

**SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE LA INTERFERENCIA ICI EN OFDM SOBRE UN ENLACE
PUNTO A PUNTO**



**Gerson Orozco Morales
Jonathan Rosero Delgado**

Universidad del Cauca
Facultad de Ingeniería Electrónica y de Telecomunicaciones
Departamento de Telecomunicaciones
Grupo Nuevas Tecnologías en Telecomunicaciones GNTT
Gestión Integrada de Redes, Servicios y Arquitecturas de Telecomunicaciones
Popayán, Noviembre de 2010

**SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE LA INTERFERENCIA ICI EN OFDM SOBRE UN ENLACE
PUNTO A PUNTO**



Trabajo de Grado presentado como requisito para obtener el título de Ingeniero en
Electrónica y Telecomunicaciones

**Gerson Orozco Morales
Jonathan Rosero Delgado**

**Director
Mag. Harold Armando Romo Romero**

Universidad del Cauca
Facultad de Ingeniería Electrónica y de Telecomunicaciones
Departamento de Telecomunicaciones
Grupo Nuevas Tecnologías en Telecomunicaciones GNTT
Gestión Integrada de Redes, Servicios y Arquitecturas de Telecomunicaciones
Popayán, Noviembre de 2010

AGRADECIMIENTOS

A Dios, a mis padres y a mi hermana
por su tiempo, colaboración y palabras de apoyo.
A mis compañeros y profesores por su compañía y amistad
Gerson Orozco Morales

A Dios por haberme permitido alcanzar este logro
A mi madre por su amor y apoyo incondicional
A mi familia por su colaboración y por haber confiado en mi
A nuestro director el Magíster Harold Romo, por su dedicación y valiosa orientación
Jonathan Rosero Delgado

TABLA DE CONTENIDO

1. INTRODUCCIÓN	1
1.1 MODULACIÓN	1
1.2 CONTRIBUCIONES	2
1.3 ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO	2
2. MULTIPLEXACIÓN POR DIVISIÓN DE FRECUENCIA ORTOGONAL (OFDM)	4
2.1 EL MODELO DE SISTEMA OFDM	4
2.1.1 El Proceso De Transmisión	4
2.1.1.1 La Transformada Discreta De Fourier Inversa.	6
2.1.1.2 Algoritmos FFT	6
2.1.1.3 Ortogonalidad	9
2.1.1.4 Modulación	11
2.1.1.5 Extensión Cíclica	12
2.1.2 Proceso De Recepción	15
2.1.2.1 Demodulación OFDM	16
2.2 SINCRONIZACION EN SISTEMAS OFDM	18
2.2.1 Métodos De Estimación	18
2.2.1.1 Métodos Basados En Portadoras Piloto	18
2.2.1.2 Métodos Basados En El Prefijo Cíclico	20
2.3 ESTIMACION DE CANAL	22
3. INTERFERENCIA ISI E ICI EN SISTEMAS OFDM	26
3.1 CANAL MULTITRAYECTO	26
3.1.1 Desvanecimiento Basado En La Dispersión Del Retardo	27
3.1.2 Desvanecimiento Basado En La Dispersión Doppler	29
3.2 ALTERACIONES EN SISTEMAS OFDM: LA ISI Y LA ICI	30

3.2.1 La Interferencia Intersimbólica ISI.....	30
3.2.1.1 OFDM Frente a La ISI	32
3.2.1.1.1 Subcanalización.....	32
3.2.1.1.2 Extensión Cíclica	33
3.2.2 Interferencia Entre Portadoras ICI	34
3.2.2.1 Alteraciones Que Provocan La ICI	34
3.2.2.1.1 Desplazamiento de Frecuencia Portadora (CFO).....	34
3.2.2.1.2 Desplazamiento de Reloj de Muestreo (SCO).....	36
3.2.2.1.3 Desplazamiento por Sincronización de Símbolo (STO)	38
4. MODELO DEL SISTEMA OFDM, SIMULACIÓN Y ANÁLISIS	40
4.1 MODELO DEL SISTEMA SIMULADO.....	40
4.1.1 Modelo OFDM	41
4.1.1.1 Parámetros Primarios.....	41
4.1.1.2 Parámetros Derivados.....	45
4.1.2 Modelo Para El Canal De Comunicación.....	46
4.1.2.1 Canal Multitrayecto.....	47
4.1.2.2 Canal AWGN.....	48
4.1.3 Modelo Para La Interferencia ICI.....	49
4.1.3.1 Desplazamiento De Frecuencia Portadora CFO	50
4.1.3.2 Desplazamiento Por Sincronización De Símbolo STO.....	51
4.1.3.3 Desplazamiento De Reloj De Muestreo SCO	52
4.2 SIMULACIÓN Y ANÁLISIS	53
4.2.1 Efectos Del CFO En El Desempeño	54
4.2.2 Efectos Del STO En El Desempeño	57
4.2.3 Efectos Del SCO En El Desempeño.....	63
5. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS.....	68

5.1 CONCLUSIONES68

5.2 TRABAJOS FUTUROS69

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ANEXOS

LISTA DE FIGURAS

Figura. 2.1.	Diagrama de bloques del transmisor OFDM.....	4
Figura. 2.2.	División del ancho de banda W en subportadoras de tamaño W/N	5
Figura. 2.3.	Representación gráfica del procedimiento utilizado por el algoritmo FFT para hallar la IDFT	8
Figura. 2.4.	Señales ortogonales en frecuencia	11
Figura. 2.5.	Señal transmitida en el tiempo	12
Figura. 2.6.	Tipos de extensión cíclica	13
Figura. 2.7.	Inserción del prefijo cíclico para formar una secuencia circular	13
Figura. 2.8.	Espectro de la señal OFDM	15
Figura. 2.9.	Diagrama de bloques del receptor OFDM	15
Figura. 2.10.	Esquema representativo de las operaciones realizadas por el método <i>Schmidl and Cox</i> en la estimación del STO.....	19
Figura. 2.11.	Esquema representativo de las operaciones realizadas por el método ML en la estimación del STO y CFO	20
Figura. 2.12.	Ventana de observación que representa un conjunto de muestras que representan la señal OFDM y entre las cuales se encuentra un símbolo completo, cuyo prefijo se emplea para determinar el STO y CFO	21
Figura. 3.1.	Las reflexiones y difracciones en el canal multitrayecto.....	26
Figura. 3.2.	Respuesta en frecuencia de un canal selectivo en frecuencia e invariante en el tiempo	28
Figura. 3.3.	Característica de selectividad en frecuencia del canal según el ancho de banda de la señal transmitida.....	29
Figura. 3.4.	Canal selectivo en frecuencia: 2 formas de distorsión, ISI e ICI	30
Figura. 3.5.	Forma del pulso en el bloque de decisiones.....	31
Figura. 3.6.	Forma del pulso de una secuencia de unos y ceros	31
Figura. 3.7.	Respuesta en frecuencia de un canal con debilitamiento selectivo en frecuencia que transmite OFDM, en donde sólo dos subportadoras son afectadas por el debilitamiento selectivo.....	33
Figura. 3.8.	Intervalo de guarda implementado a través de zero padding.....	33
Figura. 3.9.	Intervalo de guarda implementado a través de la inserción de un prefijo cíclico	34
Figura. 3.10.	Espectro banda base de una señal OFDM, las muestras no pertenecen a los puntos de cruce por cero originando ICI.....	35
Figura. 3.11.	Representación de la sincronización de símbolo, en donde se muestra la llegada de un símbolo sincronizado, con desfase de $\tau > 0$ y con desfase de $\tau < 0$	38
Figura. 4.1.	Modelo del sistema	40
Figura. 4.2.	Tipos de subportadoras: subportadoras de datos, subportadoras piloto, subportadoras nulas y subportadoras de guarda	42
Figura. 4.3.	Partes que conforman el símbolo OFDM y su duración	43
Figura. 4.4.	Uso del ancho de banda del sistema OFDM	43
Figura. 4.5.	Constelaciones de los esquemas de modulación digital utilizados por el estándar 802.16. a). BPSK, b) QPSK y c) 16QAM	44
Figura. 4.6.	Funciones de densidad	48
Figura. 4.7.	Modelo de canal: escenario principal	48
Figura. 4.8.	Efecto del corrimiento de espectro.	50
Figura. 4.9.	Casos en la demodulación del símbolo OFDM	52

Figura. 4.10.	a) Señal discreta de transmisión, b) señal discreta de recepción cuando $T'_{sa} = T_{sa}$, c) señal discreta de recepción cuando $T'_{sa} > T_{sa}$, d) señal discreta de recepción cuando $T'_{sa} < T_{sa}$.	52
Figura. 4.11.	Modelo detallado del sistema	53
Figura. 4.12	probabilidad de error versus corrimiento de espectro, tomada con una relación Eb/No de 10 dB	53
Figura. 4.13.	Efecto del desplazamiento de frecuencia CFO en la tasa de errores de bit, en canal con desvanecimiento tipo Rician y modulación BPSK	54
Figura. 4.14.	Efecto del desplazamiento de frecuencia CFO en la tasa de errores de bit, en canal con desvanecimiento tipo Rician y modulación QPSK	55
Figura. 4.15.	Efecto del desplazamiento de frecuencia CFO en la tasa de errores de bit, en canal con desvanecimiento tipo Rician y modulación 16QAM	56
Figura. 4.16.	Efecto del desplazamiento de frecuencia CFO en la tasa de errores de bit, en canal AWGN y modulación BPSK	56
Figura. 4.17.	Efecto del desplazamiento de frecuencia CFO en la tasa de errores de bit, en canal con desvanecimiento tipo Rayleigh y modulación BPSK	57
Figura. 4.18.	probabilidad de error versus desplazamiento de símbolo, tomada con una relación Eb/No de 10 dB	58
Figura. 4.19.	Efecto del desplazamiento de símbolo STO en la tasa de errores de bit en canal con desvanecimiento tipo Rician y modulación BPSK	59
Figura. 4.20.	Efecto del desplazamiento de símbolo STO en la tasa de errores de bit en canal con desvanecimiento tipo Rician y modulación QPSK	60
Figura. 4.21.	Efecto del desplazamiento de símbolo STO en la tasa de errores de bit en canal con desvanecimiento tipo Rician y modulación QPSK	60
Figura. 4.22.	Efecto del desplazamiento de símbolo STO en la tasa de errores de bit en canal AWGN y modulación BPSK	61
Figura. 4.23.	Efecto del desplazamiento de símbolo STO en la tasa de errores de bit en canal con desvanecimiento tipo Rayleigh y modulación BPSK	61
Figura. 4.24.	Efecto del desplazamiento de símbolo STO en la tasa de errores de bit en canal con desvanecimiento tipo Rician y modulación BPSK	62
Figura. 4.25.	Probabilidad de error versus desplazamiento de reloj de muestreo, tomada con una relación Eb/No de 10 dB.	64
Figura. 4.26.	Efecto del desplazamiento de reloj de muestreo SCO en la tasa de errores de bit en canal con desvanecimiento tipo Rician y modulación BPSK	64
Figura. 4.27.	Efecto del desplazamiento de reloj de muestreo SCO en la tasa de errores de bit en canal con desvanecimiento tipo Rician y modulación QPSK	65
Figura. 4.28.	Efecto del desplazamiento de reloj de muestreo SCO en la tasa de errores de bit en canal con desvanecimiento tipo Rician y modulación 16QAM	65
Figura. 4.29.	Efecto del desplazamiento de reloj de muestreo SCO en la tasa de errores de bit en canal con desvanecimiento tipo AWGN y modulación BPSK	66
Figura. 4.30.	Efecto del desplazamiento de reloj de muestreo SCO en la tasa de errores de bit en canal con desvanecimiento tipo AWGN y modulación BPSK	67

LISTA DE TABLAS

Tabla 2.1.	Comparación del cálculo de la IDFT entre la forma directo y el algoritmo FFT.....	9
Tabla 4.1.	Parámetros OFDM utilizados por los estándares IEEE 802.11a e IEEE 802.16.....	41
Tabla 4.2.	Resumen de los valores de los parámetros del modelo OFDM	46
Tabla 4.3.	Parámetros de los escenarios simulados en el sistema.....	49

LISTA DE ACRÓNIMOS

ADC:	(Analog to Digital Converter) Conversor Analógico-Digital.
AWGN:	(Additive White Gaussian Noise) Ruido Gaussiano Blanco Aditivo.
BER:	(bit error rate) tasa de error de bit.
BPSK:	(Binary Phase-Shift Keying) Conmutación Por Corrimiento De Fase Binaria.
CFO:	(Carrier Frequency Offset) Desplazamiento De Frecuencia Portadora.
CIR:	(carrier to interference) Relación Portadora A Interferencia.
CP:	(Cyclic Prefix) Prefijo Cíclico.
DAB:	(Digital Audio Broadcasting) Radiodifusión De Audio Digital.
DAC:	(<i>Digital to Analog Converter</i>) Conversor Digital-Analógico.
DTF:	(Discrete Fourier Transform) Transformada De Fourier Discreta.
DVB-T:	(Digital Video Broadcasting Terrestrial) Difusión De Video Digital Terrestre.
FDM:	(Frequency Division Multiplexing) Multiplexación Por División De Frecuencia.
FFT:	(Fast Fourier Transform) Transformada Rápida De Fourier.
ICI:	(inter carrier interference) Interferencia Entre portadoras.
IDTF:	(Inverse Discrete Fourier Transform) Transformada De Fourier Discreta Inversa.
IFFT:	(Inverse Fast Fourier Transform) Transformada Rápida De Fourier Inversa.
ISI:	(Inter Symbol Interference) Interferencia Intersimbólica.
LOS:	(Line Of Sight) Línea De Vista.
LS:	(Least Squared) Mínimos Cuadrados.
LTE:	(<i>Long Term Evolution</i>) Evolución De Largo Término.
MIMO:	(Multiple-Input And Multiple-Output) Múltiples Entradas Y Múltiples Salidas.
ML:	(Maximum Likelihood) Máxima Verosimilitud.
NLOS:	(Non Line Of Sight) Sin Línea De Vista.
OFDM:	(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) Multiplexación Por División De Frecuencia Ortogonal.
PDF:	(<i>Probability Density Function</i>) Función De Densidad De Probabilidad.
PDS:	(Digital Signal Processing) Procesamiento Digital De Señales.
PLC:	(<i>Power Line Communications</i>) Comunicaciones Mediante Cable Eléctrico.
QAM:	(Quadrature Amplitude Modulation) Modulación De Amplitud En Cuadratura.
QPSK:	(Quadrature Phase-Shift Keying) Conmutación Por Corrimiento De Fase Cuaternaria.
SCO:	(Sampling Clock Offset) Desplazamiento De Reloj De Muestreo.
STO:	(Symbol Timing Offset) Desplazamiento Por Sincronización De Símbolo.
WIMAX:	(Worldwide Interoperability for Microwave Access) Interoperabilidad Mundial Para Acceso Por Microondas.

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

El avance de las telecomunicaciones mediante el desarrollo de nuevas tecnologías ha favorecido un aumento en la economía global y ha permitido el mejoramiento de la calidad de vida de las personas mediante la creación de nuevos productos y la prestación de servicios. Para el desarrollo de dichas tecnologías se ha hecho necesario la utilización de técnicas de procesamiento digital de señales (PDS), modulación, multiplexación, codificación de canal entre otras, con el fin de satisfacer los requerimiento cada vez mayores de los usuarios en cuanto a velocidad, costos y calidad de servicio se refiere.

La digitalización de las señales ha permitido grandes avances en la transmisión de información, donde se busca principalmente:

- Transmisión fiable: se realiza control de errores a través de procesos de codificación de canal.
- Transmisión rápida: se realiza compresión a través de procesos de codificación de fuente.
- Transmisión segura: mediante la utilización de criptografía.

Durante una transmisión se pueden presentar errores que no son más que alteraciones en los símbolos transmitidos, alteraciones debidas a factores como atenuación, multitrayecto y a diversos tipos de ruido del canal, por esta razón se realizan procesos como codificación de canal y modulación que buscan principalmente que el receptor sea capaz de detectar y/o corregir dichos errores con el objetivo de conseguir una transmisión fiable.

La codificación de canal consiste en la adición de bits de redundancia a los datos transmitidos de forma que se pueda reconstruir la secuencia de datos que se transmitió originalmente.

1.1. MODULACIÓN

Uno de los principales procesos en el desarrollo de un sistema de comunicaciones es la modulación, con este proceso se busca adaptar las señales que se encuentra en banda base al medio de comunicación que se utilizara para facilitar su transmisión, debido a que dichas señales no son adecuadas para la transmisión directa por el canal. Existen sistemas de modulación de única portadora y de portadora múltiple. En la modulación de única portadora se modula los bits de información en una sola portadora, variando

parámetros como frecuencia, fase y amplitud. Los sistemas que utilizan estos tipos de modulación necesitan disminuir el tamaño del símbolo para cumplir los requerimientos de velocidad en el ancho de banda con el que se cuenta, volviendo el sistema susceptible a multitrayecto cuando se trabaja en sistemas inalámbricos y otros tipos de interferencias propios de los canales. Por otra parte en la modulación de portadora múltiple o también conocida como técnica de multiplexación por división de frecuencia (FDM), se modula los bits de información en distintas subportadoras adyacentes que serán transmitidas por un mismo canal, transmitiendo muchos canales de banda relativamente angosta por un solo sistema de transmisión de banda ancha.

Basándose en este concepto OFDM (multiplexación por división de frecuencia ortogonal) hace uso de los principios de funcionamiento de FDM para transmitir uno o múltiples mensajes por un único canal de radio. La ventaja que presenta OFDM respecto a FDM radica en la utilización de frecuencias ortogonales, lo que permite que las portadoras se traslapen sin interferirse entre sí, lográndose un uso más eficiente del espectro radioeléctrico.

Décadas atrás se había escrito sobre OFDM pero esta tecnología no se podía implementar en aquella época, con el avance de la tecnología OFDM se ha convertido en una de las principales tecnologías utilizadas en los sistemas de comunicación modernos, tanto en medios cableados como las comunicaciones mediante cable eléctrico (*Power Line Communications PLC*), así como también en medios inalámbricos como es el caso de IEEE 802.11 e IEEE 802.16, y es considerada como la tecnología a utilizar para sistemas que se encuentran en desarrollo como evolución de largo término (*Long Term Evolution LTE*).

El presente trabajo se orientó en el estudio de OFDM para analizar sus ventajas en cuanto a robustez frente a problemas causantes de pérdidas de información. Entre estos problemas se pueden identificar: el multitrayecto y la interferencia intersimbólica ISI. Así mismo se analiza un tipo de interferencia propia de sistemas multiportadora como es la interferencia entre portadoras ICI, para dicho análisis se simula un sistema OFDM en el cual se presentan los principales fenómenos causantes de esta interferencia como son: desplazamiento de frecuencia portadora (*cfo*), desplazamiento por sincronización de símbolo (*sto*) y desplazamiento de reloj de muestreo (*sco*).

1.2. CONTRIBUCIONES

Con el desarrollo de este trabajo se logró un entendimiento claro del funcionamiento de OFDM, aspecto importante considerando que es una tecnología de mucho auge y de gran importancia en el área de las telecomunicaciones hacia el futuro.

Se presenta un análisis matemático y la justificación de las transformadas IFFT y la FFT en el funcionamiento de un sistema OFDM, orientado a un público interesado en conocer

la tecnología y que le sea posible entender su funcionamiento así como sus ventajas y sus desventajas.

Como producto tangible se deja un modelo de simulación de la interferencia ICI en un sistema OFDM para un enlace punto a punto, en el que se puede visualizar la degradación que puede sufrir la señal que se transmite a causa de este tipo de interferencia, comparando la tasa de errores (BER) en función de la relación señal al ruido para diferentes modulaciones.

1.3. ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO

Siguiendo el lineamiento y el enfoque propuesto se desarrollaron cinco capítulos, los cuales abordan la siguiente temática:

En el presente capítulo se realizó una breve introducción a los sistemas de comunicación, su conformación, y la tecnología OFDM como técnica de modulación que permite hacer uso eficiente del espectro en sistemas inalámbricos. También se habló de los aportes que el trabajo presenta.

En el capítulo 2, se desarrolla un estudio de la tecnología OFDM en el cual se plasma el modelo básico que conforma el sistema. Empezando por los procesos que se realizan en el transmisor y que son fundamentales e intrínsecos de la tecnología como son la transformada discreta de Fourier inversa IDTF y como parte de esta la transformada rápida de Fourier inversa IFFT, la adición del prefijo cíclico y la importancia del papel que este desempeña, la modulación y la característica principal de esta tecnología (la ortogonalidad). Posteriormente se describen los procesos presentes en el receptor como la demodulación, la transformada discreta de Fourier y métodos de estimación de canal.

En el capítulo 3 se describe el medio inalámbrico y los inconvenientes que este presenta como son los diferentes tipos de desvanecimientos causados por el multitrayecto y los tipos de interferencia ISI e ICI, esto con el fin de realizar un análisis del comportamiento de OFDM frente a estos fenómenos.

En el capítulo 4 se describe el modelo del sistema OFDM que se simuló, detallando los diferentes parámetros que lo conforman; destacando los tres tipos de canales inalámbricos para los que se realizaron simulaciones; AWGN, Rayleigh y Rician. Se presentan igualmente las figuras que resultaron de la simulación en MATLAB con su respectivo análisis.

En el capítulo 5 se presentan las conclusiones sobre el trabajo desarrollado y los posibles trabajos futuros que se pueden realizar para extender este trabajo.

Finalmente se agregan las referencias, y anexos.

CAPÍTULO 2

MULTIPLEXACIÓN POR DIVISIÓN DE FRECUENCIA ORTOGONAL (OFDM)

OFDM es una técnica de transmisión en múltiples portadoras que permite modular y multiplexar el flujo de información de una o varias fuentes sobre un grupo de frecuencias ortogonales, dividiendo el ancho de banda original en subcanales de velocidad menores a la velocidad total de transmisión del sistema. Esta subcanalización juega un papel importante en la reducción de la interferencia intersimbólica al permitir manipular convenientemente la duración del símbolo para hacerlo mayor a la dispersión temporal del canal, mientras que la ortogonalidad de las portadoras garantiza un uso eficiente del espectro (en comparación con la modulación con portadora única u otras técnicas de modulación multiportadora que no emplean ortogonalidad), al permitir que los espectros de los subcanales se traslapen pero no se interfieran [1].

2.1. EL MODELO DE SISTEMA OFDM

2.1.1 El Proceso De Transmisión

El proceso de construcción de la señal OFDM inicia con la codificación de la información binaria haciendo uso de sistemas digitales de modulación que permitan la representación en símbolos de dos o más estados, así que el flujo de bits que proviene de la fuente es dividido en bloques de K bits, para mapearlos en números complejos que representan la información contenida en la amplitud y/o fase de acuerdo a las constelaciones que emplean esquemas de modulación digital como QAM, PSK, M-aria, etc. [2].

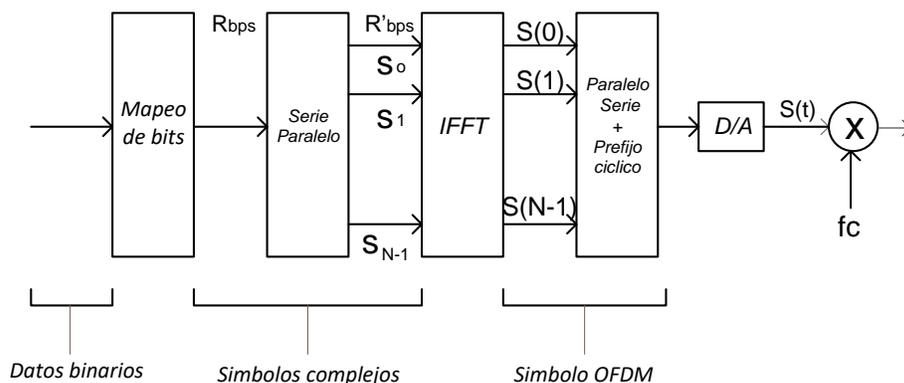


Fig. 2.1 Diagrama de bloques del transmisor OFDM

Como producto del mapeo se obtiene un flujo continuo de símbolos complejos el cual será dividido en grupos de N componentes a través del bloque de conversión serie a paralelo, figura 2.1. Esta transformación provocará que la velocidad de cada uno de los flujos paralelos se vea reducida por un factor N

$$R' = \frac{R}{N}, \quad (2.1)$$

donde R es la velocidad de los datos de entrada al bloque de conversión serie-paralelo y R' es la velocidad de salida de cada flujo paralelo.

Posterior al mapeo se realiza la modulación de múltiples portadoras ortogonales utilizando la transformada discreta de Fourier inversa (*Inverse Discrete Fourier Transform* IDFT), implementada a través de los algoritmos de transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform* FFT). Si se denomina a $s = \{s_k; s_0, s_1, s_2, \dots, s_{N-1}\}$ como el conjunto de N símbolos complejos producto del mapeo, el bloque IFFT los transforma de componentes discretos en frecuencia a componentes discretos en el tiempo a través de la ecuación 2.2 [2]. El resultado de esta transformación es el conjunto de los N símbolos complejos $S = \{S(n); S(0), S(1), S(2), \dots, S(N-1)\}$ los cuales conforman el símbolo OFDM, donde

$$S(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j2\pi \frac{nk}{N}} \quad \text{con } n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (2.2)$$

y cuya duración está dada por

$$T_s = \frac{N}{R}. \quad (2.3)$$

Como resultado de la modulación realizada por el bloque IFFT se tiene que el ancho de banda del sistema W , es dividido en N sub-bandas comúnmente llamadas subportadoras, cuyo tamaño es dado por la ecuación 2.4. Así que en lugar de transmitirse los símbolos de datos de manera serial y ocupando el ancho de banda W , se transmiten N símbolos de datos modulados en N sub-bandas de tamaño Δf [3]. Esta división en sub-bandas se ilustra en la figura 2.2.

$$\Delta f = \frac{W}{N}. \quad (2.4)$$

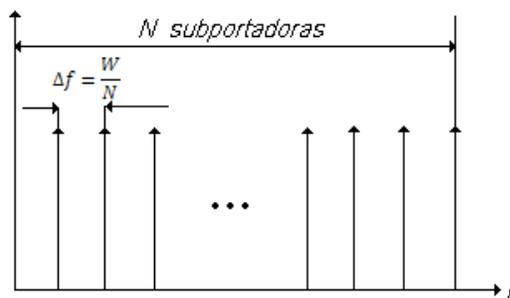


Fig. 2.2 División del ancho de banda W en subportadoras de tamaño W/N [3].

Como etapa final en el proceso de transmisión y con el objetivo de reducir la interferencia entre símbolos (*Intersymbol Interference* ISI) se adiciona el prefijo cíclico (*Cyclic Prefix* CP) que consiste en colocar bits del final del símbolo OFDM al comienzo. Finalmente la señal OFDM es procesada por el conversor digital-analógico (*Digital to Analog Converter* DAC) para obtener la señal banda base $s(t)$, en los sistemas de comunicación esta debe ser convertida a una señal pasa banda a través de la modulación de la frecuencia portadora del sistema de comunicación f_c [2].

