la FFT respectivamente. Sólo se requiere de una cadena de transmisión para modular y demodular todas las portadoras. Además, se consigue de esta manera una solución computacionalmente más eficiente de implementación.

#### 1.4.1. Representación Matemática de una señal OFDM

Una señal OFDM en notación banda base compleja consiste en una suma de subportadoras que son moduladas mediante PSK (*Phase Shift Keying*) o QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) se expresa de la siguiente manera [1][2]:

$$s(t) = \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} \left( d_{i+\frac{N_s}{2}} \exp \left( j2\pi \frac{i}{T} (t - t_s) \right) \right) \quad t_s \leq t \leq t_s + T$$

$$s(t) = 0, \quad t < t_s \quad \wedge \quad t > t_s + T$$

2.1

Donde  $N_s$ , es el número de subportadoras,  $T$  es la duración de símbolo,  $d$  son los símbolos QAM y  $t_s$  es el tiempo donde comienza el símbolo [1].

Si retomamos la representación temporal de 4 subportadoras de la Figura 3, podemos observar que todas las subportadoras tienen la misma fase y amplitud, pero en la práctica por lo general cada subportadora del símbolo OFDM se modula con uno de los símbolos complejos, resultantes de mapear los bits que se desean transmitir en la constelación utilizada. Nótese que cada subportadora tiene exactamente un número entero de ciclos en ese periodo de tiempo, y una diferencia de número de ciclos entre subportadoras adyacentes igual a uno. Esta propiedad representa la ortogonalidad entre las subportadoras.

Esta propiedad se puede comprobar demodulando cualquier subportadora con una frecuencia  $\frac{k}{T}$  e integrando la señal en un periodo  $T$  [1].

$$\int_{t_s}^T \exp\left(-j2\pi \frac{k}{T}(t - t_s)\right) \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} \left( d_{i+\frac{N_s}{2}} \exp\left(j2\pi \frac{i}{T}(t - t_s)\right) dt \right)$$

2.2

$$= \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} \left( d_{i+\frac{N_s}{2}} \int_{t_s}^T \exp\left(j2\pi \frac{i-k}{T}(t - t_s)\right) dt \right) = d_{i+\frac{N_s}{2}} T$$

Como se puede ver en (2.2), para la subportadora deseada  $k$  (es decir, cuando  $k = i$ ), la integración resulta en el valor complejo que modula dicha subportadora  $d_{i+\frac{N_s}{2}}$ , multiplicado por un valor constante  $T$ , el cual es el símbolo QAM que modula a dicha subportadora. Mientras que para las demás subportadoras el valor de la integral es cero, debido a que la diferencia de frecuencias  $(i - k)/T$  produce un número de ciclos entero dentro del intervalo de integración  $T$ , tal que el resultado de la integración es siempre cero [1].

Si observamos la representación compleja banda base de la señal OFDM como se definió en (2.1), no es más que la transformada inversa de Fourier de  $N_s$  símbolos QAM. La equivalencia en tiempo discreto es la transformada inversa discreta de Fourier (IDFT), la cual se define como [1][2]:

$$s(n) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \exp\left(j2\pi \frac{in}{N}\right)$$

2.3

Donde el tiempo  $t$  es remplazado por un número de muestreo  $n$  donde las muestras tienen un periodo múltiplo del tiempo de símbolo. En la práctica para implementar de manera más eficiente esta transformada se utiliza la transformada inversa rápida de Fourier (IFFT) [4]. Esto es debido a que la IFFT reduce drásticamente la cantidad de operaciones a realizar dependiendo de la longitud de la señal. Por ejemplo para una transformada de 16 puntos la diferencia es de 256 operaciones para la IDFT contra 32 para la IFFT [1].

### 1.4.2. Transmisor OFDM

La base que se tomó para simular el sistema OFDM fue el estándar IEEE 802.11a, de modo que es necesario conocer la estructura del transmisor y del receptor que utiliza. En la figura 4, se muestra un diagrama a bloques de un transmisor OFDM basado en el estándar de comunicaciones para redes inalámbricas de área local (WLAN, IEEE 802.11a).

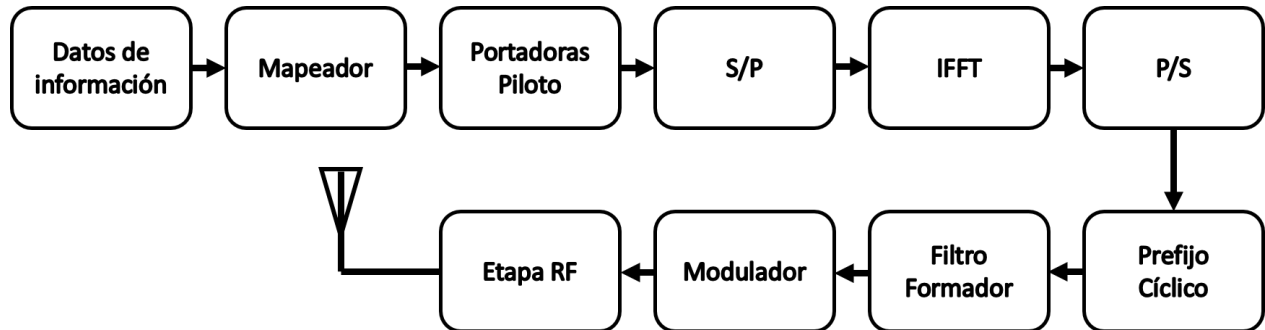


Figura 4. Diagrama a bloques del transmisor para el estándar IEEE 802.11a [2].

Como primer bloque del transmisor encontramos los datos de información, seguido por el bloque del mapeador de bits. Este bloque mapeará a la constelación que se deseé, por ejemplo BPSK, QPSK, 8-QAM, 16-QAM ó 64-QAM. Es importante mencionar que antes del mapeo, los bits pueden ser revueltos y codificados para tener una mejor tasa de bit erróneo (BER-*Bit Error Rate*) del sistema. Después se insertan portadoras piloto que ayudarán al receptor a corregir los efectos que produjo el canal de comunicaciones a la señal recibida.

Con los datos preparados, estos son divididos en grupos de símbolos igual al orden de IFFT que se tenga. Por ejemplo, para el caso del IEEE 802.11a, es de 64, de modo que el tamaño que tendrá el grupo de información es de 64 símbolos y se le realizará la transformada inversa de Fourier con el bloque IFFT de forma paralela. Al grupo de información se le agrega un bloque más pequeño de información llamado Prefijo Cíclico. Este bloque de información tiene una longitud igual a la cuarta parte del que se le realizó a la IFFT, y tiene como tarea luchar contra los retardos de multi-trayectoria. Este bloque de información será estudiado con más detalle en el apartado 2.7.

A la salida del bloque IFFT, la información es nuevamente sacada de forma serial para así entrar al bloque del filtro formador Raíz de Coseno Alzado (SRRC-*Square Root Rised Cosine*). Por último, modular la señal con una portadora y pasar a la etapa de RF para su transmisión.

### 1.4.3 Receptor OFDM

Realizaremos ahora una descripción breve de la estructura de un receptor OFDM del estándar IEEE 802.11a.

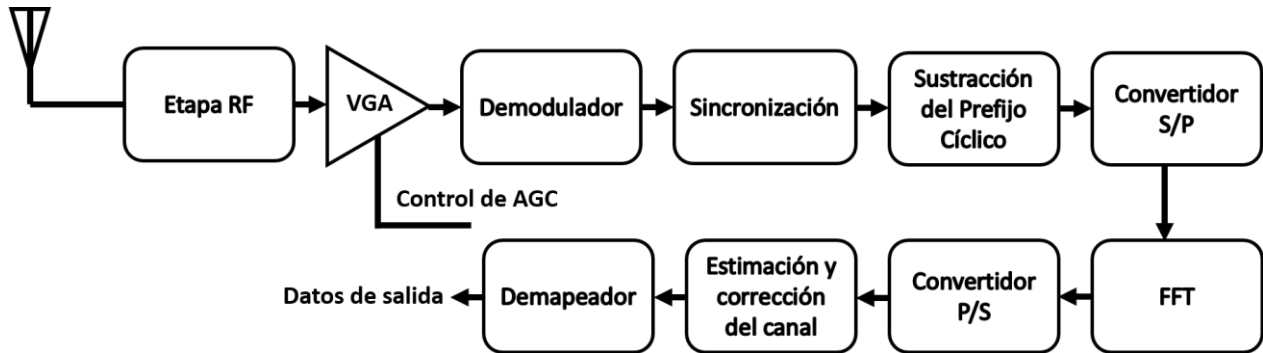


Figura 5. Diagrama a bloques del receptor para el estándar IEEE 802.11a [2].

La señal que llega al receptor pasa primero por la etapa RF (figura 5), donde después es amplificada por un amplificador de ganancia variable (VGA, *Variable Gain Amplifier*), controlada por un control automático de ganancia (AGC, *Automatic Gain Control*). Lo anterior con el propósito de contrarrestar los efectos de atenuación del canal en la potencia de la señal recibida.

Ahora con la señal amplificada, es necesario llevarla a banda base con el bloque Demodulador. Por los efectos del canal la señal presenta corrimiento de frecuencia de portadora (CFO-*Carrier Frequency Offset*), el receptor utiliza el bloque de sincronización para lidiar con este efecto. A parte de corregir este efecto detectar el inicio de los símbolos.

Con la detección de los símbolos, se retira el Prefijo Cíclico del bloque de información y se convierte la información de serie a paralelo para poder realizar la FFT del mismo tamaño que la IFFT del transmisor. A la salida del bloque FFT tenemos un convertidor de paralelo a serie seguido de la estimación del canal de comunicaciones, donde se tienen algoritmos que trabajan en el dominio del tiempo o la frecuencia (la estimación del canal será comentado con más detalle en el capítulo 3). Por ultimo tenemos al bloque del Demapeador o Detección, el cual recupera los bits transmitidos.

### 1.5 Ventajas y desventajas de OFDM

Se va a desarrollar una visión general de las ventajas y desventajas de este método de modulación.

Ventajas:

- 1) **Elevada eficiencia espectral:** como utiliza múltiples portadoras que pueden estar ubicadas en un ancho de banda muy reducido, conseguimos transmitir elevadas tasas de información por segundo y por ancho de banda [2].
- 2) **Implementación sencilla:** al usar la FFT y la IFFT se reduce la complejidad del transmisor y el receptor.
- 3) **Igualación simplificada:** debido a la banda extremadamente estrecha de cada portadora, los símbolos de datos transmitidos experimentan desvanecimiento plano, por eso la igualación y la estimación de canal son más sencillas [6].
- 4) **Resistencia ante interferencia multitrayectoria:** si un determinado intervalo de frecuencias sufre interferencias severas, dicho intervalo puede ser deshabilitado para la transmisión.
- 5) **Posibilidad de variar las velocidades:** superior e inferior, según el empleo de más o menos portadoras en función del propósito de la comunicación [2].
- 6) **Menor sensibilidad a la sincronización temporal:** gracias a los prefijos cíclicos, la sensibilidad de OFDM a los errores de sincronización en el tiempo es reducida respecto a las modulaciones monoportadoras [3].
- 7) **Resistencia a ISI y a ICI:** al dividir un flujo de alta velocidad en flujos de tasa más baja, el tiempo de símbolo se hace más largo y resistente a la dispersión del retardo. Al introducir además, el prefijo cíclico, se evita el ISI (actúa como espacio de guarda) e ICI (mantiene la ortogonalidad de las subportadoras) [1].

Desventajas:

1) **Sensibilidad al offset en frecuencia:** Son altamente sensibles al offset en frecuencia y a los ruidos de fase [2].

2) El prefijo cíclico supone un costo en energía que acaba representando una **menor eficiencia en energía**.

3) **Alta relación Potencia Pico a Promedio (PAPR-*Peak Average Power Ratio*)**. Es decir, una gran diferencia entre la potencia máxima y la potencia media de la señal modulada, lo que dificulta la elección de un punto de trabajo del amplificador de potencia, condicionando aún más el problema de las no linealidades [2].

### 1.6. Problemática de la Interferencia Intersimbólica (ISI)

En los sistemas inalámbricos existen varios ambientes de propagación en los que la señal se ve afectada de diferentes formas. Por ejemplo para un ambiente urbano donde hay casas, edificios, autos, etc. La señal al propagarse presenta efectos como la reflexión, refracción y la difracción. Por tal motivo al receptor llegan diferentes versiones de la señal enviadas por el transmisor que arriban desde diferentes direcciones a la antena en diferentes tiempos de retardo (a estos retardos se les conoce como retardos de dispersión ó *Delay Spread*) según la longitud de la trayectoria que recorrieron. Este fenómeno es llamado Multitrayectoria (figura 6).

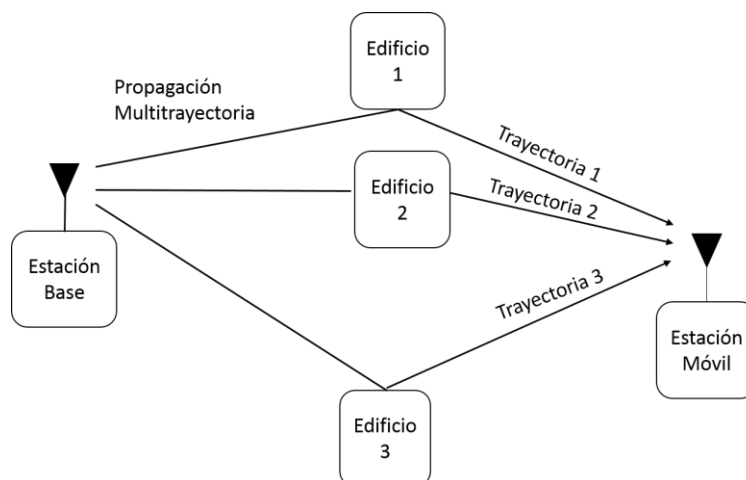


Figura 6. Fenómeno Multi-trayectoria.

Como lo muestra en la figura 6, vemos que el usuario móvil recibe a través de 3 trayectorias réplicas retrasadas y atenuadas de la señal transmitida, provocando así que las fases también cambien y se obtenga una suma constructiva o destructiva de las señales.

Un efecto que se genera al tener los retardos de multitrayectoria mayores al tiempo de símbolo es el llamado ISI (Intersymbol Interference)[5]. Este fenómeno conforme la tasa de transmisión sea más grande y el tiempo de símbolo sea más pequeño, trae como consecuencia un alcance mayor de la ISI. Un ejemplo de sistemas susceptibles a este tipo de interferencia son los de única portadora por su periodo de símbolo muy pequeño debido a sus grandes tasas de transmisión. Para combatir este problema, se utilizan estimadores e igualadores de canal que revierten dicha distorsión, sin embargo, la complejidad computacional de estos algoritmos para sistemas de portadora única se incrementa de manera exponencial conforme se incrementan las tasas de transmisión [5].

Por lo anterior podemos decir que lo más conveniente es tener tiempos de símbolo prolongado pero de tal forma que la tasa de transmisión no se vea afectada. Es aquí donde OFDM encaja muy bien por la división de información que hace trasmitiéndola en paralelo, permitiendo de este modo un periodo de símbolos más grande.

El comportamiento de las trayectorias que llegan al receptor se caracteriza estadísticamente. Esto es, se realizan mediciones en las cuales se obtiene información estadística acerca del comportamiento del canal. Esta información se consigue mediante el perfil de potencia de retardo, que muestra trayectorias con su potencia promedio y tiempo de retardo. Los parámetros que cuantifican lo dispersivo que es un canal de multitrayectorias son el Retardo de Exceso Medio (*Mean Excess Delay*) y el Dispersión por retardo RMS (*RMS Delay spread*) [8].

### **1.7 Prefijo Cíclico**

El Prefijo Cíclico es otra de las razones por la cual OFDM es mejor frente a retardos de dispersión por multitrayectoria.

Un tiempo de guarda es introducido a cada símbolo OFDM para eliminar casi completamente la interferencia inter simbólica. Este tiempo de guarda es seleccionado más largo que el retardo de dispersión máximo esperado y así componentes multitrayectoria de un símbolo no interfieran

con el siguiente símbolo. La condición que se debe cumplir para tener una transmisión libre de ISI es la siguiente:

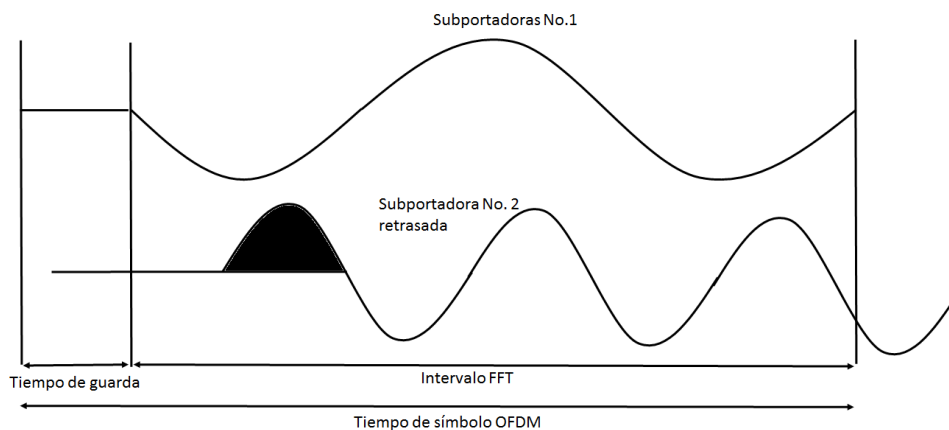
$$\tau_s \ll T_g$$

2.4

Donde  $\tau_s$  es la Dispersión por retardos y  $T_g$  el tiempo de guarda al principio del símbolo.

En este tiempo de guarda es añadido el Prefijo Cíclico (se extiende cíclicamente el símbolo OFDM), con el propósito de no presentar problemas de ICI, y la pérdida de la ortogonalidad entre las subportadoras. Consideremos el siguiente ejemplo:

En la figura 7. Muestra el periodo de tiempo de guarda junto al periodo FFT y en conjunto el tiempo de símbolo OFDM.



**Figura 7. Efecto de multitrayectoria sin señal en el tiempo de guarda, la sub portadora 2 está retrasada en tiempo y causa ICI[1][5].**

Observamos 2 cosas en la figura 7. Primero, la segunda sub portadora está retrasada respecto la primera, esto debido al canal de comunicaciones, y un tiempo de guarda donde no existe ningún tipo de señal. Cuando el receptor demodule la primera encontrará interferencia por la segunda, porque dentro del intervalo FFT ya no existe un número entero de ciclos diferentes entre las sub portadoras, debido a esto se rompe la ortogonalidad de las sub portadoras y existirán errores en los datos después de realizar la FFT. Si ahora se agrega el prefijo cíclico como se muestra en la figura 8, aseguraremos que las réplicas retrasadas del símbolo OFDM siempre tendrán un número

entero de ciclos dentro del intervalo FFT, mientras se mantenga más pequeño dicho retardo que el tiempo de guarda se tendrá como resultado la ausencia de ICI e ISI [1][5].

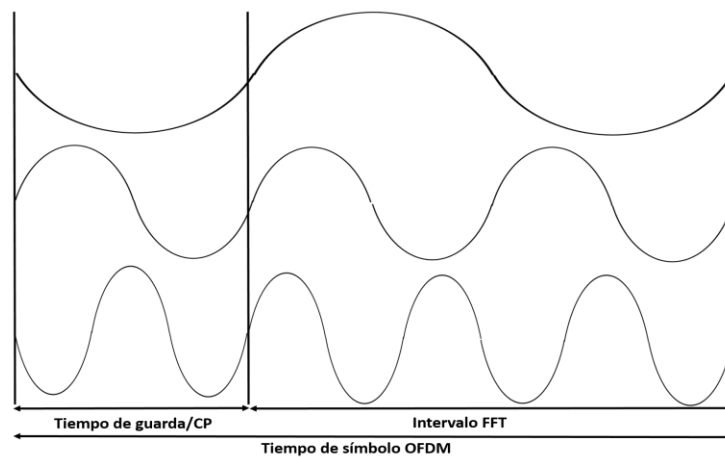


Figura 8. **Tiempo de guarda con el Prefijo Cíclico [2][5].**

Una forma de construir el Prefijo Cíclico es tomar una copia de la última parte del símbolo (de longitud  $T_{cp}$ ) y colocarla al principio del símbolo como en la figura 9.

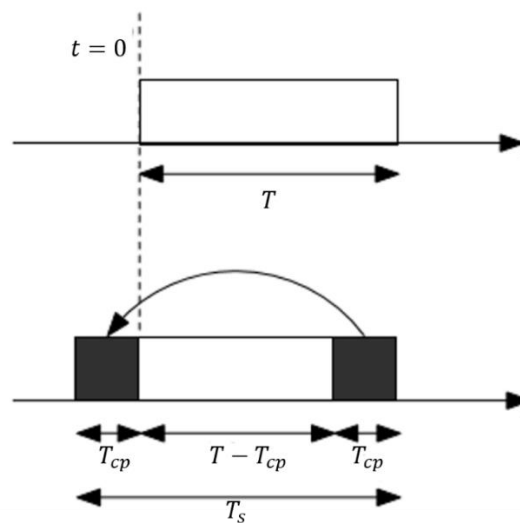


Figura 9. **Adición del Prefijo Cíclico [5].**

En la práctica el CP es adherido en tiempo discreto a la salida de la IFFT en el transmisor, en otras palabras, la inserción del CP implica que las  $N$  últimas muestras del símbolo OFDM son copiadas y adheridas al principio del símbolo.