2.1.1.1 La Transformada Discreta De Fourier Inversa.

OFDM efectúa la modulación de múltiples portadoras y les confiere a éstas las características de ortogonalidad que deben poseer a través de la transformada discreta de Fourier inversa, implementada a través de los algoritmos FFT. Estos algoritmos proveen una forma eficiente de calcular tanto la IDFT como la transformada discreta (*Discret Fourier Transform* DFT) dadas por las ecuaciones 2.5 y 2.6, al reducir la cantidad de operaciones necesarias para calcularlas

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k)W_N^{-nk} \quad 0 \leq n \leq N-1, \quad (2.5)$$

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{nk} \quad 0 \leq k \leq N-1, \quad (2.6)$$

donde $W_N = e^{-\frac{j2\pi}{N}}$. Esta eficiencia es conseguida aprovechando las características de simetría y periodicidad del factor de fase W_N , expresadas como

$$W_N^{k+\frac{N}{2}} = -W_N^k, \quad y \quad (2.7)$$

$$W_N^{k+N} = W_N^k. \quad (2.8)$$

2.1.1.2 Algoritmos FFT

La metodología divide y vencerás es la base de los algoritmos FFT y se basa en la descomposición de una DFT ó IDFT de N puntos en varias de menor tamaño. Dada una secuencia compleja $X(k)$ de longitud N , un algoritmo del tipo FFT para calcular la IDFT puede ser descrito a través de los siguientes pasos: el primer paso consiste en crear una matriz de tamaño M por L con los elementos de $X(k)$ almacenados por columnas de forma que $N = ML$, el segundo en realizar el cálculo de la IDFT de M puntos a cada una de las filas, el tercero en multiplicar la matriz resultante por los factores de fase W_N^{-n} y el cuarto en calcular la IDFT de L puntos de cada columna. El procedimiento puede parecer tedioso sin embargo se justifica dada la reducción en la cantidad de operaciones que se deben realizar, esto es evidente si se tiene en cuenta que se pasa de N^2 multiplicaciones

complejas del método directo a $N(M + L + 1)$ y de $N(N - 1)$ sumas complejas a $N(M + L - 2)$. Estos resultados se obtienen a partir de LM^2 multiplicaciones complejas y $LM(M - 1)$ sumas complejas que requiere el segundo paso, LM multiplicaciones que necesita el tercer paso y ML^2 multiplicaciones complejas y $ML(L - 1)$ sumas complejas del cuarto paso.

Este método es aún más útil cuando N es un número compuesto, que se puede factorizar como el producto de números primos de la forma

$$N = r_1 r_2 r_3 \dots r_v, \quad (2.9)$$

lo cual lleva a que la descomposición se pueda hacer a un mayor nivel, obteniéndose transformadas más pequeñas que optimizan aún más el cálculo, así la primera fragmentación de $X(k)$ es decir la matriz de M por L puede dividirse en matrices más pequeñas y estas a su vez en otras de menor tamaño que llevan a varias IDFT más pequeñas, un claro ejemplo de esto es el conocido algoritmo de base-2 que se deriva del caso particular en que $r_1 = r_2 = \dots = r_v \equiv 2$, teniéndose que el cálculo de la IDFT puede ser realizada a través de $N/2$ transformadas con un tamaño mínimo de dos puntos.

Algoritmo FFT de Base-2

El algoritmo de base-2 es uno de los más utilizados y es empleado cuando el tamaño de la DFT ó IDFT es una potencia de 2. Considerando el cálculo de la IDFT de la secuencia $X(k)$ cuya longitud puede ser expresada como $N = 2^v$, se establece que $M = N/2$ y $L = 2$ que equivale a haber dividido la secuencia original en dos secuencias de $N/2$ puntos, $F_1(k)$ y $F_2(k)$ que corresponden a las muestras pares e impares de $X(k)$, es decir

$$F_1(k) = X(2k), \quad k = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (2.10)$$

$$F_2(k) = X(2k + 1), \quad k = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1. \quad (2.11)$$

La IDFT de N puntos de la secuencia $X(k)$ puede ser expresada como

$$\begin{aligned} x(n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) W_N^{-kn} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k \text{ par}} X(k) W_N^{-kn} + \frac{1}{N} \sum_{k \text{ impar}} X(k) W_N^{-kn} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N/2-1} X(2k) W_N^{-2nk} + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N/2-1} X(2k + 1) W_N^{-n(2k+1)}, \end{aligned} \quad (2.12)$$

dado que $W_N^{-2nk} = \left(e^{-\frac{j2\pi}{N}}\right)^{-2nk} = \left(e^{-\frac{j2\pi}{N/2}}\right)^{-nk} = W_{N/2}^{-nk}$, la ecuación 2.12 puede expresarse como

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N/2-1} F_1(k) W_{N/2}^{-nk} + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N/2-1} F_2(k) W_{N/2}^{-kn} W_N^{-n}, \quad (2.113)$$

$$x(n) = f_1(n) + f_2(n) W_N^{-n}. \quad (2.14)$$

Donde $f_1(n)$ y $f_2(n)$ son transformadas discretas inversas de $N/2$ puntos, teniéndose entonces que una IDFT de N puntos puede ser calculada a través de dos IDFT de $N/2$ puntos. El anterior proceso se puede observar de manera gráfica en la figura 2.3.

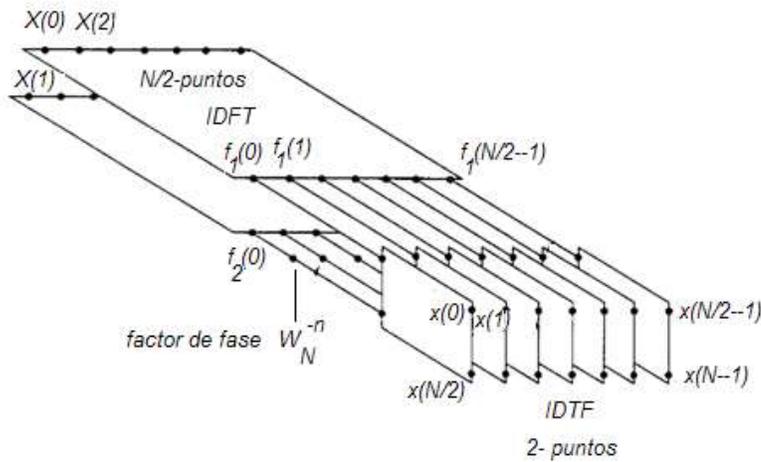


Fig. 2.3. Representación gráfica del procedimiento utilizado por el algoritmo FFT para hallar la IDFT.

Este mismo procedimiento puede simplificarse aún más, descomponiendo las secuencias $F_1(k)$ y $F_2(k)$ en secuencias de menor tamaño. La secuencia $F_1(k)$ puede ser descompuesta en dos secuencias de $N/4$ como

$$G_{1,1}(k) = F_1(2k) \quad k = 0, 1, \dots, \frac{N}{4} - 1, \quad (2.15)$$

$$G_{1,2}(k) = F_1(2k + 1) \quad k = 0, 1, \dots, \frac{N}{4} - 1, \quad (2.16)$$

Y la secuencia $F_2(k)$ en dos secuencias de $N/4$ como

$$G_{2,1}(k) = F_2(2k) \quad k = 0, 1, \dots, \frac{N}{4} - 1, \quad (2.17)$$

$$G_{2,2}(k) = F_2(2k + 1) \quad k = 0, 1, \dots, \frac{N}{4} - 1. \quad (2.18)$$

Calculando las IDFT de las secuencias $F_1(k)$ y $F_2(k)$ de igual manera a como se calculó para $X(k)$ se tiene que

$$f_1(n) = g_{1,1}(n) + g_{1,2}(n)W_{N/2}^{-n} \quad n = 0, 1, \dots, \frac{N}{4} - 1, \quad (2.19)$$

$$f_2(n) = g_{2,1}(n) + g_{2,2}(n)W_{N/2}^{-n} \quad n = 0, 1, \dots, \frac{N}{4} - 1. \quad (2.20)$$

Esta descomposición puede seguirse realizando v veces hasta que las IDFT de las secuencias resultantes sean de un punto, como resultado se obtiene que el número total de multiplicaciones complejas se reduce a $\frac{N}{2} \log_2 N$ y el de sumas complejas a $N \log_2 N$. En la tabla 2.1 se presenta una comparación entre el número de operaciones que requiere calcular la IDFT por el método directo y empleando la FFT.

COMPARACIÓN DE LA COMPLEJIDAD COMPUTACIONAL ENTRE EL CÁLCULO DIRECTO DE LA IDTF Y EL ALGORITMO FFT

NÚMERO DE PUNTOS N	MULTIPLICACIONES COMPLEJAS CON CÁLCULO DIRECTO N^2	MULTIPLICACIONES COMPLEJAS CON ALGORITMO FFT $\frac{N}{2} \log_2 N$	FACTOR DE EFICIENCIA DE VELOCIDAD
4	16	4	4.0
8	64	12	5.3
16	256	32	8.0
32	1024	80	12.8
64	4096	192	21.3
128	16384	448	36.6
256	65536	1024	64.0
512	262144	2304	113.8
1024	1048576	5120	204.8

Tabla 2.1. Comparación del cálculo de la IDFT entre la forma directo y el algoritmo FFT.

2.1.1.3. Ortogonalidad

La importancia de la ortogonalidad entre portadoras radica en que permite hacer un uso más eficiente del ancho de banda del sistema, admitiendo que los espectros de las señales moduladas se traslapen pero no se interfieran, para esto se debe establecer una mínima separación entre subportadoras de manera que el receptor no tenga problemas de demodulación.

Sin embargo las subportadoras utilizadas por OFDM deben cumplir ciertas condiciones para ser consideradas ortogonales. De la definición de ortogonalidad para funciones complejas se tiene que el conjunto de funciones complejas $\Phi(t)$ se denomina ortogonal en el intervalo $a < t < b$, si

$$\int_a^b \Phi_m \Phi_n^* dt = \begin{cases} 0 & \text{para } n \neq m \\ rn & \text{para } n = m \end{cases} \quad (2.21)$$

donde Φ_k^* es el conjugado complejo de Φ_k .

Por otra parte definiendo a Φ_k como un conjunto de funciones complejas definidas en el intervalo $0 \leq t \leq T_s$ como

$$\Phi_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t} & \text{si } 0 \leq t \leq T_s \\ 0 & \text{para otros valores} \end{cases}, \quad (2.22)$$

para $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$, aplicando la definición de ortogonalidad al conjunto de funciones $\Phi_k(t)$ y normalizado por $\frac{1}{T_s}$ se obtiene

$$\begin{aligned} & \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \Phi_k(t) \Phi_l^*(t) dt \\ &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(f_k - f_l)t} dt \\ &= \frac{1}{T_s} \left[\frac{e^{j2\pi(f_k - f_l)t}}{2\pi(f_k - f_l)} \right]_0^{T_s}. \end{aligned} \quad (2.23)$$

Para $f_k \neq f_l$ la función evaluada en los límites 0 y T_s se anula. Por otra parte, si $f_k = f_l$, se tiene:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} 1 dt = 1, \quad (2.24)$$

en consecuencia la solución de la ecuación 2.23 da como resultado [2]

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \Phi_k(t) \Phi_l^*(t) dt = \delta(k - l), \quad (2.25)$$

donde $\delta(k - l)$ es conocida como función *delta Kronecker* definida como:

$$\delta(k - l) = \begin{cases} 1 & \text{para } f_k = f_l \\ 0 & \text{para } f_k \neq f_l \end{cases}$$

De la ecuación 2.25 se tiene entonces que las funciones definidas por $\Phi_k(t)$ cumplen la condición de ortogonalidad y por lo tanto son un conjunto de funciones ortogonales. Otro aspecto importante a saber es la mínima separación en frecuencia posible entre estas funciones ortogonales, de la ecuación 2.25 tenemos que para el caso en el cual las frecuencias son diferentes la función *delta Kronecker* es igual a cero, entonces:

$$\frac{1}{T_s} \left[\frac{e^{j2\pi(f_k - f_l)t}}{2\pi(f_k - f_l)} \right]_0^{T_s} = 0, \quad (2.26)$$

por lo tanto

$$e^{j2\pi(f_k - f_l)T_s} = 1$$

$$2\pi(f_k - f_l)T_s = 2\pi k, \quad k = 1, 2, \dots, N - 1$$

$$(f_k - f_l) = \frac{k}{T_s}. \quad (2.27)$$

De las ecuaciones descritas por 2.25 y 2.27 se tiene que el conjunto de funciones utilizadas por OFDM para transportar la información pueden ser descritas a través de $\Phi_k(t)$, el cual es un conjunto de funciones ortogonales separadas por múltiplos enteros de $\frac{k}{T_s}$ y cuya mínima separación es igual a $\frac{1}{T_s}$. Propiedades ilustradas en la figura 2.4.

2.1.1.4. Modulación

Como se ha mencionado anteriormente OFDM utiliza múltiples portadoras ortogonales en lugar de utilizar una única portadora. A continuación se muestra porque este tipo de modulación puede ser realizada por medio de la transformada discreta de Fourier inversa.

Aprovechando la ortogonalidad derivada de las funciones complejas definidas a través de $\Phi_k(t)$, la señal OFDM puede ser escrita como

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k \Phi_k(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j2\pi f_k t} \quad \text{para } 0 \leq t \leq T_s, \quad (2.28)$$

donde $f_k = f_0 + k \frac{1}{T_s}$ define la frecuencia de cada una de las subportadoras, T_s denota la duración del símbolo en el dominio del tiempo, y $\frac{1}{T_s} = (f_k - f_l) = \Delta f$ indica la separación entre las frecuencias portadoras en el dominio de la frecuencia.

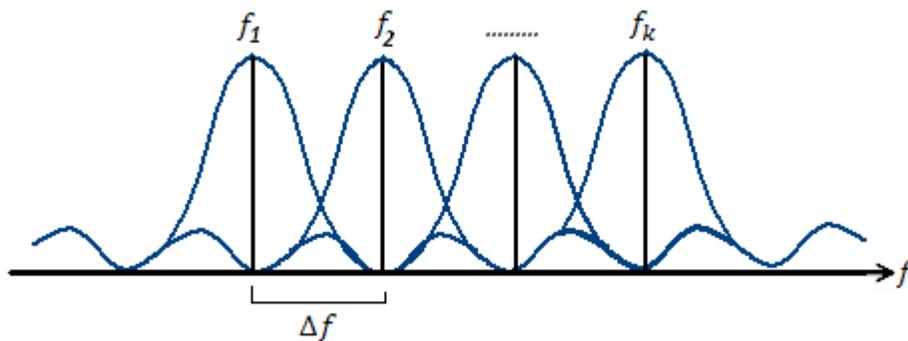


Fig. 2.4 Señales ortogonales en frecuencia

Para relacionar la señal que describe la ecuación 2.28 con la IDFT, la señal $s(t)$ debe ser muestreada a intervalos de tiempo de $T_m = \frac{T_s}{N}$, obteniéndose

$$s\left(\frac{nT_s}{N}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j2\pi f_k \frac{nT_s}{N}}, \quad (2.29)$$

y si además sin pérdida de generalidad se establece que $f_0 = 0$, y se normaliza por $\frac{1}{N}$, la ecuación 2.29 se convierte en [2]

$$s\left(\frac{nT_s}{N}\right) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j2\pi \frac{nk}{N}} = S(n) = IDTF\{s_k\}. \quad (2.30)$$

La ecuación 2.30 corresponde a una serie de símbolos que modulan las portadoras de frecuencias definidas por $\frac{k}{T_s}$ con $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ [1]. Por lo tanto se tiene que un modulador OFDM puede ser implementado con una transformada discreta de Fourier inversa de N puntos sobre un bloque de N símbolos de información seguidos por una conversión de digital a analógico de las muestras IDFT [2].

La ecuación 2.28 define al símbolo OFDM en el intervalo de tiempo $0 \leq t \leq T_s$, pero considerando que la señal a transmitir puede estar compuesta por más de un símbolo OFDM, la concatenación de estos puede ser escrita como

$$S(t) = \sum_{m=0}^{\infty} s(t - mT_s) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j2\pi f_k (t - mT_s)}, \quad 0 < t < T_s \quad (2.31)$$

en donde m es un subíndice relacionado con el m -ésimo símbolo transmitido en el m -ésimo intervalo de tiempo mT_s , la figura 2.5 ilustra este proceso.

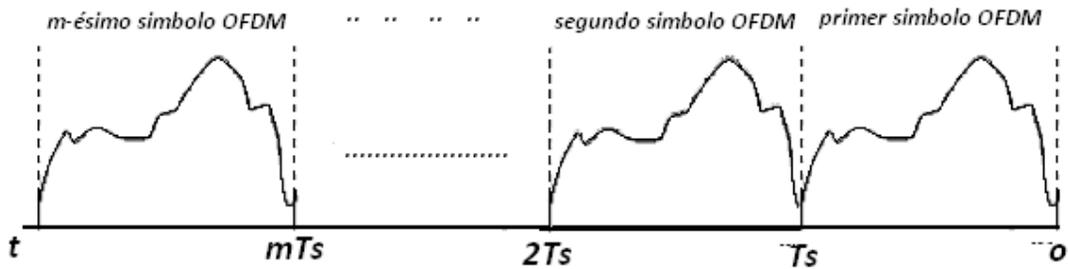


Fig. 2.5 Señal transmitida en el tiempo.

2.1.1.5. Extensión Cíclica

Algunas versiones de OFDM utilizan extensión cíclica, consiste en llenar un espacio de guarda vacío con una parte de la información del símbolo OFDM, fue desarrollada con el fin de mantener la ortogonalidad de la señal aún cuando esta pase por un canal dispersivo en el tiempo y para evitar la ISI. Existen tres tipos de extensión cíclica de acuerdo a la posición donde se adicione la extensión del símbolo, como se muestra en la figura 2.6.

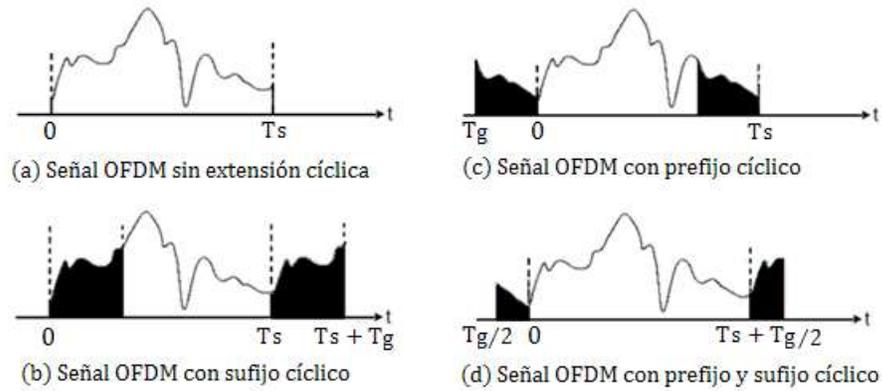


Fig. 2.6 Tipos de extensión cíclica [2].

El primer tipo de extensión cíclica se conoce como sufijo cíclico figura 2.6.b, consiste en tomar información contenida al principio del símbolo y adicionarla al final de este, el segundo tipo se conoce como prefijo cíclico figura 2.6.c, y consiste en tomar parte la información que conforma el final del símbolo y adicionarla al comienzo del mismo, por último el tercer tipo de extensión cíclica está basada en el uso de sufijo y prefijo cíclico figura 2.6.d, y combina las dos anteriores. De los tres tipos de extensión cíclica la más utilizada es el prefijo cíclico, para los sistemas OFDM que lo utilizan, se requiere que la duración del CP definida como T_g , sea mayor a la duración de la respuesta impulsiva del canal para eliminar la ISI. Así la señal $s(t)$ se extiende a [2]

$$\bar{s} = \begin{cases} s(t) & \text{si } 0 \leq t \leq T_s \\ s(t - T_s) & \text{si } T_s < t \leq T_s + T_g \end{cases} \quad (2.32)$$

Se puede ver que con CP el símbolo OFDM se incrementa de T_s hasta $T = T_s + T_g$ pero se conserva la ortogonalidad, la señal OFDM puede ser expresada como:

$$S(t) = \sum_{m=0}^{\infty} s(t - m(T_s + T_g)) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j2\pi f_k(t - m(T_s + T_g))} \quad 0 < t < T_s + T_g \quad (2.33)$$

Si N_{cp} representa la longitud del CP en número de muestras, la expresión de la ecuación 2.33 en forma discreta es:

$$S_m = \sum_{m=0}^{\infty} S(n - m(N + N_{cp})) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j2\pi \frac{k(n - m(N + N_{cp}))}{N}}, \quad (2.34)$$

con $n = 0, 1, \dots, N + N_{cp} - 1$.

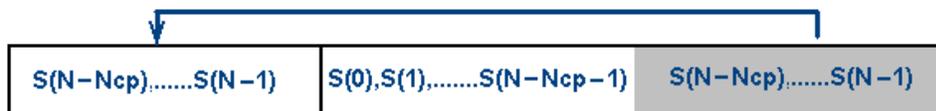


Fig. 2.7 Inserción del prefijo cíclico para formar una secuencia circular.

Cuando un flujo de símbolos es enviado a través de un canal discreto lineal e invariante en el tiempo, la salida resulta de la convolución en el tiempo de la señal de entrada y la respuesta impulsiva del canal, sin embargo cuando se adiciona el prefijo cíclico figura 2.7, la convolución lineal es equivalente a una convolución circular siempre y cuando la dispersión del canal sea menor que el CP.

Considerando a S y \tilde{S} , que representan a un símbolo OFDM y a un símbolo OFDM con CP respectivamente, si \tilde{S} es la entrada al canal discreto $h(n)$ en el receptor se tendrá [4]

$$r(n) = \sum_{\tau=0}^{N_{cp}-1} h[\tau] \cdot \tilde{S}[n - \tau] = \sum_{\tau=0}^{N_{cp}-1} h[\tau] \cdot S[n - \tau]_{mod N} = S[n] \otimes h[n], \quad (2.35)$$

donde

$$\tilde{S}[n - \tau] = S[n - \tau]_{mod N} \quad \text{para } 0 \leq \tau \leq N - 1, \quad (2.36)$$

con $S[n - \tau]_{mod N}$ denotando $\tilde{S}[n - \tau]$ modulo N . En otras palabras, $S[n - \tau]_{mod N}$ es una versión periódica de $\tilde{S}[n - \tau]$ con periodo N . Tomando la DFT de la señal de salida del canal y considerando que una convolución circular en el tiempo es una multiplicación en el dominio de la frecuencia [1]:

$$DFT\{S(n) \otimes h(n)\} = DFT\{S(n)\} DFT\{h(n)\},$$

la secuencia de entrada $S[n]$, puede ser recobrada de la salida del canal $r(n)$, para un $h[n]$ conocido por

$$S(n) = IDFT \left\{ \frac{DFT\{r(n)\}}{DFT\{h(n)\}} \right\}.$$

Note que $r(n)$ tiene una longitud de $N + N_{cp}$, las primeras N_{cp} muestras no son necesarias para recobrar $S(n)$ dada la redundancia del CP. Si se considera que la señal de entrada al canal está compuesta por más de un símbolo OFDM, cada uno con su respectivo CP, las primeras N_{cp} muestras de cada símbolo están afectadas por la ISI asociada con las últimas muestras del símbolo anterior. El CP sirve entonces para eliminar la ISI dado que las muestras afectadas pertenecen al prefijo cíclico y pueden ser eliminadas al no ser necesarias para recobrar la señal de entrada [1].

Utilizar el CP tiene un costo, pues al adicionar la extensión cíclica en un sistema OFDM, se introduce una pérdida de energía proporcional a la longitud del prefijo cíclico, pero este es el precio a pagar por la disminución de la interferencia. Además de los efectos que tiene sobre la eficiencia del sistema.

El espectro de una señal OFDM es mostrado en la figura 2.8, donde se observa que está conformado por N subcanales, y el ancho de banda de la señal está dado por $(N + 1)\Delta f$, además la velocidad de transmisión de cada subcanal es $\frac{1}{T}$ [símbolos/seg] y la velocidad

total es $\frac{N}{T}$ [símbolos/segundos] Por lo tanto la eficiencia del sistema en [símbolos/seg/Hz] es [2]

$$\eta = \frac{N/T}{(N+1)\Delta f} = \frac{N/(T_s + T_g)}{(N+1)/T_s} = \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{N}} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{T_g}{T_s}} \right). \quad (2.37)$$

Así que cuanto mayor sea la duración del CP menor es la eficiencia, sin embargo en la práctica para los sistemas OFDM se tiene que $N \gg 1$ y $T_g < T_s$, por lo que $\eta \approx 1$. Si cada símbolo lleva K bits de información, la eficiencia será K [bits/seg/Hz] [1].

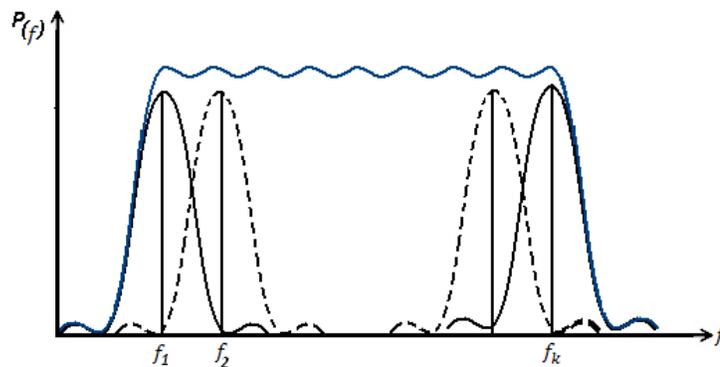


Fig. 2.8 Espectro de la señal OFDM [2].

2.1.2. Proceso de Recepción

Este proceso inicia con la recepción de la señal pasa banda y la obtención de la señal banda base a través de la demodulación, utilizando la frecuencia portadora del sistema f_c y la operación de un filtro pasa bajo. Posterior a esto, la señal banda base es muestreada con un convertor analógico-digital (*Analog to Digital Converter ADC*), usualmente con un intervalo de muestreo $T_m = \frac{T_s}{N}$, de modo que la señal pueda ser procesada por el bloque FFT.

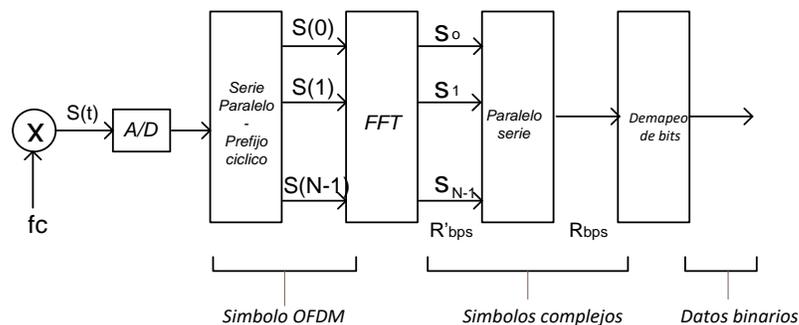


Fig. 2.9 Diagrama de bloques del receptor OFDM [1].

A la salida del ADC la señal banda base es dividida en bloques paralelos de muestras, conformadas de la siguiente manera: N muestras de información útil, y las N_{cp} muestras que conforman el prefijo cíclico las cuales serán suprimidas [2]. Después de remover el prefijo cíclico, las N muestras restantes son convertidas de nuevo al dominio de la frecuencia utilizando la DFT. Considerando un canal con condiciones ideales, la demodulación que resulta de la operación del bloque FFT se expresa así

$$s' = \sum_{n=0}^{N-1} S(n)e^{-j2\pi k \frac{n}{N}}, \quad (2.38)$$

como producto de la demodulación se obtienen el conjunto de símbolos complejos $s' = \{s'_k; s'_0, s'_1, s'_2, \dots, s'_{N-1}\}$, al realizar el demapeo de estos símbolos según la modulación utilizada se obtiene la información tal y como salió de la fuente.

2.1.2.1. Demodulación OFDM

Para analizar la demodulación de una señal proveniente de un canal inalámbrico, es importante considerar el efecto que puede tener el multitrayecto, para tal efecto se hacen las siguientes suposiciones; el canal es invariante en el tiempo, tanto el transmisor como el receptor están sincronizados, y además la duración del prefijo cíclico es mayor al máximo retardo del canal $T_g > \tau_{max}$ para evitar la interferencia entre símbolos consecutivos durante el periodo efectivo de estos [5].

La influencia del canal invariante en el tiempo es expresada por su respuesta al impulso $h(t; \tau)$, suponiendo que los desvanecimientos del canal son lo suficientemente lentos estos pueden ser considerados constantes durante el periodo de duración de un símbolo OFDM, y la respuesta al impulso se simplifica a $h(t; \tau) = h(\tau)$ [5]. La señal de entrada al receptor puede ser considerada como la combinación lineal de la convolución entre la respuesta al impulso y la señal OFDM más el ruido blanco aditivo gaussiano (*Additive Withe Gaussian Noise* AWGN)

$$r(t) = h(\tau) * s(t) + n(t) = \int_0^{\tau_{max}} h(\tau) s(t - \tau) + n(t), \quad (2.39)$$

esta corresponde a una señal banda base obtenida, que por medio del ADC es muestreada en intervalos de tiempo $t = n \frac{T_s}{N}$. La señal expresada en muestras puede ser escrita como [3]

$$r(n) = \sum_{\tau=0}^{N_{cp}-1} h(\tau) * S(n - \tau) + n(n), \quad (2.40)$$

en donde $h(\tau) = 0$ para $0 > n > N_{cp} - 1$. La secuencia de entrada $r(n)$ es dividida en flujos paralelos por medio del S/P, la salida está compuesta por los símbolos OFDM

afectados por el canal más el prefijo cíclico el cual será suprimido. El resultado es el vector [3]

$$r_m = \{r(z_m), r(z_m + 1) \dots r(z_m + N - 1)\}, \quad (2.41)$$

en donde $z_m = m(N + N_{cp}) + N_{cp}$. La demodulación de los símbolos complejos es obtenida implementando la DTF sobre el vector r_m , así

$$s' = \sum_{n=0}^{N-1} r(z_m + n) e^{-j2\pi k \frac{n}{N}}, \quad (2.42)$$

reemplazando $r(n)$ de la ecuación 2.40 en 2.42 se obtiene

$$s' = \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{\tau=0}^{N_{cp}-1} h(\tau) S(n + N_{cp} + \tau) \right) e^{-j2\pi k \frac{n}{N}} + n_k, \quad (2.43)$$

donde

$$n_k = \sum_{n=0}^{N-1} n(z_m + n) r_m e^{-j2\pi k \frac{n}{N}}. \quad (2.44)$$

Sustituyendo S en la ecuación 2.43

$$s' = \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{\tau=0}^{N_{cp}-1} h(\tau) \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j2\pi k \frac{(n-\tau)}{N}} \right) e^{-j2\pi k \frac{n}{N}} + n_k, \quad (2.45)$$

debido a que $h(\tau) = 0$ para $\tau > N_{cp} - 1$, τ puede ir de 0 a $N - 1$ en vez de $N_{cp} - 1$ [3]. Reacomodando términos se obtiene

$$s' = \left[\sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j2\pi k \frac{n}{N}} \right) e^{-j2\pi k \frac{n}{N}} \right] \left[\sum_{\tau=0}^{N-1} h(\tau) e^{-j2\pi k \frac{\tau}{N}} \right] + n_k, \quad (2.46)$$

entonces

$$s' = s_k h_k + n_k \quad (2.47)$$

donde

$$h_k = \sum_{\tau=0}^{N-1} h(\tau) e^{-j2\pi k \frac{\tau}{N}}.$$

La ecuación 2.47, muestra que los símbolos de datos recibidos s' son el resultado del producto entre los símbolos s_k y la respectiva respuesta en frecuencia del canal h_k , y

además se observa la atenuación o amplificación y los corrimientos de fase introducidos por el canal multitrayecto [5].

2.2. SINCRONIZACIÓN EN SISTEMAS OFDM

OFDM como cualquier otro sistema digital de comunicación requiere sincronización, pero debido a su estructura basada en múltiples portadoras esta se debe enfocar en compensar tres importantes problemas conocidos como desplazamiento de frecuencia portadora (*carrier frequency offset CFO*), desplazamiento de reloj de muestreo (*sampling clock offset SCO*), y desplazamiento por sincronización de símbolo (*symbol timing offset STO*). El primero de estos problemas se origina cuando existen diferencias entre las frecuencias utilizadas por los osciladores de recepción y las utilizadas por los osciladores en transmisión, el efecto más importante de este fenómeno es la pérdida de ortogonalidad que resulta en interferencia entre portadoras (*Inter-carrier Interference ICI*) [6]. El segundo problema tiene lugar cuando en recepción al realizarse la conversión analógico-digital de la señal banda base, la tasa a la que es realizado el muestreo difiere de la tasa utilizada en transmisión, lo cual causa la rotación de fase de los símbolos y además ICI. Por último se presenta el STO, cuando existe diferencia entre el instante en el cual el receptor estima que comienza el símbolo y el verdadero comienzo de este, el cual ocasiona que posiblemente se consideren como propias las muestras pertenecientes a otros símbolos presentándose interferencia entre símbolos [2].

2.2.1. Métodos de Estimación

La sincronización requiere entonces el uso de técnicas de estimación que permitan primero cuantificar la magnitud de estos errores y luego realizar las correcciones respectivas. Actualmente existen muchas técnicas de estimación, y se pueden clasificar en dos grupos: el primer grupo utiliza portadoras o símbolos piloto, estos consisten en el uso de secuencias de datos que son conocidos por el receptor y que se le adicionan a los símbolos a transmitir. El segundo grupo no utiliza portadoras piloto sino que realiza las estimaciones aprovechando la estructura inherente del símbolo transmitido específicamente la parte del prefijo cíclico. La selección entre las técnicas basadas en símbolos piloto y las que no emplean símbolos piloto depende de varios parámetros, entre ellos están: la relación señal a ruido, el tamaño del prefijo cíclico así como también del tipo de modulación (coherente o diferencial).

2.2.1.1. Métodos Basados en Portadoras Piloto

Los métodos basados en portadoras piloto pueden emplear secuencias como las utilizadas en la sincronización para transporte en única portadora, para determinar el comienzo del símbolo OFDM y determinar el CFO. Tal es el caso de los sistemas de radiodifusión de audio digital (*Digital Audio Broadcasting DAB*) que emplean una señal

nula al comienzo del grupo de símbolos OFDM seguida por una señal de referencia utilizada por los esquemas de modulación diferencial conocida como *chirp* y que puede ser empleada también para sincronización. Cuando la potencia es menor a cierto nivel, el receptor determina que es una secuencia nula y que el símbolo está próximo a empezar entonces emplea la señal de referencia para estimar parámetros del canal que permiten realizar la sincronización [2]. Por otro lado se tienen métodos en los cuales las secuencias hacen parte de la estructura del símbolo OFDM, estos consisten de símbolos que preceden a los símbolos de información de los cuales se aprovecha su redundancia para realizar operaciones de correlación para determinar el STO y CFO.

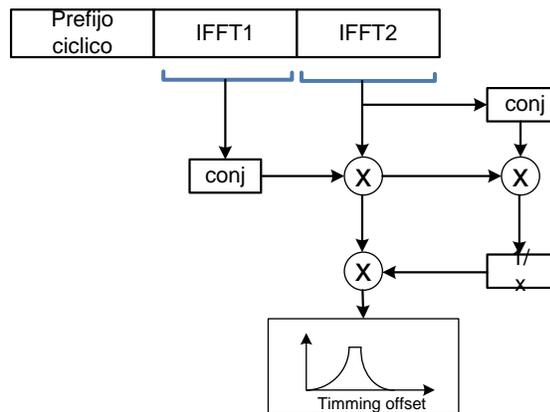


Fig.2.10 Esquema representativo de las operaciones realizadas por el método *Schmidl and Cox* en la estimación del STO [3].

Uno de los métodos de autocorrelación más conocidos es el llamado método *Schmidl and Cox*. Se caracteriza por el uso de un símbolo de sincronización compuesto por dos mitades de símbolo con características similares en el dominio del tiempo. Consiste en realizar la autocorrelación entre las dos mitades que componen el símbolo y buscar en la salida del circuito de autocorrelación el resultado de mayor valor [3]. Este resultado estará representando el STO en función de la señal r expresado como

$$M(\theta) = \frac{\left| \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} r^*(n) r\left(n + \frac{N}{2}\right) \right|^2}{\left(\sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} |r\left(n + \frac{N}{2}\right)|^2 \right)^2}. \quad (2.48)$$

Los métodos basados en portadoras piloto son particularmente útiles para sistemas con baja relación señal a ruido donde la señalización por otros métodos podría ser difícil. Un asunto clave a considerar cuando se usan portadoras piloto es si el tipo de datos que se va a transportar es continuo o por ráfagas, ya que cuando se usa el método basado en símbolos OFDM este introduce un *overhead* siendo este método apropiado para datos continuos pero inapropiado para datos por ráfagas, teniéndose que incrementar el tamaño de la trama o emplear el método de portadora piloto basado en símbolos no OFDM [2].

2.2.1.2. Métodos Basados en el Prefijo Cíclico

Este tipo de métodos usan las señales recibidas para estimar el STO y CFO aprovechando la redundancia que ofrece las muestras que conforman el prefijo cíclico. La idea principal es que el CP de la señal transmitida puede ser empleado para obtener información acerca de donde es probable que empiece el símbolo OFDM, además de contener información útil sobre CFO [6].

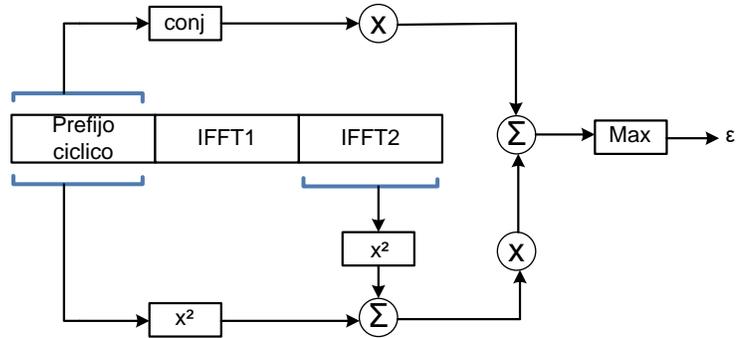


Fig.2.11 Esquema representativo de las operaciones realizadas por el método ML en la estimación del STO y CFO [3].

En el siguiente análisis se determinan el CFO y STO a partir de las muestras del prefijo cíclico de la señal recibida, para esto se considera que el canal es no dispersivo y la señal $S(n)$ solo estará afectada por el ruido AWGN $n(n)$. La incertidumbre en el tiempo de llegada del símbolo puede ser modelada como un retardo en la repuesta del canal al impulso $\delta(n - \theta)$, donde θ representa ese parámetro desconocido, mientras que la diferencia de frecuencia entre el receptor y el transmisor es modelada como una distorsión sufrida por la señal recibida dado por $e^{j2\pi\epsilon\frac{n}{N}}$, donde ϵ representa esa diferencia de frecuencias. Así la señal recibida está dada por [6].

$$r(n) = S(n - \theta)e^{j2\pi\epsilon\frac{n}{N}} + n(n). \quad (2.49)$$

El estimador de máxima verosimilitud (*Maximum Likelihood* ML) cuyo esquema de operación se muestra en la figura 2.11, es uno de los métodos más conocidos, utiliza la función *log-likelihood* y se basa en suponer que se observan a través de una ventana $2N + N_{cp}$ muestras consecutivas de la señal $r(n)$ representadas por el vector $\mathbf{r} = \{r(1), \dots, \dots, r(2N + N_{cp})\}$ y entre esta cantidad de muestras se encuentran las pertenecientes a un símbolo OFDM completo del cual no se conoce su posición dentro de las muestras, ya que θ no es conocido figura 2.12. Se definen los intervalos $\mathbf{I} = \{\theta, \theta + N_{cp} - 1\}$ y $\mathbf{I}' = \{\theta + N, \theta + N + N_{cp} - 1\}$ los cuales contienen los índices de las muestras pertenecientes al prefijo cíclico y de las muestras que son copiadas en el prefijo cíclico respectivamente, empleados para estimar los valores de θ y ϵ .

Sea $f(r | \theta, \varepsilon)$ la función de densidad de probabilidad de las $2N + N_{cp}$ muestras observadas, La función *log-likelihood* para θ y ε puede ser escrita como

$$\begin{aligned} \Lambda(\theta, \varepsilon) &= \ln f(r | \theta, \varepsilon) \\ &= \ln \left(\prod_{n \in I} f(r(n), r(n+N)) \prod_{n \notin I \cup I'} f(r(n)) \right) \\ &= \ln \left(\prod_{n \in I} \frac{f(r(n), r(n+N))}{f(r(n))f(r(n+N))} \prod_{n \notin I \cup I'} f(r(n)) \right), \end{aligned} \quad (2.50)$$

el último factor es independiente de θ y de ε y puede ser omitido. $\Lambda(\theta, \varepsilon)$ puede ser escrito como [6]

$$\Lambda(\theta, \varepsilon) = \sum_{n=\theta}^{\theta+N_{cp}-1} \ln \frac{f(r(n), r(n+N))}{f(r(n))f(r(n+N))}. \quad (2.51)$$

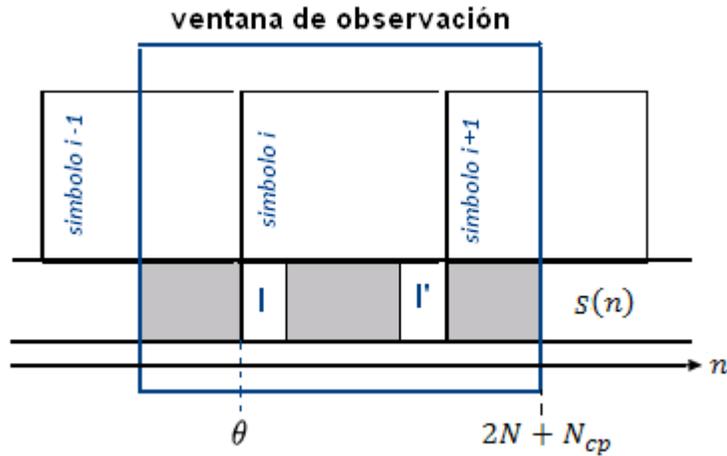


Fig.2.12 Ventana de observación que representa un conjunto de muestras que representan la señal OFDM y entre las cuales se encuentra un símbolo completo, cuyo prefijo se emplea para determinar el STO y CFO [6].

Suponiendo que las funciones de distribución $f(r(n))$ y $f(r(n+N))$ son gaussianas se llega a

$$\Lambda(\theta, \varepsilon) = (|\gamma(\theta)| \cos(2\pi\varepsilon + \angle\gamma(\theta)) - \rho\Phi(\theta)), \quad (2.52)$$

donde $\gamma(\theta)$ es la suma de N_{cp} correlaciones consecutivas entre muestras espaciadas cada N , y que depende del factor del CFO, $\Phi(\theta)$ es un término de energía independiente de la CFO y ρ es la magnitud del coeficiente de correlación entre $r(n)$ y $r(n+N)$ definidos por [6]

$$\gamma(\theta) \triangleq \sum_{n=\theta}^{\theta+N_{cp}-1} r(n)r^*(n+N), \quad (2.53)$$

$$\Phi(\theta) \triangleq \frac{1}{2} \sum_{n=\theta}^{\theta+N_{cp}-1} |r(n)|^2 + |r(n+N)|^2, \quad (2.54)$$

y por

$$\rho = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2}. \quad (2.55)$$

La maximización de la función *log-likelihood* se denota por $\max \Lambda(\theta, \varepsilon)$ y se obtiene cuando el término coseno es igual a uno, así [6]

$$\cos(2\pi\varepsilon + \angle\gamma(\theta)) = 1, \quad (2.56)$$

entonces $\varepsilon_{ML}(\theta) = -\frac{1}{2}\angle\gamma(\theta) + n$. Para la estimación gruesa del CFO se tiene que $|\varepsilon| < \frac{1}{2}$ siendo $n = 0$, por lo tanto $\Lambda(\theta, \varepsilon)$ se convierte en

$$\Lambda(\theta, \varepsilon_{ML}) = (\gamma(\theta) | -\rho\Phi(\theta)), \quad (2.57)$$

así la estimación queda expresada por

$$\varepsilon_{ML}(\theta) = -\frac{1}{2}\angle\gamma(\theta) + n, \quad (2.58)$$

$$\theta_{ML} = \max(\gamma(\theta) | -\rho\Phi(\theta)). \quad (2.59)$$

Los métodos que emplean el CP para realizar estimaciones respecto al STO y CFO, tienen cierta ventaja sobre los que se basan en portadoras piloto. Debido a que estos no adicionan símbolos extra a los de información y por lo tanto la velocidad efectiva de transmisión no se ve reducida.

2.3. ESTIMACIÓN DE CANAL

Para un gran número de sistemas de comunicaciones es importante conocer o tener una aproximación de la respuesta impulsiva del canal para poder realizar una adecuada recuperación de la señal que fue transmitida. Cuando no se conoce la respuesta impulsiva del canal se recurre a técnicas de estimación en el dominio de la frecuencia, generalmente realizadas con la ayuda de símbolos piloto.

Hay sistemas OFDM como DAB los cuales utilizan modulación diferencial en las portadoras, Incluso para canales con desvanecimiento, para este tipo de sistemas no es necesario realizar una estimación de la atenuación que se presenta en las subportadoras

[7]. Aunque el rendimiento asociado a este esquema de modulación es menor en comparación con esquemas de detección coherente, la utilización de modulación diferencial suele estar motivada por una menor complejidad en el receptor y por la no utilización de los símbolos piloto. Sin embargo, si se utiliza detección coherente, es necesario analizar la atenuación que sufren las subportadoras del canal.

Para los sistemas OFDM inalámbricos con prefijo cíclico se considera que la respuesta impulsiva del canal tiene longitud finita y es menor que la longitud de dicho prefijo, esto con el fin de conservar la ortogonalidad entre subportadoras y prevenir la interferencia ISI, como se había mencionado anteriormente.

Se representará el modelo de la señal a la salida del bloque mapeador (señal PAM) como [4]

$$s = (s_0, s_1, s_1, \dots, s_{N-1})^T, \quad (2.60)$$

donde $(\cdot)^T$ indica que es un vector traspuesto.

Y la matriz de la DFT es:

$$F = [f_{ij}], \quad (2.61)$$

$$\text{con } f_{ij} = e^{-j\frac{2\pi}{N}ij}, i = 0, 1, \dots, N-1 \text{ y } j = 0, 1, \dots, N-1.$$

Dado que en la transmisión para OFDM se realiza la IDFT entonces el símbolo OFDM será definido por:

$$S = F^* \cdot s, \quad (2.62)$$

donde:

- S : símbolo OFDM, es un vector columna que luego es procesado por el bloque paralelo serie para obtener $\tilde{S} = S^T$.
- F^* : es la matriz traspuesta y conjugada de F y representa la matriz IDFT

\tilde{S} Puede ser escrito en forma de sumatorias como

$$\tilde{S}[n] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} s[n] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}kn}. \quad (2.63)$$

Añadiendo un prefijo cíclico al símbolo OFDM de tamaño N_{cp} , menor que la longitud de las N muestras se obtiene el vector [4]

$$S_{total} = (S_{N-N_{cp}}, S_{N-N_{cp}+1}, \dots, S_{N-1}, S_0, S_1, \dots, S_{N-1})^T.$$

Después de que S_{total} pase por el canal discreto, la señal en el receptor $r[n]$ en forma matricial en ausencia de ruido puede ser escrita como [4]

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} r(0) \\ r(1) \\ r(2) \\ \vdots \\ r(N + N_{cp} - 1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h(0) & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ h(1) & h(0) & 0 & \ddots & 0 \\ h(2) & h(1) & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & h(0) & \vdots \\ 0 & h(M-1) & \ddots & h(1) & h(0) \end{bmatrix}_{(N+N_{cp}) \times (N+N_{cp})} \begin{bmatrix} S(0) \\ S(1) \\ S(2) \\ \vdots \\ S(N + N_{cp} - 1) \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} 0 & 0 & h(M-1) & h(M-2) & h(M-3) \\ 0 & 0 & 0 & h(M-1) & h(M-2) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h(M-1) \\ \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{(N+N_{cp}) \times (N+N_{cp})} \begin{bmatrix} S(0) \\ S(1) \\ S(2) \\ \vdots \\ S(N + N_{cp} - 1) \end{bmatrix}. \quad (2.64)
\end{aligned}$$

Ya que tras la IDFT se obtiene una señal temporal discreta periódica [4]

$$r[n] = (H_0 + H_1) \cdot S_{total} = \tilde{H} \cdot S_{total}, \quad (2.65)$$

donde \tilde{H} es una matriz circulante de *Toeplitz*. Una matriz M de tamaño $N \times N$ de este tipo, puede ser descompuesta como

$$M = F \Lambda F^*, \quad (2.66)$$

donde F es la matriz que representa la DFT y Λ es una matriz diagonal que contiene los autovalores de M , operando y teniendo en cuenta que la matriz M queda definida por un conjunto de coeficientes (columnas) h [4]

$$\Lambda = F^* M F = \text{diag} \left\{ F \cdot \begin{pmatrix} h \\ 0 \end{pmatrix} \right\}. \quad (2.67)$$

Teniendo en cuenta que S es la señal transmitida y r es la señal que representa la salida del canal, la señal recuperada es

$$s' = F \cdot r = \tilde{F}(H \cdot S) = F \tilde{H} F^* \cdot s, \quad (2.68)$$

considerando la matriz de autovalores en este caso particular para \tilde{H} se obtiene

$$s' = F \tilde{H} F^* \cdot s = F(F^* \Lambda F) F^* \cdot s, \quad (2.69)$$

se sabe que

$$F \cdot F^* = I_d \quad (2.70)$$

entonces:

$$s' = \Lambda \cdot s \quad (2.71)$$

Y finalmente para recuperar la señal transmitida:

$$s = \Lambda^{-1} \cdot s' \quad (2.72)$$

De la ecuación 2.72 se tiene que para realizar una adecuada demodulación es necesario tener conocimiento del canal, debido a los efectos que este introduce a la señal, ya que los elementos en la diagonal de Λ corresponden a la DFT de la respuesta impulsiva del canal.

Para conocer la respuesta frecuencial del canal se han implementado algunos algoritmos que permiten realizar esta tarea, en sistemas OFDM uno de los más utilizados porque su implementación no es muy compleja es el algoritmo de mínimos cuadrados (*Least Squared LS*) [4],[6]. Cabe resaltar también que para algunos sistemas OFDM y particularmente para los sistemas de difusión de video digital terrestre (*Digital Video Broadcasting Terrestrial DVB-T*), el diagrama de bloques del receptor tiene el módulo de estimación de canal ubicado en una región donde la señal es trabajada en el dominio temporal, por eso para realizar la estimación hay que transformar la señal piloto al dominio frecuencial y realizar el algoritmo con la señal piloto conocida ya en el dominio frecuencial [4].

CAPÍTULO 3

INTERFERENCIAS ISI E ICI EN SISTEMAS OFDM

En sistemas multiportadora se presentan dos tipos de interferencia, interferencia entre símbolos ISI y la interferencia entre portadoras ICI, sin embargo OFDM es una técnica con mucho potencial para el desarrollo e implementación en sistemas de comunicaciones existentes, esto debido a sus grandes ventajas como son la robustez frente al multitrayecto e interferencia ISI, así como también su alta eficiencia espectral debido a su capacidad para transmitir en portadoras ortogonales y la opción de trabajar con sistemas de múltiples entradas y múltiples salidas (*multiple-input and multiple-output* MIMO), a pesar de esto también tiene un gran inconveniente que es la alta vulnerabilidad a errores producidos por pérdida de sincronización ya sea en frecuencia o tiempo como se verá en el presente capítulo.

3.1. CANAL MULTITRAYECTO

Uno de los mayores inconvenientes que presentan las comunicaciones inalámbricas es el desvanecimiento causado por las reflexiones y las difracciones de la señal transmitida en diferentes obstáculos (edificios, montañas y árboles, entre otros), que hacen que al receptor lleguen varias réplicas de la señal con distintos valores de retardo y atenuación. Los retardos producidos por las reflexiones en el canal provocan un ensanchamiento temporal de la señal debido a los ecos. Dado que los símbolos transmitidos se ensanchan se provoca un solapamiento entre símbolos adyacentes.

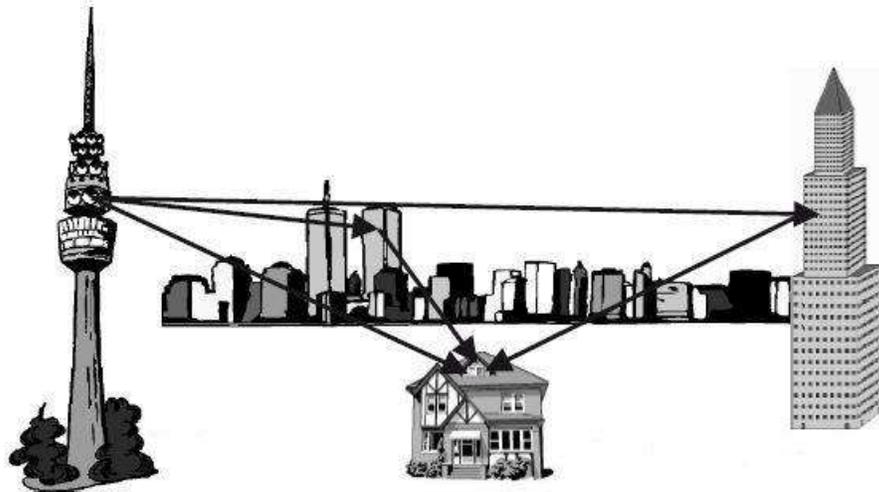


Fig. 3.1 Las reflexiones y difracciones en el canal multitrayecto [10].

La señal recibida no sólo está afectada por el multitrayecto, también la afecta el desvanecimiento causado por la reducción de la potencia con la distancia. Esta señal recibida puede ser expresada como [11]:

$$r(t) = m(t) \times r_0(t), \quad (3.1)$$

donde $m(t)$ y $r_0(t)$ son variables aleatorias que representan el desvanecimiento a gran escala y desvanecimiento a pequeña escala respectivamente [11]. El desvanecimiento a gran escala se debe a la atenuación sufrida por la señal, provocada por grandes objetos ubicados en el trayecto principal, así como también, a la atenuación que sufre la señal por movimientos aleatorios del receptor o transmisor que involucran distancias muy superiores a la longitud de onda de operación del sistema, por lo que la variación temporal del canal se produce muy lentamente en comparación con el periodo de símbolo del sistema. La pérdida de propagación del trayecto, medida en unidades logarítmicas, se compone de una componente media constante y una componente aleatoria con función densidad de probabilidad log-normal que modela la variación de la pérdida del trayecto debida al movimiento aleatorio del móvil en las distancias anteriormente comentadas [10].

El desvanecimiento a pequeña escala se presenta debido a las interferencias constructiva y destructiva de las señales recibidas provenientes de múltiples trayectos. Los cambios temporales del canal se deben a los movimientos del receptor o transmisor que involucran distancias del orden de la longitud de onda de operación del sistema. Este tipo de desvanecimiento a su vez se clasifica en dos categorías de acuerdo a la degradación: las basadas en la dispersión del retardo (en el tiempo). Y las basadas en la dispersión *Doppler* (en frecuencia).

3.1.1. Desvanecimiento Basado en la Dispersión del Retardo

Para analizar la degradación con base a la dispersión del retardo se conoce que existen dos tipos de canal, para los cuales se deben definir los siguientes conceptos:

- **máximo exceso de retardo (T_m)**; se define como el máximo retardo del canal o el tiempo de retardo transcurrido entre la primera componente de la multitrayectoria que llega al receptor y la llegada de la componente con el máximo retardo de todas.
- **El ancho de banda de coherencia (B_c)**; se define como la medida estadística del rango de frecuencias sobre la cual el canal puede ser considerado plano; es decir, donde sus componentes espectrales pasan aproximadamente con igual ganancia y fase lineal. En este rango se supone que existe una muy fuerte correlación de amplitud entre cualquier par de componentes [11].

Relacionados con estos también se encuentran, el periodo de símbolo T_s y el ancho de banda de la señal W .