El único inconveniente que tiene el CP es que solo una fracción de la potencia de la señal recibida es utilizada por el demodulador, implicando una pérdida de potencia en la demodulación. También la inserción del CP implica una pérdida en términos de ancho de banda, ya que la tasa de los símbolos OFDM es reducida.

Una forma de contrarrestar la pérdida de ancho de banda es mediante la reducción del espacio entre subportadoras, lo que corresponde a un incremento en la duración en tiempo del símbolo OFDM. Sin embargo esto ocasionara que sea mayor la sensibilidad de la señal a variaciones rápidas del canal, (dispersión Doppler - *Doppler Spread*).

En el capítulo 2, donde se desarrolla la construcción del transmisor OFDM con base al estándar IEEE 802.11a, la longitud del prefijo cíclico es una cuarta parte del tiempo del símbolo OFDM

### **1.8 Relación Potencia Pico-Promedio de las Señales OFDM.**

Uno de los principales problemas que presenta OFDM es la relación entre la potencia pico instantánea y la potencia promedio de la señal (*PAPR- Peak to Average Power Ratio*) de las subportadoras [7].

La señal que se obtiene a la salida de un transmisor OFDM llega a tener picos de potencia mayores que la potencia media (figura 10). Esto es debido a la posibilidad de que todas las subportadoras se puedan sumar en fase en un momento dado, consiguiendo una contribución de potencia muy importante. Mientras el número de subportadoras sea mayor la PAPR crecerá [7]. El PAPR se define de la siguiente manera:

$$PAPR[dB] = 10\log\left(\frac{\max(|s(t)|)}{\text{mean}(|s(t)|)}\right)$$

2.5

Donde el dividendo es la potencia pico o máxima debido a las contribuciones de las señales sumadas con la misma fase. Y el divisor es la potencia promedio de la señal  $s(t)$ .

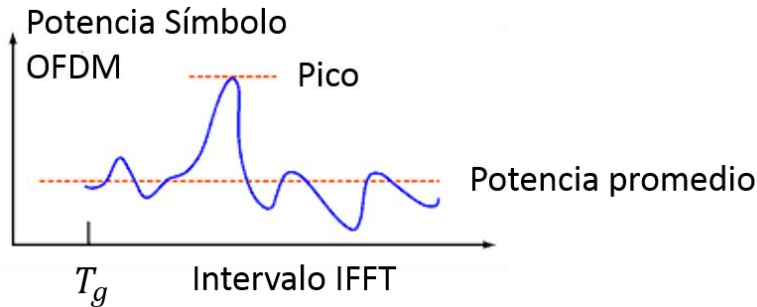


Figura 10. **Pico de potencia en un símbolo OFDM [7].**

En la práctica los valores normales de PAPR que se encuentran en una señal OFDM están entre 12 y 14 dB.

Una alta PAPR genera problemas como un incremento en la complejidad de los convertidores analógico-digital y digital-analógico debido a errores de saturación, es decir, se genera energía fuera de la banda (un crecimiento del espectro) y distorsión dentro de la banda. Además provoca que en amplificadores de RF tanto en el receptor como en el transmisor trabajen fuera de su región no lineal, teniendo como consecuencia distorsión de la señal [2].

Existen varios métodos para mitigar el problema de la PAPR alta. Estos métodos se dividen en 3 categorías. La primera es mediante técnicas distorsionadoras de la señal, las cuales reducen los picos de amplitud simplemente con distorsiones no lineales de la señal OFDM donde se encuentran los picos. Uno de ellos es el "Clipping" donde se recorta la amplitud a un valor máximo ya definido, si se encuentra un valor mayor de amplitud se trunca a ese valor. La desventaja que tiene esta técnica es que entre más grande se la PAPR se tendrá una mayor degradación de la señal, por lo tanto es más vulnerable a errores [7].

Otras técnicas que se tienen para contrarrestar este efecto es mediante codificación, donde se evita transmitir secuencias de bits que generen potencias de pico muy altas, codificando así 3 bits en secuencias de 4bits que excluyan las secuencias antes mencionadas. Y por último es mediante un revolver "Scrambler". Aquí la idea es que cada símbolo OFDM es revuelto mediante las secuencias de "Scrambler" [2][7]. A la salida la señal con menor PAPR es transmitida.

Existen otras técnicas más para luchar contra este problema, pero como no son un objeto de estudio de esta tesis no se hablará más a detalle del tema.

### **1.9 OFDM en estándares de comunicación.**

Algunos de los estándares que utilizan la modulación OFDM debido a su robustez a los retardos de multitrayectoria son Wireless PAN, IEEE 802.11a, g, j, n (WIFI) Wireless LANs, IEEE 802.16d, e (WiMAX), and Hiper MAN Wireless MANs, DVB (Digital Video Broadcast), sistemas DAB (Digital Audio Broadcast) y la cuarta generación de telefonía celular 4G.

#### **Revisiones del Estándar IEEE 802.11**

El estándar IEEE 802.11 define el uso de los dos niveles inferiores de la arquitectura o modelo OSI (capa física y capa de enlace de datos), especificando sus normas de funcionamiento en una red de área local inalámbrica (WLAN). Además, todas las versiones del estándar operan dentro de la banda ISM (Industrial, Scientific and Medical). Esto quiere decir que es una banda de frecuencias que se utiliza por múltiples usuarios que no requieren de alguna licencia de operación [9].

La revisión 802.11a (también conocida como Wi-Fi) fue aprobada en 1999 . Este estándar opera en la banda de 5 GHz y utiliza 52 subportadoras OFDM con una velocidad máxima de 54 Mbit/s, lo que lo hace un estándar práctico para redes inalámbricas con velocidades de aproximadamente 20 Mbit/s. La velocidad de datos se reduce a 48, 36, 24, 18, 12, 9 o 6 Mbit/s en caso necesario. El estándar 802.11a tiene 12 canales sin solapa, 8 para red inalámbrica y 4 para conexiones punto a punto. No puede interoperar con equipos del estándar 802.11b, excepto si se dispone de equipos que implementen ambos estándares [8][9]. En el capítulo 3 se hablará de manera más detallada de la estructura y especificaciones del estándar.

En el caso de la versión 802.11g se mejoró la tasa de transmisión del estándar anterior (802.11b que no utiliza OFDM), en la misma banda de frecuencia de los 2.4GHz. A pesar de que el estándar 802.11g es compatible con 802.11b la máxima tasa de transmisión que se consigue es de 54 Mbps [9][10].

Además del uso de OFDM, el estándar utiliza Espectro Ensanchado de Secuencia Directa (DSSS-*Direct Sequence Spread Spectrum*) para proporcionar la máxima capacidad mientras se mantiene la compatibilidad con el estándar anterior. Se utilizan cuatro diferentes capas físicas de las cuales 3 son definidas como Capas Físicas de Tasa Extendida (ERP's-*Extended Rate Physicals*), que significa que estos se utilizan para mejorar el ancho de banda del 802.11b pero manteniendo la compatibilidad de la MAC del 802.11a [10]. Las capas físicas son las siguientes:

ERP-DSSS-CCK: Esta capa es la utilizada con 11b. Espectro ensanchado de secuencia directa se utiliza junto con Modulación por Código Complementario (CCK-*Complementary Code Keying*) . El rendimiento que se tiene aquí es el de los sistemas 802.11b.

ERP-OFDM: Esta capa física es una nueva introducida por 802.11g donde se usa OFDM para permitir la prestación de las velocidades de datos a 2.4 GHz que se logra mediante 11a a 5.8 GHz [8].

ERP-DSSS / PBCC: Esta capa física se introdujo para su uso con 802.11b y proporcionaba inicialmente las mismas velocidades de datos como la capa DSS / CCK, pero con 802.11g, las velocidades de datos se han ampliado para ofrecer 22 y 33 Mbps. Como se indica por el título, que utiliza la tecnología DSSS para la modulación combinada con la codificación PBCC para los datos [8].

DSSS-OFDM: Esta capa es nueva para 11g y utiliza una combinación de DSSS y OFDM - la cabecera del paquete se transmite utilizando DSSS mientras que la carga útil se transmite utilizando OFDM [8].

El estándar 802.11g ocupa un ancho de banda de canal de 22 MHz nominal, por lo que es posible para acomodar hasta tres señales que no se superponen dentro de la banda de 2.4 GHz. A pesar de esto, la separación entre los diferentes puntos de acceso Wi-Fi significa que la interferencia no es un problema común [8][10].

En el caso de IEEE 802.11n, la idea detrás de este estándar fue que tenga un rendimiento mucho mejor y que fuera capaz de seguir operando con tecnologías nuevas que presenten mayores velocidades de transmisión como Ethernet. Para lograr dicho objetivo nuevas características han sido incorporadas las cuales son:

- Cambios a la implementación de OFDM.
- Introducción de MIMO (*Multiple Inputs Multiple Outputs*).
- Ensanchamiento del ancho de banda del canal.
- Tecnologías de Antenas.
- Reducción del soporte de compatibilidad bajo circunstancias especiales para mejorar la tasa de transmisión.

Sin embargo estas innovaciones agregan complejidad al sistema, las cuales pueden ser incorporadas en su mayoría en los chipsets ocasionando así dos efectos, el que sus costos aumenten para así ser amortiguados por las grandes series de producción de estos [8][10].

En la siguiente tabla se resume las características más importantes de cada revisión del estándar incluyendo las de 802.11n.

	802.11a	802.11g	802.11j	802.11n
Fecha de aprobación del estándar.	Julio 1999	Junio 2003	Mayo 2006	Octubre 2009
Máxima tasa de transmisión (Mbps)	54	54	54	600
Modulación	OFDM	CCK, DSSS o OFDM	OFDM	CCK, DSSS o OFDM
RF Band (GHz)	5	2.4	4.9 a 5	2.4 o 5
Ancho de banda del canal (MHz)	20	20	20	20 o 40

**Tabla 1. Características de las versiones del estándar IEEE 802.11 [8].**

En la tabla anterior podemos observar la revisión 802.11j, el cual pertenece a Japón. Tiene como principales diferencias la adición de canales en las bandas de RF de 4.9 a 5 MHz, cambios propuestos que satisfacen requerimientos legales japoneses que conciernen la potencia de salida de los transmisores inalámbricos y modos de operación [10].

### **Estándar IEEE 802.16d y e.**

Son estándares para las redes metropolitanas de acceso inalámbrico de banda ancha móvil (bajas velocidades de tránsito) publicadas inicialmente el 8 de abril de 2002 [8].

Aunque la familia de estándares 802.16 se denomina oficialmente como WirelessMAN en el ámbito del IEEE, ha sido comercializado bajo el nombre de "WiMAX" que son las siglas de "Worldwide Interoperability for Microwave Access" (del inglés, Interoperabilidad Mundial para Acceso por Microondas)[8].

WiMAX utiliza OFDM con 256 portadoras moduladas PSK/QAM, lo que permite eficiencias espectrales de 5 bps/Hz (duplica a Wi-Fi). OFDM al reducir los efectos de trayectorias múltiples posibilita la utilización de WiMAX en condiciones de sin línea de vista (NLOS-No *Line of Sight*), donde la visión directa entre la antena del cliente y la estación base es reducida o no existe. En NLOS, las velocidades de interconexión se reducen [2].

El trabajo sobre las diferentes revisiones del estándar se ha dividido en tres intervalos de frecuencia: 10 a 66 GHz (802.16-2001), 2 a 11 GHz (802.16-2004) y 2 a 6 GHz (802.16e). Por encima de 10 GHz la propagación requiere visibilidad completa (LOS) entre base y cliente, sin embargo el clima y la vegetación imponen fuertes atenuaciones a las señales por lo que el alcance es menor. Para esta banda se desarrolló el estándar IEEE 802.16-2001, que no tuvo aceptación y quedó como referencia. Por debajo de 10 GHz, se puede tener una vista no completa de LOS y, además, las refracciones y difracciones de las señales en bordes son menores y la penetración en las construcciones es mayor. El efecto multi-trayectorias de microondas es mayor en ondas milimétricas y dificulta servicios móviles, si bien OFDM ayuda a mitigar el problema. El primer estándar completo de WiMAX (802.16-2004) cubre aplicaciones fijas y fue publicado en Julio 2004 como 802.16a/Rev d cubriendo numerosas correcciones y enriquecimiento de las normas previas (como QoS DOCSIS 1.1), es interoperable con el estándar ETSI HiperMAN y pensado para operaciones debajo de 11 GHz [8][11].

El estándar para aplicaciones móviles ha sido aprobado en Diciembre 2005 como 802.16e, incorporando capacidad de operación móvil de terminales a velocidades peatonales con la modulación SOFDMA (OFDM escalable)[11].

En la siguiente tabla 2, muestran las diferencias entre la revisiones d y e del estándar 802.16.

Estándar WiMAX	802.16d	802.16e
Fecha de aprobación	Julio 2004	Dic 2005
Velocidad Máxima (Mbps)	75	15
Ancho de banda del canal (MHz)	1.5 a 20	1.5 a 20
Modulación	OFDM	OFDMA
Frecuencias (GHz)	2 a 11	2 a 6
Movilidad	Fijo	Pedestre

**Tabla 2. Tabla comparativa de la versión 802.16d y 802.16 [8].**

### **HyperMAN**

El estándar HiperMAN (*High Performance Metropolitan Area Networks*) creado por el Instituto Europeo de Normas de Telecomunicaciones (ETSI-European Telecommunications Standard Institute) dirigido principalmente para proveer DSL (*Digital Subscriber Line*) inalámbrica de banda ancha, cubriendo un área geográfica grande. Se considera una alternativa europea a WiMAX y a la coreana WiBro. Las especificaciones del estándar HPERMAN fueron desarrolladas por la ETSI-BRAN (*Broadband Radio Access Networks*) en cooperación con IEEE 802.16a-2003 para inter operar sin ningún problema, por tanto sus características son iguales a las de WiMAX [11].

La característica del estándar más importante que hay que distinguir frente a los demás sistemas es el nivel de interoperabilidad que esté ofrece, de modo que conducirá a una mayor aceptación de las redes de banda ancha que están en el mercado [11].

### **Estándar DVB.**

DVB (*Digital Video Broadcasting*) está siendo adoptado en muchas ciudades como el estándar para su televisión digital. El proyecto DVB líder en la industria con un consorcio de más de 270

compañías de televisión en todo el mundo. El estándar DVB ofrece muchas ventajas frente a los estándares analógicos y le da la capacidad a la televisión de dar un paso hacia adelante en términos de tecnología [12].

Hoy en día hay muchas maneras en la que la señal de televisión puede ser llevada de un transmisor a un receptor y un solo estándar no puede optimizar todas las aplicaciones que existan. Como resultado existen varias formas de estándares DVB, cada uno diseñado para una aplicación en específica [12].

DVD ESTANDAR	SIGNIFICADO	DESCRIPCION
DVB-C	Cable	El estándar para el servicio de video por medio de redes cableadas.
DVB-H	Handheld	Servicios de DVB para dispositivos de mano, como por ejemplo teléfonos celulares.
DVB-RSC	Return satellite channel	Satélite para servicios DVB con un canal de retorno para la interactividad.
DVB-S	Satellite services	Estándar de DVB para televisión o video desde un satélite.
DVB-SH	Satellite handheld	Entrega servicios DVB desde un satélite a dispositivos de mano.
DVB-S2	Satellite second generation	La segunda generación de servicios DVB por satélite.
DVB-T	Terrestrial	El estándar para DVB terrestre.

**Tabla 3. Descripción de las diferentes versiones del estándar DVB [12].**

Para el caso DVB-T es un sector que fue desarrollándose a un menor paso que el DVB-C y el DVB-S, por los problemas que surgen de multitrayectoria en la señal. Por tal motivo el estándar utiliza COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) como técnica de modulación.

Trabaja con dos modos, el modo 2K de 1705 sub portadoras y modo 8K de 6817 sub portadoras con 6, 7 y 8 MHz de ancho de banda del canal [2][13].

Algunos de los campos de aplicaciones del estándar DVB son la Televisión digital de Alta Definición HDTV, difusión de programas de televisión con calidad de definición estándar (SDTV), generación de contenido de bajo costo para receptores de televisión de bolsillo, televisión en vehículos utilizando DVB con difusión de señales de buena calidad a altas velocidades, mayor seguridad en los servicios de pago y completa interactividad entre usuarios y proveedores del servicio [13].

### **Estándar DAB (Digital Audio Broadcasting)**

DAB (*Digital Audio Broadcasting*), es un sistema totalmente nuevo para la radiodifusión. Como el nombre lo indica las señales son difundidas en formato digital para alcanzar una calidad muy parecida a la de CD, ofreciendo así mucho más servicios en comparación a la radio analógica que utiliza FM. Algunos de los servicios de la señal de radio digital es que lleva datos junto con el audio, de esta manera es posible transmitir el título de la pista y una foto de la artista, mientras que se está transmitiendo un poco de música. También es posible transmitir noticias [2][8].

Para producir un sistema digital que funcione de manera satisfactoria en las condiciones requeridas para la radio digital una gran cantidad de trabajo se llevó a cabo en las etapas de desarrollo. Uno de los principales problemas era que muchos receptores usarían antenas no direccionales y como resultado se recogerían señales reflejadas. Estas réplicas de la señal original estarían tan retardadas que los datos se alterarían. Además el ancho de banda requerido para una señal estéreo necesita ser reducido para asegurar el uso eficiente del espectro. Las normas técnicas para la radio digital se desarrollaron bajo los auspicios del proyecto europeo Eureka 147 [8][14]. Este consorcio está constituido por fabricantes, emisoras de radiodifusión, organismos de investigación y operadores de red. Entonces para solucionar lo anterior se recurrió a utilizar COFDM el cual usa 1500 portadoras que utilizan 1.5 MHz de ancho de banda. Los datos de audio después se extienden a través de las portadoras de modo que cada portadora toma sólo una pequeña proporción de la velocidad de datos. Esto tiene la ventaja de que si se encuentra interferencia en una zona, entonces se reciben datos suficientes para reconstituir la señal requerida. Bandas de guarda también se introducen en el comienzo de cada símbolo, y el efecto

combinado es tal que el sistema es inmune a los retrasos consistentes con las señales de 60 kilómetros más lejos que la fuente primaria [8].

#### **Cuarta generación de telefonía celular 4G**

La cuarta generación de tecnología en telecomunicaciones móviles, abreviado comúnmente como 4G, es prácticamente un estándar aplicado al mercado móvil. Para que una tecnología pueda ser considerada como parte del 4G, está debe de cumplir con ciertos requisitos característicos de la nueva generación de conectividad. Dichas características o requerimientos tienen la denominación de IMT-Advanced (*International Mobile Telecommunication-Advanced*) o en español, IMT-Avanzadas [15]. Un sistema celular de IMT-Avanzadas debe de cumplir con los siguientes requisitos o prestaciones:

- Alto grado de uniformidad de funciones en todo el mundo, manteniendo al mismo tiempo la flexibilidad de admitir una amplia gama de servicios y aplicaciones rentables.
- Compatibilidad de servicios con las IMT y las redes fijas.
- Compatibilidad con el protocolo IPv6.
- Capacidad de interoperabilidad con otros sistemas de acceso radioeléctrico.
- Servicios móviles de elevada calidad.
- Equipo de usuario de utilización en todo el mundo.
- Aplicaciones, servicios y equipos de fácil utilización.
- Velocidades máximas de transmisión de datos mejoradas para admitir aplicaciones y servicios avanzados (como objetivo a los efectos de la investigación, se han establecido velocidades de 100 Mbit/s para una movilidad alta y de 1 Gbit/s para una movilidad baja).

En el último punto, referente a las velocidades del 4G, se tiene especificado que la velocidad en movimiento debe de ser de mínimo 100Mb/s (unos 12MB/s aproximadamente), mientras que la velocidad cuando uno se encuentra en un punto fijo debería de alcanzar 1Gb/s (~128MB/s)[2][15].

A diferencia de las generaciones anteriores, un sistema 4G no soporta el servicio de telefonía por conmutación de circuitos tradicional, trabaja con conmutación de paquetes. También la tecnología de radio de espectro ensanchado utilizado en los sistemas 3G, se abandona en todos

los sistemas candidatos 4G y se sustituye por la transmisión OFDMA, por lo que es posible transferir muy altas tasas de bits. La velocidad máxima se mejora aún más por redes de antenas inteligentes para múltiples salidas (MIMO) de comunicaciones de múltiples entradas [16].

Entre las tecnologías que se encuentran dentro de dicho estándar están: LTE, LTE-Advanced, WiMAX móvil (IEEE 802.16e) y WiMAX Release 2 (IEEE 802.16m)[16].

Las primeras versiones de WiMAX y LTE no cumplen con la tasa de 1 Gbit / s (velocidad de bits máxima), pero aún siguen siendo considerados 4G por proveedores de servicios. En el 2010, la UIT-R reconoció que estas dos tecnologías, así como otros más allá de 3G-tecnologías que no cumplan los requisitos de IMT-Advanced, podrían ser considerados "4G", a condición de que futuras versiones del estándar sean compatible con los requerimientos de la IMT-Avanzadas y un nivel sustancial de mejora en el rendimiento y las capacidades con respecto a los sistemas iniciales de tercera generación ya desplegados [16].

# CAPÍTULO 2.

## CAPÍTULO 2. CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA DE COMUNICACIÓN

### INTRODUCCIÓN

En este capítulo se describe la implementación del sistema OFDM desarrollado en MATLAB, comenzando con la definición de los parámetros que éste tendrá, tomando como base el estándar IEEE 802.11a. Usualmente se tienen principalmente 3 requerimientos para comenzar, que son el ancho de banda, la tasa de transmisión y la dispersión por retardo (*Delay Spread*). El valor del tiempo de guarda entre símbolos OFDM está dado por la dispersión por retardo y a su vez la duración del símbolo OFDM está determinado por el tiempo de guarda.

El transmisor trabaja con el tamaño de trama especificado en el estándar de 64 símbolos y está constituido por lo siguiente:

- La modulación digital para mapear los bits es QPSK.
- Modulación de los símbolos con la IFFT.
- Adición del Prefijo Cíclico.
- Filtro formador. Un filtro de Coseno Alzado sobre muestreado.
- Modulación. La señal se trasladó en frecuencia a 1GHz
- A la señal a la salida del transmisor se le agregó ruido AWGN.

En el receptor se recuperan los datos transmitidos mediante el siguiente proceso.

- Se demodula la señal recibida con ruido a banda base.
- La señal es convolucionada con el mismo filtro formador que se utilizó en el transmisor nuevamente.
- Se realiza la FFT para recuperar los símbolos QPSK.
- Se demodula los símbolos QPSK.
- Se realizó la curva del bit error rate (BER), tanto la teórica como la del sistema para la modulación QPSK. Es importante mencionar que en la construcción del sistema no se tiene contemplado construir todos los campos con que cuenta la trama, ni hacer una distinción entre los diferentes tipos de sub portadoras que el estándar 802.11a utiliza, esto debido a que cada uno de ellos cumplen una función o varias funciones que para el caso de este

sistema de comunicaciones OFDM simulado no son necesarias. Dichas funciones serán mencionadas en la sección del transmisor OFDM siguiente (2.1.1).

## 2.1. Transmisor OFDM

### 2.1.1. Estructura de los datos.

En el estándar 802.11a, la información está dividida en tramas de una misma longitud y a su vez estas se encuentran seccionadas por varios campos que cumplen diferentes funciones. Por ejemplo, en la figura 11 se muestra la estructura de la trama [2][17].

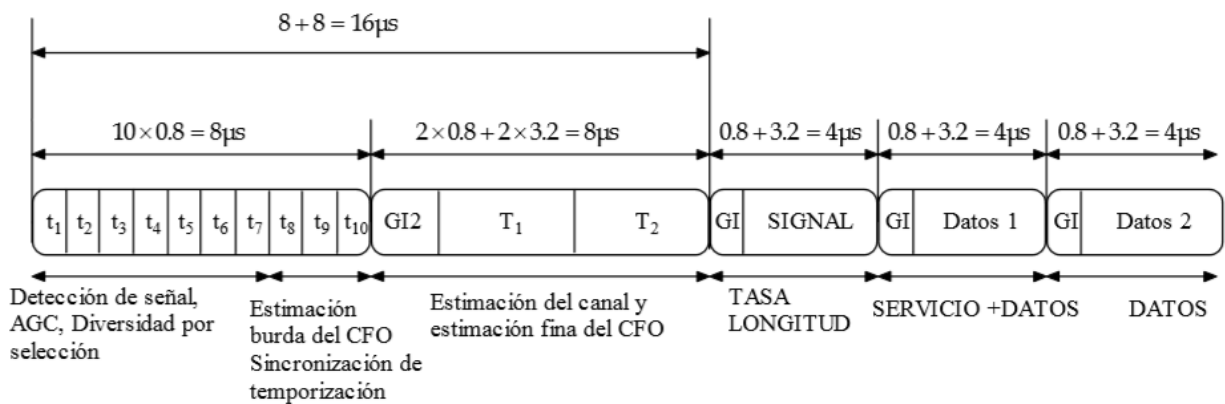


Figura 11. Estructura de la trama del estándar IEEE 802.11a [2].

Al principio de la trama se cuenta con 10 símbolos de entrenamiento corto (*STS-Short Training Symbols*), los cuales son utilizados para detectar el comienzo de un símbolo OFDM, para ajustar la ganancia de los amplificadores del sistema, seleccionar la antena que se utilizará para la recepción, en el caso de que se utilice diversidad por selección y para hacer una estimación burda del CFO (*Carrier Frequency Offset*), que es un corrimiento de la frecuencia debido a muchos factores que se presentan en el sistema de comunicaciones, ya sea el margen de error que los osciladores del transmisor y receptor tienen entre sus frecuencias y/o los corrimientos Doppler que se producen en el canal. Después tenemos un prefijo cíclico GI2 (que tiene una duración igual al doble del CP del símbolo OFDM que es el G1) y dos símbolos de entrenamiento largo (*LTS-Long Training Symbols*). Estos de igual manera tienen la función de hacer una estimación del CFO y del canal. Seguido de los LTS nos encontramos con el campo SIGNAL con su CP y las tramas de

datos también con sus respectivos CP. El campo SIGNAL nos indica la tasa de transmisión que se está utilizando, el tipo de codificación que se realizó y la longitud de la trama en octetos [2].

Para la construcción de éste transmisor la estructura de trama que se consideró fue sólo la última sección o campo de la trama del estándar 802.11a, es decir, el prefijo cíclico (G1) y el campo de datos. El tamaño del símbolo OFDM es de 64 sub portadoras o símbolos de la modulación digital seleccionada. Y la longitud del CP es igual a la cuarta parte de la longitud del símbolo OFDM, en este caso es de 16 símbolos. Dando así un total de 80 símbolos por trama.

En la construcción de los 64 símbolos por trama se tiene que considerar el número de bits por símbolo (el tipo de modulación digital a utilizar), para dividir la cadena de bits en el tamaño correspondiente y formar los símbolos. Por ejemplo, para la construcción de este transmisor OFDM se utilizará la modulación QPSK, lo cual indica que las cadenas de bits tendrán una longitud de 128 bits para mapear 64 símbolos. En la sección 2.1.2 se hablará como fue implementada la modulación QPSK en MATLAB para la construcción de 50 símbolos OFDM de longitud 64 símbolos QPSK con su respectivo CP.

### **2.1.2. Mapeo de constelación.**

Como fue mencionado anteriormente el tipo de modulación que se utilizará es QPSK, sin embargo es importante mencionar que en el estándar 802.11a, antes de mapear los bits estos son sometidos a otros procesos de seguridad para reducir la tasa de bit erróneo (BER). Dichos procesos son el Revolvedor de bits (*Scrambler*), Codificación Convolutiva y el Entrelazado de bits (*Interleaving*), que protegen la información haciendo que la probabilidad de bit erróneo sea menor en comparación a la curva de BER de la modulación QPSK teórica.

Para generar las cadenas de datos se utilizará la función "randi" de MATLAB, con el cual crearemos una matriz de 128x50, que representan las 50 tramas o símbolos OFDM. La instrucción viene dada de la siguiente manera.

```
bits=randi([0 1],OFDM_sym_len*k,OFDM_sym_num);
```

Podemos observar que la variable “bits” será una matriz de valores entre el cero y el uno, de dimensiones igual a  $\text{OFDM\_sym\_len} * k$  filas y  $\text{OFDM\_sym\_num}$  columnas, donde

```
OFDM_sym_len=64
```

```
OFDM_sym_len=50
```

$k = \log_2(M)$ , donde  $M$  es igual al orden de la modulación a utilizar, por ejemplo  $M=4$  cuando es QPSK y  $k$  es el número de bits por símbolo.

Al mapear los datos con QPSK los bits son tomados de dos en dos para convertirse en números complejos y que representaran los puntos de la constelación.

La función utilizada en MATLAB para el mapeo de la constelación es

```
modem.qammod('M', 4, 'Gray');
```

La cual tiene como argumento el orden de modulación ( $M$ ) y el tipo de código, que en el caso de la simulación es Gray para tener constelaciones adyacentes con un bit de diferencia y así disminuir la tasa de bit erróneo (figura 12).

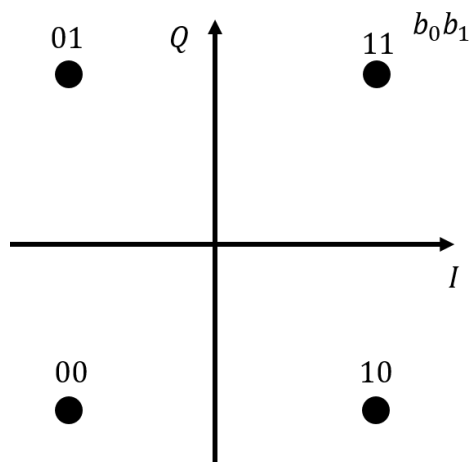


Figura 12. Constelacion de QPSK

Las modulaciones de orden alto como 64 QAM y 16 QAM presentan velocidades de transmisión mas altas que las de BPSK y QPSK, por el número de bits que posee cada símbolo de la modulación, sin embargo se tiene la desventaja de ser menos robustas frente a transmisiones a SNR pequeños,

ya que los puntos de constelación se encuentran muy próximos entre ellos en el plano QI generando una mayor probabilidad de error al recuperar la información.

El estándar IEEE 802.11a, opera a distintas tasas de transmisión, dependiendo de la modulación y la codificación utilizadas. Los sistemas basados en el estándar deben soportar de manera obligatoria las tasas de 6, 12 y 24 Mbps.

De esta manera tendremos ahora una nueva matriz de 64x50, la cual ya está preparada para modularse con la IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*).

Si observamos el diagrama a bloques del transmisor de la sección 1.4.2, tenemos el bloque de Portadoras Piloto y el bloque de S/P después del mapeo de la información. Para el sistema que se construyó, estos dos bloques se encuentran implícitos dentro de la matriz que se generó, ya que se ha estado trabajando con 64 subportadoras (48 subportadoras de datos + 12 subpotadoras de guarda + 4 subportadoras piloto) en lugar de únicamente considerar las 48 de datos. En el caso del bloque S/P, el tener una matriz de 64x50 permite realizar la IFFT de los símbolos QPSK en paralelo, es decir, el tener los símbolos en forma matricial es haber adelantado el proceso de división de la información en tramas de 64 símbolos para aplicar la IFFT de 64 puntos.

### **2.1.3. Modulación de Portadoras.**

Para la implementación de la IFFT, se utilizó la función “*ifft*” de MATLAB para modular la matriz de 64x50 de símbolos QPSK en paralelo (Figura 13). Para que la potencia de la señal no se vea afectada por la IFFT, esta fue normalizada por la raíz de la longitud de la trama. Esto es:

$$\sqrt{\text{longitud de } x} * IFFT(x) = \sqrt{64} * IFFT(x)$$

3.1

Al hacer la IFFT de 64 puntos como se especifica en el estándar 802.11a, la matriz de los símbolos no se ve modificada en sus dimensiones, y lo que procede ahora es adherir el CP.

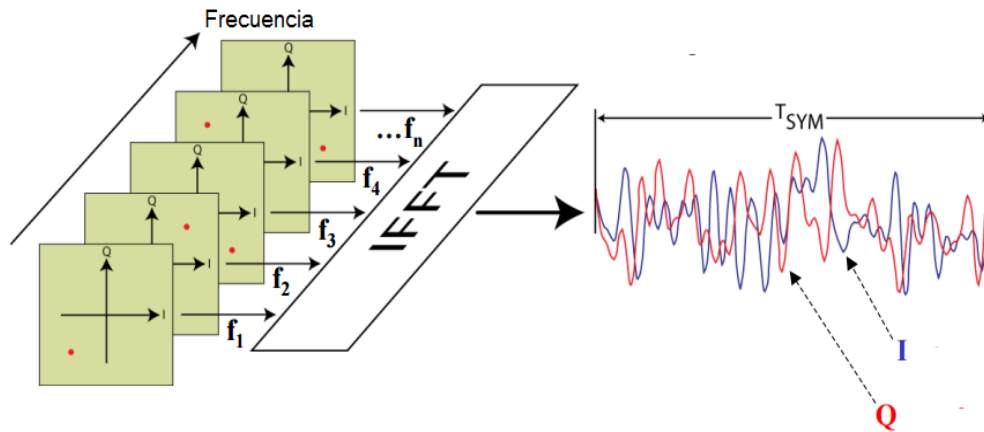


Figura 13. Modulación de los símbolos QPSK.

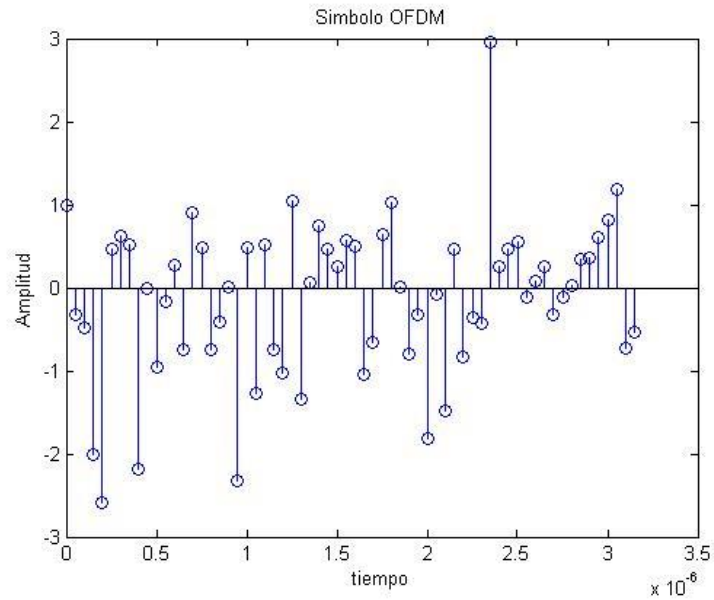
#### 2.1.4. Adición del Prefijo Cíclico.

En la construcción del prefijo cíclico es necesario definir primero el “*Delay Spread*” que se contemplará, ya que éste directamente dicta el tiempo de guarda. Este valor también depende del tipo de codificación y modulación digital que se esté utilizando, por ejemplo, si se tiene una 64-QAM o 16-QAM, la señal será más sensible a interferencias como ICI y ISI que una QPSK. Con codificaciones más complejas obviamente se ve reducida la sensibilidad a dichas interferencias [1][5].

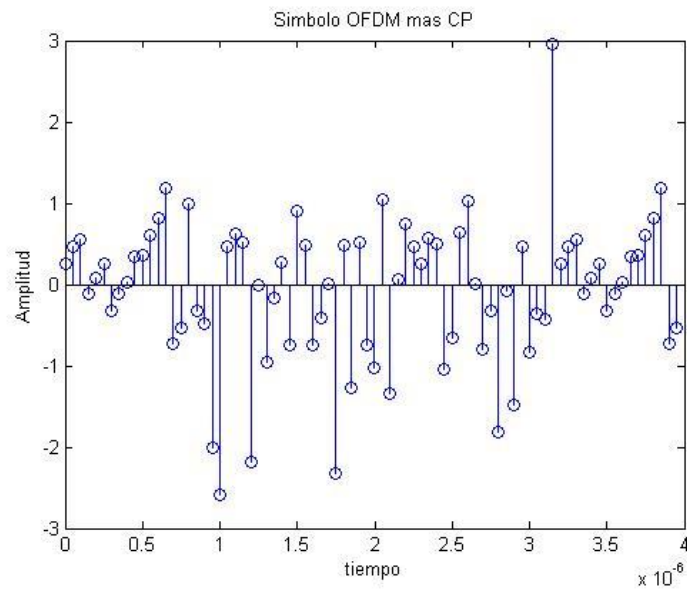
Por regla el tiempo de guarda debe ser entre 2 a 4 veces más grande que el “*Delay spread*”. Y el tiempo de símbolo debe ser por lo menos 4 veces más grande una el tiempo de guarda, ya que si se hace un símbolo arbitrariamente más grande significa más sub portadoras con menor espacio entre ellas, mayor sensibilidad a ruido de fase y corrimiento de frecuencia[1].

El retardo que se utilizará en este sistema será igual a  $0.2 \mu\text{s}$ , lo que sugiere que el valor adecuado para tiempo de guarda es  $0.8 \mu\text{s}$ . por lo tanto la duración del símbolo OFDM es de  $4 \mu\text{s}$  [1].

El prefijo cíclico se construyó tomando de la parte final del símbolo OFDM un pequeño segmento que es igual a 16 muestras (una cuarta parte del símbolo OFDM) para nuestro caso. En la figura 14 se ilustra el símbolo OFDM con y sin el prefijo cíclico.



A)



B)

Figura 14. A) Símbolo OFDM y B) símbolo OFDM con Prefijo Cíclico.

En la figura 14 B) se puede observar que a partir de 0s a  $.8 \mu\text{s}$  (16 muestras) y  $3.2 \mu\text{s}$  en adelante tenemos una copia exacta del símbolo OFDM.

### 2.1.5. Filtro Formador.

En los sistemas de comunicaciones, dos requerimientos importantes del canal de comunicaciones inalámbricas demandan el uso de filtro formador. Estos requerimientos son los siguientes:

- 1.- Canales de banda limitada.
- 2.- Reducción de la interferencia inter simbólica debida a la multitrayectoria.

Ambos problemas pueden ser solucionados por el filtro formador el cual es aplicado a cada uno de los símbolos.

Cuando hablamos de canales de banda limitada hacemos referencia a que la tasa de transmisión que esté utilizando el sistema está restringida a ser menor que el ancho de banda que ésta ocupa, ya que por lo contrario si es igual o excede el ancho de banda, esto resulta en interferencia inter simbólica. Esto debido a que el símbolo se ensancha en tiempo afectando al símbolo adyacente [18][19].

La condición que Nyquist propuso para una transmisión libre de ISI es [20]:

$$R_s \leq 2B$$

3.2

Donde  $R_s$  es la tasa de transmisión y  $B$  es el ancho de banda.

Esto no quiere decir que la tasa de transmisión siempre tiene que ser menor como lo indica la expresión anterior. Si se utiliza el filtro formador adecuado la tasa de transmisión puede alcanzar a ser igual a dos veces el ancho de banda [20][21].

Para evitar la contribución (interferencia) de otros símbolos en un instante de tiempo de interés en donde un símbolo se encuentra centrado es necesario buscar una función que nos permita hacer nulos el resto de los demás instantes de tiempo (donde se encuentran localizados los símbolos) y dejar intacto el de interés [20].

Nyquist describió las condiciones para asegurar que una señal está libre de ISI el cual dice lo siguiente:

Si consideramos la respuesta al impulso del canal como  $h(t)$ , entonces la condición para que la respuesta esté libre de ISI puede ser expresada de la siguiente manera [21][22]:

$$h(nT_s) = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n \neq 0 \end{cases}$$

3.3

Para toda  $n$  entera, donde  $T_s$  es el periodo de símbolo [20][21].

En la práctica se aplica este criterio al filtrado en banda base, con respecto a la secuencia de símbolos como impulsos ponderados (función delta de Dirac). Cuando los filtros de banda base en el sistema de comunicación satisfacen el criterio de Nyquist, los símbolos pueden ser transmitidos sobre un canal con respuesta plana dentro de una banda de frecuencia limitada, sin ISI [19].

La primera función que se consideró y que satisface el criterio de Nyquist fue la sinc, es decir, si definimos un tren de impulsos como [21]:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s)$$

3.4

Donde  $T_s$  es el tiempo de símbolo.

Ahora si esa función es multiplicada por una sinc que se define como  $v_n(t)$ , de la siguiente manera [21]:

$$v_n(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) = v_n(0)\delta(t)$$

3.5

El producto que está a la derecha de la última ecuación nos quiere decir que el único impulso (o símbolo) que permanece es el del instante  $t = 0$  (figura 15).

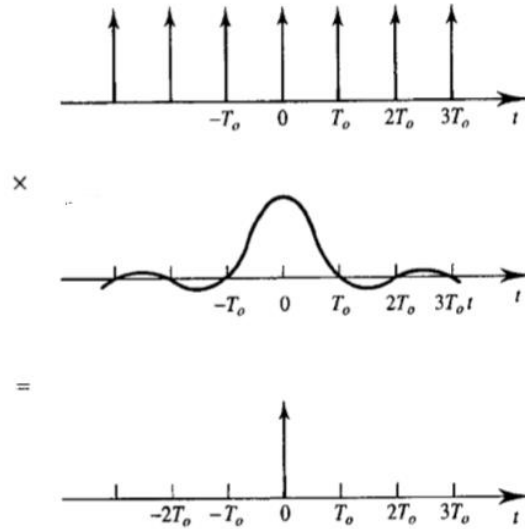


Figura 15. Impulso libre de ISI [21].

El inconveniente que tiene es que no es causal y que la respuesta impulsional decrece lentamente [21][22].

Una forma de señal más práctica debe tener las características del pulso sinc es decir cruces periódicos por cero, pero debe de decrecer más rápido. Esto puede ser alcanzado mediante la multiplicación del pulso sinc con una función que decaiga rápidamente [21].