En los sistemas de comunicación lo que se busca es que el periodo de símbolo T_s sea mayor que T_m para disminuir la probabilidad de que se presente ISI. Existe una relación entre T_m y B_c , la cual está dada aproximadamente por la ecuación

$$B_c \cong \frac{1}{T_m}. \quad (3.2)$$

La relación entre el periodo de símbolo T_s y el máximo exceso de retardo T_m o entre el ancho de banda de la señal W y el ancho de banda de coherencia B_c determina el tipo de canal [11]:

- **Canal selectivo en frecuencia**, o con desvanecimiento selectivo en frecuencia. Se da cuando $T_m > T_s$ es decir el tiempo de propagación de los retardos supera el periodo de símbolo en sí, teniendo una dispersión tal que induce ISI. Equivalentemente si el ancho de banda de coherencia es menor al ancho de banda de la señal o sea $B_c < W$ se producirá aleatoriamente desvanecimiento selectivo a lo largo del espectro. En la figura 3.2 se presenta la respuesta en frecuencia de un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia.
- **Canal no selectivo en frecuencia**, el cual produce un desvanecimiento plano. Se produce cuando $T_m < T_s$, Esto básicamente afectaría la relación señal a ruido (SNR). Equivalentemente si $B_c > W$ significa que la propiedad de *respuesta plana* la hereda a toda la señal.

Ahora bien, si se considera un canal multitrayecto selectivo en frecuencia o sea donde $T_m > T_s$ hay que tener en cuenta que la función de transferencia varía dependiendo de la frecuencia.

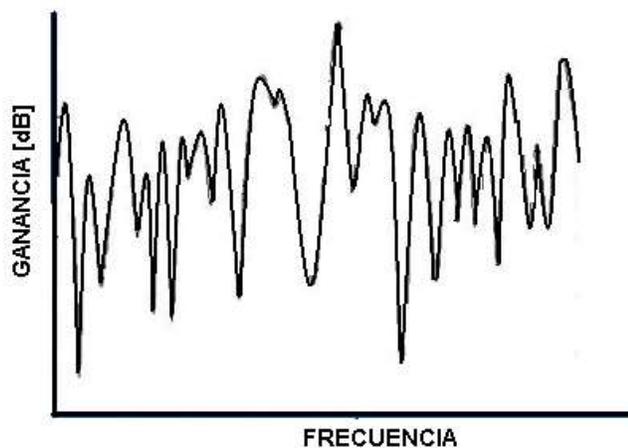


Fig.3.2 Respuesta en frecuencia de un canal selectivo en frecuencia e invariante en el tiempo [12].

De la figura 3.3 se puede decir que las señales de banda ancha, se verán expuestas a mayores variaciones que las de banda estrecha. Por tanto, se puede asegurar, que los efectos de la selectividad en frecuencia, serán menores cuanto más estrecha sea la banda de frecuencias de nuestra señal.

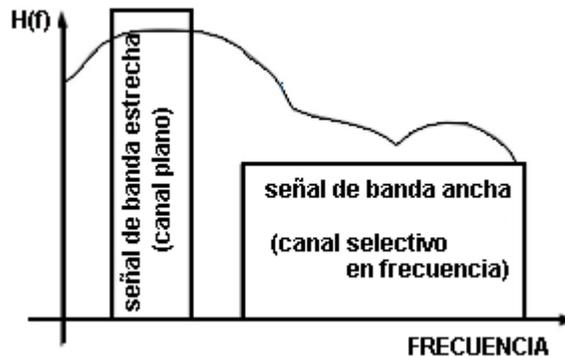


Fig. 3.3 Característica de selectividad en frecuencia del canal según el ancho de banda de la señal transmitida [10].

3.1.2. Desvanecimiento Basado en la Dispersión Doppler

En el caso anterior se consideró que el transmisor como el receptor y los obstáculos, se encuentran estáticos. Sin embargo para situaciones en donde alguno de estos elementos se encuentre en movimiento se presenta dispersión Doppler.

Al igual que en el caso anterior este tipo de dispersión también tiene unos parámetros que hay que definir los cuales son:

- la dispersión Doppler B_D ; el tiempo de coherencia T_C ; que define el lapso de tiempo en el que la señal se muestra invariante, y la máxima desviación Doppler f_d , la cual está relacionada inversamente con el tiempo de coherencia T_C [11].

Dependiendo de la velocidad con que cambie la señal transmitida en banda base con respecto a los cambios del canal se pueden presentar dos tipos de degradación:

- **Desvanecimiento rápido.** Se presenta cuando $T_s > T_C$ o sea cuando el tiempo de coherencia del canal cambia más rápido que el periodo de símbolo, o equivalentemente cuando la desviación Doppler se incrementa sobre el ancho de banda de la señal, esto es cuando $W < B_D$.
- **Desvanecimiento lento.** Se presenta cuando la respuesta al impulso del canal es mucho más lenta que la señal transmitida en banda base, entonces se puede asumir como estático el canal durante algunos intervalos de tiempo y frecuencia. Esto implica que $W \gg B_D$. ó que $T_s \ll T_C$. [11].

3.2. ALTERACIONES EN SISTEMAS OFDM: LA ISI Y LA ICI

Los sistemas multiportadora pueden presentar dos problemas que ya se han venido mencionando y que provocan distorsión de la señal, el primero de ellos es la interferencia intersimbólica ISI en donde como su nombre lo indica, los símbolos adyacentes pueden interferir entre ellos debido al ensanchamiento y por otra parte se presenta la interferencia entre portadoras ICI. OFDM es capaz de combatir eficientemente el problema de la interferencia ISI además, cuenta con métodos que permiten tratar la interferencia ICI.

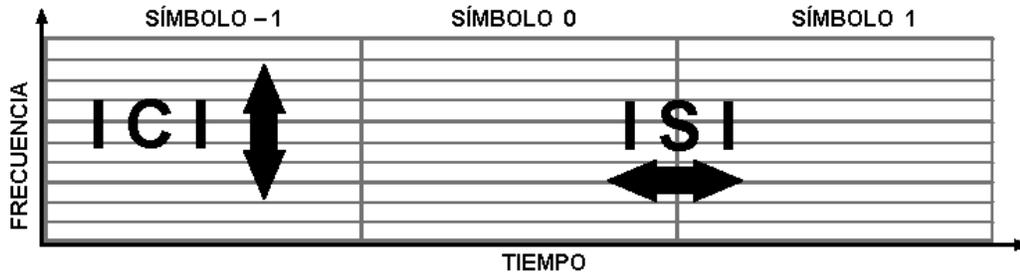


Fig. 3.4 Canal selectivo en frecuencia: 2 formas de distorsión, ISI e ICI [12].

3.2.1. La Interferencia Intersimbólica ISI

La interferencia intersimbólica es la degradación que se produce cuando la señal en el receptor para un instante determinado depende de los símbolos transmitidos en ese instante pero también de los símbolos transmitidos anterior y posteriormente.

Otro indicador importante en canales como los mencionados anteriormente es la dispersión de retardo RMS σ_τ , la cual se define como la raíz cuadrada del segundo momento central del perfil de intensidad multitrayectoria, así:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2}, \quad (3.3)$$

donde τ representa el retardo y $\bar{\tau}$ el retardo promedio.

Basándose en este parámetro se presenta un problema crítico de ISI cuando la dispersión de retardo es muy grande en comparación con el período de símbolo T_S ($\sigma_\tau > T_S$). Los canales de banda ancha para algunos sistemas actuales proveen altas velocidades de datos utilizando periodos de símbolos pequeños, a menudo mucho menor que el retardo de propagación y por tanto la interferencia intersimbólica es severa.

Idealmente para transmitir una señal digital libre de interferencia se requeriría canales con ancho de banda infinito, dado que esto es imposible de realizar, y los canales cuentan con anchos de banda finitos, los pulsos no tienen una conformación perfectamente rectangular, esto causa inconvenientes en el momento de realizar el proceso de decisión sobre los bits adyacentes.

Para entender mejor el concepto a continuación se muestra un ejemplo donde se transmite un pulso, el cual después de pasar por el canal y a la entrada del bloque de toma de decisiones tiene la siguiente forma [13]:

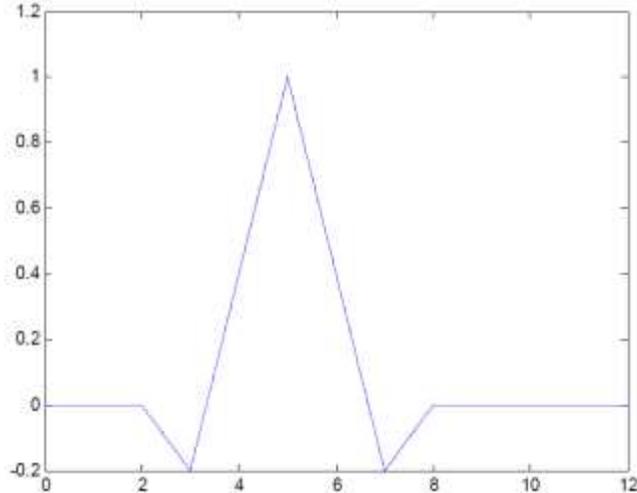


Fig.3.5 Forma del pulso en el bloque de decisiones [13].

Suponga que el periodo de bit es $T_b = 1$ [seg]. De la figura 3.5 se aprecia que el retardo que produce la cadena es de 5 [seg]. También se observa que el pulso se dispersa hacia los lados afectando $2 T_b$ a la izquierda y $2 T_b$ a la derecha. Cuando se transmitan varios pulsos seguidos la situación podría ser como se muestra en la figura 3.6

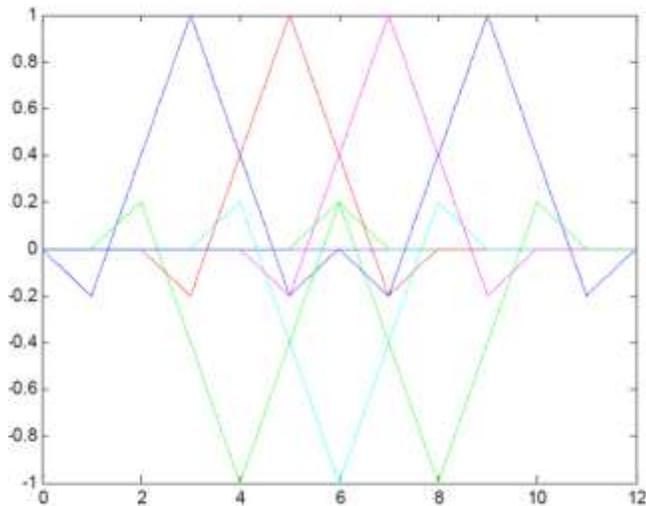


Fig.3.6. Forma del pulso de una secuencia de unos y ceros [13].

Imagine que quiere decidir que voltaje se presenta en 6 segundos (*pulso negativo*). Se aprecia que en $t=6$ [seg]. no solo se tiene el voltaje propio del pulso que corresponde a ese slot de tiempo, sino que también tiene el voltaje de dos pulsos que se encuentran a la derecha con 0.4v y 0.2 v, y de dos pulsos a la izquierda 0.4 v y 0.2 v. El voltaje total en $t=6$

[seg] es igual a $-1+0.4+0.2+0.2+0.4=0.2$ v. La decisión sobre el pulso dirá que es un “1” cuando ha debido ser un “0”. Es decir la ISI produce error [13].

3.2.1.1. OFDM Frente a la ISI

El hecho de transmitir en un canal selectivo en frecuencia ocasiona que la señal recibida esté compuesta por señales provenientes de varios trayectos, causantes en el dominio del tiempo de la interferencia entre símbolos y en el dominio de la frecuencia de variaciones en la potencia que pueden ocasionar atenuaciones severas para determinadas frecuencias. OFDM ofrece dos maneras para contrarrestar los efectos anteriormente mencionados:

- Subcanalización
- Extensión cíclica

3.2.1.1.1. Subcanalización

La primera solución proviene de la naturaleza propia de los sistemas multiportadora y consiste en dividir el ancho de banda W en N subcanales de tamaño Δ_f tal que $W = N\Delta_f$, de modo que sean menos propensos a sufrir desvanecimiento selectivo en frecuencia. Se podría considerar incluso cada subcanal con una función de transferencia casi constante, o su equivalente en el dominio del tiempo; considerar que el periodo de símbolo se ha aumentado tal que $T_m < T_s$. El efecto de incrementar el periodo, es que la ISI provocada por las señales reflejadas se reduce debido a que cuanto menor sea la duración de la respuesta impulsiva del canal en comparación con el periodo de símbolo, la dispersión temporal del símbolo afectará menos a los siguientes símbolos, que es la condición para evitar la ISI. Para observar esto matemáticamente se debe tener en cuenta los resultados obtenidos en el capítulo dos, en donde la señal recibida se expresaba como:

$$r(n) = \sum_{\tau=0}^{N_{cp}-1} h(\tau) * s(n - \tau) + n(n), \quad (3.4)$$

de su correspondiente demodulación se obtuvo:

$$s' = s_k h_k + n_k, \quad (3.5)$$

lo cual indica que para un canal cuyos desvanecimientos pueden ser considerados lo suficientemente lentos durante la duración del símbolo, la señal recibida se compone del producto entre los símbolos de información transmitidos y su correspondiente respuesta del canal, resultados que se obtienen a partir de la subcanalización. Por lo tanto, OFDM presenta la ventaja de que su espectro solo se ve afectado en las frecuencias que sufren gran atenuación como se muestra en la figura 3.7, de modo que no se pierde toda la información sino solo una parte del mensaje que se trasmite, pudiéndose recuperar esa información por medio de codificación y entrelazado.

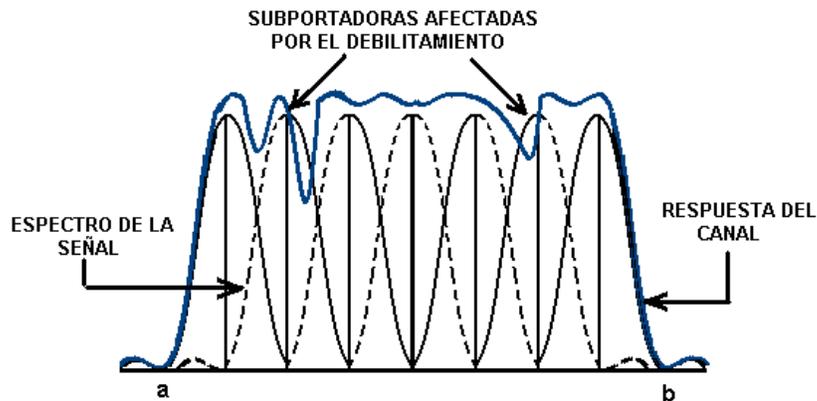


Fig.3.7. Respuesta en frecuencia de un canal con debilitamiento selectivo en frecuencia que transmite OFDM, en donde sólo dos subportadoras son afectadas por el debilitamiento selectivo [14].

3.2.1.1.2. Extensión Cíclica

La segunda solución consiste en extender el tamaño del símbolo, su objetivo es incrementar su duración de modo que sea mayor al máximo retardo del canal. Existen varias maneras de implementar este método, una de ellas es a través de un intervalo de guarda consistente de valores nulos conocido también como *zero padding* Figura.3.8, estos pueden ser situados al final o al inicio de cada símbolo y su duración debe ser comparable con T_m de manera que la interferencia que produce a los siguientes símbolos sea nula.

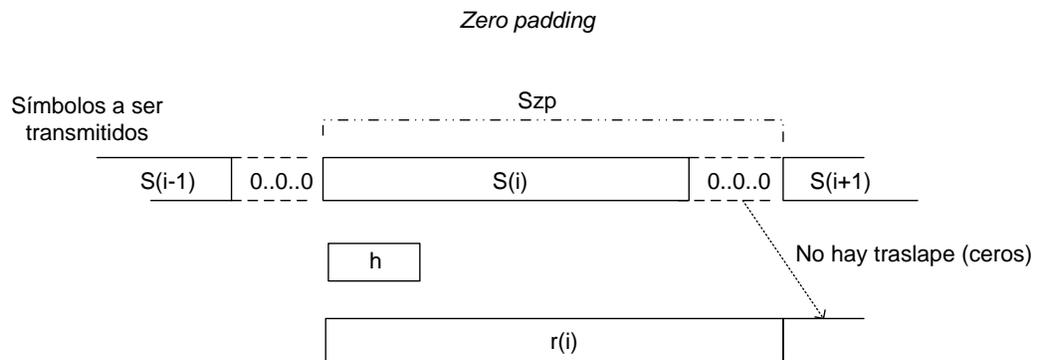


Fig. 3.8 Intervalo de guarda implementado a través de zero padding [15].

Pero para el caso de OFDM un intervalo de guarda de este tipo provoca pérdidas de ortogonalidad de la señal y por tanto interferencia ICI. Es por eso que para evitar este inconveniente OFDM utiliza en su estructura un prefijo cíclico Figura.3.9, el cual es precisamente cíclico para que la IDTF no se vea afectada, y su duración debe ser mayor al máximo retardo del canal.

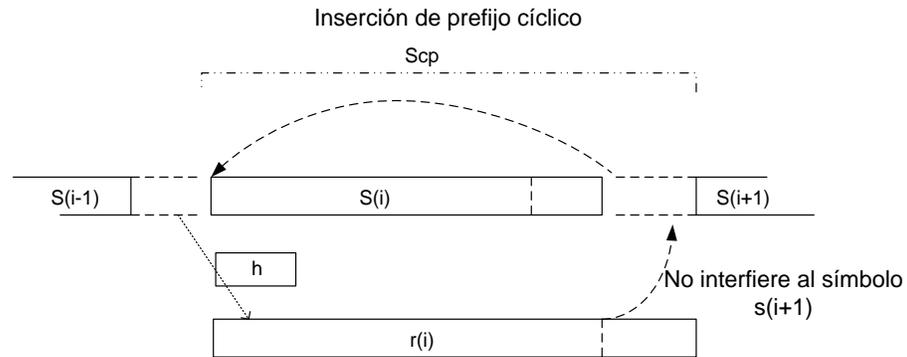


Fig. 3.9. Intervalo de guarda implementado a través de la inserción de un prefijo cíclico [15].

Al adicionar un prefijo cíclico, la señal enviada a través de un canal puede ser expresada como una convolución circular con la respuesta impulsiva del canal y así en el receptor las muestras afectadas por la ISI serán las correspondientes a las del prefijo cíclico, que pueden ser descartadas al no ser necesarias para la demodulación.

3.2.2. Interferencia Entre Portadoras ICI

La interferencia ICI es ocasionada por las componentes de una subportadora que afectan a las subportadoras adyacentes y esto se presenta por la pérdida de ortogonalidad en el sistema debido a las variaciones del canal.

Uno de los principales inconvenientes que presenta OFDM es la sensibilidad al ruido de fase y al desplazamiento de frecuencia en las portadoras.

El ruido de fase es causado por la pérdida de sincronismo de los osciladores locales que hay en toda la cadena de transmisión y recepción. Tanto el ruido de fase como el desplazamiento de frecuencia pueden causar interferencia entre portadora ICI y una reducción en la potencia de las portadoras.

3.2.2.1. Alteraciones que Provocan La ICI

3.2.2.1.1. Desplazamiento de Frecuencia Portadora (CFO)

El CFO es introducido típicamente por las diferencias que existen entre los osciladores locales de transmisión y recepción, así como a las diferencias de frecuencias causadas por el efecto Doppler. El impacto que tiene este fenómeno, puede ser observado en el muestreo que se realiza a la señal recibida durante la demodulación FFT, donde las muestras no corresponden a los puntos de potencia máxima y a los de cruce por cero del espectro de la señal banda base, aspecto que provoca la pérdida de ortogonalidad entre las portadoras y por lo tanto ICI. La figura 3.10 muestra este efecto, la amplitud de la subportadora es reducida (“+”), y la ICI viene de las subportadoras adyacentes (“o”) [5].

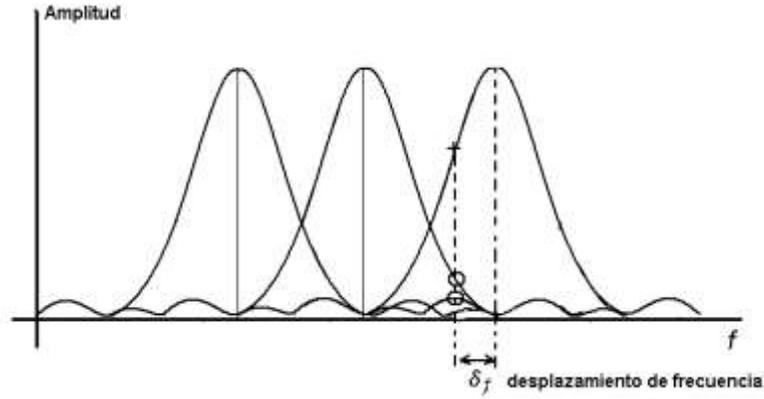


Fig.3.10. Espectro banda base de una señal OFDM, las muestras no pertenecen a los puntos de cruce por cero originando ICI [5].

Se desea transmitir la señal OFDM banda base de tiempo continuo $s(t)$, así que es transformada a pasa banda obteniéndose:

$$x(t) = s(t)e^{j2\pi f_{tx}t} \quad (3.6)$$

Donde f_{tx} es la frecuencia de transmisión. Ignorando el ruido, La señal banda base obtenida en el receptor con una frecuencia f_{rx} es:

$$y(t) = s(t)e^{j2\pi f_{tx}t} e^{-j2\pi f_{rx}t} \quad (3.7)$$

$$y(t) = s(t)e^{j2\pi\delta_f t}, \quad (3.8)$$

donde δ_f es la diferencia entre las portadoras de transmisión y recepción, y el término $e^{j2\pi\delta_f t}$ es introducido por el efecto que tiene el CFO. La demodulación de la señal será entonces:

$$s' = \sum_{n=0}^{N-1} S(n)e^{j2\pi\alpha\Delta_f \frac{nT_s}{N}} e^{-j2\pi k' \frac{n}{N}} = \sum_{n=0}^{N-1} S(n)e^{j2\pi\alpha \frac{n}{N}} e^{-j2\pi k' \frac{n}{N}}, \quad (3.9)$$

donde $\alpha = \delta_f / \Delta_f$ es el corrimiento de frecuencia, normalizada respecto al ancho de banda de los subcanales. Desarrollando la ecuación 3.9 se obtiene:

$$\begin{aligned} s' &= \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j2\pi k \frac{n}{N}} e^{j2\pi\alpha\Delta_f \frac{nT_s}{N}} e^{-j2\pi k' \frac{n}{N}} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j\pi(k+\alpha-k')(1-\frac{1}{N})} \frac{\sin(\pi(k+\alpha-k')/N)}{N \sin(\pi(k+\alpha-k')/N)}. \end{aligned} \quad (3.10)$$

El efecto del CFO puede ser visto al demodular el símbolo k' presente en la k -ésima portadora, es decir cuando $k = k'$.

$$\begin{aligned}
s'_{k'} &= s_{k'} e^{j\pi\alpha(1-\frac{1}{N})} \frac{\sin(\pi\alpha)}{N \sin(\pi\alpha/N)} + \sum_{k=0, k \neq k'}^{N-1} s_k e^{j\pi(k+\alpha-k')(1-\frac{1}{N})} \frac{\sin(\pi(k+\alpha-k'))}{N \sin(\pi(k+\alpha-k')/N)} \\
&= s_{k'} a_0 + \sum_{k=0, k \neq k'}^{N-1} s_k a_{k-k'}, \tag{3.11}
\end{aligned}$$

en donde el término a_0 representa la atenuación y fase sobre el símbolo deseado y el segundo término representa una sumatoria de ganancias complejas que componen a la ICI. Generalmente el offset de frecuencia está compuesto de una parte entera y un número fraccionario, $\alpha = \gamma + \epsilon$ donde γ es la parte entera y ϵ es la parte fraccionaria con $\|\epsilon\| \leq 1/2$. Cuando $\alpha \leq 1/2$ ($\gamma = 0, \alpha = \epsilon$) la señal deseada es el término dominante de la señal demodulada sin embargo hay ICI. Cuando α es un entero ($\alpha = \gamma, \epsilon = 0$) entonces el CFO causa un cambio de subportadora y se estaría demodulando el símbolo ubicado en la siguiente subportadora. Pero en general ni γ ni ϵ son cero así que siempre existirá ICI, atenuación y cambio de fase [2].

Una forma de analizar cuantitativamente el efecto del CFO es por medio de la relación portadora a interferencia (*carrier to interference CIR*), la cual relaciona la potencia de la señal de la portadora en cuestión con la interferencia de las otras portadoras, en donde se asume que los símbolos enviados sobre las subportadoras son estadísticamente independientes.

$$CIR = \frac{|a_0|^2}{\left| \sum_{k=0, k \neq k'}^{N-1} a_{k-k'} \right|^2}. \tag{3.12}$$

De las ecuaciones 3.11 y 3.12 se tiene que a medida que se incrementa α , la potencia de la señal deseada se reduce mientras que se incrementa la potencia de interferencia de las otras subportadoras, además las máximas contribuciones a la ICI vienen de las subportadoras adyacentes.

3.2.2.1.2. Desplazamiento de Reloj de Muestreo (SCO)

El SCO se debe a la diferencia que existe entre los instantes de muestreo del DAC del transmisor y el ADC del receptor, ocasionada generalmente por variaciones en los periodos de oscilación de los osciladores locales utilizados por los convertidores, la principal consecuencia de este fenómeno es el incremento de errores presentes en la demodulación que realiza la FFT. El SCO tiene dos efectos: el primero es la rotación de fase que es dependiente del canal o de la subportadora y el segundo la reducción de SNR ocasionada por la pérdida de ortogonalidad de las subportadoras que conlleva a la aparición de ICI.

Las señales banda base $s(t)$ y $s(n)$ que corresponden a la señal continua en el tiempo originada en transmisión y a la señal de muestras discretas obtenida en recepción, en un

sistema sincronizado son obtenidas generalmente utilizando un periodo de muestreo $T_{sa} = T_s/N$. Ahora suponiendo que no hay sincronización y que la señal en transmisión se obtiene utilizando un DAC con un tiempo de muestreo T_{sa} , y en recepción a través de un ADC operando con un tiempo de muestreo $T'_{sa} = T_{sa} + \beta T_{sa}$, el error de muestreo normalizado se define como

$$\Delta_t = \frac{T'_{sa} - T_{sa}}{T_{sa}} = \beta. \quad (3.13)$$

Efectuando la demodulación de la señal banda base multiportadora, en recepción se obtiene

$$s' = \sum_{n=0}^{N-1} S(nT'_{sa}) e^{-j2\pi k' \frac{n}{N}} = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j2\pi k \frac{n(1+\beta)}{N}} e^{-j2\pi k' \frac{n}{N}}. \quad (3.14)$$

Desarrollando la anterior ecuación se llega a

$$s' = \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j\pi(k-k'+\beta k)(1-\frac{1}{N})} \frac{\sin(\pi(k-k'+\beta k))}{N \sin(\pi(k-k'+\beta k)/N)}. \quad (3.15)$$

Para observar de manera más clara el efecto del SCO, se demodula el símbolo k' presente en la k -ésima subportadora, es decir cuando $k = k'$. De lo cual se obtiene lo siguiente

$$\begin{aligned} s'_{k'} &= s_{k'} e^{j\pi\beta k(1-\frac{1}{N})} \frac{\sin(\pi\beta k)}{N \sin(\frac{\pi\beta k}{N})} + \sum_{k=0, k \neq k'}^{N-1} s_k e^{j\pi(k-k'+\beta k)(1-\frac{1}{N})} \frac{\sin(\pi(k-k'+\beta k))}{N \sin(\pi(\frac{k-k'+\beta k}{N}))} \\ &= s_{k'} b_0 + \sum_{k=0, k \neq k'}^{N-1} s_k b_{k-k'}. \end{aligned} \quad (3.16)$$

La ecuación 3.16 muestra que el símbolo k' es afectado por los cambios de fase, dados por b_0 , para simplificar este término se hacen dos suposiciones primero que $N \gg 1$ y segundo que $N\beta \ll 1$, las cuales en la práctica son ciertas. Así que este término se transforma en

$$b_0 = e^{-j2\pi\beta k}, \quad (3.17)$$

mientras el segundo término representa la interferencia que causan las otras subportadoras debido a la pérdida de ortogonalidad. Asumiendo que los símbolos enviados son estadísticamente independientes, la potencia producto de la interferencia puede ser medida de la siguiente manera [2]:

$$P_{ICI} = \left| \sum_{k=0, k \neq k'}^{N-1} s_k b_{k-k'} \right|^2$$

$$\approx \frac{\pi^2}{3} \beta^2 k'^2. \quad (3.18)$$

De las ecuaciones 3.16 y 3.18 se tiene que a medida que se incremente la desviación del tiempo de muestreo, la potencia de la ICI aumenta, además se observa que esa interferencia es dependiente del subcanal, así que será mayor para las subportadoras de mayor índice.