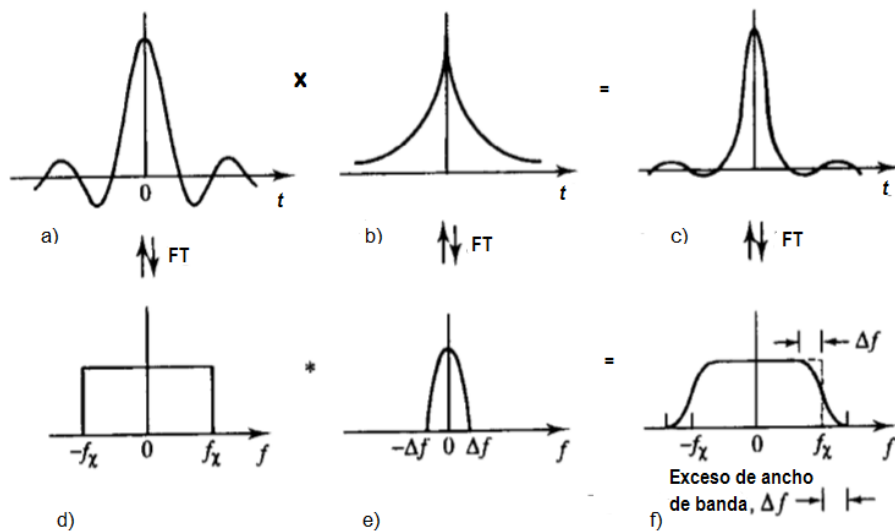


Figura 16. Supresión de los lóbulos laterales de la función sinc y el efecto en el espectro [21].

En la figura 16, podemos observar una sinc que es multiplicada por una función que decrece rápidamente y como resultado tenemos una función nueva que decae rápido con lóbulos laterales muy pequeños. Debajo de estas funciones están sus representaciones en frecuencia, donde corresponde realizar la convolución del espectro de la sinc con el espectro de la función que decae rápidamente.

Nyquist en su teorema llamado “*Nyquist’s vestigial symmetry theorem*”, define una condición que el filtro debe satisfacer para estar libre de ISI, el cual dice lo siguiente:

Si la respuesta en amplitud de un filtro rectangular pasa bajas con fase lineal y un ancho de banda  $f_x$ , es modificado debido a la adición de una función real con simetría impar en las frecuencias de corte, entonces la respuesta al impulso retendrá por lo menos los cruces por cero que presenta originalmente la respuesta de la sinc, y por lo tanto será una señal libre de ISI [21].

Una familia de funciones que presenta estas características es la de los filtros coseno alzado. En la implementación del sistema OFDM se utilizó un filtro Raíz Cuadrada de Coseno Alzado (SRRC-*Square Root Raised Cosine*) tanto en el transmisor como en el receptor. La razón de usar un filtro SRRC es para maximizar la SNR de la señal al ser convolucionada con el filtro formador del receptor [20][21][22].

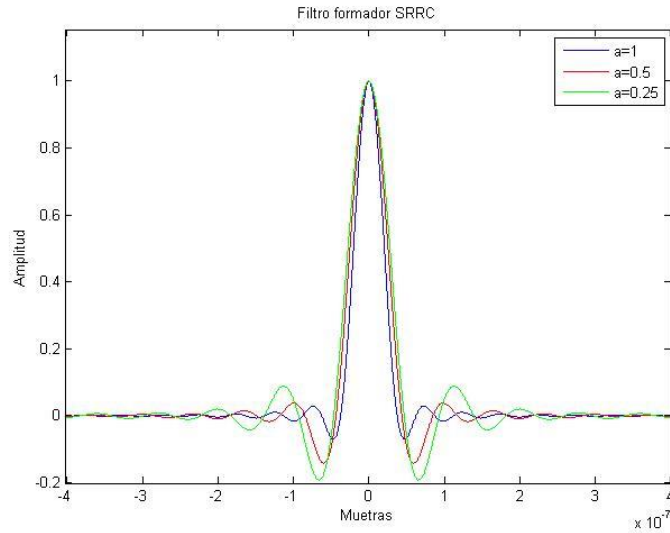
La respuesta al impulso del filtro SRRC está dada por [21][22]:

$$p(t) = \frac{\sin\left(\pi \frac{t}{T}(1 - \alpha)\right) + 4\alpha \frac{t}{T} \cos\left(\pi \frac{t}{T}(1 + \alpha)\right)}{\pi \frac{t}{T} (1 - (4\alpha \frac{t}{T})^2)}$$

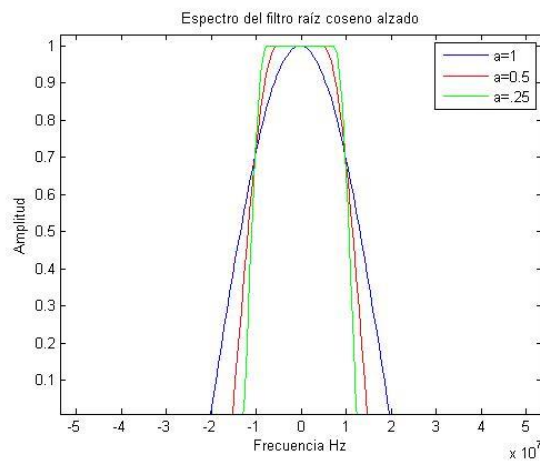
3.6

Donde  $\alpha$  es el *roll-off* o el ancho de banda de exceso, que determina el ancho de banda del espectro y toma valores de  $0 \leq \alpha \leq 1$ .

En la figura 17 se muestra el comportamiento de la respuesta al impulso del filtro cuando se varía el valor de  $\alpha$ .



a)



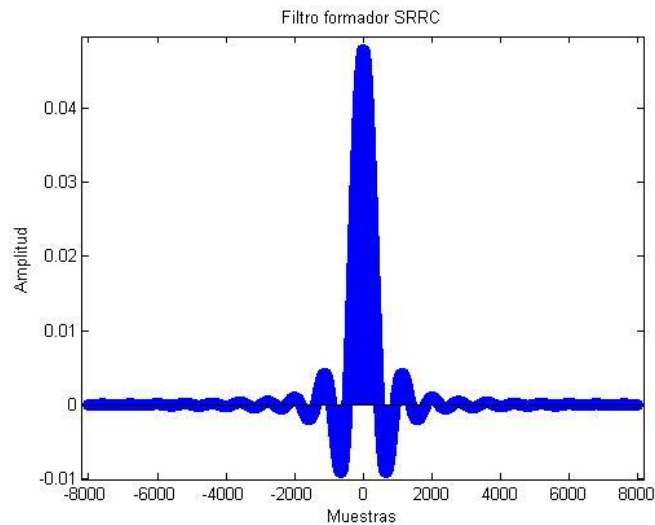
b)

Figura 17. a) Filtro formador y b) su espectro para diferentes valores de  $\alpha$ .

Mientras el valor de  $\alpha$  se aproximó a cero el espectro de la respuesta al impulso, el ancho de banda que ocupa es menor (curva verde de *roll-off* igual a  $\alpha=0.25$ ). En el caso de la respuesta al impulso del filtro formador SRRC en el dominio del tiempo, para valores muy cercanos a cero obtiene una forma de sinc. Por otro lado si el valor del *roll-off* es próximo a 1, los lóbulos laterales son inapreciables y el lóbulo principal de la función se ensancha.

En la construcción del filtro SRRC para el sistema OFDM se usaron las siguientes características:

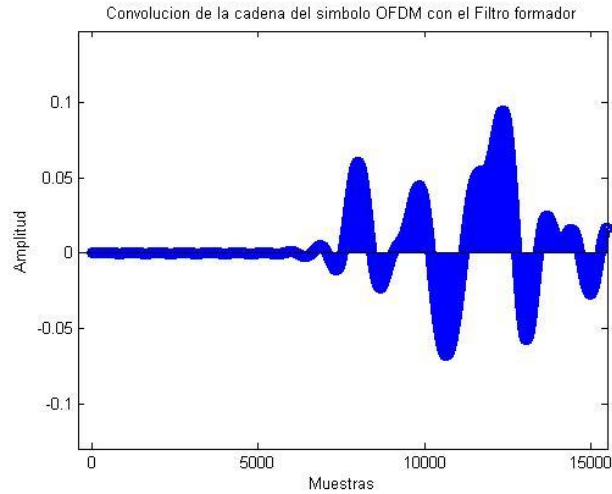
Se tomó un *roll-off* de 0.25, la respuesta al impulso en tiempo del filtro fue truncada a 32 periodos de símbolo, las muestras por símbolo es de 500 muestras (al igual, el vector de información se muestreó con 500 muestras entre los símbolos), por tanto el número de muestras con las que contará el filtro es de  $500 \times 32$  que es 16000. La razón del número de muestras que se tomó entre los símbolos es por el traslado de banda de frecuencias (Modulación) que la señal tendrá para su transmisión hacia el receptor (en la sección 2.1.6 se explicará más a detalle).



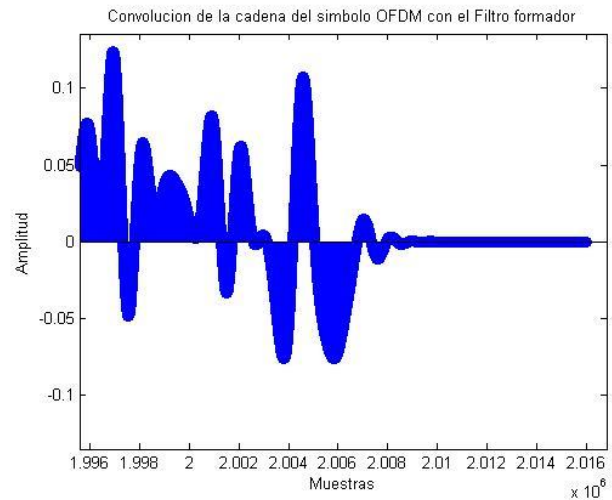
**Figura 18. Filtro formador SRRC con roll-off de 0.25 truncado a 32 símbolos y 500 muestras por símbolo.**

Una vez que el filtro formador se diseña (figura 18) es convolucionado con las tramas OFDM. Con la matriz de las 50 tramas se construyó un vector concatenando cada una de las columnas. El vector resultante de la convolución tendrá un tamaño de  $L + M - 1$ , donde  $L$  es la longitud el filtro formador y  $M$  la longitud del vector de información.

Si recordamos del criterio de Nyquist, el valor que realmente nos interesa es en cero (Donde se tiene el lóbulo principal), por lo cual es necesario eliminar en el vector generado por la convolución del filtro formador y el vector de información transitorios que se generan tanto al principio como al final (figura 19).



a)



b)

Figura 19. Transitorios del vector resultante.

El tamaño de los transitorios está dado por el número de muestras que están antes de la muestra que realmente nos interesa, es decir, del filtro formador (figura 18), compuesto por 16001 ( $32 \times 500 = 16000$ , más la muestra en cero) observamos que las primeras 8000 muestras no son de nuestro interés más que la muestra que está en cero, la muestra 8001.

Con los transitorios eliminados solo se tendrá en el vector de convolución los símbolos que nos interesan (figura 20) y así modularlos para trasladarlos a otra banda de frecuencias.

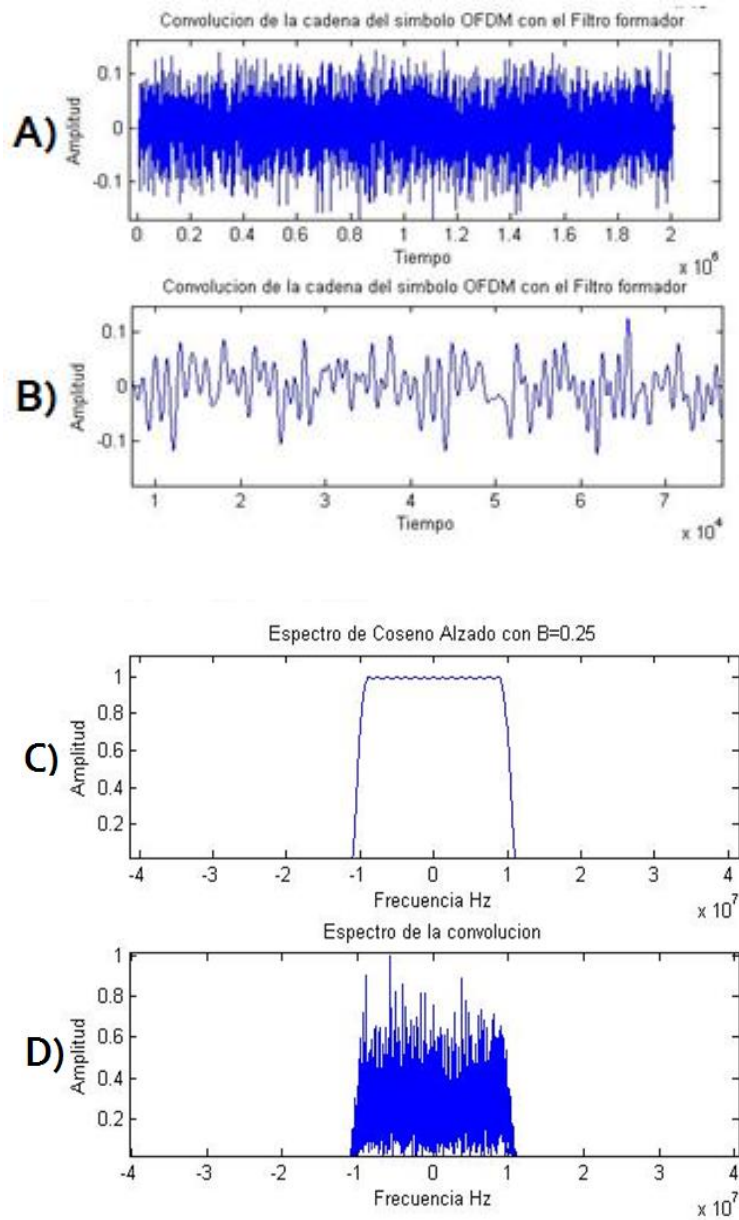


Figura 20. **A) Convolución de los símbolos OFDM y el filtro formador en el dominio del tiempo. B) Acercamiento de la misma. C) El filtro formador y en D) la convolución en el dominio de la frecuencia.**

De la figura 20 C) se muestra el filtro formador en el dominio de la frecuencia con un ancho de banda de 20 MHz y un *roll-off* igual a 0.25. Y en la figura 20 D), tenemos el espectro de la convolucion de los símbolos y el filtro formador.

### 2.1.6. Modulación.

Originalmente se había considerado la frecuencia de 2.4 GHz del estándar 802.11a, pero por la cantidad de operaciones y datos que implica la simulación se volvía lenta. Por tal motivo se decidió que la frecuencia a la que se va a transmitir la información será igual a 1 GHz.

Se tomó la parte real y la parte imaginaria de la señal para ser multiplicadas por un coseno y un seno respectivamente con una frecuencia de 1GHz (figura 21) [24].

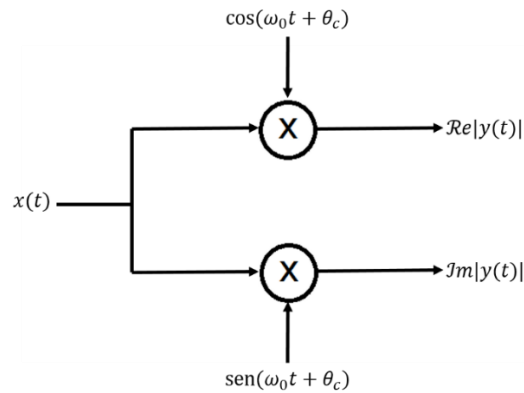


Figura 21. Modulación de la señal.

Estas dos funciones también fueron muestreadas a la misma velocidad que la señal de información ya que si no fuera así no se podría multiplicar. Una vez multiplicadas, finalmente son sumadas para tener una señal modulada (figura 22).

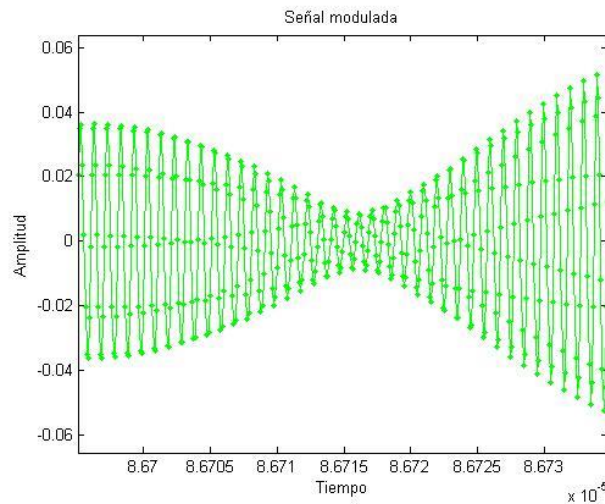
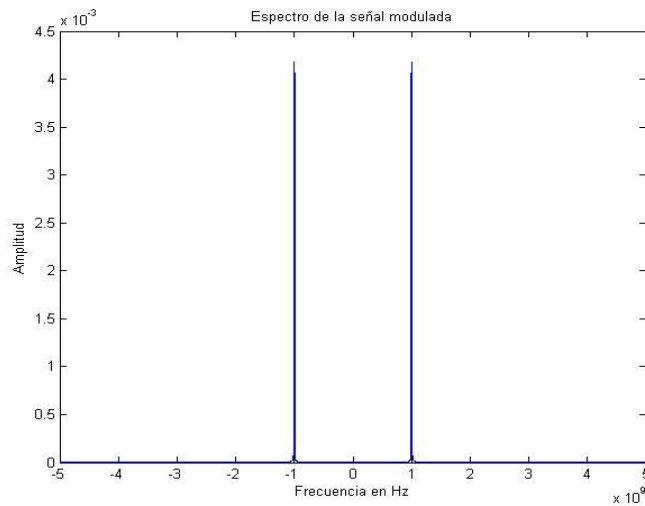


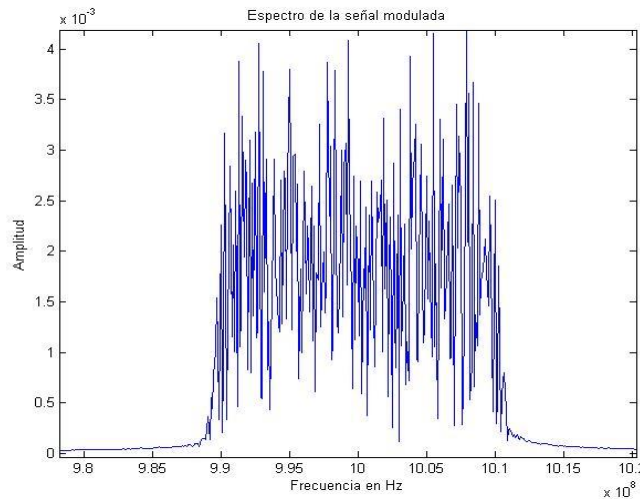
Figura 22. Acercamiento de la señal modulada en el dominio del tiempo.

De la figura 22 cada punto es una muestra que se le tomó a la señal. La frecuencia de muestro es igual a 10 veces a la frecuencia de la portadora (FC- *Frequency Carrier*). Por lo tanto tenemos un periodo de  $T = 1 \times 10^{-10}$ , 10 muestras (puntos) en cada uno de ellos.

En el dominio de la frecuencia la señal será trasladada a la frecuencia de 1 GHz como se observa en la figura 23.



a)



b)

**Figura 23. A) Espectro de la señal Modulada y B) acercamiento de la componente positiva de la señal modulada.**

## 2.2 Canal AWGN

El ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN-*Additive White Gaussian Noise*), que es el más común de encontrar en los sistemas de comunicaciones, es un proceso estocástico que se puede modelar mediante una distribución de probabilidad normal o gaussiana de media 0. Su espectro abarca todo el margen de frecuencias (allí el adjetivo de ruido blanco), por lo que es imposible aislarlo por completo (figura 24), pero mediante operaciones de filtrado se puede eliminar la mayoría de sus componentes [21][22][23].

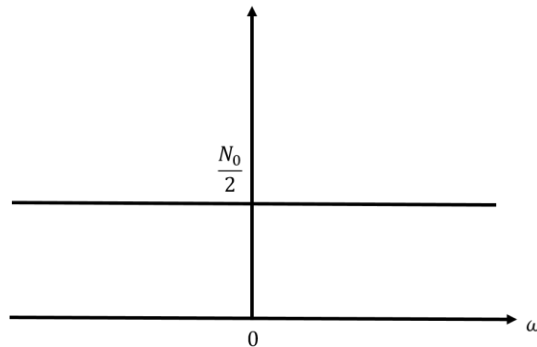


Figura 24. Espectro del ruido blanco.

En la simulación del sistema OFDM, el modelo del canal sólo consideró ruido AWGN. Los efectos de multi trayectoria fueron omitidos. Si consideramos únicamente en el sistema la existencia de ruido AWGN, la señal que se recibirá en el receptor será  $y(t) = x(t) + n(t)$ , donde  $s(t)$  es la señal transmitida y  $n(t)$  es el ruido.

Una vez que se obtiene la señal en el dominio del tiempo y en la frecuencia, se procede a la generación de ruido, para lo cual se modela el vector de ruido con la función “*randn*” de MATLAB que permite generar vectores aleatorios con varianzas igual a la unidad y medias igual a cero. La función recibe la media y la desviación estándar. Para el caso, la desviación estándar está dada por:

$$\sigma = \frac{\text{potencia de la señal}}{10^{\frac{SNR_{dB}}{10}}}$$

3.6

Donde la potencia de la señal fue calculada con

$$P = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |s(t)|^2 = 0.0020w$$

3.7

Donde  $s(t)$  es la señal transmitida, y  $N$  es el número de muestras de la señal transmitida.

La variable  $SNR_{dB}$  está en función de la energía de símbolos y el factor de sobre muestreo que se le aplico a la señal transmitida, es decir:

$$\frac{E_s}{N_0} (dB) = 10 \log_{10} \left( 0.5 \frac{T_{sym}}{T_{samp}} \right) + SNR (dB)$$

3.8

Donde

$$\frac{T_{sym}}{T_{samp}} = \frac{\text{periodo de simbolo}}{\text{periodo de muestreo}} = \text{factor de sobre muestreo}$$

3.9

$$\frac{T_{sym}}{T_{samp}} = \frac{5 \times 10^{-8} s}{1 \times 10^{-10} s} = 500 \text{ muestras}$$

Y a su vez la relación de la energía de símbolo y la energía de bit está dada por:

$$\frac{E_s}{N_0} (dB) = \frac{E_b}{N_0} (dB) + 10 \log_{10}(k)$$

3.10

Donde  $k$  es el número de bits por símbolo y se expresa de la siguiente manera.

$$k = 10 \log_2(M)$$

3.11

$M$  Representa el tamaño del alfabeto de la modulación digital empleada.

Para el caso del sistema OFDM que se está construyendo, la modulación digital que se utilizará es la QPSK, por lo tanto el valor de  $k$  es igual a 2. El valor de  $k$  también depende de otros factores

como la codificación de la información, sin embargo como en este sistema no está contemplada es omitida.

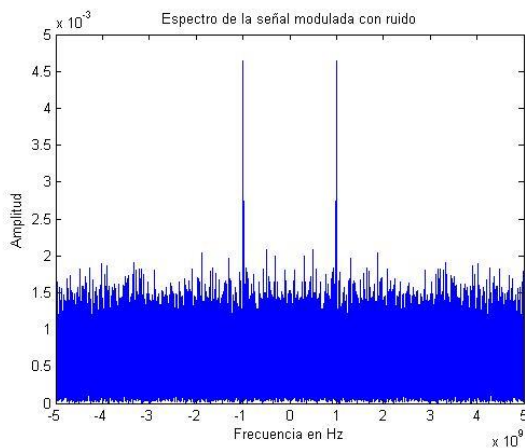
Las relaciones anteriores mostradas de la energía de bit, símbolo y la SNR son de mucho interés ya que con ellas se graficará la curva de probabilidad de bit erróneo para la modulación QPSK del sistema y la teórica.

El sistema será evaluado para varios valores de energía de bit lo que quiere decir que también se tendrán diferentes valores de SNR. Por ejemplo si la energía de bit es igual a 3 dB, entonces de la ecuación 3.10, la energía de símbolo  $\frac{E_s}{N_0} = 6.0103$  dB, por lo tanto si despejamos de la ecuación 3.8 la SNR será igual a -17.9691 dB. Finalmente para agregar el ruido a la señal se calcula la potencia de la señal transmitida y se sustituye el valor en la ecuación 3.6 de la desviación estándar (potencia del ruido) obteniendo:

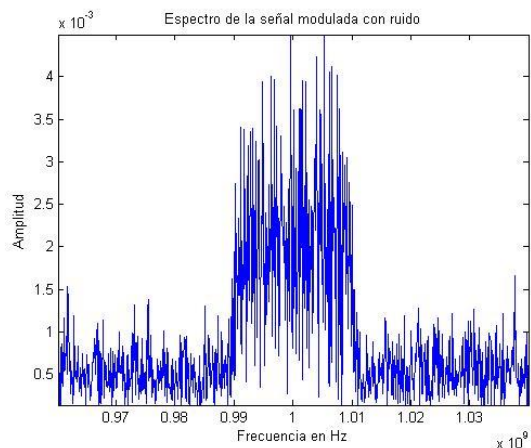
$$\sigma = \frac{\text{potencia de la señal}}{10^{\frac{SNR_{dB}}{10}}} = 0.1231$$

3.12

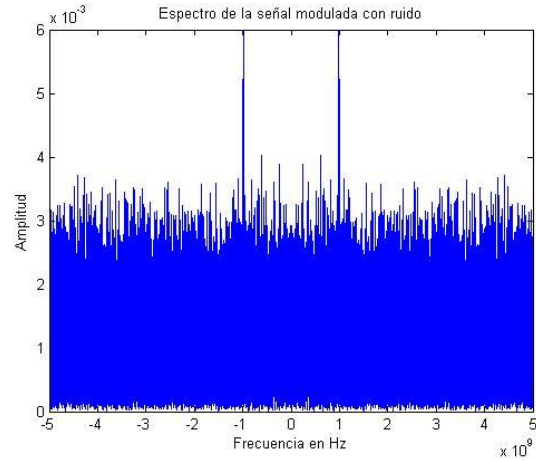
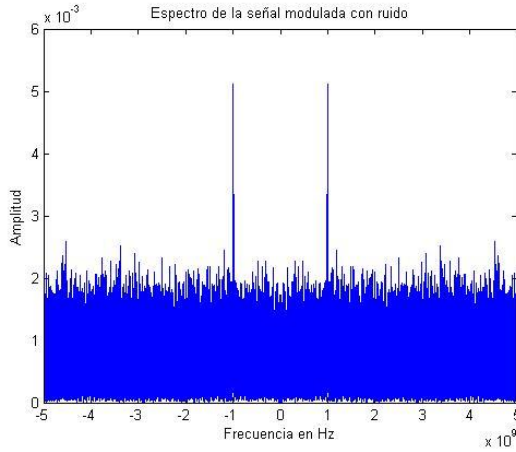
En la figura 25 se muestra el espectro de la señal modulada con diferentes relaciones señal a ruido (SNR-Signal to Noise Ratio).



A) Señal modulada con ruido a SNR=8 dB.



B) acercamiento de la señal modulada a SNR=8 dB



C) señal modulada con ruido a SNR=6 dB.

D) Señal modulada con ruido a SNR=2 dB.

Figura 25. Señal modulada con ruido a diferentes SNR.

En la sección 2.3.4, se verán los valores de energía de bit tomados para construir la curva de BER de la modulación QPSK.

## 2.3. Receptor OFDM.

### 2.3.1. Demodulación.

Para la recuperación de la información transmitida por un canal AWGN es necesario primero regresar la señal modulada a banda base. Esto lo conseguimos multiplicando nuevamente la señal por una portadora con frecuencia 1GHz.

Si la señal recibida es:

$$y(t) = x(t) + n(t)$$

3.13

De la ecuación anterior,  $y(t)$  está compuesta por la señal recibida  $x(t)$  y ruido AWGN. Para regresar a banda base  $y(t)$  será multiplicada por un coseno y un seno con una frecuencia de 1GHz y después será sometida a un filtro pasa bajas [10]. Para ver esto consideremos lo siguiente:

$$r(t) = y(t)(\cos(2\pi ft) + \sin(2\pi ft))$$

3.14

Donde  $r(t)$  es la señal demodulada (figura 26).

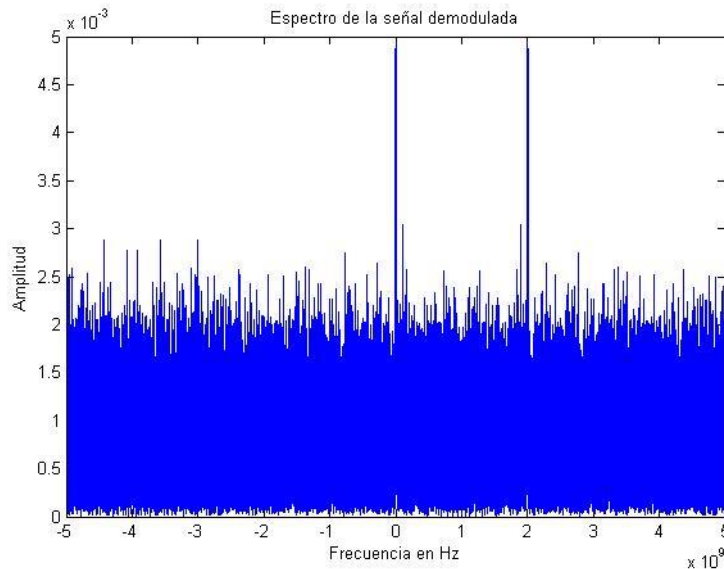


Figura 26. Señal recibida demodulada.

De la figura anterior podemos observar que al multiplicar la señal por un coseno y un seno de frecuencia igual a 1GHz, la señal se traslada tanto al doble de la señal como a banda base.

$$r(t) = y(t)(\cos(2\pi ft) + \sin(2\pi ft))$$

3.15

Como solamente deseamos la componente en banda base de la figura anterior, es necesario eliminar la que se encuentra a 2GHz. Para esto el filtro formador eliminará frecuencias arriba de un ancho de banda de 20 MHz alrededor de la frecuencia cero (banda base).

En el proceso de modulación, independientemente de la frecuencia a la que sea trasladada una señal, su potencia se ve disminuida a la mitad, de tal forma de compensar esa potencia perdida, la señal demodulada es multiplicada por un factor de 2.

$$r(t) = 2 \cdot y(t) \cdot (\cos(2\pi ft) + \sin(2\pi ft))$$

3.16

Además de esta disminución en potencia de la señal, está también se vio afectada por el sobre muestreo que se hizo justo antes del filtro formador. Si recordamos, el sobre muestreo entre símbolos es igual a 500 muestras, es decir,  $500 \text{ muestras} \times 2$  es el factor de atenuación de la potencia de la señal.

### 2.3.2. Filtro Formador (Match Filter).

En el lado del receptor, el filtro formador nos permitirá eliminar las componentes de frecuencia que se encuentran al doble de la frecuencia de modulación obtenidas en la sección anterior (Demodulación) así como el ruido. Además permitirá incrementar la relación SNR de la señal.

Retomando el espectro de la demodulación de la señal (figura 26), si esta señal en el dominio del tiempo es convolucionada nuevamente con el filtro formador SRRC de transmisor con un ancho de banda de 20 MHz, observaremos en su espectro la señal en banda base como lo muestra la figura 27.

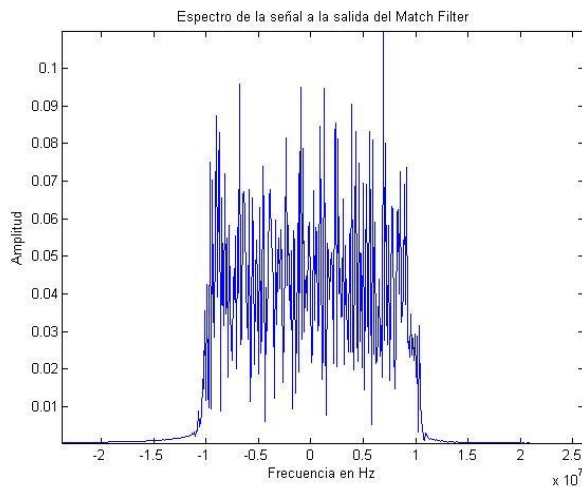


Figura 27. Espectro de la señal a la salida del Filtro Formador en el receptor.

El factor de sobre muestreo que se realizó a la señal debe ser removido una vez teniendo nuestra señal en banda base. Esto se realiza creando un nuevo vector en MATLAB, en el cual se guardarán las muestras tomadas cada múltiplo de 500 del vector de la señal.

### 2.3.3. Remoción de Prefijo Cíclico y Demodulación de Sub-portadoras.

Ahora que se cuenta con solo las muestras que corresponden a los símbolos de interés se procede a retirar el CP de la trama de datos.

Hasta este punto las 50 tramas contaban con una longitud de 80 muestras de las cuales 16 son del CP (una cuarta parte de la longitud del símbolo OFDM), como fue mencionado anteriormente. La manera más sencilla de retirar todos los CP's de las tramas es reagrupándolas en forma de matriz (o paralelo) ya que estas se reciben en serie. Este reagomodo de símbolos OFDM es conveniente para la siguiente sección en donde las sub-portadoras son demoduladas con la FFT.

Con los símbolos OFDM en una matriz, la FFT es realizada en forma paralela a las tramas (figura 28).

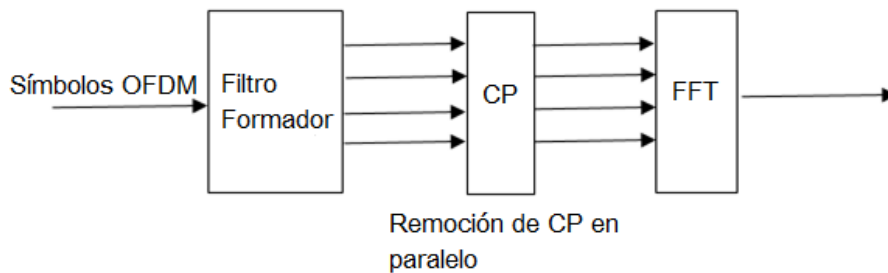


Figura 28. Símbolos en paralelo a la entrada del bloque FFT.

En el transmisor al utilizar la IFFT, la señal se ha estado trabajando en el dominio del tiempo y para la estimación de las condiciones del canal de comunicaciones, existen algoritmos que trabajan en este dominio, es decir antes de demodular las sub-portadoras con la FFT.

### 2.3.4. Detección.

La detección de símbolos es una tarea árdua que depende de muchos factores, especialmente de procesos estocásticos, como por ejemplo los efectos de distorsión, atenuación, ruido e interferencia que el canal ejerce sobre la señal transmitida, provocando cambios aleatorios de algunos o a todos los parámetros que la caracteriza (amplitud, fase, frecuencia). Existen dos formas para enfrentar las variaciones aleatorias de amplitudes y fases que presentan las constelaciones en el receptor, la primera es mediante la detección coherente (figura 29), la cual usa estimaciones de las amplitudes y fases de referencia (estimación de canal), para determinar

la mejor decisión posible de la constelación de cada subportadora. Los métodos que se utilizan para encontrar estos valores de referencia utilizan subportadoras pilotos, símbolos de entrenamiento especiales y la correlación entre símbolos [1].

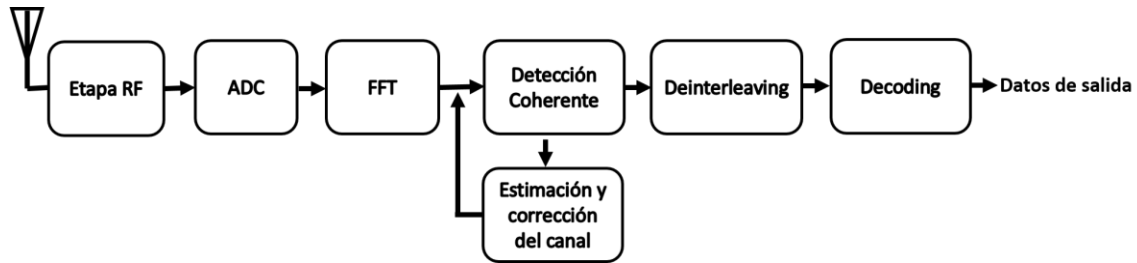


Figura 29. Diagrama a bloques de un receptor con detección coherente.

Algunos de estos métodos son estimadores de canal de dos dimensiones (*Two Dimensional Channel Estimators*), estimadores de canal de una dimensión (*One Dimensional Channel Estimators*), símbolos de entrenamiento especiales (*Special Training Symbols*) y estimación de canal de decisión directa (*Decision-Directed Channel Estimation*) [1]. La segunda forma de enfrentar las variaciones aleatorias de la señal es mediante la Detección Diferencial (*Differential Detection*)(figura 30). En contraste a la detección coherente esta no necesita ningún tipo de estimación de canal, la detección diferencial compara un símbolo de una subportadora con otro símbolo, el cual puede ser de una misma subportadora de diferente símbolo OFDM (figura 31 A) o una misma subportadora que pertenece a un símbolo OFDM previamente transmitido (figura 31 B). Este tipo de detección se puede realizar en el dominio del tiempo donde la comparación se realiza entre los símbolos, en la frecuencia (comparación es entre subportadoras) [1].

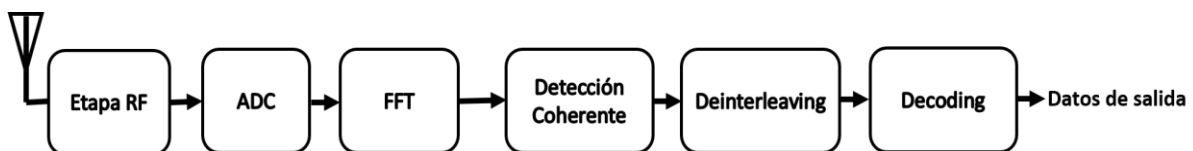


Figura 30. Diagrama a bloques de un receptor OFDM con detección diferencial [1].

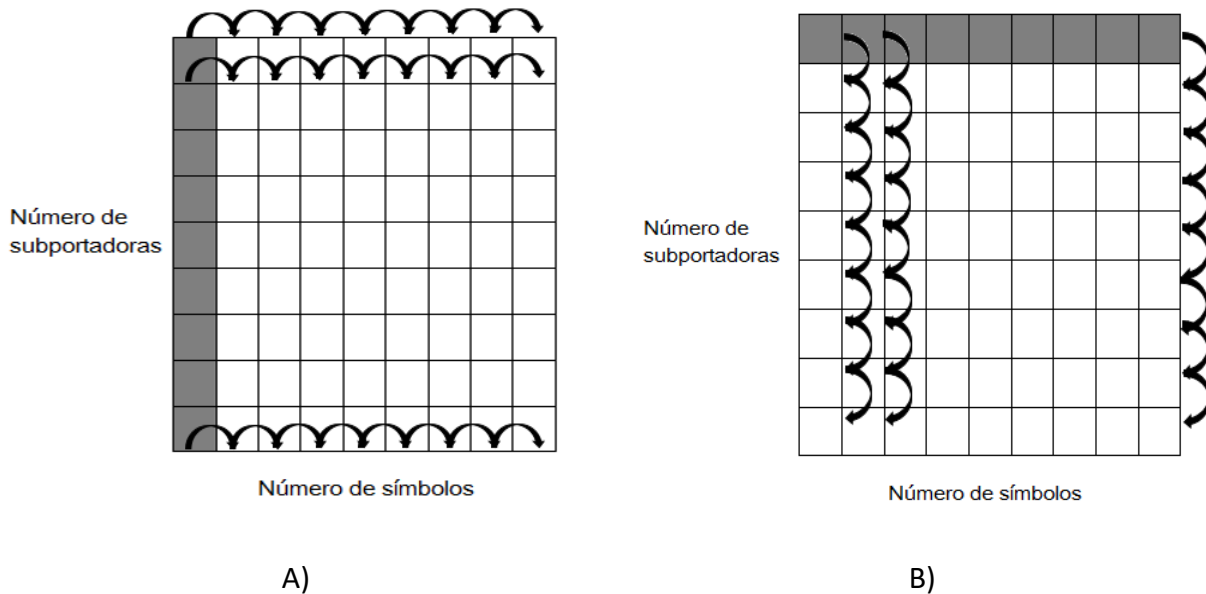


Figura 31. **A) Detección diferencial en el dominio del tiempo. B) Detección diferencial en el dominio de la frecuencia [1].**

Sin embargo en el sistema OFDM simulado no se consideró ninguno de estos efectos a excepción del ruido AWGN.

En la literatura para construir un receptor óptimo con un canal AWGN, lo dividen en dos bloques [8]. El primero se refiere a la demodulación de la señal recibida y el segundo es un detector. Es importante mencionar que el receptor conoce las posibles formas de ondas transmitidas, así como sus posibles amplitudes y fases para una señal pasa banda.

En esencia, en el bloque de la demodulación la señal recibida es convertida en un vector  $r = [r_1, r_2, \dots, r_N]$  de  $N$  dimensiones, donde  $N$  es la dimensión de las forma de onda de la señal recibida (se considera que el transmisor manda información digital con  $M$  formas de onda  $[s_1, s_2, \dots, s_m]$ ,  $1 \leq m \leq M$ , en intervalos de tiempo  $T$ ). Y el detector decide cuál de los  $M$  posibles forma de onda de la señal fue transmitida basándose en el vector  $r$  [22].

En el primer bloque se utilizan dos formas de demodulador, el demodulador de correlación y Filtro Acoplado (*Match filter*). En el caso de la detección para señales QPSK se utiliza el demodulador de correlación. Este demodulador utiliza funciones ortonormales  $\{f_n(t)\}$  para descomponer la señal recibida en espacios de señal [22].

Las funciones ortonormales tienen la siguiente propiedad [22]:

$$\int_{T_i}^{T_f} \varphi_i(t)\varphi_j(t)dt = \delta_{ij} = \begin{cases} 1, & i = j. \\ 0, & i \neq j. \end{cases}$$

3.17

Supongamos que la señal recibida  $r(t)$  pasa por un banco paralelo de funciones básicas como se muestra en la figura 32.

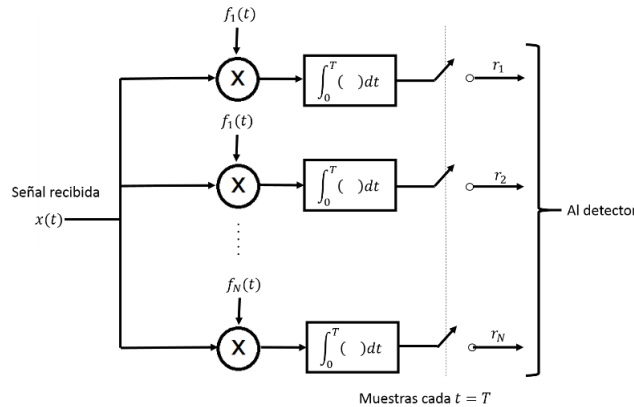


Figura 32. Banco de funciones ortonormales [22].