3.2.2.1.3. Desplazamiento por Sincronización de Símbolo (STO)

El STO ocurre cuando el conjunto de muestras que componen un símbolo OFDM y que selecciona la FFT para la respectiva demodulación no corresponde con el conjunto de muestras transmitido por el bloque IFFT. Esta pérdida de sincronización ocasiona errores en la demodulación de la señal multiportadora realizada por la FFT. Suponiendo un sistema con una diferencia de sincronización de τ muestras en el cual el conjunto $s(n) = \{s(0), s(1), \dots, s(N-1)\}$ representa las muestras que componen el símbolo OFDM transmitido por la IFFT, en recepción la correspondiente demodulación consistirá en la aplicación de la FFT pero sobre el conjunto de muestras $s(n + \tau) = \{s(0 + \tau), s(1 + \tau), \dots, s(N + \tau - 1)\}$. Dependiendo del valor del desfase se presentan dos tipos de efectos: uno para $\tau > 0$, el bloque de muestras seleccionadas contiene parte del prefijo cíclico del próximo símbolo, situación que hace que se presente ISI y además ICI, el otro efecto se presenta Para $\tau < 0$, no tiene mayores efectos siempre y cuando el tamaño del prefijo cíclico sea el adecuado, en caso contrario podría presentarse ISI.

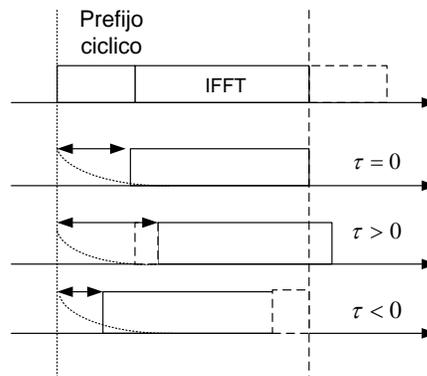


Fig.3.11. Representación de la sincronización de símbolo, en donde se muestra la llegada de un símbolo sincronizado, con desfase de $\tau > 0$ y con desfase de $\tau < 0$ [3].

Para efectos de precisión en el análisis matemático es necesario utilizar una notación que permita identificar a las muestras y a los símbolos en transmisión y recepción, para lo cual se tiene que $s'_{k',l}$ describe las muestras k' pertenecientes al símbolo OFDM l -ésimo seleccionado en recepción, mientras $s_{k,l}$ representa las muestras k pertenecientes al

símbolo OFDM l -ésimo que se transmite. Asumiendo un desfase de τ muestras tal que $\tau > 0$, la señal demodulada se obtiene a partir de:

$$s'_{k',l} = \sum_{n=0}^{N-1} S(n + \tau) e^{-j2\pi k' \frac{n}{N}}. \quad (3.19)$$

Desarrollando la anterior ecuación se obtiene

$$\begin{aligned} s'_{k',l} &= \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_{k,l} e^{j2\pi k \frac{(n+\tau)}{N}} e^{-j2\pi k' \frac{n}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi k' \frac{n}{N}} \sum_{k=0}^{N-1} s_{k,l} e^{j2\pi k \frac{(n+\tau)}{N}}. \end{aligned} \quad (3.20)$$

Los términos que contienen los STO de símbolo pueden ser obtenidos suponiendo que se demodula la muestra k' , para esto se hace $k = k'$, obteniéndose lo siguiente [3]:

$$\begin{aligned} s'_{k',l} &= \frac{(N-\tau)}{N} s_{k',l} e^{j2\pi k' \frac{\tau}{N}} + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-\tau-1} e^{-j2\pi k' \frac{n}{N}} \sum_{k=0, k \neq k'}^{N-1} s_{k,l} e^{j2\pi k \frac{(n+\tau)}{N}} + \\ &\quad \frac{1}{N} \sum_{n=N-\tau}^{N-1} e^{-j2\pi k' \frac{n}{N}} \sum_{k=0}^{N-1} s_{k,l+1} e^{j2\pi k \frac{(n+\tau)}{N}}. \end{aligned} \quad (3.21)$$

De acuerdo a lo anterior, el STO consiste de tres términos: el primero que representa el efecto de atenuación y rotación de fase el cual es dependiente de k' , el segundo término que describe la contribución de ICI es originado por la pérdida de ortogonalidad y el último término que muestra la contribución de la ISI causado por la interferencia de las muestras que pertenecen al siguiente símbolo.

Para el segundo efecto, y suponiendo que $\tau \leq N_{cp}$ los términos que representan la ICI y la ISI desaparecen, quedando solamente el efecto de la rotación de fase. Así que la ecuación 3.21 se convierte en:

$$s'_{k',l} = s_{k',l} e^{-j2\pi k' \frac{\tau}{N}}. \quad (3.22)$$

Los fenómenos anteriormente descritos son los principales causantes de la interferencia ICI en sistemas OFDM. En las últimas décadas se han propuesto modelos y esquemas que buscan mitigar los efectos de este tipo de interferencia, un ejemplo de esto es un algoritmo de trackeo propuesto en (Oberli, 2007) el cual busca mitigar la distorsión conjunta del SFO Y CFO, sin embargo aun falta trabajar en modelos donde se incluyan todos los factores causantes de la pérdida de ortogonalidad en las portadoras.

CAPÍTULO 4

MODELO DEL SISTEMA OFDM, SIMULACIÓN Y ANÁLISIS

La simulación es una herramienta importante en el análisis de sistemas de comunicación, ya que permite evaluar de manera aproximada el comportamiento y desempeño de dichos sistemas. Por su parte Matlab es un lenguaje de programación que cuenta con una gran variedad de herramientas que pueden ser utilizadas para desarrollar simulaciones en el campo de las telecomunicaciones, pudiéndose evaluar y analizar aspectos clave como el desempeño o la tasa de error de bit, y el comportamiento de los sistemas de comunicación ante problemas de ruido e interferencias.

La simulación presentada a continuación es realizada utilizando el método de envolvente compleja, con el fin de modelar al sistema OFDM, y a los problemas causados por la interferencia ICI a través de su equivalente banda base. Por otra parte, el cálculo de la tasa de error de bit se obtiene a partir del método Monte Carlo, para ello se calcula la frecuencia media con la cual ocurren los errores, después de realizar las transmisiones desde la fuente hacia el destino varias veces. La validación de estos resultados se hace por medio de la comparación con resultados teóricos.

4.1. MODELO DE SIMULACIÓN DEL SISTEMA OFDM



Fig. 4.1 Modelo del sistema.

El modelo que se describe a continuación es la base para la simulación y análisis de la interferencia entre portadoras en un sistema OFDM sobre un enlace punto a punto, debida principalmente a los problemas de sincronización como el desplazamiento de frecuencia portadora CFO, al desplazamiento por sincronización de símbolo STO y al desplazamiento de reloj de muestreo SCO. el modelo de simulación del sistema OFDM se compone a su vez de tres modelos: el primero es el modelo OFDM que describe las características y parámetros inherentes a la tecnología OFDM tales como el orden o tamaño de la IFFT/FFT, número de subportadoras, prefijo cíclico, etc. el segundo es el

modelo de canal que describe las características y parámetros del canal de comunicación, tales como el ruido, la multitrayectoria, los retardos y la atenuación, y el tercero es el modelo ICI que describe la interferencia entre portadoras a partir de los efectos del CFO, STO y SCO.

4.1.1. Modelo OFDM

Al modelar la tecnología OFDM se busca básicamente describir al sistema en su nivel físico con base en transmisión en múltiples portadoras ortogonales, eficiencia espectral y mínima interferencia ISI, dado esto se definen unos parámetros primarios como el ancho de banda, la cantidad de subportadoras con las cuales opera el sistema, y el tamaño o duración del prefijo cíclico, así como también unos parámetros derivados que pueden ser deducidos a partir de los primeros.

Con el objetivo de seleccionar valores adecuados para los parámetros anteriormente mencionados, se toman como referencia a tecnologías que utilizan OFDM en su nivel físico, como WIFI o WIMAX descritos en el estándar IEEE 802.11 y en el estándar IEEE 802.16 respectivamente, mostrados en la tabla 4.1.

**PARÁMETROS PRIMARIOS DEL NIVEL FISICO-OFDM
ESTANDARES IEEE 802.11 e IEEE 802.16**

<i>Parámetros</i>	<i>IEEE 802.11</i>				<i>IEEE 802.16</i>			
Ancho de banda	5Mhz,10Mhz y 20Mhz				1.25Mhz – 20Mhz			
NFFT	64				128, 256, 512, 1024, 2048			
Subportadoras datos	52				192 (para NFFT 256)			
Subportadoras guarda	12				55 (para NFFT 256)			
Subportadoras piloto	4				8 (para NFFT 256)			
Prefijo cíclico	1/4				1/4	1/8	1/16	1/32
Modulación	BPSK	QPSK	16QAM	64QAM	BPSK	QPSK	16QAM	64QAM

Tabla 4.1. Parámetros OFDM utilizados por los estándares IEEE 802.11a e IEEE 802.16.

4.1.1.1. Parámetros Primarios

A partir de los parámetros primarios se puede caracterizar de manera completa al sistema OFDM y definirlo en términos de ancho de banda, cantidad de subportadoras, duración de símbolo y tipo de información.

- **Subportadoras**

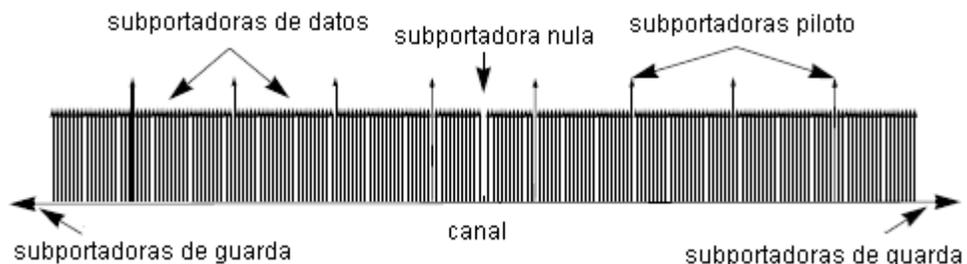


Fig. 4.2. Tipos de subportadoras: subportadoras de datos, subportadoras piloto, subportadoras nulas y subportadoras de guarda.

La cantidad de subportadoras generadas en un sistema OFDM está relacionado con el orden o tamaño de la IFFT/FFT, las funciones más importantes de las subportadoras son el transporte de los números complejos que resultan del mapeo, hacer estimación de canal a través de subportadoras de propósito específico conocidas como portadoras piloto y evitar la interferencia con otros sistemas de comunicación a través de las subportadoras nulas o subportadoras de guarda. La distribución de las subportadoras dentro del espectro de frecuencias se muestra en la figura 4.2, en ella se puede observar que la ubicación de las subportadoras depende de las funciones que estas tengan, siendo los extremos del espectro de frecuencias reservados para las subportadoras de guarda

La selección de la cantidad de subportadoras a utilizar se hizo teniendo en cuenta el estándar 802.11 dado su gran uso y la menor carga computacional que representa realizar los procesos IFFT/FFT con un menor número de puntos. Respecto a su distribución en subportadoras de datos, subportadoras piloto y subportadoras de guarda, se debe resaltar que el uso de subportadoras piloto es justificado cuando se requiere hacer estimación de canal, es decir cuando no se conoce el canal sobre el cual se transmite, pero debido a que en la sección 4.1.2, la cual describe los canales de comunicación a utilizar, se especifican las atenuaciones y retardos de estos canales se obvia el uso de las subportadoras piloto. Dado esto, se utilizan 64 subportadoras representadas a través del parámetro NFFT, distribuidas en 52 subportadoras de datos, y 12 subportadoras de guarda a su vez distribuidas en 6 subportadoras para frecuencias altas y 6 subportadoras para frecuencias bajas.

- **Prefijo Cíclico**

El prefijo cíclico consiste en tomar parte de la información contenida al final del símbolo OFDM y adicinarla al comienzo de éste, figura 4.3. El principal uso del CP es la reducción de la interferencia entre símbolos ISI, sin embargo la introducción de éste también implica una pérdida en la relación señal a ruido expresada como

$$\text{SNR}_{\text{loss}} = 10 \log_{10} \left(1 - \frac{T_{\text{cp}}}{T} \right), \quad (4.1)$$

donde T_{cp} indica la duración del prefijo cíclico y T la duración total del símbolo OFDM (duración del CP mas la duración de la parte útil del símbolo T_s). Generalmente el CP es expresado en términos relativos a la duración de la parte útil del símbolo OFDM y algunos de los valores típicos son 1/4, 1/8, 1/16, y 1/32, indicando por ejemplo que la duración del prefijo cíclico es 1/4 de la duración de la parte útil de símbolo.

La selección del prefijo cíclico se hizo en base al estándar 802.11, en donde el tamaño del CP equivale a 1/4 de la duración del tiempo útil de símbolo, aunque también se consideraron los valores del estándar 802.16 pero los resultados se muestra en el anexo C.

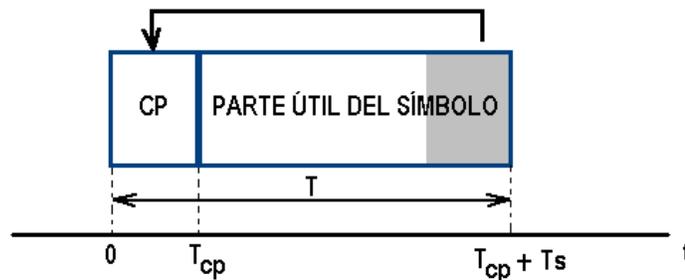


Fig. 4.3. Partes que conforman el símbolo OFDM y su duración.

- **Ancho de Banda**

La forma como la tecnología OFDM utiliza el ancho de banda es diferente a como la utiliza la transmisión por única portadora, pues en los sistemas OFDM la transmisión se realiza dividiendo el ancho de banda en subbandas cuyos espectros se traslapan entre sí, dado que el uso de las subbandas con las cuales cuenta el sistema está relacionada con las funciones de las subportadoras, se deben definir dos anchos de banda, el primero es el ancho de banda utilizado que depende de la cantidad de subportadoras que se emplean para transmitir datos y el segundo es el ancho de banda del sistema denominado W , el cual corresponde al ancho de banda utilizado más el empleado como guarda.

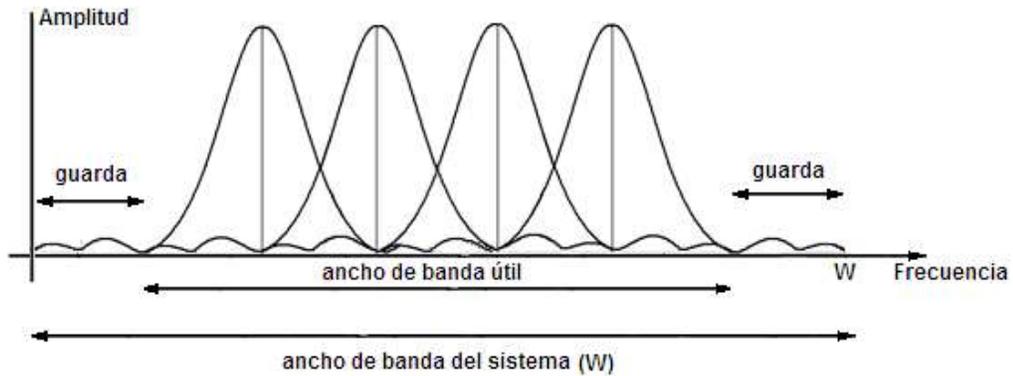


Fig.4.4 uso del ancho de banda del sistema OFDM

En la selección del ancho de banda se consideró como referencia al estándar 802.16, específicamente el ancho de banda de 1.25Mhz, dado esto y que se emplean 52 subportadoras para datos el ancho de banda utilizado es de 1.0156Mhz.

- **Mapeo**

El mapeo permite representar la información binaria proveniente de la fuente en esquemas que empleen más de dos estados con el objetivo de alcanzar mayores velocidades de transmisión, esto puede hacerse representando la información en la amplitud y/o fase de acuerdo a las constelaciones que utilizan los esquemas de modulación digital. El estándar IEEE 802.11a y el estándar IEEE 802.16, contemplan el uso de la modulación BPSK, y las modulaciones QPSK, 16QAM, 64QAM con constelaciones dispuestas según el código gray como se observa en la figura 4.5.

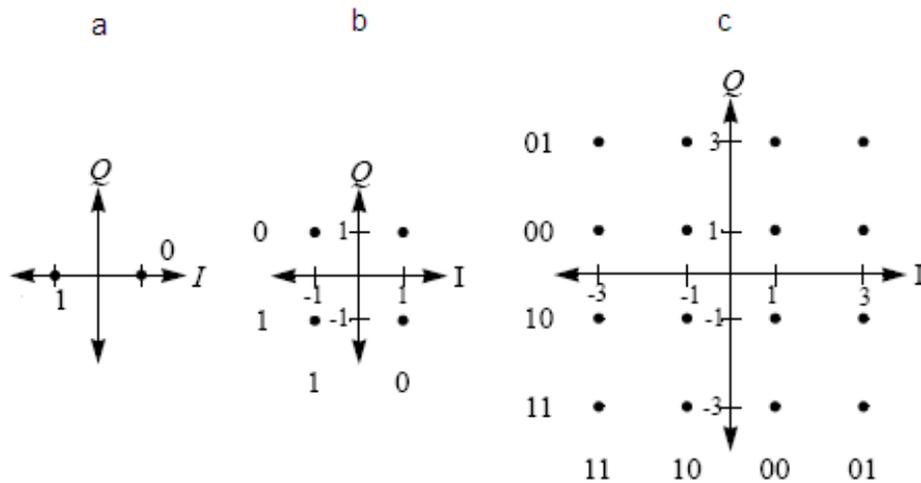


Fig. 4.5. Constelaciones de los esquemas de modulación digital utilizados por el estándar 802.16. a). BPSK, b) QPSK y c) 16QAM.

En la selección del tipo de modulación se consideraron principalmente las modulaciones BPSK, QPSK y 16QAM definidos en los estándares 802.11 y 802.16, con el fin de conocer como la ICI afecta el comportamiento del sistema ante varios tipos de modulación.

4.1.1.2. Parámetros Derivados

Los parámetros derivados son obtenidos a partir de los primarios utilizando la teoría expuesta en el capítulo 2, entre ellos se encuentran la separación entre subportadoras, la duración de la parte útil del símbolo, duración en tiempo del prefijo cíclico y la duración del símbolo OFDM.

- **Separación Entre Subportadoras**

La transmisión en la tecnología OFDM se realiza a través de múltiples portadoras ortogonales, para que estas subportadoras conserven la condición de ortogonalidad requieren de una separación mínima entre ellas denominada Δf , la cual depende del valor del parámetro $NFFT$; cuanto mayor sea $NFFT$ para un ancho de banda dado menor será la separación entre subportadoras, este parámetro puede ser obtenido a partir de

$$\Delta f = \frac{W}{NFFT} = \frac{1.25 \text{ Mhz}}{64} = 19.53 \text{ KHz} \quad (4.2)$$

- **Periodo de Muestreo**

Al aplicar la IFFT sobre la señal que proviene de la fuente, se obtiene una señal discreta en el dominio del tiempo para la cual el periodo de muestreo representa la separación entre las muestras que componen esta señal. El periodo de muestreo también representa el inverso de la frecuencia de muestreo, se representa por T_{sa} y se obtiene a partir de

$$T_{sa} = \frac{1}{W} = \frac{1}{1.25 \text{ Mhz}} = 800 \text{ nseg.} \quad (4.3)$$

- **Tiempo Útil de Símbolo**

Representa la duración en segundos de la parte útil del símbolo OFDM, que se utilizará en recepción para demodular y obtener la información generada por la fuente. Se representa por T_s y se obtiene a partir de

$$T_s = \frac{1}{\Delta f} = 51.2 \text{ } \mu\text{seg.} \quad (4.4)$$

La parte útil del símbolo corresponde a la señal obtenida al aplicar la IFFT, así que su duración también puede ser expresada como la cantidad de muestras que resulta de este proceso

$$N_s = \frac{T_s}{T_{sa}} = 64 \text{ muestras.} \quad (4.5)$$

- **Tiempo de Prefijo Cíclico**

Es la duración en segundos del prefijo cíclico, pero además indica el máximo retardo de canal que el sistema puede manejar sin que la interferencia ISI tenga grandes efectos en el desempeño, su valor depende de la duración de la parte útil del símbolo y se determina de la siguiente manera

$$T_{cp} = \text{prefijo cíclico} \times T_s = \frac{1}{4} \times 51.2 \mu\text{seg} = 12.8 \mu\text{seg} \quad (4.6)$$

Su duración también puede ser dada en número de muestras como

$$N_{cp} = \text{prefijo cíclico} \times N_s = \frac{1}{4} \times 64 = 16 \text{ muestras.} \quad (4.7)$$

- **Tiempo de Símbolo OFDM**

El símbolo OFDM está compuesto de dos partes, la primera es la carga útil y la segunda el prefijo cíclico, así el tiempo total que dura el símbolo OFDM está dado por el tiempo útil de símbolo más el tiempo de prefijo cíclico, se representa por T y se obtiene a partir de

$$T = T_{cp} + T_s = 12.8 \mu\text{seg} + 51.2 \mu\text{seg} = 64 \mu\text{seg.} \quad (4.8)$$

Su duración también puede ser expresada en número de muestras como

$$N = N_{cp} + N_s = 16 + 64 = 80 \text{ muestras.} \quad (4.9)$$

PARÁMETROS MODELO OFDM

Parámetro	Valor
Ancho de banda W	1.25 Mhz
NFFT	64
Subportadoras de datos N_{spd}	52
Subportadoras de guarda N_{spg}	12
Espaciado entre subportadoras Δf	19.530 Khz
Prefijo cíclico	1/4
Tiempo útil de símbolo T_s	51.2 μ seg
Tiempo de prefijo cíclico T_{cp}	12.8 μ seg
Tiempo total de símbolo T	64 μ seg
Modulación	BPSK QPSK 16QAM

Tabla 4.2. Resumen de los valores de los parámetros del modelo OFDM.

4.1.2. Modelo para el Canal de Comunicación

Uno de los aspectos más importantes a considerar cuando se evalúa un sistema de comunicación es el tipo de canal a utilizar, pues a través de este se puede conocer como el sistema responde ante factores que puedan causar degradación y distorsión a la señal transmitida. El canal puede ser caracterizado a través de los modelos de propagación a gran escala (*Large Scale*) los cuales son de gran utilidad para el cálculo de áreas de cobertura en sistemas de radio, y a través de los modelos de propagación a corta escala (*Small Scale*) que permiten predecir los cambios rápidos en la intensidad y fase de la señal recibida que caracterizan a los canales multitrayecto los cuales fueron considerados para conformar el modelo del sistema.

4.1.2.1. Canal Multitrayecto

En este tipo de canal la disposición de los objetos tanto naturales como artificiales dentro del entorno en el cual se desarrolla la comunicación, juegan un papel importante en la generación de múltiples trayectos indirectos de propagación. Para cada uno de estos trayectos los obstáculos actuarán como nuevas fuentes de radiación con señales que tienen características similares a la original, en su viaje hacia el receptor estas recorrerán distintos caminos del que recorrería la señal directa así que llegaran con amplitudes, fases y tiempos aleatorios. Como consecuencia en el receptor la señal estará formada por la suma tanto de señales directas como indirectas, presentándose casos en los cuales las señales lleguen con la misma fase y amplitud dando lugar a la interferencia constructiva así como también casos en los cuales las señales lleguen en contra fase, el cual es el caso la interferencia destructiva.

- **Primer Escenario: Canal con Desvanecimiento Tipo Rician**

Un canal con desvanecimiento tipo Rician modela múltiples trayectos, entre los cuales se destaca un trayecto principal o directo cuyo aporte de potencia es mayor al de los demás. Esta condición es conocida como línea de vista (*Line Of Sight* LOS) y se modela a través de una variable gaussiana de media no nula de la forma

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2+A^2}{2\sigma^2}} & r \geq 0 \\ 0 & r < 0 \end{cases}, \quad (4.10)$$

conocida como función de densidad de probabilidad (*Probability Density Function* PDF) tipo Rice, y que se muestra en la figura 4.6a. Donde r es la amplitud de la señal recibida, A es la media y $2\sigma^2$ es la predicción de la potencia media de la señal multitrayectoria. Esta distribución es descrita a través del factor K , que define la relación de potencia entre el trayecto principal y los componentes multitrayecto de la siguiente forma

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (4.11)$$

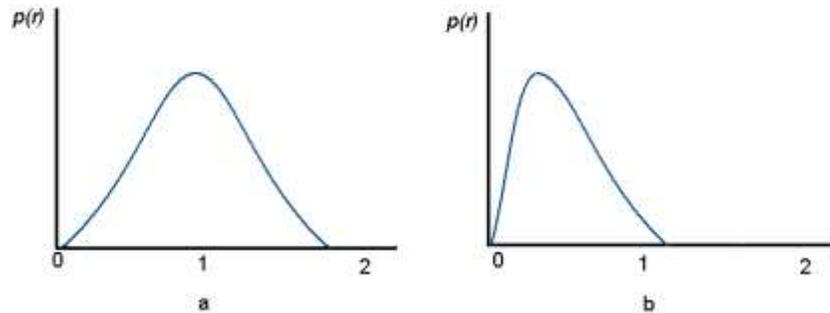


FIGURA 4.6 a) Función de densidad Rician, b) Función de densidad Rayleigh

El primer escenario es construido a partir de este modelo, representa un ambiente LOS en el cual se presentan tres rayos; uno directo y dos reflejados, como se observa en la figura 4.7. La relación de potencia entre el rayo directo y los reflejados se derivan de un factor $K=5$, obtenidos considerando un perfil de potencia-retardo en donde los rayos con mayor retardo llegan al receptor con menor potencia, valores que se muestran en la tabla 4.3.

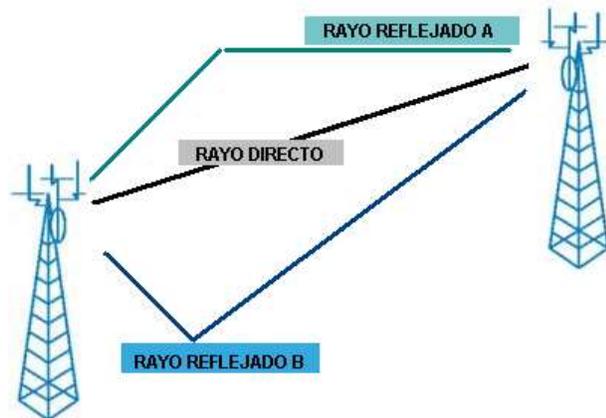


Fig. 4.7. Modelo de canal: escenario principal.

- **Segundo Escenario: *Canal con Desvanecimiento Tipo Rayleigh***

Un canal con desvanecimiento tipo Rayleigh modela canales en los que no se presenta línea de vista (*Non Line Of Sight NLOS*) entre transmisor y receptor a causa de obstáculos como montañas ó edificios, así como también para el caso en que el nivel de señal que llega al receptor es menor que el nivel de ruido. La condición NLOS puede ser modelada a través de una variable gaussiana de media cero de la forma

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} & r \geq 0, \\ 0 & r < 0 \end{cases}, \quad (4.12)$$

Conocida como función de densidad Rayleigh la cual se muestra en la figura 4.6 b.

El segundo escenario modela un ambiente NLOS, que consiste de dos rayos indirectos cuyas potencias y retardo se obtienen a partir de un perfil potencia-retardo en donde los rayos con mayor retardo llegan al receptor con menor potencia. Estos valores son mostrados en la tabla 4.3.

4.1.2.2. Canal AWGN

El ruido aditivo blanco gaussiano es un ruido no correlacionado que siempre está presente así haya o no una señal, tiene un ancho de banda infinito y fase lineal para todas las frecuencias. Este ruido puede provenir de fuentes externas o internas al sistema de comunicación como por ejemplo el ruido atmosférico y el ruido térmico.

- **Tercer Escenario: canal AWGN**

El tercer escenario modela un canal en el cual solo se presenta ruido blanco gaussiano, este canal es simulado utilizando la relación señal a ruido definida como

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} \times \frac{R}{W}, \quad (4.13)$$

donde R es la velocidad del sistema y W el ancho de banda.

Para un sistema OFDM la velocidad está dada por la cantidad de bits que transportan las subportadoras de datos en el tiempo que dura el símbolo OFDM, es decir $R = N_{spd} \times k / (T_s + T_{cp})$, en el cual k representa la cantidad de bits que transporta cada una de las subportadoras según la modulación utilizada, y el ancho de banda puede ser expresado como $W = (N_{FFT} + 1) \times \Delta f = (N_{FFT} + 1) / T_s$. Así la expresión para la relación señal a ruido de un sistema OFDM está dada por

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} \times \frac{N_{spd} \times k}{(N_{FFT} + 1)} \times \frac{T_s}{T_s + T_{cp}}, \quad (4.14)$$

si T_s y T_{cp} se expresan en número de muestras se obtiene

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} \times \frac{N_{spd} \times k}{(N_{FFT} + 1)} \times \frac{N_{FFT}}{N_{FFT} + N_{pc}}. \quad (4.15)$$

PARÁMETROS DE LOS ESCENARIOS MULTITRAYECTO SIMULADOS

	<i>canal tipo Rician</i>		
	A	B	C
Trayectos	1	0.14	0.06
Potencia	1	0.14	0.06
Retardo	0	8 E-7	1.6 E-6
	<i>canal tipo Rayleigh</i>		
	A	B	C
Trayectos	-	0.14	0.06
Potencia	-	0.14	0.06
Retardo	-	8 E-7	1.6 E-6

Tabla 4.3. Parámetros de los escenarios simulados considerados en el sistema.

4.1.3. Modelo para la Interferencia ICI

El modelo de simulación para la interferencia ICI provocada por la pérdida de sincronización, considera los efectos que ocasionan el desplazamiento de frecuencia portadora, el desplazamiento de reloj de muestreo y el desplazamiento por sincronización de símbolo.

4.1.3.1. Desplazamiento de Frecuencia Portadora CFO

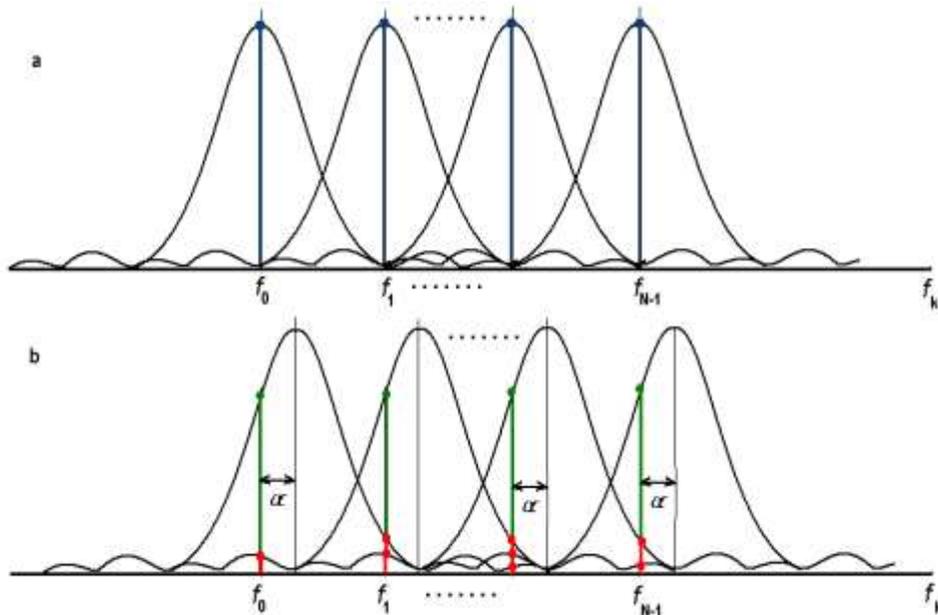


Fig.4.8. Efecto del corrimiento de espectro. a) Espectro señal OFDM sin el efecto de CFO, b) Espectro afectado por el CFO.

El CFO puede ser provocado por la diferencia entre las frecuencias de transmisión y recepción debida a imperfecciones en los osciladores, las cuales provocan que la frecuencia generada por estos varíe, en un rango generalmente expresado en partes por millón (ppm). Este fenómeno puede ser modelado a través del corrimiento del espectro que provoca en la señal banda base de recepción. Para esto se debe representar el CFO en términos de parámetros del sistema OFDM y luego encontrar el modelo banda base equivalente. Asumiendo que en transmisión el oscilador genera una frecuencia f_c con una desviación Δf_e , la frecuencia en transmisión puede ser expresada como $f_{TX} = f_c(1 \pm \Delta f_e)$ mientras que en recepción suponiendo que el oscilador genera una frecuencia f_c puede ser expresada como $f_{RX} = f_c$, así el CFO puede ser calculado de la siguiente manera

$$f_{TX} - f_{RX} = (\pm \Delta f_e) f_c = \delta_f, \quad (4.16)$$

este desplazamiento de frecuencia puede ser representado en términos relativos al ancho de banda de los subcanales del sistema OFDM normalizando por Δf , como

$$\alpha = \delta_f / \Delta f. \quad (4.17)$$

En ausencia de CFO el espectro de una señal OFDM tiene la forma que muestra la figura 4.8 a, en ella se pueden observar las subbandas y las subportadoras y la amplitud de la señal en las frecuencias correspondientes a las frecuencias portadoras, al introducir el desplazamiento de frecuencia a través de α , es decir cuando se presenta el CFO, figura 4.8 b, el espectro sufre un corrimiento y la amplitud de la señal en las frecuencias portadoras se ve afectada por las amplitudes de las otras subbandas, presentándose interferencia ICI.

4.1.3.2. Desplazamiento por Sincronización de Símbolo STO

Para realizar una correcta demodulación después de realizada la conversión de analógico a digital, el receptor debe realizar una estimación sobre los instantes donde comienzan y terminan cada uno de los símbolos, e identificar dentro de estos la parte correspondiente al prefijo cíclico y a la parte útil. El STO se origina porque el receptor no realiza una correcta estimación del instante en que comienza el símbolo, ocasionando que la demodulación no se realice con el total de las muestras correspondientes al símbolo que se transmitió sino con parte de estas y de otras pertenecientes a otros símbolos transmitidos. Esta pérdida de sincronización puede ser modelada a través del desplazamiento de las muestras que llegan al receptor; si $s(n)$ es el conjunto de muestras que conforman el símbolo OFDM transmitido y que en condiciones ideales será el que se reciba, $s(n + \tau)$ representa al conjunto de muestras que se tendrán en recepción con STO. El desplazamiento τ puede ser descrito en términos de la separación entre muestras como

$$\tau = m \frac{T_s}{NFFT}, m = \pm 1, \pm 2 \dots \quad (4.18)$$

Si se define a t_0 como el verdadero instante en que comienza la parte útil del símbolo, en ausencia de STO, la estimación realizada por el receptor indica al instante correcto t_0 , pero cuando se presenta el efecto de STO, la estimación que hace el receptor puede indicar que la parte útil del símbolo comienza en $t_0 - \tau$, ó puede indicar que comienza en $t_0 + \tau$, lo cual provoca una demodulación con errores. La figura 4.9 muestra estos casos.

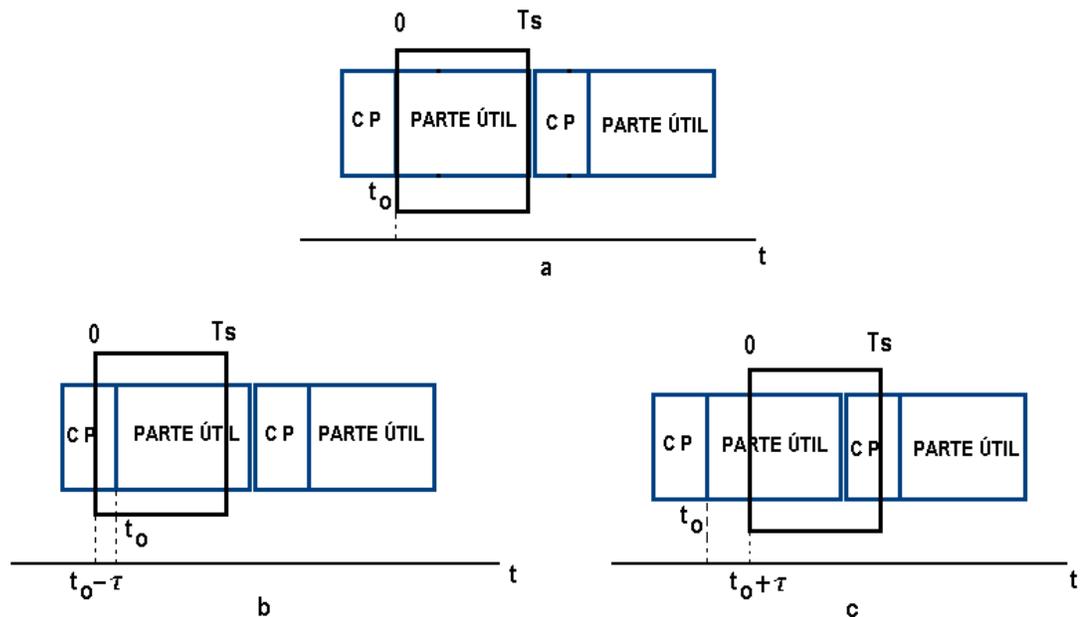


Fig.4.9. Casos en la demodulación del símbolo OFDM: a) No se presenta STO, la demodulación se realiza desde el verdadero instante en que comienza la parte útil del símbolo t_0 , b) el receptor estima que el símbolo comienza en $t_0 - \tau$, c) el receptor estima que el símbolo comienza en $t_0 + \tau$

4.1.3.3 Desplazamiento de Reloj de Muestreo SCO

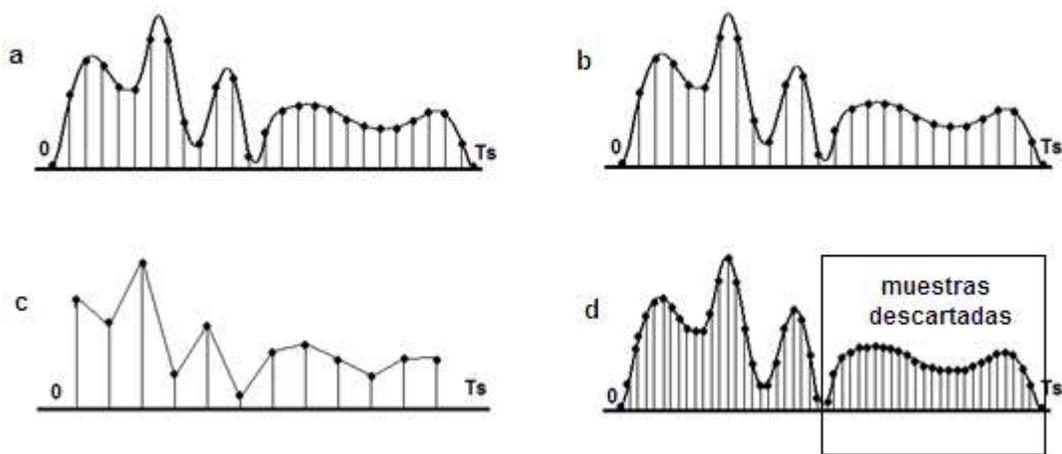


Fig.4.10. a) Señal discreta de transmisión, b) señal discreta de recepción cuando $T'_{sa} = T_{sa}$, c) señal discreta de recepción cuando $T'_{sa} > T_{sa}$, d) señal discreta de recepción cuando $T'_{sa} < T_{sa}$.

El desplazamiento de reloj de muestreo SCO puede ser provocado porque la frecuencia de muestreo del transmisor es diferente a la frecuencia de muestreo del receptor, lo cual generalmente es causado por imperfecciones en los osciladores utilizados por los convertidores DAC y ADC. Este fenómeno puede ser modelado a través de diferentes periodos de muestreo para las señales discretas que se obtienen después de la IFFT y antes de la FFT, para eso se debe hacer una representación en términos de los

parámetros del sistema OFDM. Suponiendo que en transmisión la señal obtenida a través de la IFFT representa muestras con intervalos de T_{sa} [seg] y en recepción la señal discreta a procesar por la FFT representa muestras a intervalos de T'_{sa} [seg], el SCO puede ser representado como la diferencia de los periodos de muestreo normalizada como

$$\beta = \frac{T'_{sa} - T_{sa}}{T_{sa}} . \quad (4.19)$$

Las señales discretas anteriormente mencionadas son la versión muestreada de las señales de transmisión y recepción en el dominio del tiempo definidas entre 0 y T_s . Cuando la diferencia representada por B no es nula las señales discretas de transmisión y recepción se parecerán menos debido a que difieren tanto en intervalos entre muestras como también en la cantidad de muestras, lo cual ocasiona errores en la demodulación realizada por la FFT.

El SCO puede provocar dos situaciones: primero cuando $T'_{sa} > T_{sa}$, la señal de recepción está representada por una cantidad de muestras menor a la requerida por la FFT para realizar una demodulación sin problemas, segundo cuando $T'_{sa} < T_{sa}$, la señal de recepción está representada por una cantidad de muestras mayor de la que puede procesar la FFT, provocando un descarte de muestras que produce errores de demodulación. Estas situaciones son mostradas en la figura 4.10.

4.2. SIMULACIÓN Y ANÁLISIS

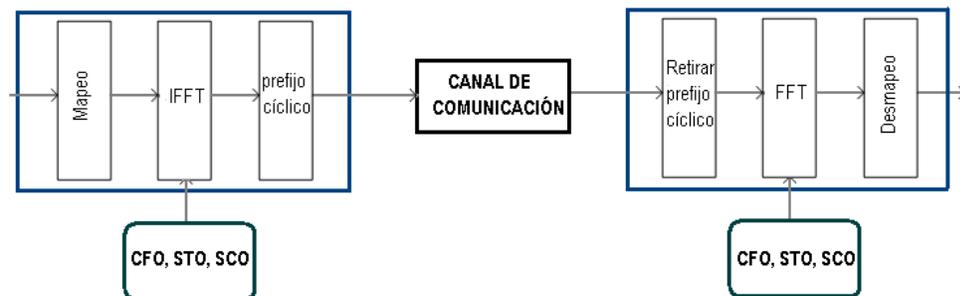


Fig. 4.11. Modelo detallado del sistema.

A continuación se presenta la simulación y análisis de la interferencia ICI en OFDM sobre un enlace punto a punto, y los resultados obtenidos con base en el sistema modelado en la sección 4.1 y mostrado en detalle en la figura 4.11.

El objetivo principal de la simulación es analizar el desempeño del sistema ante la interferencia ICI, con este fin se consideraron tres factores que provocan este tipo de interferencia, como son: el desplazamiento de frecuencia CFO, el desplazamiento de símbolo STO y el desplazamiento de reloj de muestreo SCO. Para cada uno de ellos se

evaluaron los efectos causados en el desempeño variando el tipo de canal y la modulación.

4.2.1. Efectos del CFO en el Desempeño

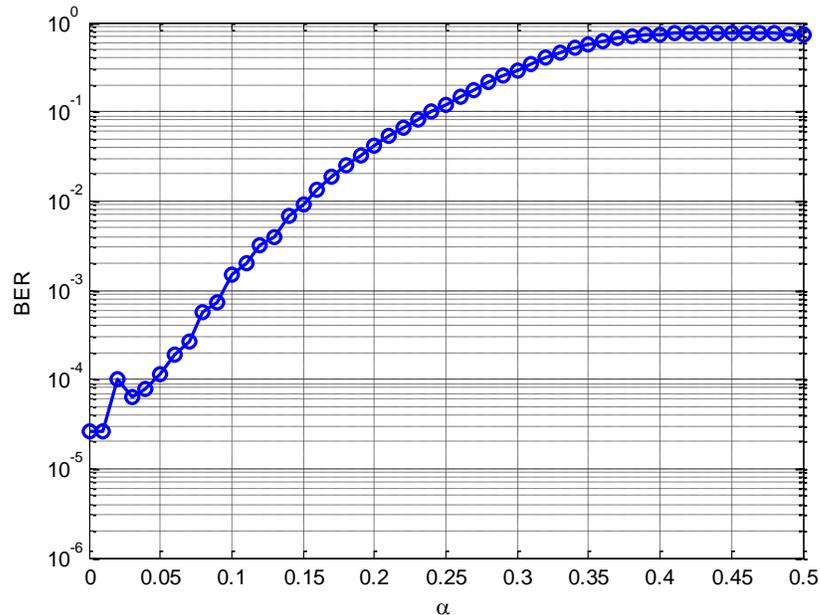


Fig. 4.12 Tasa de error de bit contra corrimiento de frecuencia portadora CFO en un sistema OFDM, para un canal AWGN con una relación E_b/N_0 de 10 dB

Los siguientes son los resultados obtenidos al simular el desplazamiento de frecuencia portadora CFO en un sistema OFDM, como un corrimiento en el espectro de frecuencias de la señal banda base de recepción. En primer lugar se mostrará cómo el CFO incrementa la tasa de error de bit del sistema, luego se mostrará cómo la ICI provocada por el CFO, afecta al desempeño del sistema variando el tipo de modulación, y por último se mostrará cómo la ICI afecta el desempeño del sistema variando el tipo de canal sobre el cual se transmite.

La figura 4.12 muestra la tasa de error de bit contra el desplazamiento de frecuencia portadora representado por α , en ella se puede observar que la probabilidad de error tiene la tendencia a aumentar cuando se incrementa α , debido a la mayor interferencia ICI que se introduce en el sistema OFDM cuando se aumenta el CFO.

Un aspecto importante a estudiar es el efecto que tiene la interferencia ICI en el desempeño del sistema OFDM cuando se varía el tipo de modulación, con este fin se ha simulado y graficado la tasa de error de bit del sistema ante las modulaciones BPSK, QPSK y 16QAM.

BER EN SISTEMA OFDM CON MODULACIÓN BPSK Y CANAL MULTITRAYECTO RICIAN

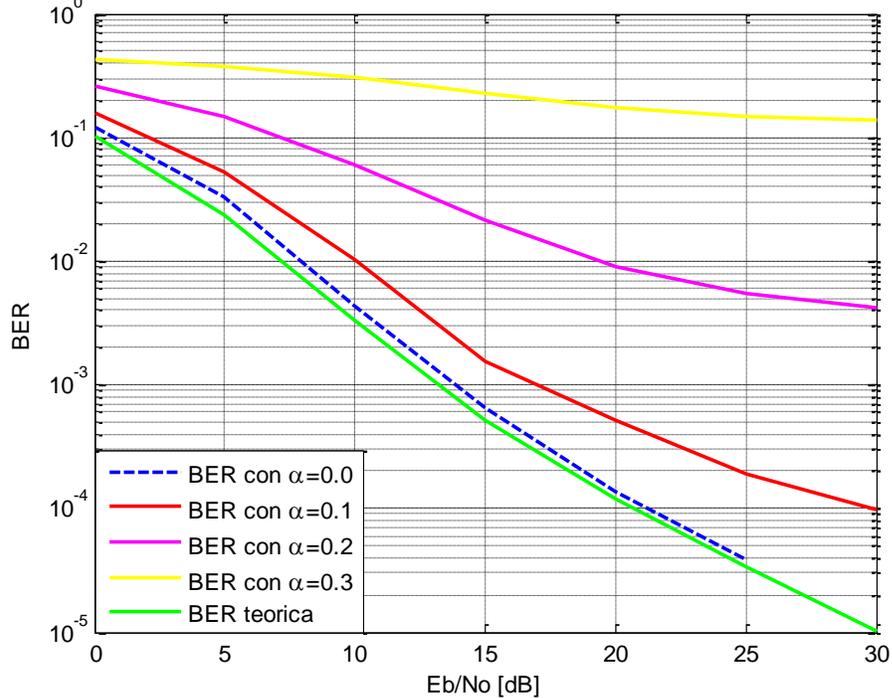


Fig. 4.13. Efecto del desplazamiento de frecuencia CFO en la tasa de errores de bit, en canal con desvanecimiento tipo Rician y modulación BPSK.

La figura 4.13 representa la tasa de error para un sistema OFDM que utiliza modulación BPSK cuando transmite sobre un canal con desvanecimiento tipo Rician, cuyo factor K ó relación de potencias entre el rayo directo y los reflejados es igual a 5. Como se ha mencionado anteriormente la variable α representa el desplazamiento de frecuencia portadora normalizado respecto a la separación entre subportadoras o ancho de banda de las subportadoras. En esta figura se puede observar como en ausencia de CFO es decir para α igual a 0, la tasa de error de bit, tiene una tendencia parecida a la obtenida teóricamente, mostrando un sistema sin problemas de interferencia ICI. También es de notar que al incrementar el desplazamiento de frecuencia portadora, se aumenta la tasa de error de bit; así la cantidad de errores para un desplazamiento del 30% (α de 0.3) es mayor que la obtenida para un desplazamiento del 20% (α de 0.2) y esta a su vez es mayor que la obtenida para uno del 10% (α de 0.1).

En las figuras 4.14 y 4.15 se muestra el efecto que tiene la interferencia ICI en el desempeño del sistema OFDM cuando se utilizan las modulaciones QPSK y 16QAM. En estas figuras se han definido nuevos valores para α simplemente para obtener gráficas que permitan observar mejor el efecto de la ICI en el sistema OFDM. En ellas se observa la tendencia a aumentar la cantidad de errores cuando se incrementa α , pero además se encuentra que para similares valores de α la tasa de error de bit obtenida con modulación 16QAM es mayor a la tasa de error obtenida con modulación QPSK y estas a su vez son mayores a la tasa de error anteriormente obtenida con modulación BPSK. Por lo tanto el

efecto de la interferencia ICI en la degradación de la tasa de error de bit es mayor cuanto mayor es el orden de la modulación.

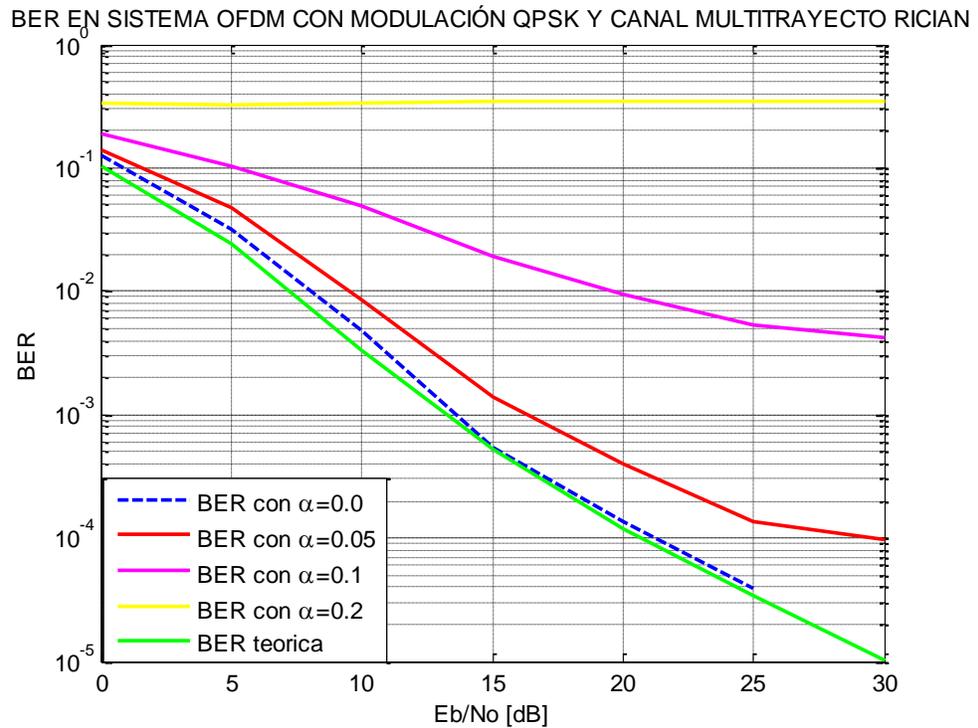


Fig. 4.14 Efecto del desplazamiento de frecuencia CFO en la tasa de errores de bit, en canal con desvanecimiento tipo Rician y modulación QPSK.

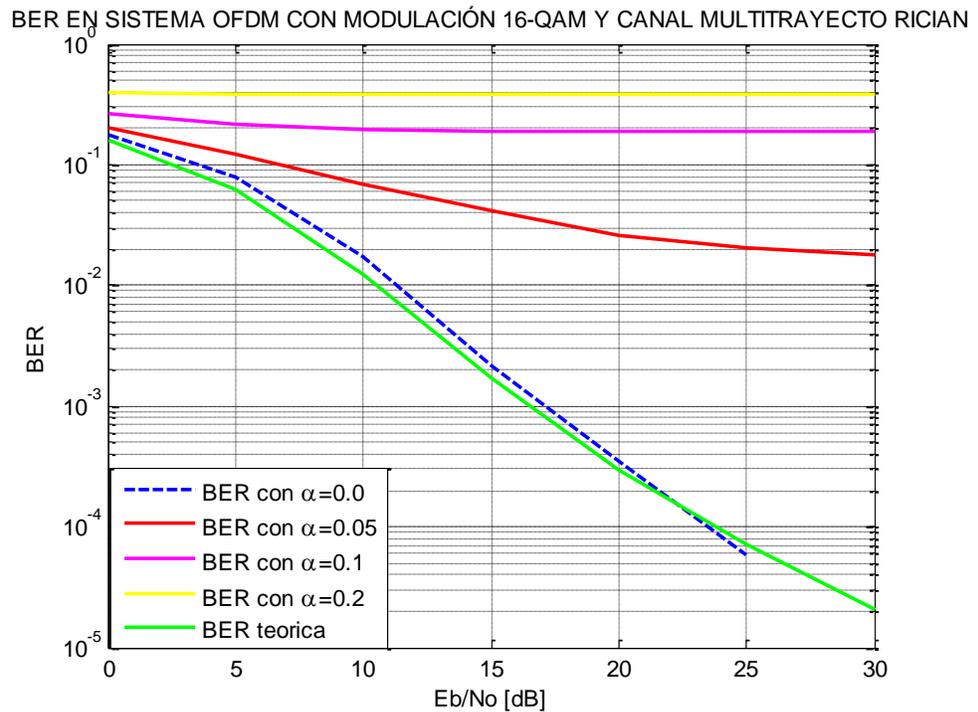


Fig.4.15. Efecto del desplazamiento de frecuencia CFO en la tasa de errores de bit, en canal con desvanecimiento tipo Rician y modulación 16QAM.