De modo que tenemos

$$\int_0^T r(t)f_k(t)dt = \int_0^T [s_m(t) + n(t)]f_k(t)dt$$

Donde  $T_i = 0$  y  $T_f = T$

3.18

$$r_k = s_{mk} + n_k \quad k = 1, 2, \dots, N$$

3.19

La señal es ahora representada por un vector  $s_m$  con componentes  $s_{mk}$ . Sus valores dependen de cuál de las M señales fue transmitida. En el caso de  $n_k$  son variables aleatorias independientes Gaussianas con media igual a cero y desviación estándar  $\sigma^2 = \frac{1}{2}N_0$ . Por lo tanto las salidas del correlador  $\{r_k\}$  condicionadas a la m-ésima señal transmitida son variables gaussianas estadísticamente independientes. La función de densidad de probabilidad condicional de las variables  $(r_1, r_2, \dots, r_N)$  es [22]:

$$p(r|s_m) = \frac{1}{(\pi N_0)^{\frac{N}{2}}} \exp \left[ -\sum_{k=1}^N \frac{(r_k - s_{mk})^2}{N_0} \right], \quad m = 1, 2, \dots, M$$

3.20

A la ecuación 3.20 se le llama función de Verosimilitud (*likelihood function*). Y el criterio que busca la máxima probabilidad de  $p(r|s_m)$  es llamada *Maximum a posteriori probability* (MAP)[22].

Al punto que se quiere llegar con esto es que las salidas del correlador  $(r_1, r_2, \dots, r_N)$  son suficientes estadísticamente para tomar una decisión de cuál de las  $M$  señales fue transmitida.

El detector, es el que realiza la decisión de la señal transmitida en cada intervalo de señal basándose en la observación del vector  $r$  buscando (en dicho intervalo), que la probabilidad de una decisión correcta sea maximizada.

Para encontrar la probabilidad máxima de decisión correcta se requirió utilizar la Distancia Euclidiana. Por lo tanto el problema se reduce a encontrar la señal  $s_m$  que tenga la menor distancia al vector  $r$  de la señal recibida. A esta decisión se le llama distancia mínima de detección (*Minimum distance detection*)[22].

La forma más simple de un demodulador óptimo para una señal M-PSK es con un demodulador de correlación de dos dimensiones. Usa dos canales uno en fase y otro en cuadratura como se observa en la figura 33 [25].

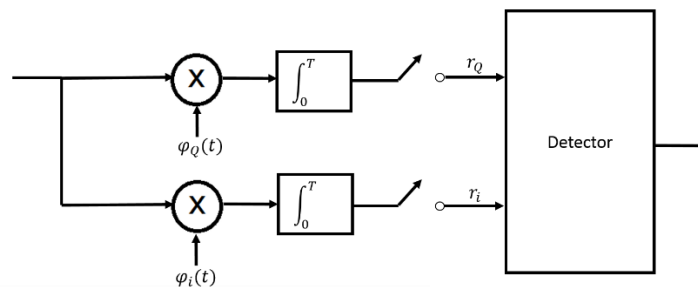


Figura 33. Demodulador M-PSK [25].

A la derecha de la figura 33, el bloque del detector elige el símbolo de acuerdo al criterio mencionado anteriormente de la máxima probabilidad de elegir correctamente [25].

En la implementación de la demodulación en el sistema OFDM simulado, simplemente se utilizó la siguiente función:

```
modem.qamdemod('M', 4, 'Gray',)
```

Esta función tiene los mismos campos de entrada que la función de modulación del transmisor.

El tipo de demodulación a utilizar (M) y el tipo de código.

Una vez recuperada la información con ruido se observó el diagrama de constelaciones para diferentes valores de SNR (figura 34).

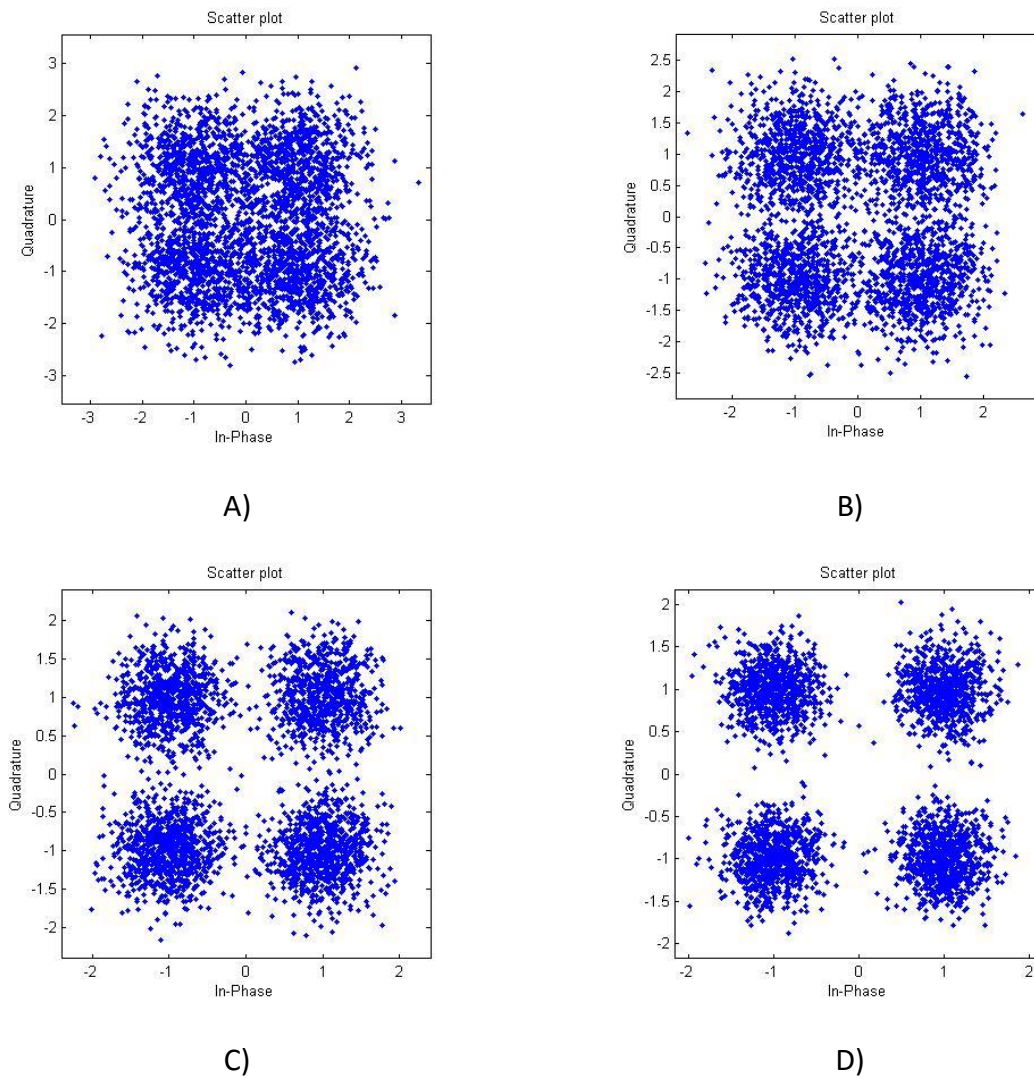


Figura 34. Ejemplos de constelaciones de los símbolos recibidos para varios valores de energía de bit. A)  $\frac{E_b}{N_0} = 1dB$ , B)  $\frac{E_b}{N_0} = 3dB$ , C)  $\frac{E_b}{N_0} = 6dB$ , D)  $\frac{E_b}{N_0} = 8dB$ .

Observamos que a niveles de SNR bajos los puntos de constelación son inapreciables. En el caso de la figura 33 A) donde  $\frac{E_b}{N_0} = 1$ , los puntos se encuentran muy dispersos en comparación a D) que es la constelación para un valor  $\frac{E_b}{N_0} = 8$ .

### 3. Tasa de bit erróneo (BER- Bit Error Rate).

El propósito de graficar la curva de la tasa de bit erróneo contra energía de bit del sistema es comparar el desempeño que éste tiene respecto a la curva de BER teórica para la modulación QPSK con un canal en donde solo se considera los efectos del ruido AWGN.

La expresión matemática de la curva de BER teórica para QPSK se escribe de la siguiente manera [22]:

$$P_{QPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \right) \tag{3.21}$$

Donde

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-x^2} dx \tag{3.22}$$

Es la función de error complementaria [22].

La curva teórica del BER para la modulación QPSK, fue simulada con la función de “*berawgn*” de MATLAB, la cual tiene como entrada los siguientes parámetros:

- La relación energía de bit sobre densidad espectral de potencia de ruido.
- El tipo de mapeo de constelación a utilizar.
- Tipo de codificación, diferencial o no diferencial.
- Para algunas modulaciones cuenta con el campo de demodulación coherente o no coherente.

Entonces para la simulación la curva teórica el vector de  $\frac{E_b}{N_0}$  contiene valores de 1 hasta 8, el tipo de mapeo es QPSK no diferencial.

En el caso de la curva de BER de la simulación, los bits recuperados en la detección de símbolos QPSK, fueron comparados con los bits originales, es decir los bits generados en el transmisor. Esto se realizó con la función “*biterr*” de MATLAB, la cual compara de elemento a elemento dos vectores y por cada bit diferente encontrado es contado y guardado en una variable, (los vectores deben de ser de la misma longitud).

El sistema es evaluado con los mismos valores del vector de  $\frac{E_b}{N_0}$  que la curva teórica utiliza, sin embargo la diferencia aquí es que el sistema realizará varias iteraciones (simulación Montecarlo) con cada uno de esos valores hasta que la condición de que la cantidad de errores acumulados no sea menor a 100, si no es así, si la cantidad de errores es mayor o igual a 100 se toma el siguiente valor de energía de bit. En otras palabras, el sistema seguirá transmitiendo tramas OFDM para un valor de  $\frac{E_b}{N_0}$  mientras los errores encontrados y acumulados en cada interacción sean menores a 100. Cuando la condición se cumpla se toma el siguiente valor del vector de  $\frac{E_b}{N_0}$ .

Para valores altos de  $\frac{E_b}{N_0}$  se requiere un mayor número de iteraciones debido a que habrá muy pocos errores por iteración. Por otro lado si el valor de  $\frac{E_b}{N_0}$  es pequeño, el número de errores por iteración será mayor. Por ejemplo, si evaluamos el sistema para los ocho primeros valores de  $\frac{E_b}{N_0}$ , en la simulación se obtuvo:

Energía de bit ( $\frac{E_b}{N_0}$ )	Iteración	Errores
1	1	418
2	1	258
3	1	134
4	2	164
5	3	108
6	8	108
7	21	101
8	101	103

**Tabla 4. Tabla de errores encontrados, dado un número de iteraciones realizadas para distintos valores de energía de bit.**

De la tabla 4 podemos observar que para un valor de  $\frac{E_b}{N_0} = 1$ , fue suficiente realizar solo una transmisión para superar la condición de 100 errores y continuar con el siguiente valor de energía de bit por densidad espectral de ruido. Para el caso de  $\frac{E_b}{N_0} = 4$ , el sistema necesito realizar dos transmisiones para alcanzar los 100 errores. Por último, para un valor de  $\frac{E_b}{N_0} = 8$ , el sistema realizó 103 transmisiones. Esto se debe a que la SNR es mayor cuando  $\frac{E_b}{N_0}$  va incrementándose.

Si retomamos las ecuaciones 3.8 y 3.9, podremos observar dicho comportamiento. Cuando la  $\frac{E_b}{N_0}$  es incrementada, tanto  $\frac{E_s}{N_0}$  y la SNR también lo hacen.

En la figura 35 se muestran variables con valores que se despliegan mientras la simulación está trabajando. Estas variables se van actualizando en cada iteración que realiza el programa. En a) la variable “errores” son los errores que se van acumulando en cada iteración. El criterio que se utiliza para decir si un bit es erróneo o no, es mediante la función que fue mencionada ya

anteriormente “biterr”, la cual compara los bits generados en el transmisor con los bits que fueron recuperados en el receptor y cada que encuentra dos bits diferentes le suma un uno a la variable “errores”. En el caso de b) tenemos la variable “iter” que cuenta el número de iteraciones que se han realizado. Para c) tenemos la variable “error\_bits” que cuenta los errores encontrados en tal iteración. Si observamos en d) y e) son las mismas variables que en a) y b), lo cual significa que tenemos el comienzo de una nueva iteración (iter = 101), pero ahora con la variable errores igual a:

$$\text{errores} = \text{errores} + \text{error\_bits} = 99 + 3 = 102$$

3.23

En otras palabras las variables se actualizaron y los errores encontrados en iter = 100 fueron sumados y acumulados. Cuando la condición de que los errores o que la variable “errores” sea menor a 100 ha sido superada, la simulación calcula la BER y guarda el valor en el vector “ber\_sim” (inciso f). El vector “ans” corresponde al BER teórico para la modulación digital QPSK.

```

Command Window
a) errores =
    99

b) iter =
   100

c) error_bits =
     3

d) errores =
   102

e) iter =
   101

f) ber_sim =
    0.0591    0.0397    0.0213    0.0116    0.0052    0.0025    0.0008    0.0002

g) ans =
... 0.0563    0.0375    0.0229    0.0125    0.0060    0.0024    0.0008    0.0002

```

**Figura 35. Fragmento de resultados de la simulación.**

De la figura 35 observamos lo parecidos que son los vectores de las dos BER para los ocho diferentes valores de  $\frac{E_b}{N_0}$ . Esta similitud se observara con mayor claridad en la gráfica de BER contra  $\frac{E_b}{N_0}$  (figura 36).

El cálculo de la tasa de bit erróneo para cada valor de  $\frac{E_b}{N_0}$ , se realizó dividiendo los errores que fueron encontrados y que a su vez se fueron acumulando hasta el límite que se estableció (siendo éste igual a 100), entre la cantidad de bits transmitidos, es decir

$$BER = \frac{N_{err}}{k * N_{sim} * long_{sim} * iter} = \frac{Bits\ erroneos}{Bits\ transmitidos}$$

3.24

Donde

$N_{err}$  = Número de errores.

$k$  = Número de bits por símbolo.

$N_{sim}$  = Número de símbolos OFDM.

$long_{sim}$  = Longitud del símbolo OFDM.

$iter$  = Número de iteraciones realizadas.

La curva teórica y la del sistema OFDM simulado, se presentan en la siguiente figura:

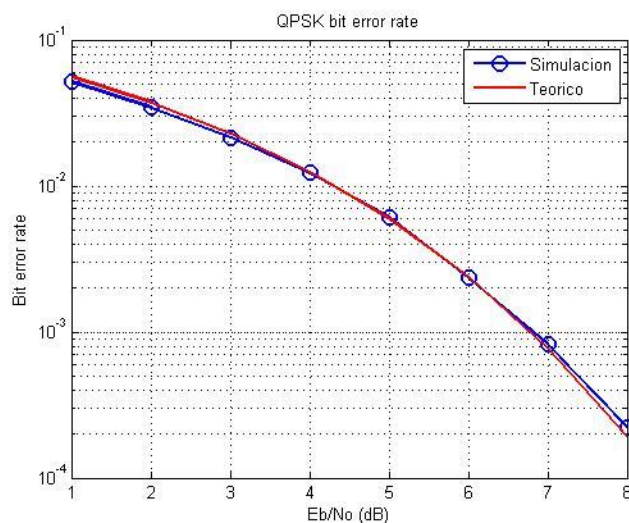


Figura 36. Curva de la modulación QPSK teórica y la del sistema OFDM simulado.

# CAPÍTULO 3.

### CAPÍTULO 3. CONSIDERACIONES ADICIONALES Y CONCLUSIONES

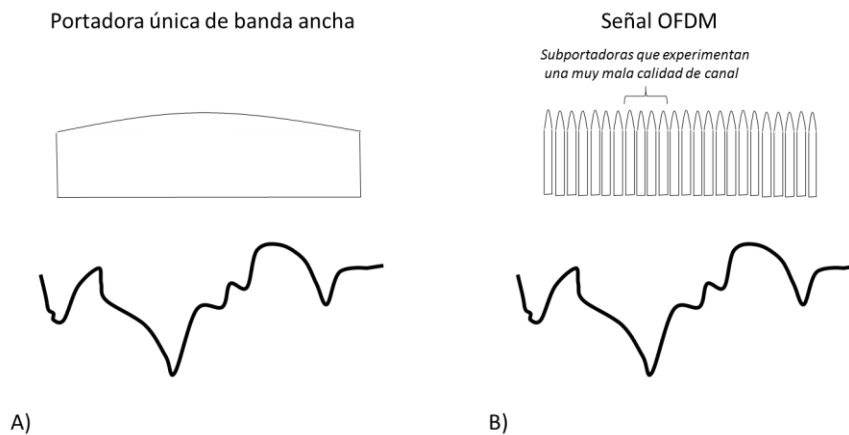
En la construcción del transmisor OFDM, se consideró primero construir la señal (las subportadoras) mediante la ecuación 1.1, con el propósito de comparar con el modelo discreto o de la IFFT. Se observó que la simulación al construir 64 subportadoras con la ecuación 1.1, es significativamente más lenta en comparación a la simulación con el modelo discreto (la IFFT) y en el receptor, para obtener los símbolos QPSK la demodulación (ecuación 2.2) sería un proceso muy lento con demasiadas operaciones a realiza de subportadora en subportadora.

La potencia de la señal en la simulación se vio afectada por los procesos a la que se sometió. Por ejemplo, en la modulación, demodulación de las subportadoras, la IFFT y la FFT se tuvieron que normalizar con el objetivo de que la potencia no se viera afectada y lo que entrara al operador saliera con la misma potencia. Otro proceso que afecto fue la el sobremuestreo que se hizo de la señal para poder trasladarla en frecuencia a 1GHz, el cual en este caso en el receptor se removió el sobremuestreo para obtener la señal original después de la convolución del filtro de acoplamiento. Por último en la demodulación de la señal para trasladarla en banda base la potencia se vio atenuada a la mitad. Por tal motivo se amplificó la señal al doble para compensar y obtener la potencia original en la componente banda base.

En el desempeño del sistema de comunicaciones, de la figura 36 donde se grafican tanto la curva de BER teórica de la modulación QPSK y la curva del sistema OFDM simulado, observamos que son muy parecidas para valores de  $\frac{E_b}{N_0}$  entre 1 y 8 dB, lo cual significa que el sistema está trabajando de manera adecuada en presencia de un canal donde solamente se considera ruido AWGN. Esto es debido a que las subportadoras OFDM bajo los efectos del ruido AWGN se comportan de la misma que si un sistema de comunicaciones de única portadora, es decir, las subportadoras se pueden ver como varios sistemas de única portadora con ruido AWGN en paralelo. Por tal motivo las curvas de la figura 36 son similares.

Por otro lado si se desea ver el impacto de la técnica OFDM en el desempeño de la simulación y la BER de QPSK, tendríamos que considerar los desvanecimientos selectivos en frecuencia, en otras palabras, cambiar el modelo del canal de uno sin obstáculos (con línea de vista) a uno sin

línea de vista y con multitrayectorias (con obstáculos). Sin recordamos en las multitrayectorias como efectos de canal de comunicaciones se está hablando de réplicas de la señal transmitida con diferentes fases, amplitudes y tiempos de arribó al tomar caminos diferentes de propagación, haciendo así, que las componentes de frecuencia o las subportadoras se vean afectadas de diferente manera (o descorrelacionado) figura 37.



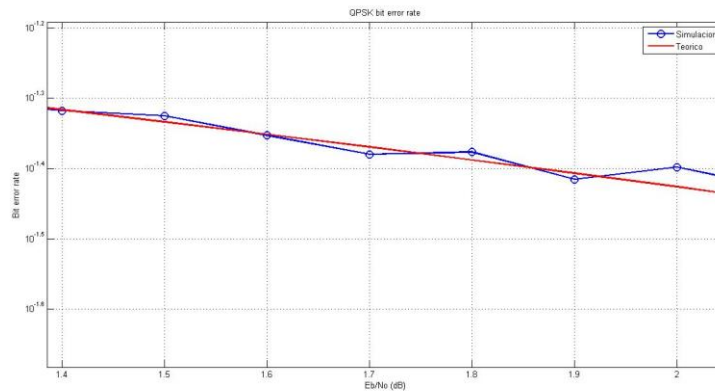
**Figura 37.a) Transmisión de una única portadora y B) transmisión de una señal OFDM bajo efectos de un canal selectivo en frecuencia.**

De la figura 37 observamos dos tipos de transmisión, en A) tenemos una transmisión de una portadora única de banda ancha. En esta transmisión los símbolos son enviados por el ancho de banda completo de la señal, los datos se transmitirán en frecuencias con diferentes calidades, es decir, la señal tendrá diferentes intensidades o fuerza en diferentes bandas de frecuencia. A esto se le conoce como diversidad en Frecuencia (*Frequency Diversity*).

Por otro lado en B) la señal OFDM bajo efectos del canal selectivo en frecuencia, ciertos símbolos son afectados por bandas de frecuencia con muy baja intensidad instantánea de señal y otros con intensidades grandes. Esto significa que la modulación individual de los símbolos típicamente no experimenta demasiada *Frequency Diversity*.

El efecto anterior se ve reflejado en la BER del sistema, es decir, la BER de una transmisión OFDM bajo efectos de un canal selectivo en frecuencia es relativamente pobre en comparación a una tasa de error básica para el caso de una portadora única de banda ancha.

Si realizamos nuevamente la simulación pero con valores de energía de símbolo más próximo observaremos que la curva de la simulación oscila respecto la teórica como se puede se muestra en la figura 38.



**Figura 38. Curvas de BER evaluadas cada 0.1dB de energía de bit.**

Los valores tomados de energía de bit fue cada 0.1 dB.

Sin embargo en la simulación de este sistema OFDM no fueron considerados procesos y efectos importantes en general para la implementación de sistemas de comunicaciones digitales como el control de potencia de la señal recibida (Control Automático de Ganancia), el efecto de CFO, detección de paquetes, el proceso de sincronización y estimaciones del canal. Cada uno de estos puntos cumplen una función importante, por ejemplo, en el caso del Control Automático de Ganancia (*AGC-Automatic Gain Control*), controla la potencia de los símbolos OFDM que llegan al receptor mediante un amplificador de ganancia variable (*VGA- Variable Gain Amplitude*) y un lazo de retroalimentación que controla y ajusta el VGA en función de la potencia de la señal recibida. Este control se debe al problema que se presenta en el ADC que está inmediatamente después del AGC, ya que si no se utiliza la potencia adecuada en el ADC éste se satura teniendo una amplitud muy alta en su entrada y así generado problemas en la cuantización en el proceso de digitalización de la señal. En el estándar 802.11a, en la estructura de la trama, los primeros siete símbolos cortos (*STS- Short Training Symbols*) llevan a cabo el ajuste de la ganancia.

En la detección de los paquetes, básicamente se realiza una medición de la energía de la señal recibida en el receptor y para decidir si ha llegado una trama se establecen umbrales de detección. Sin embargo los umbrales deben ser seleccionados adecuadamente ya que dos

parámetros se desprenden de aquí. El primer parámetro es la probabilidad de detectar un paquete debido a que no se transmitió ninguno y el segundo es la probabilidad de no detectar un paquete que ha sido transmitido. Estas probabilidades dependen de que tan alto o que tan bajo sea el umbral, si el umbral es muy alto aumenta la probabilidad de no detección mientras disminuye la probabilidad de detectar un paquete cuando no se ha transmitido ninguno. Cuando el umbral es muy bajo aumenta la probabilidad de falsa detección mientras disminuye la de no detección.

La sincronización en un sistema de comunicaciones OFDM consta de lo siguiente [2]:

- Detección del inicio del símbolo de datos OFDM (temporización).
- Detección y corrección de CFO.

Este proceso es de suma importancia debido a la sensibilidad que presenta OFDM al CFO (*Carrier Frequency Offset*) y al ruido de fase. Sabemos que OFDM es robusto contra efectos de ISI por el prefijo cíclico que tienen los símbolos OFDM, es decir, lo hace fuerte para sincronización en tiempo. Sin embargo los efectos de ICI provocados por las imperfecciones de los osciladores locales tanto en el transmisor y como en el receptor además de los corrimientos Doppler en el canal generan corrimientos de frecuencia (CFO).

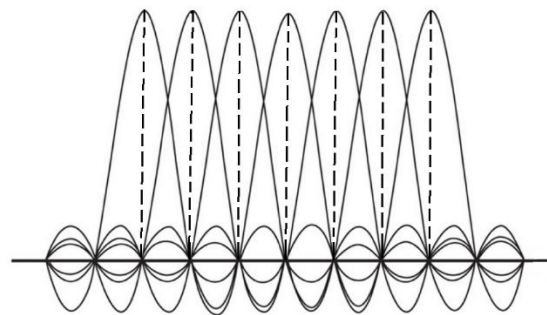
Para realizar los dos puntos anteriores existen algoritmos entrenados y no entrenados. Los algoritmos entrenados utilizan símbolos de entrenamiento y símbolos piloto para realizar la estimación de CFO y temporización. En el estándar IEEE 802.11a se utiliza este algoritmo debido a que cuenta con símbolos de entrenamiento STS y LTS, ubicados en el preámbulo de la trama y sus cuatro símbolos piloto que se encuentran dentro de la trama de datos (figura 11). Son algoritmos rápidos y de precisión alta pero el inconveniente que tienen es que desperdician ancho de banda y reducen la tasa de transmisión. Los algoritmos no entrenados se basan en la correlación del prefijo cíclico de manera que no desperdician ancho de banda y no reducen la tasa de transmisión, pero son menos precisos.

En el caso de la Temporización se refiere al problema que se tiene de ISI cuando el retardo por multi-trayectorias es mayor que el tiempo de guarda (donde se encuentra el prefijo cíclico). Entonces para obtener una temporización correcta en el receptor, el inicio de la ventana de las

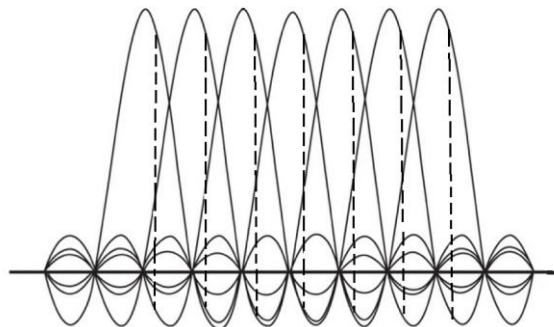
muestras para realizar la FFT debe obtenerse dentro de la parte no afectada por ISI, es decir, dentro del intervalo de la FFT solo existan muestras que pertenezcan a un solo símbolo OFDM. Existen muchos métodos propuestos para la estimación de temporización en sistemas OFDM donde la mayoría de ellos se basan en la correlación de dos bloques de muestras de la misma señal recibida [26-44].

En el corrimiento de frecuencia portadora (CFO) y el ruido de fase por otra parte, son problemas que además de reducir la relación SNR de la señal recibida produce ICI como ya fue mencionado anteriormente. Este problema se presenta de la siguiente manera.

En la figura 39 se presentan dos casos, el primero muestra 7 sub portadoras libre de ICI ya que las muestras son tomadas en la máxima amplitud de cada *sinc* donde (la muestra tomada en el máximo sinc encuentra cero contribución de las demás sub portadoras).



A)



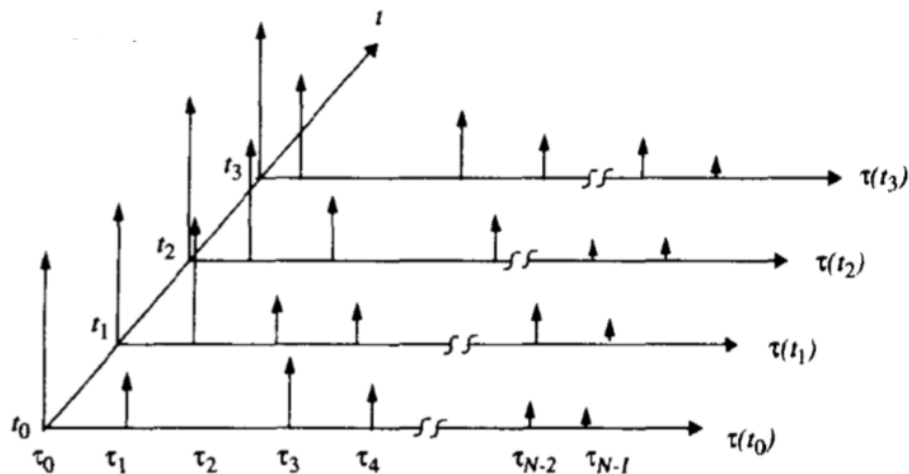
B)

Figura 39. A) Espectro de Sub portadoras libre de ICI. B) Sub portadoras con ICI.

Se observa de la figura 39 B, que la muestra ya no se encuentra en el máximo de amplitud de las sub portadoras y existe contribución de las sub portadoras vecinas causando la pérdida de la ortogonalidad y por tanto interferencia. Al igual que en la temporización existen numerosas propuestas para corregir la degradación que la CFO hace a los sistemas OFDM. Algunos métodos utilizan símbolos de entrenamiento especiales [27, 45, 46], mientras otros utilizan las sub portadoras pilotos [47, 48] que se encuentran en la trama de datos y otros más utilizan la redundancia inherente de los símbolos OFDM por el prefijo cíclico [26, 49, 50].

El modelo o el efecto que únicamente se consideró en el canal del sistema OFDM simulado fue el ruido AWGN. Sin embargo en la realidad el ruido AWGN no es el único mecanismo que distorsiona la señal en un canal de comunicaciones inalámbricas. En la realidad también se encuentran los desvanecimientos selectivos en frecuencia, es decir, los efectos de multi trayectoria. De la figura 6 se vio que la señal se propaga a través de diferentes trayectorias lo que ocasionaría retardos, cambios en amplitud y fase. De tal modo que en el receptor se vería como una suma de las réplicas de la señal. Si se transmite un impulso, entonces la señal recibida de acuerdo a lo anterior, se conforma por suma de las réplicas del impulso original, y a esto se le conoce como la respuesta al impulso del canal (CIR- *Channel Impulse Response*)[2,4] .

Una característica más que hasta este momento no se ha considerado en la CIR son las variaciones en tiempo que presenta. En los sistemas de telefonía celular las características del canal cambian debido al constante movimiento que tiene el receptor, por lo tanto para diferentes instantes de tiempo presenta diferentes CIR como se muestra en la figura 40.



**Figura 40. Ejemplo de un modelo con respuesta al impulso variante en tiempo para un canal multitrayectoria.**

Como observamos de la figura 40, la señal recibida consistirá de una serie de réplicas atenuadas, retrasadas ( $\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_{N-1}$ ) y fases modificadas de la señal transmitida que varían de acuerdo al instante de tiempo ( $t_0, t_1, \dots, t_n$ ) donde es observado el canal. La respuesta al impulso de un canal multi trayectoria puede expresarse de la siguiente manera [51]:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t, \tau) e^{j(2\pi f_c \tau_i(t) + \varphi_i(t, \tau))} \delta(\tau - \tau_i(t))$$

4.1

Donde  $a_i(t, \tau)$  y  $\tau_i(t)$  son las amplitudes y los retardos respectivamente de la  $i$ -ésima componente de multi trayectoria al instante de tiempo  $t$ . El término  $2\pi f_c \tau_i(t) + \varphi_i(t, \tau)$  representa los cambios de fase debido a la propagación en el espacio libre de la  $i$ -ésima componente de multi trayectoria [51].

En la estimación del canal para un sistema OFDM, sabemos que los datos son modulados con sub portadoras ortogonales, y para recuperar la información la respuesta en frecuencia de cada uno de estos subcanales debe ser estimada y luego corregida.

Los métodos que se utilizan para la estimación se categorizan de la siguiente manera. Las estimaciones ciegas y no ciegas. Los métodos de estimación ciega utilizan las estadísticas de las señales recibidas donde se necesitan grandes cantidades de datos para realizar la estimación. Si el canal presenta demasiadas variaciones en el tiempo sufrirán de considerables degradaciones. Ahora, en los métodos de estimación no ciega, una parte de la señal que fue transmitida, el receptor la utiliza para estimar el canal de comunicaciones.

Si recordamos de la sección 2.1.1, la estructura de la trama para el estándar 802.11a, utiliza símbolos de entrenamiento para la estimación del canal, por tanto, el tipo de métodos que se utiliza en el estándar es no ciego.

Otra clase de métodos de estimación que pertenece a la de métodos no ciegos son los asistidos por datos. La estimación de canal asistida por datos involucra la inserción de datos previamente conocidos por transmisor y receptor, en un conjunto de subportadoras de la señal OFDM a

transmitir. Dichos datos insertados son conocidos como subportadoras piloto. La estimación del canal se puede realizar insertando subportadoras piloto en todas las subportadoras que conforman un símbolo OFDM con una periodicidad temporal, o asignando subportadoras piloto a un conjunto reducido de las subportadoras en cada símbolo OFDM transmitido. El primer caso corresponde a una estimación por bloque, y supone que la función de transferencia del canal no varía demasiado rápidamente en el tiempo. El segundo caso corresponde a una estimación en modo combinado y es capaz de estimar el canal incluso cuando éste varía dentro del mismo símbolo.

Otros métodos que utilizan subportadoras piloto son el llamado estimador de mínimo error cuadrático medio lineal (LMMSE-*Linear Minimum Mean Square Error*), y el estimador de mínimos cuadrados (LS, *Least -squares*) [52-57].

## **CONCLUSIONES**

La presente tesis tuvo como objetivo principal el análisis y simulación de un sistema OFDM basándose en parámetros del estándar para redes inalámbricas de área local IEEE 802.11. En el capítulo 1, se definió que OFDM tiene un gran impacto en los sistemas de comunicaciones de hoy en día por las ventajas que tiene, por ejemplo, su característica de implementación sencilla y su fortaleza frente a los desvanecimientos selectivos en frecuencia al transmitir la información de forma paralela sobre subportadoras ortogonales con tasas más pequeñas de datos, haciendo así que el tiempo de símbolo sea mayor. Además de que utiliza de manera más eficiente el espectro de radiofrecuencia conservando la ya mencionada propiedad de ortogonalidad de las subportadoras con la inserción de un prefijo cíclico en cada símbolo OFDM. Con todo lo anterior permite obtener tasas de transmisión mayores sin utilizar un gran porcentaje del ancho de banda. También en el capítulo 1 se observó que las subportadoras ortogonales de los símbolos OFDM pueden generarse mediante la transformada inversa discreta de Fourier, la cual puede implementarse de manera eficiente con la transformada rápida de Fourier simplificando la construcción de un sistema OFDM.

En el capítulo 2 se vio la simulación del sistema OFDM. Se utilizaron parámetros del estándar IEEE 802.11a. Además se mostró y describió brevemente la función que realiza cada parte de la estructura de la trama (en esencia como resuelve las principales desventajas de OFDM, como el

CFO y ruido de fase). También en este capítulo se eligieron los parámetros de construcción como las técnicas, longitudes, frecuencias, filtros etc., para el sistema de comunicaciones. Por ejemplo, la traslación de en frecuencia de la señal se consideró a los 5 GHz del estándar 802.11a, pero por la cantidad de muestras se volvía muy lenta la simulación. Por tal motivo se decidió a 1 GHz. En el caso del filtro formador se llegó a la conclusión de utilizar un filtro de raíz de coseno alzado debido a que cumple con el criterio de Nyquist de cero ISI.

Por último, el sistema se consideró solamente con ruido AWGN en el canal y el mapeo que se utilizó fue QPSK, la comparación de la BER teórica para esta modulación digital y la de la simulación era más que necesaria para saber si el sistema tiene un buen comportamiento.

El resultado que se encontró en la comparación es que ambas curvas son muy similares debido a que las subportadoras OFDM y un sistema de comunicaciones de portadora única se comportan de la misma manera frente a canales con ruido AWGN, independientemente de la tasa de transmisión que tengan.

Si en la simulación del sistema OFDM se hubieran tomado en cuenta procesos como la codificación convolucional, el entrelazado etc, la curva presentaría una caída más rápida en comparación a las curvas encontradas en la figura 36. Este comportamiento lo que nos indicaría es que la probabilidad de que ocurra un error disminuye, es decir, la información se encuentra aún más protegida a efectos producidos por el canal y el número de iteraciones que la simulación tendría que hacer para cada valor de energía de bit crece de manera considerable.

En el presente capítulo (capítulo 3), se habló brevemente de los efectos y procesos que no fueron considerados en la simulación pero que son de suma importancia en la implementación de un sistema de comunicaciones que utiliza la técnica de modulación OFDM. Se vio que para cada uno de estos efectos el estándar utiliza los símbolos que tiene en el preámbulo de su trama para enfrentar los efectos del canal

Finalmente, la simulación realizada de un sistema OFDM presentado en esta tesis proporcionó un panorama más completo de lo que conlleva toda la implementación de un sistema de comunicaciones digitales, por ejemplo, los procesos de mapeo, detección, filtrado, modulación y

demodulación. Además de comprender los efectos que genera en las señales un canal de comunicaciones.

### **TRABAJO FUTURO**

A partir de lo estudiado y simulado en esta tesis, para tener un sistema OFDM más completo los siguientes puntos se considerarían para trabajo futuro.

- Construcción de un control automático de ganancia (AGC). Es necesario implementar primero la conversión de la señal de analógico a digital y después realizar el control de la potencia recibida para maximizar la SQNR (*Signal to Quantization Noise Ratio*).
- Detección de símbolos OFDM
- Sincronización. Simular métodos de temporización y CFO para observar su desempeño.
- Considerar los efectos de multitrayectoria en el canal.
- Estimación del canal de comunicaciones para sistemas OFDM.

## REFERENCIAS

- [1] Richard Van Nee y Ramjee Prasad, "OFDM For Wireless Multimedia Communications", Artech House Publishers, Boston, Londres, 33-37pags, 2000.
- [2] Rodrigo Bernal Castro, "Diseño e implementación de un Sistema de comunicaciones OFDM basado el estándar IEEE 802.11a". Tesis de Maestría, CINVESTAV, México D.F., 1-9, 29-33pags, Diciembre 2009
- [3] Alexander López Parrado y Julián Adolfo Ramírez Gutiérrez, "Implementación de OFDM sobre FPGA", 17-20pags, Octubre 2009
- [4] John G. Proakis y Dimitris G. Manolakis, "Tratamiento de señales digitales: Principios, Algoritmos y Aplicaciones", Pearson-Prentice Hall, 3ra Ed, 511 págs, 2007
- [5] Fernando Peña Campos, "Estimacion de Canales variantes en el tiempo para sistemas OFDM utilizando expansión en bases". Tesis de Maestría, CINVESTAV, México Guadalajara Jalisco, 14-17pags. Diciembre 2011.
- [6] Carmen Aguayo Torres, "Modulacion Multiportadora Adaptativa para Canales Selectivos en Frecuencia con Desvanecimientos", Tesis Doctoral, Universidad de Malaga, España, 84-90pags, 2001.
- [7] Andreas F. Molisch, "Wireless Communications" Wiley, 2da Ed. Universidad del sureste de California USA, 429-432pags, 2011.
- [8] <http://www.radio-electronics.com>
- [9] [http://www.vocal.com/wp-content/uploads/2012/05/80211a\\_wp1pdf.pdf](http://www.vocal.com/wp-content/uploads/2012/05/80211a_wp1pdf.pdf)
- [10] <http://www.ni.com>
- [11] Daan Pareit, Bart Lannoo, Ingrid Moerman and Piet Demeester, "The History of WiMAX: a Complete Survey of the Evolution in Certification and Standardization for IEEE 802.16 and WiMAX", IEEE COMMUNICATIONS SURVEYS AND TUTORIALS, VOL 14, NO. 4, pags 1183-1207, 2012.

- [12] <https://www.dvb.org>
- [13] Ulrich H. Reimers, "DVB- The Family of International Standards for Digital Video Broadcasting", Proc. IEEE, VOL 94 NO.1, pags 173-178, January 2006
- [14] <http://www.eureka.be>
- [15] Jun-Zhao Sun, Jaakko Sauvola, and Douglas Howie "Features in Future: 4G Visions from a Technical Perspective", IEEE, pags 3533-3537, University of Oulu Finland 2001
- [16] K.R.Santhi, Prof.V.K.Srivastava, G.SenthilKumaran, Eng. Albert Butare, "Goals of true Broad band's Wireless Next Wave (4G-5G)", Kigali Institute of Science Technology and Management (KIST), pags 2317-2321, 2003.
- [17] LAN/MAN Standards Committee, "Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications", IEEE Standard 802.11a,53, 83 págs, 2012.
- [18] <http://www.gaussianwaves.com>
- [19] <http://www.ni.com/white-paper/3876/en/#toc2>
- [20] Bernard Sklar, "Digital Communicatios Fundametals and Applications", Prentice Hall PTR, Communications Engineering Services, Tarzana, California and Uniersity of California, Los Angeles, 138-144pags
- [21] Ian Glover, Peter Grant, " Digital Communications", Prentice Hall, Harlow Essex Inglaterra, 261-269 pags, 1998.
- [22] John G. Proakis, "Digital communications", Mc Graw Hill, 4ta Ed, USA, 2000, pags 242-246, 266-272, 556-561.
- [23] Peyton Z. Peebles, " Digital Communications Systems", Prentice Hall, New Jersey, 1987, 171-175.