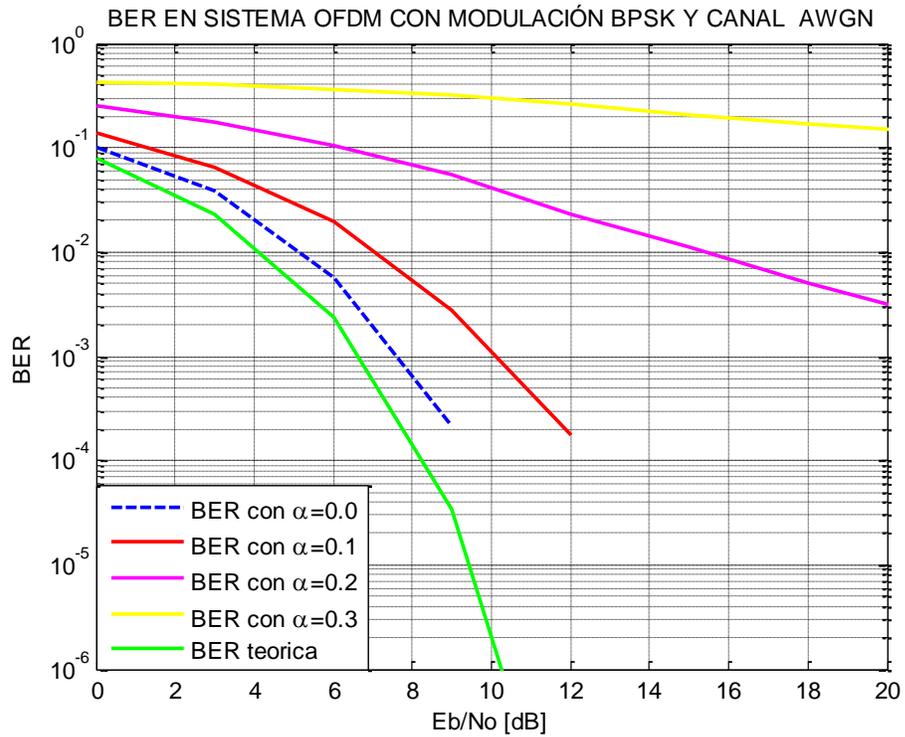


Fig. 4.16. Efecto del desplazamiento de frecuencia CFO en la tasa de errores de bit, en canal AWGN y modulación BPSK.

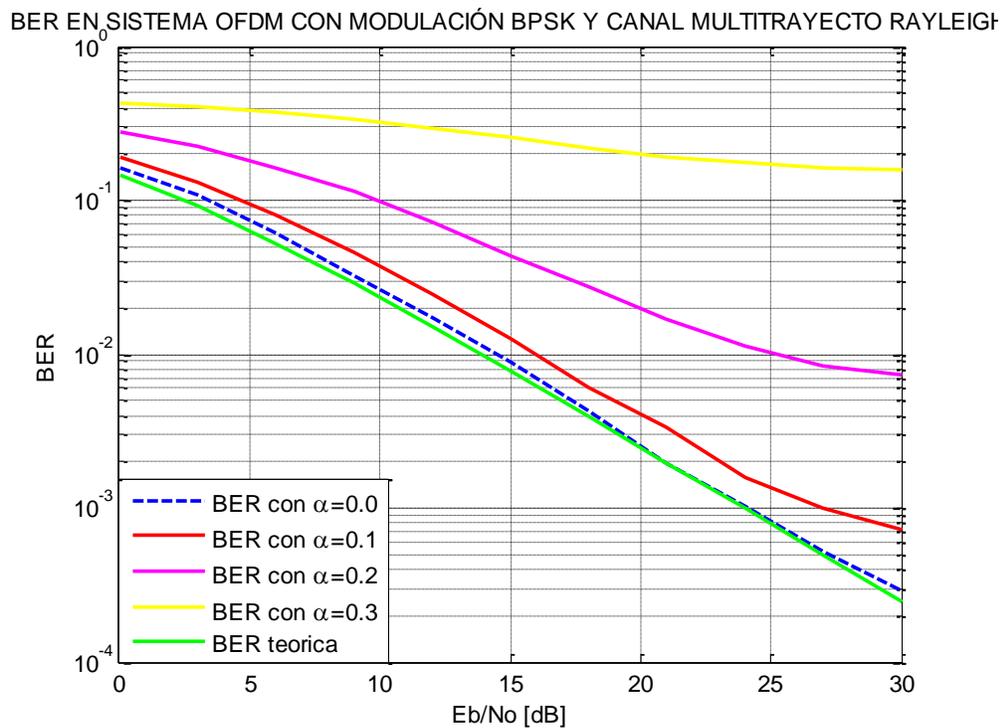


Fig. 4.17. Efecto del desplazamiento de frecuencia CFO en la tasa de errores de bit, en canal con desvanecimiento tipo Rayleigh y modulación BPSK.

Otro aspecto importante a estudiar es cómo la interferencia ICI afecta la tasa de error de bit del sistema cuando se transmite sobre varios tipos de canal, con este fin además del canal Rician, se ha considerado en la simulación del sistema, al canal Rayleigh y al canal AWGN. En las figuras 4.16 y 4.17 se muestra cómo la tasa de error de bit es afectada por la interferencia ICI, cuando el sistema OFDM transmite sobre un canal AWGN y sobre un canal con desvanecimiento Rayleigh respectivamente. En ellas se observa que la tasa de error del sistema se incrementa cuando el desplazamiento de frecuencia portadora CFO aumenta.

4.2.2. Efectos del STO en el Desempeño

Los siguientes son los resultados obtenidos al simular un sistema OFDM en el cual se presenta desplazamiento por sincronización de símbolo STO. En primer lugar se mostrará cómo el STO incrementa la tasa de error de bit del sistema, luego se mostrará cómo la interferencia ICI provocada por el STO afecta el desempeño del sistema, analizando para ello el comportamiento del sistema OFDM ante varios tipos de modulación y varios canales de comunicación, y por último se mostrará que el prefijo cíclico puede ser usado para reducir los efectos de la interferencia ICI debida al STO en el sistema OFDM.

Primero que todo se debe resaltar que debido a que el STO se modela en forma discreta, es necesario expresar la duración total del símbolo y de sus partes por la cantidad de muestras que las conforman, como se definió en la sección 4.1.1.2, de esta manera el símbolo OFDM está conformado por 80 muestras, donde las primeras 16 muestras corresponden al prefijo cíclico y las siguientes 64 a la parte útil del símbolo.

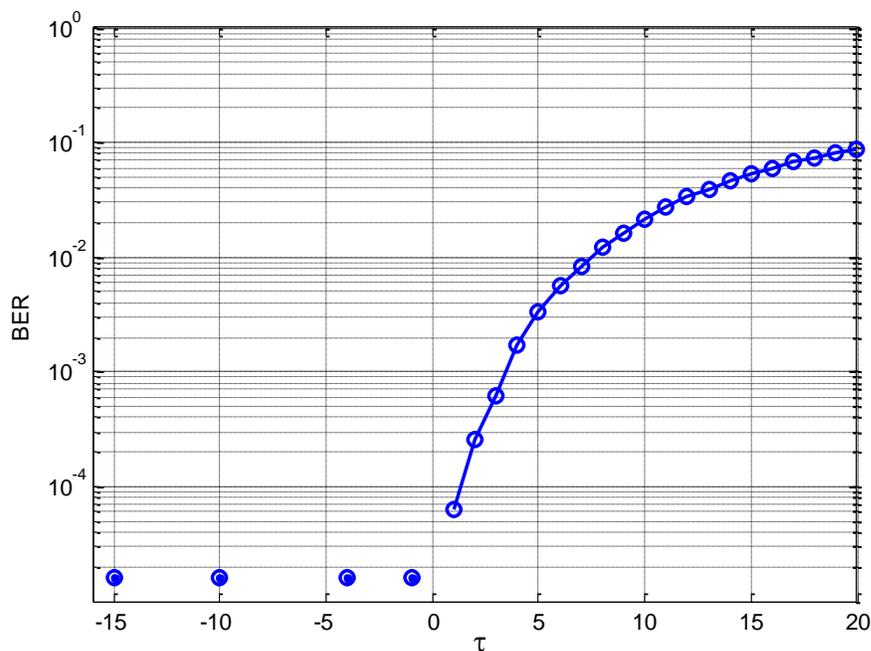


Fig.4.18 Tasa de error de bit contra desplazamiento por sincronización de símbolo STO en un sistema OFDM, para un canal AWGN con una relación E_b/N_0 de 10 dB.

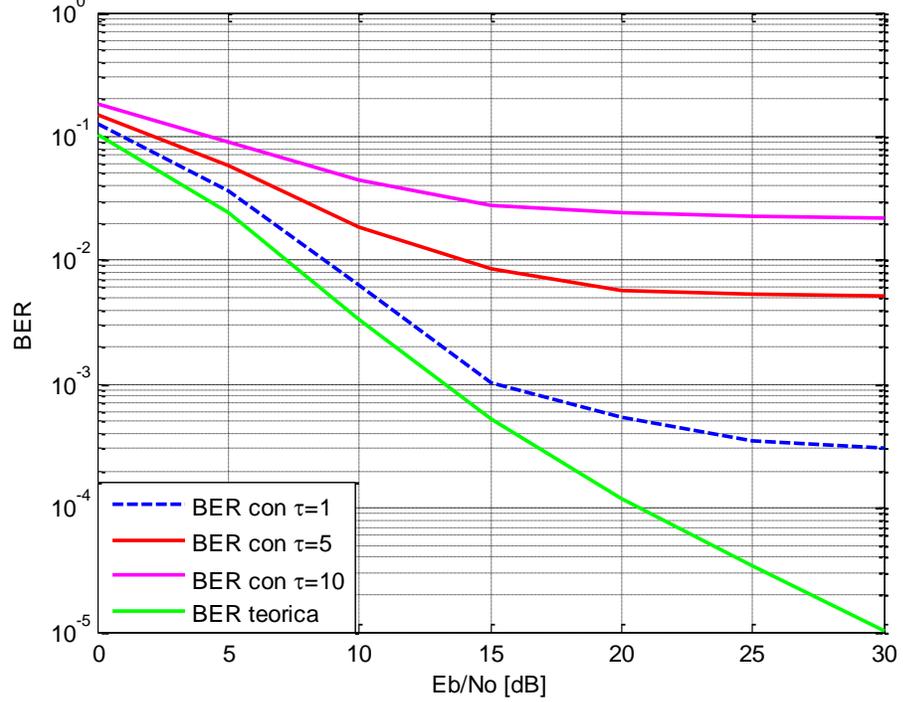
La figura 4.18 muestra la tasa de error de bit del sistema OFDM contra el desplazamiento por sincronización de símbolo STO representado por τ , tomando como convención que la muestra 0 corresponde al inicio de la parte útil del símbolo OFDM, los valores positivos de τ indican desde cual muestra perteneciente a la parte útil del símbolo se empieza a hacer la demodulación. Así por ejemplo, para τ igual a 0 y teniendo en cuenta que la demodulación se realiza con un número de muestras igual al parámetro NFFT, es decir 64, esta se realizaría desde de la muestra cero de la parte útil del símbolo hasta la muestra 63, es decir, se realizaría con las 64 muestras pertenecientes a la parte útil del símbolo que se quiere demodular, pero cuando τ es igual a 5, la demodulación se realizaría desde la muestra 5 de la parte útil del símbolo hasta la muestra 4 del próximo símbolo, es decir que se realizaría con 60 muestras pertenecientes a la parte útil del símbolo que se quiere demodular y con las primeras 4 muestras del próximo símbolo OFDM transmitido. Por otra parte los valores de τ negativos indican que la demodulación se realizará con muestras pertenecientes al prefijo cíclico y con muestras pertenecientes a la parte útil del símbolo, así por ejemplo para τ igual a -5, la demodulación se realiza con las últimas 5 muestras del prefijo cíclico y con las primeras 59 muestras de la parte útil del símbolo que se quiere demodular. Según lo anterior y la figura 4.18 se observa que la probabilidad de error aumenta cuando se incrementa el desplazamiento por sincronización de símbolo, pero permanece baja cuando la demodulación se hace a partir de muestras pertenecientes al prefijo cíclico y a la parte útil del símbolo.

Un aspecto importante a estudiar es el efecto que tiene la interferencia ICI provocada por el STO en el desempeño del sistema OFDM cuando se varía el tipo de modulación, con este fin se ha simulado y graficado la tasa de error de bit del sistema ante las modulaciones BPSK, QPSK y 16QAM.

La figura 4.19 muestra la tasa de error de bit contra la relación energía de bit a ruido E_b/N_0 para un sistema OFDM, cuando se transmite sobre un canal con desvanecimiento tipo Rician cuyo factor K es igual a 5 utilizando modulación BPSK, y en donde la variable τ que representa el desplazamiento por sincronización de símbolo STO toma valores positivos. En ella se observa que la tasa de error de bit aumenta cuando se incrementa τ , debido a que cuanto menor sea la cantidad de muestras de la parte útil con las cuales se realiza la demodulación mayor será la interferencia ICI introducida y debido también a que cuanto mayor sea τ mayor es la interferencia ISI que introducen las muestras que no pertenecen al símbolo que se quiere demodular.

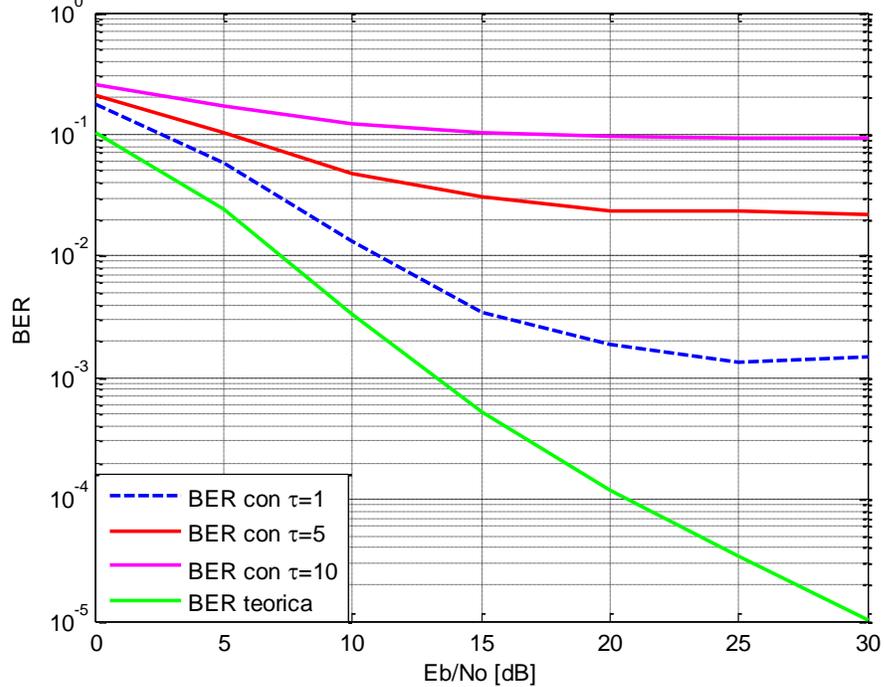
En las figuras 4.20 y 4.21 se muestra el efecto que tiene el STO en el desempeño del sistema OFDM cuando se utilizan las modulaciones QPSK y 16QAM. En ellas se observa la tendencia de la tasa de error de bit a aumentar cuando se incrementa τ y la tendencia a aumentar cuando se incrementa el orden de la modulación, pues la cantidad de errores obtenidos con la modulación 16QAM es mayor a la cantidad de errores obtenidos con la modulación QPSK, y estos a su vez son mayores a la cantidad de errores obtenidos previamente con la modulación BPSK.

BER EN SISTEMA OFDM CON MODULACIÓN BPSK Y CANAL MULTITRAYECTO RICIAN



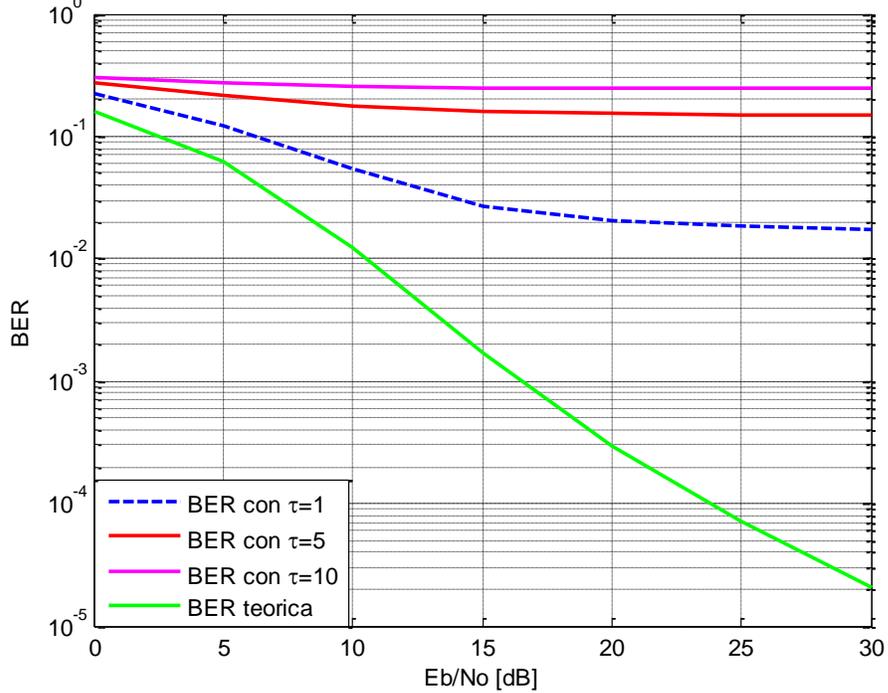
4.19. Efecto del desplazamiento de símbolo STO en la tasa de errores de bit en canal con desvanecimiento tipo Rician y modulación BPSK.

BER EN SISTEMA OFDM CON MODULACIÓN QPSK Y CANAL MULTITRAYECTO RICIAN

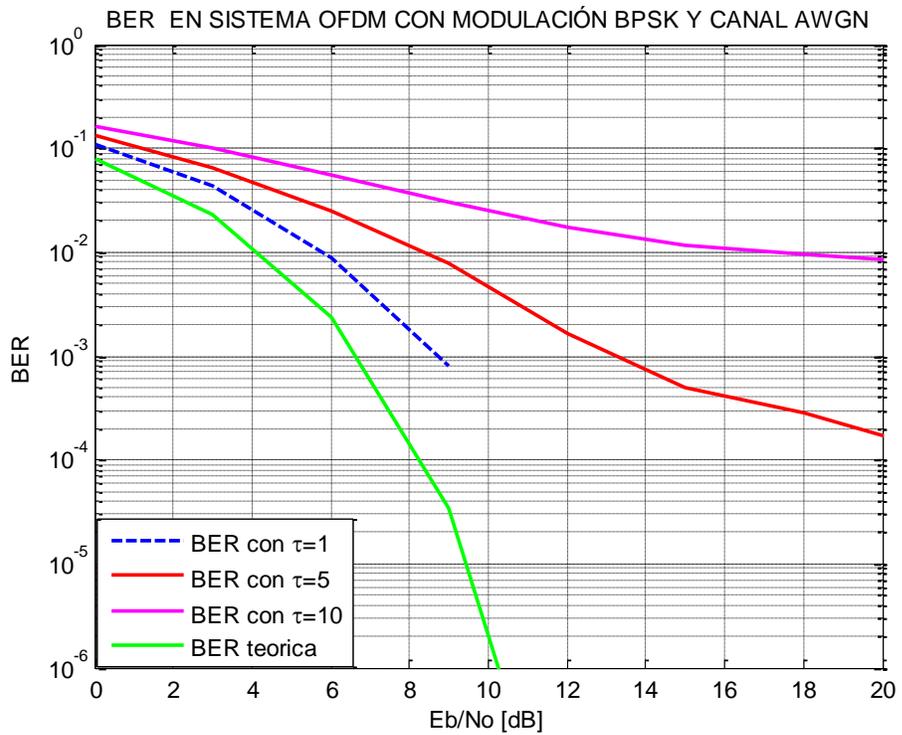


4.20. Efecto del desplazamiento de símbolo STO en la tasa de errores de bit en canal con desvanecimiento tipo Rician y modulación QPSK.

BER EN SISTEMA OFDM CON MODULACIÓN 16-QAM Y CANAL MULTITRAYECTO RICIAN

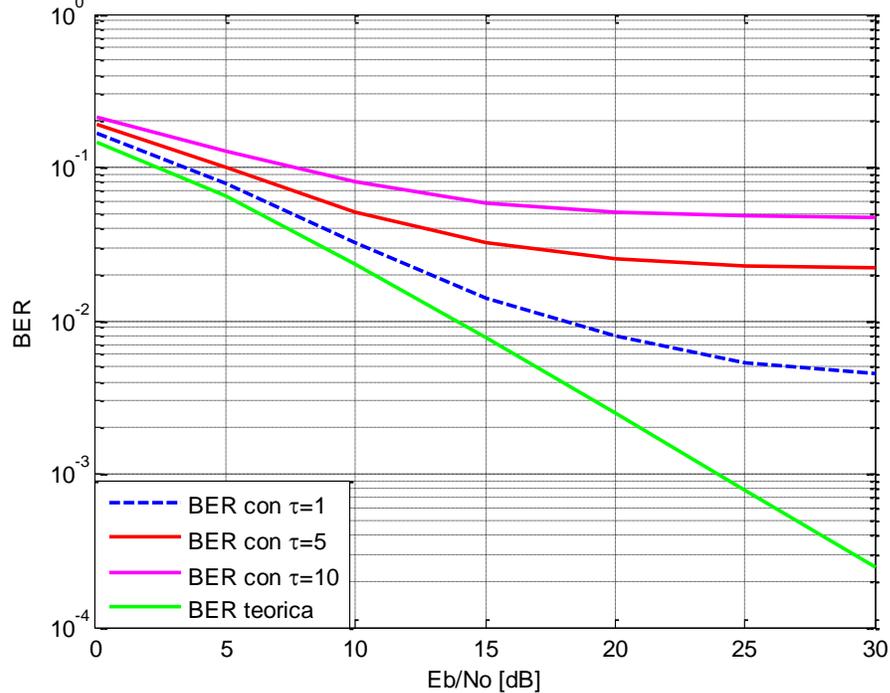


4.21. Efecto del desplazamiento de símbolo STO en la tasa de errores de bit en canal con desvanecimiento tipo Rician y modulación 16QAM



4.22. Efecto del desplazamiento de símbolo STO en la tasa de errores de bit en canal AWGN y modulación BPSK

BER EN SISTEMA OFDM CON MODULACIÓN BPSK Y CANAL MULTITRAYECTO RAYLEIGH



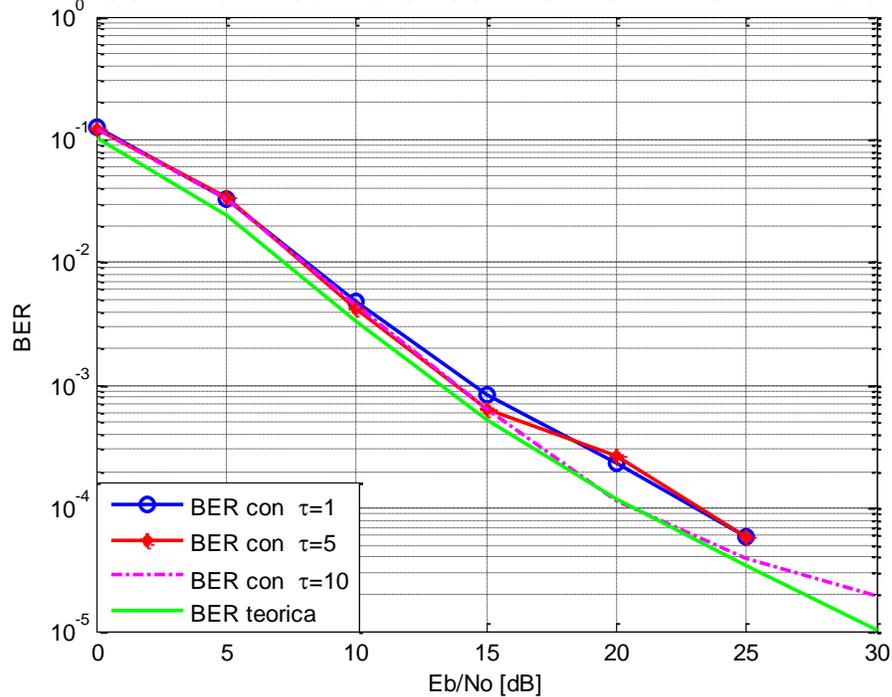
4.23. Efecto del desplazamiento de símbolo STO en la tasa de errores de bit en canal con desvanecimiento tipo Rayleigh y modulación BPSK.

Otro aspecto importante a estudiar es cómo la interferencia ICI afecta la tasa de error de bit del sistema cuando se transmite sobre varios tipos de canal, con este fin además del canal Rician, se ha considerado en la simulación del sistema, al canal Rayleigh y al canal AWGN.

En las figuras 4.22 y 4.23 se muestra el efecto del STO en la tasa de error de bit contra la relación E_b/N_0 cuando se transmite sobre un canal AWGN y sobre un canal con desvanecimiento tipo Rayleigh. En ellas se encuentra de nuevo que el incremento de τ resulta en un aumento en la tasa de error, pero también es de resaltar como para el canal AWGN y los canales multitrayecto Rician y Rayleigh, la tasa de error de bit tiende a permanecer constante a partir de 25 dB en la relación E_b/N_0 , indicando que la cantidad de errores no puede ser reducida incrementando la potencia de la señal.

Por último, es importante analizar qué pasa con la tasa de error del sistema OFDM, cuando la demodulación incluye parte de las muestras pertenecientes al prefijo cíclico, del símbolo que se quiere demodular. Esta situación es mostrada en la figura 4.24, en ella se representa la tasa de error de bit contra la relación E_b/N_0 , cuando se transmite sobre un canal Rician y utilizando modulación BPSK. En esta figura se observa que a medida que se incluyen más muestras del prefijo cíclico en la demodulación, la cantidad de errores se mantiene cercana a la tasa de error de bit teórica, esto podría ser entendido considerando que las muestras de la parte útil del símbolo que no se incluyeron en la demodulación son las mismas muestras que se incluyeron del prefijo cíclico.

BER EN SISTEMA OFDM CON MODULACIÓN BPSK Y CANAL MULTITRAYECTO RICIAN



4.24. Efecto del desplazamiento de símbolo STO en la tasa de errores de bit en canal con desvanecimiento tipo Rician y modulación BPSK.

4.2.3. Efectos del SCO en el Desempeño

Los siguientes son los resultados obtenidos al simular un sistema OFDM en el cual se presenta desplazamiento de reloj de muestreo SCO. En primer lugar se mostrará cómo el SCO incrementa la tasa de error de bit del sistema, luego se mostrará cómo la interferencia ICI provocada por el SCO afecta el desempeño del sistema, analizando para ello el comportamiento del sistema OFDM ante varios tipos de modulación y por último se mostrará cómo la ICI provocada por el SCO afecta el desempeño del sistema ante varios tipos de canal.

La figura 4.25 muestra la tasa de error de bit del sistema OFDM contra el desplazamiento de reloj de muestreo representado por β , los valores de β mayores a cero indican que el periodo de muestreo de transmisión es mayor al periodo de muestreo de recepción mientras que los valores de β menores a cero indican que el periodo de muestreo de recepción es mayor al periodo de muestreo de transmisión. En ella se observa que la probabilidad de error aumenta cuanto mayor sea la diferencia entre los periodos de muestreo, debido a que se introduce más interferencia ICI en el sistema cuando se aumenta el SCO.