- [24] Alan V. Oppenheim & Alan S. Willsky, "Señales y Sistemas", Prentice Hall, Hispanoamericana, 2da Edición, México, 583-594.
- [25] Stephen G. Wilson, "Digital Modulation and Coding", Prentice Hall, 1996, New Jersey, 185-189 pags.
- [26] Jan-Jaap Van de Beek, Magnus Sandell y Per Ola Börjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems", IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 45, No. 7, pp. 1800-1805, Julio 1997
- [27] Timothy M. Schmidl y Donald C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM", IEEE Transactions on Communications, Vol. 45, No. 12, pp. 1613-1621, Diciembre 1997
- [28] H. Minn, M. Zeng y V. K. Bhargava, "On timing offset estimation for OFDM systems", IEEE Communications Letters, Vol. 4, No. 7, pp. 242-244, Julio 2000
- [29] K. Wang, M. Faulkner, J. Singh y I. Tolochko, "Timing synchronization for 802.11a WLAN's under multipath channels", Australian Telecommunications Networks and Applications Conference, Melbourne, Australia, Diciembre 2003.
- [30] Fan Wu y Mosa Ali Abu-Rgheff, "Time and Frequency Synchronization Techniques for OFDM Systems operating in Gaussian and Fading Channels: A Tutorial" The 8th Annual Postgraduate Symposium on The Convergence of Telecommunications, Networking and Broadcasting (PGNET), Liverpool, John Moores University, Junio 2007
- [31] Sridhar Nandula y K. Giridhar, "Robust timing synchronization for OFDM based wireless LAN system", Conference on convergent technologies for Asia Pacific region (TENCON), Vol. 4, pp. 1558-1561, Octubre 2003
- [32] Yong Wang, Ge Jian-hua, Bo Ai, Li Zong-qiang y Nie Yuan-fei, "A novel scheme for symbol timing in OFDM WLAN systems", ECTI Transactions on Electrical Engineering, Electronics and Communications, Vol. 3, No. 2, pp. 86-91, Agosto 2005

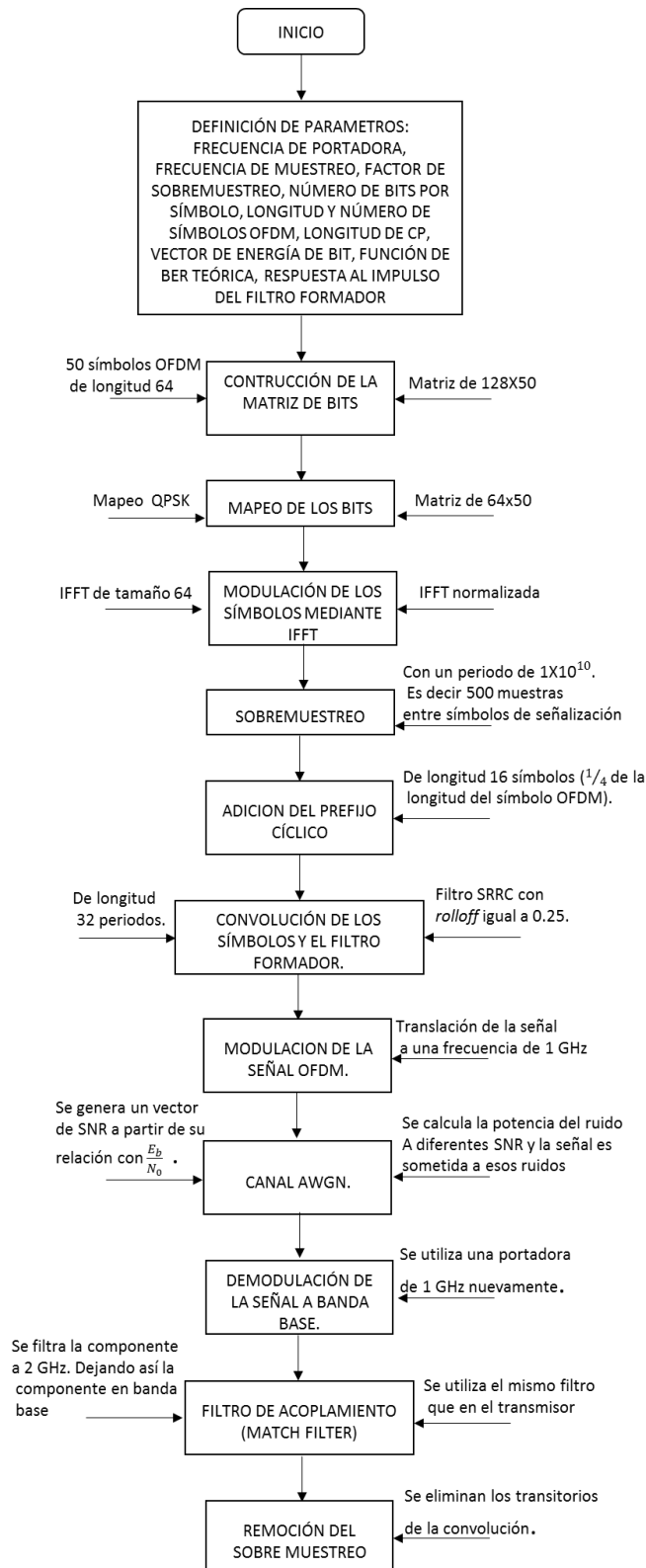
- [33] N. Chen, M. Tanaka y R. Heaton, "OFDM timing synchronisation under multi-path channels", IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), Vol. 1, pp. 378-382, Abril 2003
- [34] Andrew Fort y Wolfgang Eberle, "Synchronization and AGC proposal for IEEE 802.11a burst OFDM systems" Global Telecommunications Conference (GLOBECOM), Vol. 3, pp. 1335-1338, Diciembre 2003
- [35] Jooyeol Yang y Kyungwhoon Cheun, "Improved symbol timing synchronization for IEEE 802.11a/g wireless LAN systems in multipath channels", International Conference on Consumer Electronics (ICCE), pp. 291-292, Enero 2006
- [36] Alan J. Coulson, "Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: Analysis", IEEE journal on selected Areas in Communications, Vol. 19, No. 12, pp. 2495-2503, Diciembre 2001
- [37] Alan J. Coulson, "Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: Algorithm", IEEE journal on selected Areas in Communications, Vol. 19, No. 12, pp. 2486-2494, Diciembre 2001
- [38] Guangliang Ren, Yilian Chang, Hui Zhang y Huining Zhang, "A novel burst synchronization method for OFDM based WLAN systems", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 50, No. 3, pp. 829-834, Agosto 2004
- [39] Zhongsan Zhang, Keping Long, Ming zhao y Yuanan Liu, "Joint frame synchronization and frequency offset estimation in OFDM systems", IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 51, No. 3, pp. 389-394, Septiembre 2005
- [40] Fredrik Tuvfesson, Ove Edfors y Mike Faulkner, "Time and frequency synchronization for OFDM using PN-sequence preambles", Vehicular Technology Conference, Amsterdam Netherlands, pp. 2203-2207, Septiembre 1999
- [41] Chunlin Yan, Jiayi Fang, Youxi Tang, Shaoqian Li y Yingtao Li, "OFDM synchronization using PN sequence and its performance", International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Proceedings, Vol. 1, pp. 936-939, Septiembre 2003

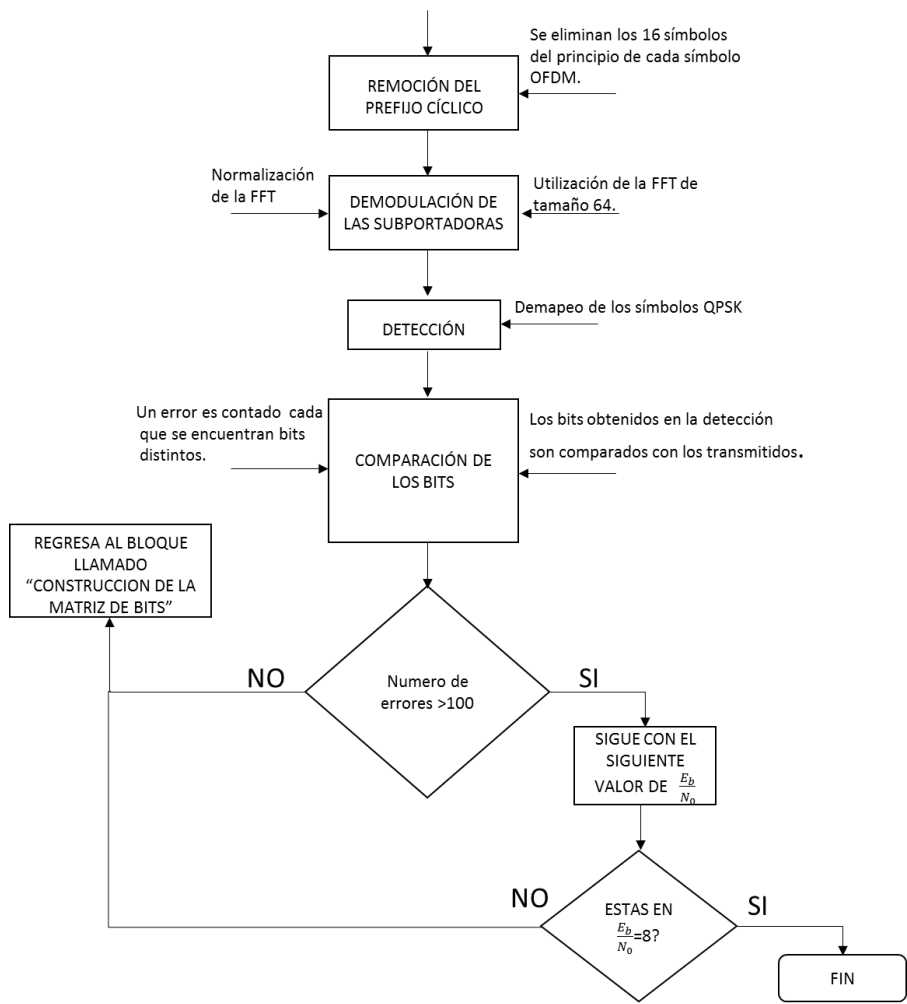
- [42] Hlaing Minn, Vijay K. Bhargava y Khaled Ben Letaief, "A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems", IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 2, No. 4, pp 822-839, Julio 2003
- [43] Kai Shi y Erchin Sheperdin, "Coarse frame and carrier synchronization of OFDM systems: A new Metric and comparison", IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 3, No. 4, pp. 1271-1284, Julio 2004
- [44] Thomas Keller, Lorenzo Piazza, Paolo Mandarini y Lajos Hanzo, "Orthogonal frequency division multiplex synchronization techniques for frequency-selective fading channels", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 19, No. 6, pp. 999-1008, Junio 2001
- [45] Paul H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction", IEEE Transactions on Communications, Vol. 42, No. 10, pp. 2908-2914, Octubre 1994
- [46] Michelle Morelli y Umberto Mengali, "An improved frequency offset estimator for OFDM applications", IEEE Communications Letters, Vol. 3, No. 3, pp.75-77, Marzo 1999
- [47] M. Julian Fernández Getino García, Ove Edfords y José M. Páez-Borrillo, "Frequency offset correction for coherent OFDM in wireless systems" IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 47, No. 1, pp. 187-193, Febrero 2001
- [48] Jing Lei y tung-Sang, "A consistent OFDM carrier frequency offset estimator based on distinctively spaced pilot tones", IEEE Transaction on wireless communications, Vol. 3, No. 2, pp. 588-599, Marzo 2004
- [49] Flavio Daffara y Ottavio Adami, "A novel carrier recovery technique for orthogonal multicarrier systems" European Transactions on Telecommunications, Vol. 7, Issue 4, pp. 323-334, JulioAgosto 1996
- [50] Navid Lashkarian y Sayfe Kiaei, "Class of cyclic-based estimators for frequency-offset estimation of OFDM systems", IEEE Transactions on communications, Vol. 48, No. 12, pp.2139-2149, Diciembre 2000

- [51] Theodore S. Rappaport, "Wireless Communications Principles and Practice" . Prentice Hall, 2da Ed, US, Diciembre 2001
- [52] Mehmet Kemal Ozdemir y Huseyin Arslan, "Channel estimation for wireless OFDM systems", IEEE Communications Surveys, Vol. 9, No. 2, pp. 18-48, 2do Cuarto 2007
- [53] Ove Edfors, Magnus Sandell, Jan-Jaap van de Beek, Sarah Kate Wilson y Per Ola Börjesson, "OFDM channel estimation by singular value decomposition", IEEE Transactions on Communications, Vol. 46, No. 7, pp. 931-939
- [54] Zi-Wei Zheng, Zhi-Xing Yang, Chang-Yong Pan y Yi-Sheng Zhu, "Robust synchronization and channel estimation for the OFDM-based WLAN systems", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 50, Issue 3, pp. 807-812, Abril 2004
- [55] Michele Morelli y Umberto Mengali, "A comparison of pilot-aided channel estimation methods for OFDM systems", IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 49, No. 12, 3065-3073, Diciembre 2001
- [56] Jan-Jaap van de Beek, Ove Edfors, Magnus Sandell, Sarah Kate Wilson y Per Ola Börjesson, "On channel estimation in OFDM systems", IEEE Vehicular Technology Conference, Vol. 2, pp. 815-819, Septiembre 1995
- [57] Ove Edfors, Magnus Sandell, Jan Jaap van de Beek, Sarah Kate Wilson y Per Ola Börjesson, "Analysis of DFT-based channel estimators for OFDM", Wireless Personal Communications: An international Journal, Vol. 2, Issue 1, pp. 55-70, Julio 19.

# ANEXO

## Diagrama de Flujo





## Código de la simulación

```
clc;clear all;close all;
%Frecuencia de Carrier
fc=1e9;
%Frecuencia de muestreo
fs=fc*10;

Fsym      = 20e6;
os_Factor = fs/Fsym;
k=2;
EbNo_dB=[1:1:8];
EsNo_dB  = EbNo_dB + 10*log10(k);
SNR_dB   = EsNo_dB - 10*log10(0.5*os_Factor);
%sigma   = ((0.5/os_Factor)./(10.^((SNR_dB)/10)));
OFDM_sym_len=64;
OFDM_sym_num=50;
%DISEÑO DEL FILTRO
pt=rcosdesign(.1,32,os_Factor,'sqrt');

ber_teorico=berawgn(EbNo_dB,'psk',4,'nondiff')%Eb 4

mapeador=modem.qammod('M',4,'SymbolOrder','Gray','InputType','Bit');
demapeador=modem.qamdemod('M',4,'SymbolOrder','Gray','OutputType','Bit');
cp_y     = zeros(OFDM_sym_len+16,OFDM_sym_num);
wcp_y    = zeros(OFDM_sym_len,OFDM_sym_num);

%-----
hfft=dsp.FFT('Normalize',true,'FFTLenghtSource','Property',
'FFTLenght',16384);

for ii=1:1:length(SNR_dB)
    errores = 0;
    iter    = 0;
    while errores < 100
        contador_ind=0;
        bits=randi([0 1],OFDM_sym_len*k,OFDM_sym_num);%[0 3]

        %y =qammod(bits,4,[],'gray');
        y=modulate(mapeador,bits);
        iffty = (sqrt(64))*(ifft(y));
        cp_y(17:end,1:end)=iffty(1:end,1:end);
        cp_y(1:16,1:end)=iffty(end-16+1:end,1:end);

        trama_sim = reshape(cp_y,1,[]);

        p_ifft=bandpower(trama_sim);

        Input_bit_os=upsample(trama_sim,os_Factor); %oversampling

        %CONVOLUCION DEL FILTRO FORMADOR SRRC
        output_of_srrc_filter = conv(Input_bit_os,pt);

%-----Modulacion-----
```

```

% Modulamos la señal multiplicandola por otro exponencial con una
% frecuencia fc.
%Portadora
t= 0:1/fs:(1/fs)*(length(output_of_srrc_filter)-1);
modulada_real = real(output_of_srrc_filter).*(cos(2*pi*fc*t));
modulada_imag = imag(output_of_srrc_filter).*(sin(2*pi*fc*t));
modulada_total = modulada_real+modulada_imag;
%modulada_total=output_of_srrc_filter.*(exp(1i*2*pi*fc*t))
%-----CANAL AWGN-----
ps=bandpower(modulada_total)
sigma=ps./(10.^((SNR_dB)/10));
%sim_ruido = modulada_total+ sqrt(sigma(ii))
%sim_ruido=factorscala.*sim_ruido;
sim_ruido = awgn(modulada_total,SNR_dB(ii),'measured');
%-----RECEPTOR-----
%DEMODULACION
%demodulada = 2*sim_ruido.*(exp(1i*2*pi*fc*t));

%demodulada=modulada_total.*(exp(-1i*2*pi*fc*t));1616000
demodulada_real= real(sim_ruido).*(cos(2*pi*fc*t));
demodulada_imag = sim_ruido.*(1i*sin(2*pi*fc*t));
demodulada = (demodulada_real+demodulada_imag);

%MATCH FILTER EN EL RECEPTOR

match_filter=conv(demodulada,pt);

%DOWNSAMPLING
midSample=length(-16:1/500:16);
y_truncada=match_filter(midSample-1:end-midSample);
y_down = downsample(y_truncada,500);
y_down = reshape(y_down,OFDM_sym_len +
16,OFDM_sym_num);% ,OFDM_sym_len,OFDM_sym_num);

%se extrae el CP de los datos
wcp_y(1:end,1:end)=y_down(17:80,1:end);
%FFT DE LOS SIMBOLOS RECUPERADOS
fftdown=(1/(sqrt(64)))*(fft(wcp_y));

%bit_rec_dec=qamdemod(fftdown,4);
bit_rec_dec=demodulate(demapeador, fftdown);
[error_bits, ratio] =
biterr(reshape(bits,1,[]),reshape(bit_rec_dec,1,[]));

error_bits
errores=errores+error_bits
iter = iter + 1
end
ber_sim(ii) = errores/(k*OFDM_sym_len * OFDM_sym_num * iter)
ber_teorico(1:ii)
iter
scatterplot(reshape(fftdown,1,[]))

end

```

```

T=3.2e-6;
T2=5e-8;
T3=1e-10;
tiempoo=0:T2:T-T2
tiempo=0:T2:T+(T/4)-T2;
figure()
stem(tiempoo,cp_y(17:80,1))
title('Simbolo OFDM')
xlabel('tiempo')
ylabel('Amplitud')
figure()
stem(tiempo,cp_y(1:80,1))
title('Simbolo OFDM mas CP')
xlabel('tiempo')
ylabel('Amplitud')
%-----
%Espectro del simbolo
figure()
fftf=fft(iffy(1:64,1),10000);
magsim=abs(fftf);
acom3=fftshift(magsim);
paso3 = 2*pi/length(acom3);
fm3= 0:paso3:2*pi-paso3;
hz3=(fm3/(2*pi))*(2e7)-(2e7)/2;

stem(hz3,acom3,'.-')
title('Espectro del simbolo OFDM')
xlabel('Frecuencia Hz')
ylabel('Amplitud')

figure()
subplot(2,1,1)
plot(-16*T2:T3:T2*16,pt)
title('Respuesta al impulso del filtro formador')
xlabel('Tiempo')
ylabel('Amplitud')
subplot(2,1,2)
plot(real(output_of_srcc_filter))
title('Convolucion de la cadena del simbolo OFDM con el Filtro formador')
xlabel('Tiempo')
ylabel('Amplitud')

figure()
subplot(2,1,1)
fftp=fft(pt,100000)/100000;
magp=abs(fftp);
centrar=fftshift(magp/max(magp));
paso=2*pi/length(centrar);
fm=0:paso:2*pi-paso;
%hz=(fm/(2*pi))*(2e7)-(2e7)/2;
hz=(fm/(2*pi))*(1/T3)-(1/T3)/2;
plot(hz,centrar)
title('Espectro de Coseno Alzado con B=0.25')
xlabel('Frecuencia Hz')

```

```

ylabel('Amplitud')

subplot(2,1,2)
fftconvolucion=(fft(output_of_srrc_filter,100000))/100000;
magconv=abs(fftconvolucion);
acom2=fftshift(magconv);
paso2 = 2*pi/length(acom2);
fm2= 0:paso2:2*pi-paso2;
%hz2=(fm2/(2*pi))*(2e7)-(2e7)/2;
hz2=(fm2/(2*pi))*(1/T3)-(1/T3)/2;
plot(hz2,acom2)
title('Espectro de la convolucion')
xlabel('Frecuencia Hz')
ylabel('Amplitud')

figure()

plot(t,modulada_total,'g.-')
title('Señal modulada')
xlabel('Tiempo')
ylabel('Amplitud')

figure()
fftmodulada=fftshift(abs(fft(modulada_total,100000))/100000);
ejefrecuencia= -fs/2:fs/100000:(fs/2)-(fs/100000);
plot(ejefrecuencia,fftmodulada);
title('Espectro de la señal modulada')
xlabel('Frecuencia en Hz')
ylabel('Amplitud')

figure()

plot(t,demodulada)
figure()
fftdemo=fftshift(abs(fft(sim_ruido,100000))/100000);
ejefre= -fs/2:fs/100000:(fs/2)-(fs/100000);
plot(ejefre,fftdemo);
title('Espectro de la señal modulada con ruido')
xlabel('Frecuencia en Hz')
ylabel('Amplitud')
figure()
fftdemo=fftshift(abs(fft(demodulada,100000))/100000);
ejefre= -fs/2:fs/100000:(fs/2)-(fs/100000);
plot(ejefre,fftdemo);
title('Espectro de la señal demodulada')
xlabel('Frecuencia en Hz')
ylabel('Amplitud')

figure()
plot(1:length(match_filter),match_filter);
title('Matched filter');
xlabel('muestras');
ylabel('Amplitud');

```

```

figure()
fftmatch_f=fftshift(abs(fft(match_filter,100000)/100000));
eje_frecuencial=-fs/2:fs/100000:(fs/2)-(fs/100000);
plot(eje_frecuencial,fftmatch_f);
title('Espectro de la señal a la salida del Match Filter')
xlabel('Frecuencia en Hz')
ylabel('Amplitud')

```

```

figure()
semilogy(EbNo_dB,ber_sim,'o-',EbNo_dB, ber_teorico, 'r', 'MarkerSize', 10,
'LineWidth', 2);
xlabel('Eb/No (dB)');
ylabel('Bit error rate');
title('QPSK bit error rate');
legend('Simulacion','Teorico');
grid on

```