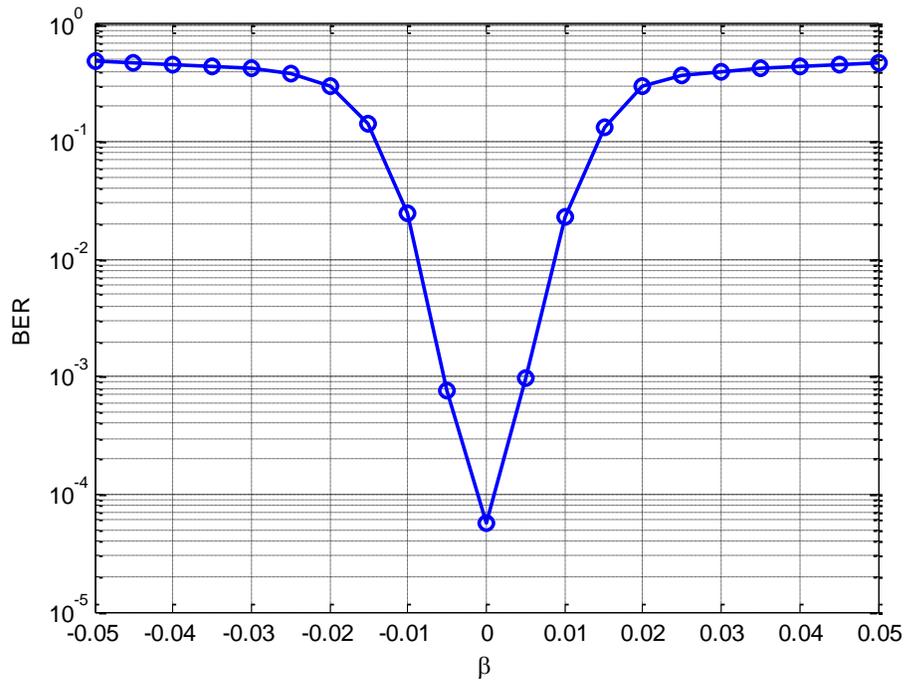


Fig.4.25 Tasa de error de bit contra desplazamiento de reloj de muestreo SCO en un sistema OFDM, para un canal AWGN con una relación E_b/N_0 de 10 dB.

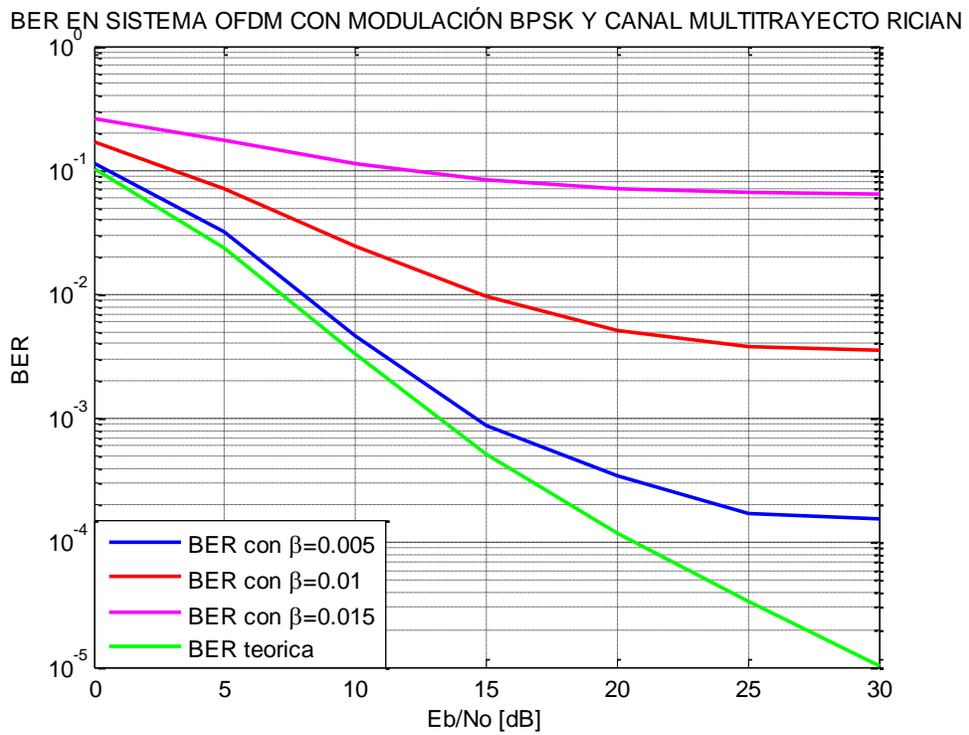


Fig. 4.26. Efecto del desplazamiento de reloj de muestreo SCO en la tasa de errores de bit en canal con desvanecimiento tipo Rician y modulación BPSK.

Un aspecto importante a estudiar es el efecto que tiene la interferencia ICI provocada por el SCO en el desempeño del sistema OFDM cuando se varía el tipo de modulación, con este fin se ha simulado al sistema utilizando las modulaciones BPSK, QPSK y 16QAM.

La figura 4.26 representa el efecto que tiene el desplazamiento de reloj de muestreo SCO en la tasa de error del sistema cuando se utiliza modulación BPSK y se transmite sobre un canal con desvanecimiento tipo Rician cuyo factor K es igual a 5. La variable β representa la diferencia entre el periodo de muestreo de transmisión y el periodo de muestreo de recepción. En esta figura se observa que en ausencia de SCO, la tasa de error es parecida a la tasa de error teórica de un canal Rician con modulación BPSK, pero también se debe resaltar la tendencia que tiene la tasa de error a incrementarse cuando se aumenta β es decir cuando se aumenta la diferencia entre los periodos de muestreo.

En las figuras 4.27 y 4.28 se muestra el efecto que tiene el SCO en el desempeño del sistema OFDM cuando se utilizan las modulaciones QPSK y 16QAM. En ellas se observa la tendencia de la tasa de error de bit a aumentar cuando se incrementa β y también a aumentar cuando se utiliza modulaciones de mayor de orden, pues la tasa de error de bit del sistema OFDM con modulación 16QAM es mayor a la obtenida con modulación QPSK, y estas a su vez son mayores a la obtenida con la modulación BPSK.

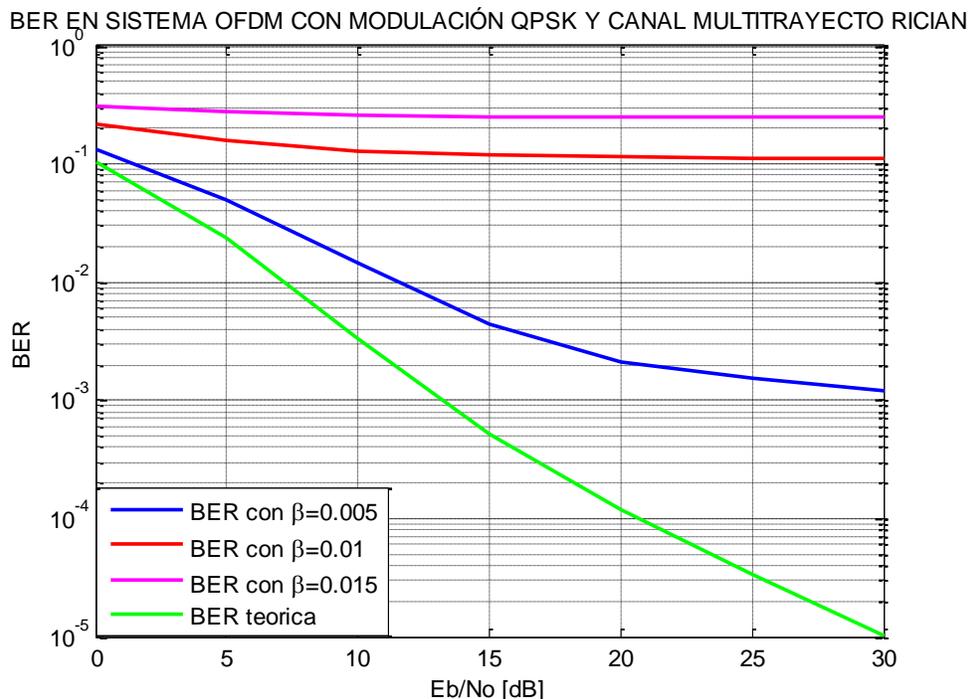


Fig. 4.27. Efecto del desplazamiento de reloj de muestreo SCO en la tasa de errores de bit en canal con desvanecimiento tipo Rician y modulación QPSK.

BER EN SISTEMA OFDM CON MODULACIÓN 16-QAM Y CANAL MULTITRAYECTO RICIAN

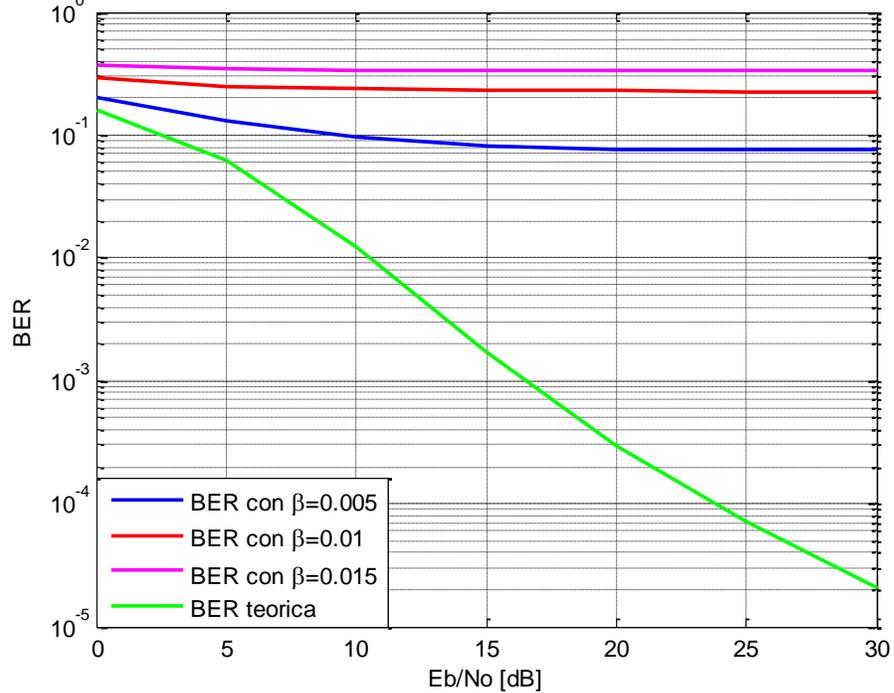


Fig. 4.28. Efecto del desplazamiento de reloj de muestreo SCO en la tasa de errores de bit en canal con desvanecimiento tipo Rician y modulación 16QAM.

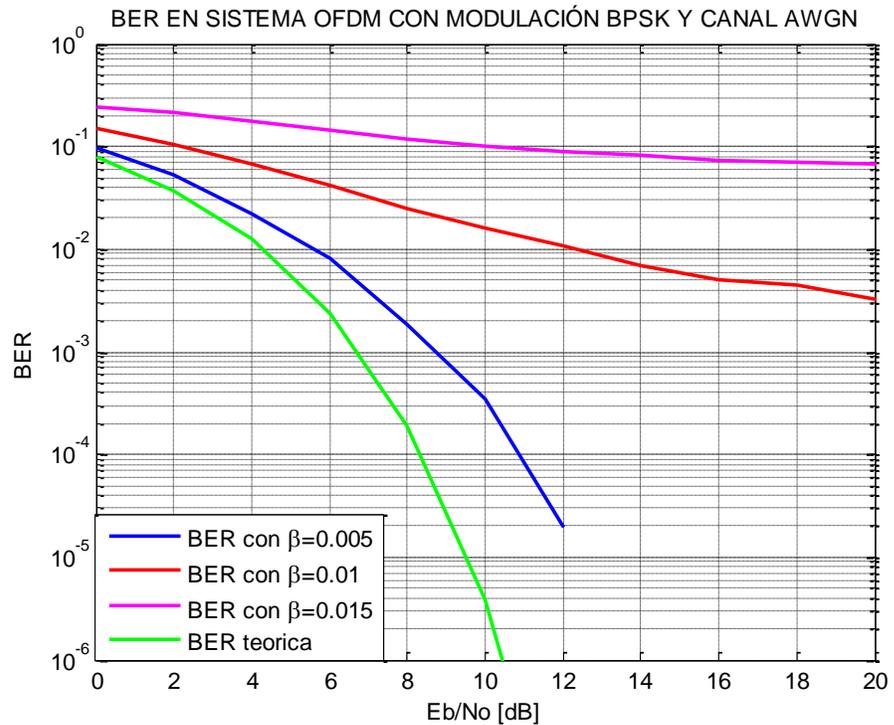


Fig. 4.29. Efecto del desplazamiento de reloj de muestreo SCO en la tasa de errores de bit en canal con desvanecimiento tipo AWGN y modulación BPSK.

Otro aspecto importante a estudiar es cómo la interferencia ICI afecta la tasa de error de bit del sistema cuando se transmite sobre varios tipos de canal, con este fin además del canal Rician, se ha considerado en la simulación del sistema, al canal Rayleigh y al canal AWGN.

En las figuras 4.29 y 4.30 se muestra el efecto del SCO en la tasa de error de bit contra la relación E_b/N_0 cuando se transmite sobre un canal AWGN y sobre un canal con desvanecimiento tipo Rayleigh. En ellas se encuentra de nuevo que el incremento de β resulta en un aumento en cantidad de errores y también la tendencia de la tasa de error a permanecer constante aun incrementando la relación E_b/N_0 , lo cual indica que la tasa de error de bit no puede ser reducida incrementando la potencia de la señal.

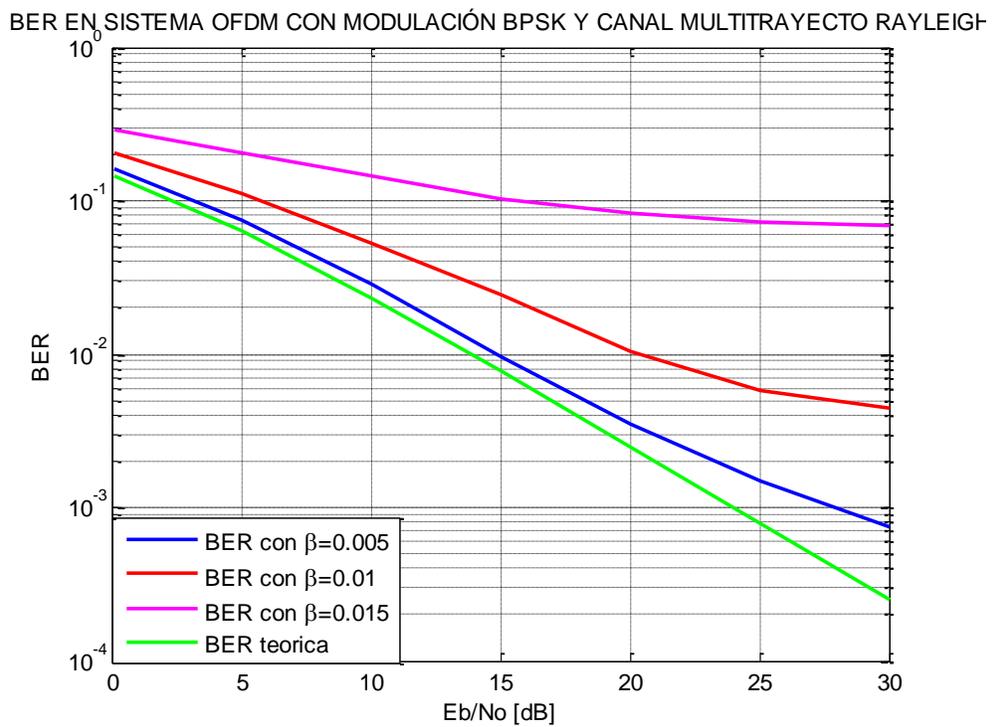


Fig. 4.30. Efecto del desplazamiento de reloj de muestreo SCO en la tasa de errores de bit en canal con desvanecimiento tipo Rayleigh y modulación BPSK.

CAPÍTULO 5.

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

5.1. CONCLUSIONES

En el presente trabajo, se realizó una simulación y análisis de la interferencia ICI en OFDM sobre un enlace punto a punto, con el objetivo de estudiar el efecto que tiene este tipo de interferencia en el desempeño de sistemas OFDM. Con este fin se modeló y simuló a la interferencia entre portadoras a través de los efectos causados por el desplazamiento de frecuencia portadora CFO, el desplazamiento de símbolo STO y el desplazamiento de reloj de muestreo SCO, en la sincronización del sistema.

La interferencia ICI provocada por el desplazamiento de frecuencia portadora CFO fue planteada como la diferencia entre las frecuencias de transmisión y recepción del sistema y se encontró que los efectos causados por esta interferencia pueden ser modelados como un corrimiento del espectro de la señal banda base en recepción. La simulación realizada de esta manera mostró que cuanto mayor sea el efecto de corrimiento del espectro, la interferencia ICI se incrementa y mayor es la degradación de la tasa de error del sistema, además se concluyó que cuanto mayor sea el orden de la IDTF mayor es el efecto de la ICI dada la menor separación entre subportadoras.

La interferencia ICI provocada por el desplazamiento de símbolo STO fue analizada como la pérdida de sincronización que ocasiona que la demodulación no se realice con el total de muestras que componen el símbolo OFDM transmitido, sino con parte de estas y de otras pertenecientes a otros símbolos transmitidos. Encontrándose que cuanto menor sea la cantidad de muestras que pertenecen al símbolo que originalmente se debe demodular, mayor es la interferencia ICI y mayor es la degradación de la tasa de error del sistema, además se encontró que las muestras pertenecientes a otros símbolos introducen interferencia intersimbólica ISI. Por otra parte se concluyó que el prefijo cíclico además de ser utilizado para reducir la interferencia intersimbólica puede ser útil en la reducción de la interferencia entre portadoras provocada por el STO.

Respecto a la interferencia ICI provocada por el desplazamiento de reloj de muestreo, fue analizada modelando la diferencia entre los periodos de muestreo de transmisión y recepción, y se encontró que esta diferencia provoca el efecto de *aliasing* en el dominio de la frecuencia, el cual genera interferencia ICI y hace que la tasa de error del sistema se incremente.

Otros análisis realizados sobre la simulación de la interferencia ICI provocada por el CFO, STO y el SCO consistieron en estudiar el efecto de esta ante diferentes tipos de canales, como el canal con desvanecimiento tipo Rician, el canal con desvanecimiento tipo Rayleigh y el canal con ruido AWGN, y además considerando diferentes tipos de modulaciones como BPSK, QPSK y 16QAM, permitieron concluir que la degradación de la tasa de error para sistemas en los cuales se presenta interferencia ICI es mayor cuanto más alto es el índice de modulación, así en pruebas adicionales realizadas utilizando modulaciones como 64QAM y 128QAM se obtuvieron resultados en donde la probabilidad de error es mayor a la obtenida con las modulaciones inicialmente consideradas.

Por último se concluye que existen factores como el prefijo cíclico, la cantidad de subportadoras y el tipo de modulación que bajo ciertas condiciones pueden ayudar a que sistemas que utilizan OFDM, como por ejemplo el descrito en el estándar IEEE 802.11a, mejoren sus parámetros de rendimiento y desempeño. Al tenerse por ejemplo que el prefijo cíclico puede ayudar a reducir la interferencia intersimbólica y su impacto en la relación señal a ruido puede hacerse mínima al hacer que su duración sea igual al máximo retardo del canal, por otra parte incrementar la cantidad de subportadoras utilizadas por el sistema OFDM puede ser útil para incrementar la velocidad de transmisión, pero cuando se presenta el desplazamiento de frecuencia, resulta mejor emplear una menor cantidad de subportadoras pues de esta manera la separación entre ellas es mayor y el sistema es más robusto a los efectos que provoca la interferencia entre portadoras, respecto al tipo de modulación este también puede ser utilizado para incrementar la velocidad de transmisión, pero cuando en el sistema se presentan situaciones de desplazamiento de frecuencia, desplazamiento de reloj de muestreo y desplazamiento por sincronización de símbolo resulta conveniente utilizar esquemas de modulación de menor índice, pues son más tolerantes a los efectos provocados por la interferencia entre portadoras.

5.2. TRABAJOS FUTUROS

Con el objetivo de dar continuidad al trabajo realizado optimizando el modelo simulado y de estudiar otros aspectos importantes de la tecnología OFDM se proponen los siguientes trabajos futuros:

Analizar la influencia del efecto Doppler en la generación de interferencia ICI, extendiendo los escenarios de simulación a ambientes móviles y con desvanecimiento a gran escala, y además considerar el uso de códigos de corrección de errores para reducir la tasa de errores.

Estudiar e implementar en el sistema simulado métodos que permitan mitigar los efectos del desplazamiento de frecuencia portadora CFO, desplazamiento de reloj de muestreo SCO y desplazamiento de tiempo de símbolo STO y realizar un análisis comparativo para

estudiar el efecto de cada uno de estos métodos en el desempeño del sistema y en la eficiencia espectral.

Estudiar y analizar el uso de la extensión cíclica conformada por prefijo y sufijo cíclico, como posible método para la reducción del efecto de la interferencia entre portadoras debida al desplazamiento de símbolo STO.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] A. Goldsmith. Wireless communications. Cambridge: Cambridge University Press, 2005. [E-book] disponible en: http://books.google.com.co/books?id=n-3ZZ9i0s-cC&dq=.+Goldsmith.+Wireless+communications.+Cambridge+University+Press,+2005.&printsec=frontcover&source=bn&hl=es&ei=9kP9S5akDMO78gbsulW8Cw&sa=X&oi=book_result&ct=result&resnum=4&ved=0CCgQ6AEwAw#v=onepage&q=.%20Goldsmith.%20Wireless%20communications.%20Cambridge%20University%20Press%2C%202005.&f=false
- [2] Y. Li, G. Stuber. Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications. Atlanta, GA: Springer, 2006. [E-book] disponible en: http://books.google.com.co/books?id=6JniCHqe1mYC&printsec=frontcover&dq=ORTHOGONAL+FREQUENCY+DIVISION+MULTIPLEXING+FOR+WIRELESS+COMMUNICATIONS&source=bl&ots=zsQluLIMYi&sig=UbwOa7kfVE8HkLFN7Bow5BloSFs&hl=es&ei=wMr6S7KaDMH6lweswIzgCg&sa=X&oi=book_result&ct=result&resnum=4&ved=0CC4Q6AEwAw#v=onepage&q&f=false.
- [3] M. Engels. Wireless OFDM system: how to make them work?. Norwell, Massachusetts: Kluwer Academic Publishers, 2003. [E-book] disponible en: http://books.google.com.co/books?id=SLETNOQ4A4AC&dq=Wireless+OFDM+system-how+to+make+them+work&printsec=frontcover&source=bn&hl=es&ei=IEb9S5_oloOC8gbPwqG8Cw&sa=X&oi=book_result&ct=result&resnum=4&ved=0CCgQ6AEwAw#v=onepage&q&f=false.
- [4] M. Alsinella, "Implementación de técnicas de estimación y sincronización para sistemas OFDM", 2008, [en línea]. Disponible en: <http://www.recercat.net/bitstream/2072/13085/1/Implementaci%C3%B3n+de+t%C3%A9cnicas+de+estimaci%C3%B3n+y+sincronizaci%C3%B3n.pdf>. [Citado 24 mayo de 2010].
- [5] R. Prasad. OFDM for wireless communications systems. Boston: Springer, 2004. [E-book] disponible en: http://books.google.com.co/books?id=gVE9vkreKWMC&printsec=frontcover&dq=OFDM+for+wireless+communications+systems&source=bl&ots=IOcSNkOE5U&sig=Dtm1yJBBody4wmlj_UUEUoqaC-Y&hl=es&ei=Ckn9S9PWLMT68AbX-eTBCw&sa=X&oi=book_result&ct=result&resnum=2&ved=0CB4Q6AEwAQ#v=onepage&q&f=false.
- [6] J.J. van de Beek, "Synchronization and Channel Estimation in OFDM Systems", 1998, [en línea]. Disponible en: http://scholar.google.com.co/scholar?q=Synchronization+and+Channel+Estimation+in+OFDM+Systems+%2BJan-ap+van+de+Beek&hl=es&as_sdt=0&as_vis=1&oi=scholar. [Citado 24 mayo de 2010].

[7] J. Maya; C. Galarza, "Modulación Diferencial Para Sistemas de Comunicaciones OFDM-PLC", 2009, [en línea]. Disponible en: <http://lpsc.fi.uba.ar/pdf/maya.pdf>. [Citado 24 mayo de 2010].

[8] T. Lara, "Matrices Circulantes", artículo de Divulgaciones Matemáticas, vol.9, No.1, pp. 85 - 102, abril 2001. [en línea]. Disponible en: <http://www.emis.de/journals/DM/v91/art6.pdf>. [Citado 24 mayo de 2010].

[9] P. Hoeher; S. Kaiser; P. Robertson, "Two-dimensional pilot-symbolaided channel estimation by Wiener filtering", IEEE ICASSP-97., 1997 Volume: 3, 21-24 April 1997 Pages: 1845 - 1848 vol.32

[10] Cordero Limón D. Miguel. "técnicas de estimación de canal en la capa física wireless MAN-OFDM de la norma IEEE 802.16e". ingeniería de telecomunicaciones, universidad de Sevilla, España, 2009, [en línea]. Disponible en: <http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11764>. [Citado 25 agosto de 2010].

[11] Vergara Gonzáles José Mauricio. "Simulación de un Esquema de Modulación/Demodulación OFDM Utilizando un Modelo de Canal Multitrayectoria". Ingeniería electrónica y telecomunicaciones, Escuela superior politécnica del litoral, ecuador, 2008, [en línea]. Disponible en: http://www.cib.espol.edu.ec/Digipath/D_Tesis_PDF/D-38117.pdf. [Citado 25 agosto de 2010].

[12] Batllés Ferrer Carlos D. "Estudio y Simulación de la capa física de la norma 802.16d (WiMAX)". Ingeniería de telecomunicaciones, universidad de Sevilla, España, 2007, [en línea]. Disponible en: <http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11435/direccion/Documentaci%F3n%252F>. [Citado 25 agosto de 2010].

[13] Adrián Bolívar T; Interferencia Intersimbolica; Disponible en: <http://prof.usb.ve/tperez/docencia/3413/contenido/ReceptorOptimo2ISI.pdf>. [Citado 15 Septiembre de 2010].

[14] Steller Solórzano Juan Miguel. "WiMAX Móvil". Ingeniería eléctrica, universidad de Costa Rica, Costa Rica, 2006, [en línea]. Disponible en: <http://eie.ucr.ac.cr/uploads/file/proybach/pb0638t.pdf>. [Citado 25 agosto de 2010].

[15] Muquet Bertrand. "Novel receiver and decoding schemes for wireless OFDM systems with cyclic prefix or zero padding". Signal and image processing, Ecole nationale supérieure des telecommunications, Francia, 2001, [en línea]. Disponible en: <http://bertrand.muquet.free.fr/Papers/main.pdf>. [Citado 25 agosto de 2010].

[16] Jara Cardenas Alfonso. " Multiplexacion Por Division De Frecuencia Ortogonal Codificada (COFDM)". Ingeniería Electronica, Universidad Austral De Chile, Chile, 2005. [en línea]. Disponible en: <http://cybertesis.uach.cl/tesis/uach/2005/bmfci.37m/doc/bmfci.37m.pdf>. [citado 08 octubre de 2010].

[17] Rius Renat. "Diseño Cooperativo De Un Sistema De Comunicaciones Por Satélite Basado En Diversidad Espacial". Ingeniería Técnica de Telecomunicaciones, Universidad Autónoma de Barcelona, España, 2008, [en línea]. Disponible en: http://ddd.uab.cat/pub/trerecpro/2008/hdl_2072_14081/PFC+Renat+Martin+Rius.pdf .
[Citado 07 septiembre de 2010].

[18] Del Valle Diego, Miguel Angel; Enríquez Caldera, Rogerio; Ramírez Cortés, Juan Manuel; Martínez Carballido, Jorge MODELADO DE CANAL INALÁMBRICO OFDM, HACIA LAS COMUNICACIONES 4G.